

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Université Abderrahmane Mira De Bejaia



Faculté de Technologie

Département de Génie Électrique

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES

En vue de l'obtention du diplôme de master

Filière : électrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande DTC-prédictive d'un moteur
asynchrone triphasé**

Réalisé par :

SAWALHA Anas Ayman Abdelhadi

Soutenu publiquement le 21 juin 2023 devant le jury composé de :

Mr Z. BOUDERIES	U.A.M. Béjaïa	Président
Mr ALOUI	U.A.M. Béjaïa	Examineur
Mr K. OUARI	U.A.M. Béjaïa	Rapporteur

Années universitaires : 2022-2023

Remerciements

Après avoir terminé ce modeste travail grâce à dieu,
Je tiens à adresser ma profonde gratitude à tous ceux qui ont eu la bonté et la patience de satisfaire ma curiosité et qui ont apporté leur contribution et soutien afin d'aboutir à ce travail.

Je tiens 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.

Je tiens à remercier profondément tous les enseignants du département de génie électriques qui m'ont donné de leur savoir et m'ont soutenu tout au long de mon parcours universitaire.

Je tiens à remercier les membres du Jury, et qui méritent ma haute considération pour avoir accepté d'évaluer mon travail dont leurs jugements me seraient certainement d'un grand profit.

Je ne pourrai clore ces remerciements sans une pensée très personnelle aux membres de ma familles pour l'incalculable soutien moral et les nombreux encouragements que j'ai toujours reçus de leur part.

Puissent-ils être fiers de moi.

Table des matières

Remerciement

Liste des tableaux

Liste des figures

Liste des abréviations

Table des matières

Introduction générale 1

CHAPITRE I :

GÉNÉRALITÉS ET MODÉLISATION DE LA MACHINE

ASYNCHRONE TRIPHASÉE

Introduction 4

1. Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone..... 4

1.1. Constitution de la machine asynchrone 4

1.2. Principe de fonctionnement 5

2. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone 6

2.1. Avantages de la machine asynchrone 6

2.2. Inconvénient de la machine asynchrone 6

2.3. Le domaine d'application de la machine asynchrone..... 7

3. Modélisation de la machine asynchrone 7

3.1. Présentation de la machine 7

3.2. Hypothèses simplificatrices 8

3.3. Équations générales de la MAS dans le repère triphasé..... 8

3.3.1. Les équations électriques 8

3.3.2. Équations magnétiques 9

3.4. Équations générales de la MAS dans le repère diphasé (d,q)..... 10

3.4.1. Transformation de PARK 10

3.4.2. Transformation de Clarke et concordia 12

3.4.3. Repères de référence 13

3.4.4. Équations électriques 13

3.4.5. Équations magnétiques 15

3.5. Représentation phaseur de la machine asynchrone triphasée..... 16

3.5.1. Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel tournant..... 16

3.5.2. Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator 17

3.6. Modèle biphasé de la machine asynchrone 17

3.6.1	Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel tournant : .	18
3.6.2.	Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator	18
3.7.	Choix du référentiel	19
3.7.1.	Référentiel lié au stator	19
3.7.2.	Référentiel lie au rotor	19
3.7.3.	Référentiel lie au champ tournant	20
3.8.	Equation mécanique	20
4.	Modélisation de l'alimentation de la MAS	21
4.1.	Modélisation du redresseur triphasé	21
4.2.	Modélisation du filtre	22
4.3.	L'onduleur (Convertisseur continue-alternative)	22
4.3.1.	Onduleur de tension	23
4.3.2.	La commande de l'onduleur de tension	23
5.	Les techniques de commande de la machine	23
5.1.	La commande scalaire	23
5.2.	La commande vectorielle à flux orienté (FOC)	24
5.3.	La commande directe de couple (DTC)	25
Conclusion		26

CHAPITRE II :

LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

Introduction		29
1. Le principe de la commande DTC		29
2. Avantages et inconvénients de la DTC		30
2.1. Avantages		30
2.2. Inconvénients		30
3. Le fonctionnement et la structure d'un onduleur triphasé		31
4. Le contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique		34
4.1. Le principe de contrôle du couple électromagnétique		34
4.2. Le principe de contrôle du flux statorique		35
4.3. La sélection des vecteurs de tension V_s		36
5. L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique		38
5.1. L'estimation du flux statorique		38
5.2. L'estimation du couple électromagnétique		39
6. L'élaboration des Contrôleurs		39

6.1. Le contrôleur de flux à deux niveaux	39
6.2. Le contrôleur du couple à deux niveaux.....	40
6.3. Le contrôleur du couple à trois niveaux	40
7. L'élaboration de la table de commande	41
7.1. La table de commande du flux	42
7.2. La table de commande du couple	42
7.3. L'élaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	42
7.3.1. La table de commutation avec les vecteurs de tension actifs	43
7.3.2. L'élaboration de la table de commutation avec les vecteurs de tension nuls	43
8. La Structure Générale du Contrôle Direct du Couple	44
9. Le réglage de la vitesse.....	45
10. Les résultats de la simulation	45
Conclusion.....	49

CHAPITRE III :

APPLICATION DE LA DTC PRÉDICTIVE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

Introduction	51
1. Le principe de la Commande prédictive direct du couple (PDTC)	51
2. L'estimation et la prédiction des variables de la commande	53
3. La fonction du coût et l'effet du temps de retard dû au calcul	55
4. Les résultats de simulation	63
Conclusion.....	66
Conclusion générale.....	67
Références bibliographiques.....	69
Annexes	

Liste des tableaux

Tableau 1: La table de commutation généralisée.....	42
Tableau 2: La table de commande du flux.....	42
Tableau 3: La table de commande du couple	42
Tableau 4: La stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences non nulles).....	43
Tableau 5: La stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences nulles).....	44

Liste des figures

Figure 1: La machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil	5
Figure 2: La machine asynchrone à rotor bobiné	5
Figure 3: La représentation schématique de la machine asynchrone triphasée	7
Figure 4: La transformation de Park	11
Figure 5: Les repères et la représentation du flux rotorique et du courant statorique comme vecteurs spatiaux	13
Figure 6: Le circuit équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel tournant (d, q)	18
Figure 7: Le schéma de principe de convertisseur statique	21
Figure 8: La représentation d'un redresseur triphasé à diode	22
Figure 9: La représentation d'un filtre " $L_f C_f$ "	22
Figure 10: Le schéma classique de la commande scalaire avec contrôle du rapport u/f	24
Figure 11: Le schéma du contrôle direct à flux rotorique orienté	24
Figure 12: La structure générale de la commande DTC	25
Figure 13: La stratégie de la commande DTC	30
Figure 14: Le schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	31
Figure 15 : Les séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	32
Figure 16: Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $V_s = V_3$	36
Figure 17: Le choix du vecteur de tension	37
Figure 18: Le correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension correspondants	40
Figure 19: Le correcteur du couple à trois niveaux	41
Figure 20: Le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple	44
Figure 21: Le schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse	45
Figure 22: La réponse de la vitesse	46
Figure 23: La réponse de l'erreur de la vitesse	46
Figure 24: La réponse du Couple électromagnétique	46
Figure 25: La réponse du flux statorique	47
Figure 26: La réponse du courant statorique	47
Figure 27: La réponse de la tension	47
Figure 28: Le schéma de principe d'une PDTC appliquée à la machine asynchrone	52
Figure 29: L'organigramme de la commande prédictive directe du couple	56

Figure 30: Organigramme de la commande prédictive directe de couple avec compensation du temps de retard.....	59
Figure 31: Schéma bloc de la commande directe de couple prédictive en boucle fermée	62
Figure 32: La réponse de la vitesse.....	63
Figure 33: La réponse de l'erreur de la vitesse	63
Figure 34: La réponse du couple électromagnétique	64
Figure 35: La réponse de la tension	64
Figure 36: La réponse du courant statorique	64
Figure 37: La réponse du flux statorique	65

Liste des abréviations

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 prédictive 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	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 paires 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_s	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_{r0}	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_s	Période d'échantillonnage
V_s	Vecteur tension
$\phi_{s\alpha} \phi_{s\beta}$	Flux statorique alpha et beta
E	Tension continue
S_a, S_b, 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
$\phi_{sa}^p, \phi_{s\beta}^p$	Composantes (α - β) du flux statorique prédit dans le référentiel fixe
ϕ_s^p	Module du flux statorique prédit.

$i_{sa}^p, i_{s\beta}^p$	Composantes (α - β) du courant statorique prédit dans le référentiel fixe.
i_s^p	Module du courant statorique prédit.
C_{em}^p	Couple électromagnétique prédit.
F_i	Fonction de coût utilisée pour la conception de la commande directe de couple prédictive.
A	Coefficient d'ajustement.
C_{nom}	Couple nominal de la machine.
Φ_{snom}	Flux nominal de la machine.

Introduction générale

Le présent projet de recherche a pour objet de décrire la modélisation et la mise en œuvre d'une commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasée.

La MAS jugée par sa polyvalence et sa simplicité, son efficacité reste l'une des meilleures inventions des siècles derniers, ce n'est pas uniquement un convertisseur électromécanique d'une conception magnifique, mais aussi l'un des plus importants (si ce n'est le plus important), car près d'un tiers de l'énergie électrique produite à travers le monde est convertie en énergie mécanique par le biais des machines à induction

Par contre, son contrôle est un procédé compliqué à commander du fait de sa nature non linéaire, de sa dynamique et de la variation de ses paramètres pendant son fonctionnement, elle sujette à des perturbations inconnues comme le couple de charge ; de plus, certains de ses états ne sont pas mesurables [1, 2, 3].

Récemment, les techniques de contrôle de la machine asynchrone (moteur à induction) ont pris une importance majeure dans de nombreuses applications industrielles, par ailleurs, l'avancement technologique dans le domaine de l'électronique de puissance, et les progrès de l'informatique industrielle, permettent de développer des stratégies de commande avancées pour les machines électriques.

Lors des deux dernières décennies, un essor très appréciable envers le contrôle du moteur asynchrone a été constaté, où l'on peut trouver le contrôle vectoriel par orientation de flux, le contrôle non linéaire, le contrôle par mode glissant, le contrôle par linéarisation...etc, ainsi que le contrôle direct de couple « DTC » (Direct Torque Control), et ce afin d'obtenir une bonne dynamique de couple et une réponse satisfaisante du flux. La commande directe du couple est souvent mise en place [4, 5, 6,].

La DTC a été développée au milieu des années 80 par Takahashi [7]. La société ABB fut la première et l'unique entreprise qui a introduit sur le marché un moteur électrique basé sur la DTC en 1995.

La DTC permet (comme la FOC) de contrôler instantanément et de façon découplée le flux et le couple électromagnétique, elle est basée sur l'application directe d'une séquence de commande optimale aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone, et le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation, les missions des deux régulateurs à hystérésis sont : le contrôle et la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine.

Cette méthode permet de maintenir le couple électromagnétique, et le flux statorique dans des bandes à hystérésis préalablement choisies. Ce type de commande permet d'avoir de très bonnes performances dynamiques de ce couple, et permet d'éviter les pertes dû aux harmoniques [8].

Le contrôle prédictif est né dans les années 1970, il s'est développé de manière appréciable, que ce soit dans le domaine de la recherche en automatique et en ingénierie, ou dans le domaine des applications industrielles [9, 10]. Les premiers succès de contrôle prédictif ont été réalisés dans le domaine des systèmes à dynamique lente, mais avec l'évolution de la technologie numérique et le progrès des logiciels utilisés, il s'est fait une place dans la commande des procédés en raison de sa performance et de sa fiabilité [10, 11].

Le contrôle direct du couple prédictif (PDTC) de la machine asynchrone vise à obtenir les différentes commutations de l'onduleur, et ce, à partir de la prédiction des futures valeurs des variables contrôlées (couple, flux), et l'optimisation de leurs erreurs par l'entremise d'une fonction de coût prédéfinie auparavant [6].

CHAPITRE I :
GÉNÉRALITÉS ET
MODÉLISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE
TRIPHASÉE

Introduction

Actuellement, le moteur asynchrone ou à induction est la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire, il est relié directement au réseau industriel à tension d'une fréquence constante, il tourne à une vitesse peu différente de la vitesse synchrone ; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante, il permet aussi la réalisation d'entraînement à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Le comportement électrique et dynamique des moteurs électriques ne peut être analysé que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle la modélisation, celle-ci consiste à mettre en équation les différents phénomènes d'un système.

A l'issue de cette opération, il est nécessaire de garder les phénomènes les plus importants et d'en négliger les secondaires, sinon le modèle du système devient complexe et demandera des calculateurs très puissants.

Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien qu'en régime statique qu'en régime dynamique, pour ce faire, nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur lesquelles se basera notre étude.

Dans ce chapitre, nous présentons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone, son modèle mathématique triphasé, sa transformation dans le système diphasé, ainsi que la modélisation de son alimentation.

1. Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone

1.1. Constitution de la machine asynchrone

La MAS est un dispositif électromécanique qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique, cette machine est principalement composée de deux parties mobiles ornementales, il s'agit en effet d'une structure tournante essentielle pour transformer la puissance électrique.

Le stator est la partie fixe de la machine composée d'un squelette et d'une structure contenant à la fois le circuit magnétique et les bobinages, il est équipé d'un enroulement triphasé à plusieurs paires de pôles alimenté par le réseau d'alimentation, et les axes magnétiques des différentes paires de pôles sont décalés d'un angle électrique de $2\pi/3$.

Quant au rotor, il existe une structure mobile qui tourne autour de l'axe de symétrie de la machine, cette structure peut prendre différentes formes, il y en a deux types distincts:

- La description concerne une machine électrique appelée "rotor à cage d'écureuil", dont le circuit est composé de plusieurs barres, chacune étant placée dans une encoche et reliée aux autres barres par des anneaux situés aux extrémités du rotor.

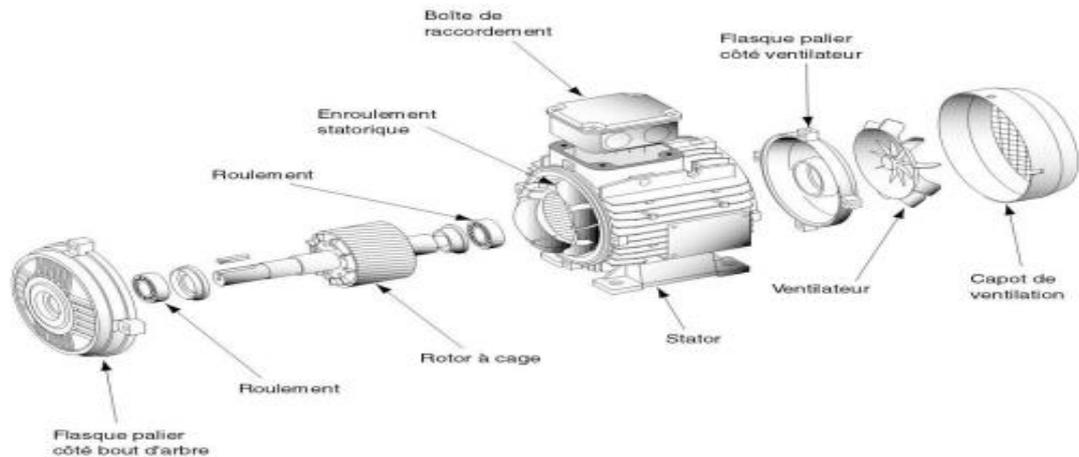


Figure 1: La machine asynchrone à rotor à cage d'écureuil

- Il s'agit d'une machine utilisant un rotor bobiné dont le circuit électrique est similaire à celui du stator, les trois enroulements sont reliés en étoile à trois bagues, sur lesquelles frottent trois balais fixes qui peuvent être atteints à travers la plaque à bornes, et pendant le fonctionnement de la machine, les balais sont court-circuités.

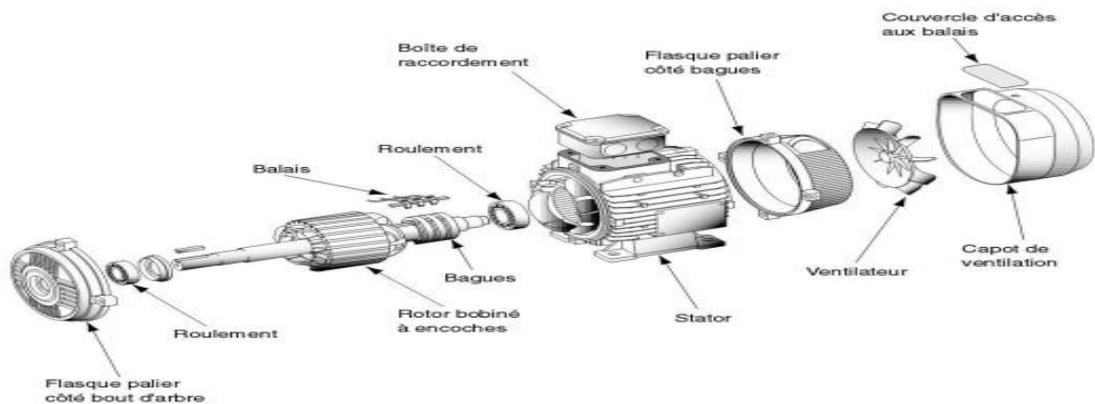


Figure 2: La machine asynchrone à rotor bobiné

1.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à

l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant.

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor, de cette façon, nous pouvons dire que le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [8].

On désigne par N_s la vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr/s).

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

On désigne par N_r la vitesse de rotation du rotor (tr/min) la vitesse de synchronisme des moteurs tourne donnée par la formule suivante :

$$N_r = \frac{60f}{p} (1 - g) \quad (I.2)$$

On appelle glissement g la différence relative entre la vitesse de rotation synchrone du champ magnétique dans le stator et la vitesse de rotation du rotor :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (I.3)$$

2. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont :

2.1. Avantages de la machine asynchrone

- Facile à fabrication.
- Pas de collecteur.
- Moins d'entretien et d'usure.
- Robuste.
- Absence d'un système bagues balais.
- La structure simple.
- Cout réduit.

2.2. Inconvénient de la machine asynchrone

- Difficile à commander en forte puissance.
- Non découplage naturel.
- Non linéarités

2.3. Le domaine d'application de la machine asynchrone

- Entraînement divers.
- Parfois utilisé comme génératrice dans les éoliennes.
- Traction électrique (Eurostar-TGV POS, TGV ...).
- Propulsion des navires.
- Propulsion électrique automobile (tesla roadster notamment).
- Machines-outils.
- Ascenseurs.
- Treuils.
- Pompes.
- Electroménager.
- Chariots élévateurs.

3. Modélisation de la machine asynchrone

3.1. Présentation de la machine

Le schéma présenté dans la figure (3) représente une machine asynchrone triphasée ayant un stator composé de trois bobines d'axes magnétiques identiques V_A, V_B et V_C régulièrement espacées de $2\pi/3$ les unes des autres, avec Sa comme référence angulaire.

Le rotor peut être représenté par trois enroulements identiques d'axes magnétiques ORa, ORb et ORc espacés de $2\pi/3$ entre eux, ces enroulements sont court-circuités, et donc la tension à leurs bornes est nulle.

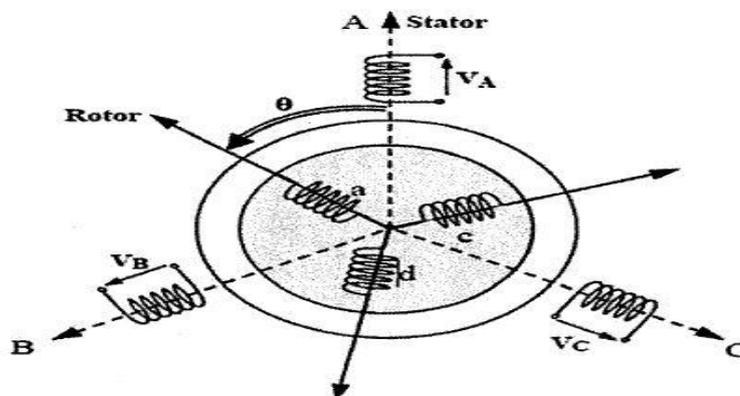


Figure 3: La représentation schématique de la machine asynchrone triphasée

3.2. Hypothèses simplificatrices

Nous nous sommes intéressés au moteur asynchrone à cage d'écureuil, car il est caractérisé par sa robustesse et sa simplicité de construction. Toutefois, pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :[16]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet des encoches négligé.
- On néglige la saturation du circuit magnétique et son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal, ainsi que les pertes par courants de Foucault (circuit parfaitement feuilleté).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (densité de courant uniforme dans la section des conducteurs).
- On ne considère que la première harmonique d'espace créée par chacune des phases des deux armatures.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

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 :

3.3.1. Les équations électriques

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs OA, OB, OC, sont orientés selon les axes magnétiques des trois enroulements statoriques de la machine, il est de même pour le rotor.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment, les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit [3] :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Où :

$$[v_{sabc}] = [R_{sr}][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (I.5)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Où :

$$[v_{rabc}] = [0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (I.7)$$

Avec :

v_{sabc}, v_{rabc} : Les tensions triphasées statorique et rotorique respectivement.

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

$\varphi_{sabc}, \varphi_{rabc}$: Les flux triphasés à travers les enroulements statorique et rotoriques respectivement.

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

3.3.2. Équations magnétiques

À partir des hypothèses simplificatrices, on trouve les expressions linéaires des flux statoriques et rotoriques : [18]

Pour le stator

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{rs}][i_{rabc}] \quad (I.8)$$

Pour le rotor

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (I.9)$$

Les matrices d'inductances s'écrivent comme suit :

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

Les coefficients de mutuelle inductance entre le rotor et le stator sont donnés en fonction de M_{sr} et α .

On pose :

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

Par raison de réciprocité mutuelle

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (I.10)$$

Pour le rotor :

$$[v_{rabc}] = [0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (I.11)$$

Avec :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques

$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$: Matrice des inductances mutuelles (statorique – rotorique)

L_s : Inductance propre d'une phase statorique

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator

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

3.4.1. Transformation de PARK

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (3), et qui sont données par les équations (I.12) est complexe, pour cela on effectue des transformations

qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de Park.

La transformation de Park est ancienne (1929), 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.[15]

La transformation de Park, souvent appelée transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaires (indice 0), d'axe direct (Indice d) et d'axe en quadrature (indice q), comme la montre la figure (4).

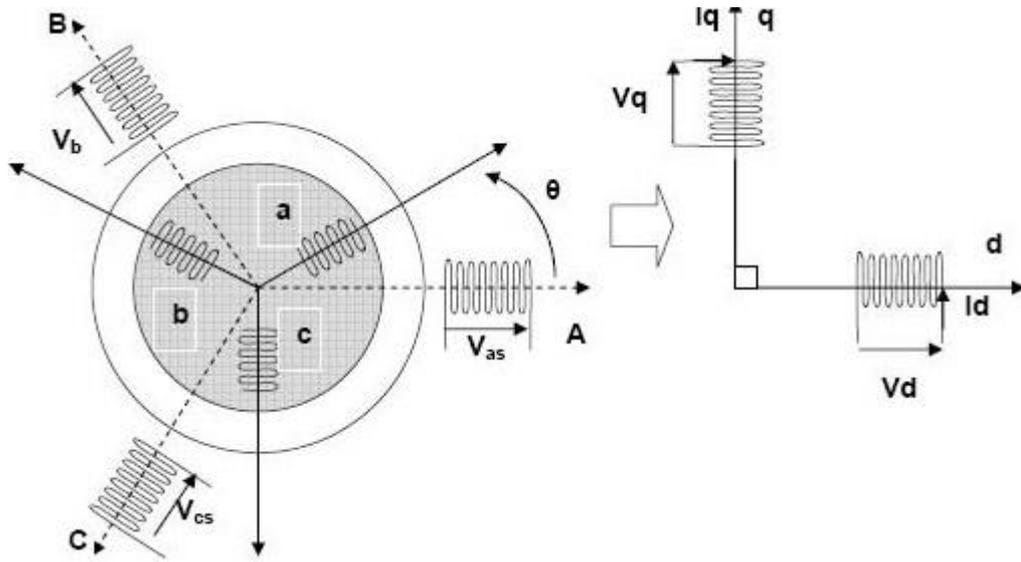


Figure 4: La transformation de Park

Principe de transformation de Park

On définit la matrice de transformation qui calcule la puissance instantanée $[P(\theta)]$ comme suit :

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

L'inverse de la transformation de Park est défini par la matrice $[P(\theta)]^{-1}$

$$[P(\theta)]^{-1} = k \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

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

Avec : θ est l'angle de la transformation de Park

Lorsque $\theta_s = 0$, c'est-à-dire le système d'axe triphasé est immobile par rapport aux systèmes d'axe biphasé, Park a donné naissance à la transformation de Concordia [T], qui permet de préserver les puissances, ainsi qu'à la transformation de Clarke [C], qui assure la conservation des amplitudes.

3.4.2. Transformation de Clarke et Concordia

Le passage d'un repère triphasé (a, b, c) vers un repère biphasé (d, q) peut être réalisé par la transformation connue sous le nom Clarke.

La transformation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

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

Jusqu'à maintenant, nous avons pris le courant comme variable, mais la transformation s'applique de la même manière pour les deux autres variables de la machine (tension et flux).

Dans un cas particulier, si nous supposons que l'axe d est aligné sur l'axe a , on peut utiliser la transformation de Concordia qui est de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

3.4.3. Repères de référence

Lors de l'élaboration d'un modèle de la machine à induction, les enroulements des trois phases de la machine sont supposés être symétriques. La figure (5) présente les repères de référence et la représentation de flux rotorique et de courant statorique en tant que vecteurs spatiaux.

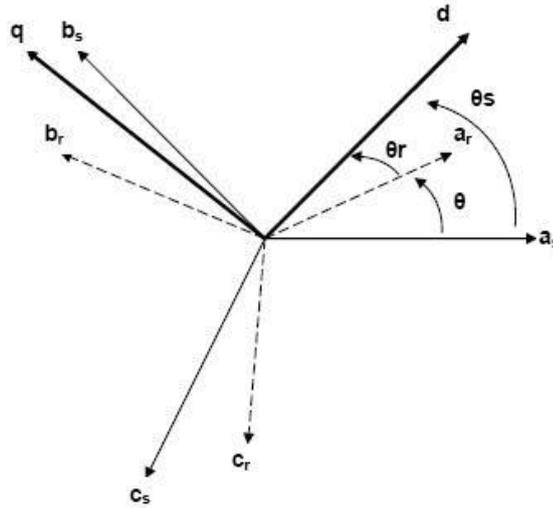


Figure 5: Les repères et la représentation du flux rotorique et du courant statorique comme vecteurs spatiaux

3.4.4. Équations électriques

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

Au stator :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([\varphi_{sabc}]) \quad (I.18)$$

Avec :

$$[v_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[v_{sdq0}] \quad (I.19)$$

On aura donc :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[v_{sdq0}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{sdq0}]) \quad (I.20)$$

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

$$[v_{sdq0}] = [P(\theta_s)][R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] + [P(\theta_s)]\frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{sdq0}]) \quad (I.21)$$

Sachant que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} [P(\theta_s)] \frac{d}{d\theta_s} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \quad (I.22)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

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.24) et (I.25) s'écrivent finalement :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \begin{bmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Sous forme condensé :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \varphi_{rd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec :

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

Ω : vitesse angulaire de rotation.

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

3.4.5. Équations magnétiques

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

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.28})$$

En remplaçant le flux par son équation, il devient :

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][L_s][i_{sabc}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.29})$$

$$\text{Sachant que :} \quad [i_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] \quad (\text{I.30})$$

$$\text{Et} \quad [i_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdq0}] \quad (\text{I.31})$$

On a alors :

$$[\varphi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdq0}] \quad (\text{I.32})$$

Un long calcul de produits matriciels conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s + 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 3/2M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

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

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][\varphi_{rabc}] \quad (\text{I.34})$$

En remplaçant le flux par son équation on obtient :

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][L_r][i_{rabc}] + [P(\theta_r)][M_{sr}][i_{sabc}] \quad (\text{I.35})$$

En remplaçant les courants par leurs équations on obtient :

$$[\varphi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdq0}] + [P(\theta_r)][M_{sr}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdq0}] \quad (\text{I.36})$$

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 3/2M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

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.

$L_{s0} = L_s + 2M_s$: Inductance cyclique homo polaire du stator.

$L_{r0} = L_r + 2M_r$: 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, et les équations des flux s'écrivent finalement sous cette forme :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 \\ 0 & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 \\ 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Sous forme condensé :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{ss}i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_{ss}i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_{rr}i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_{rr}i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

3.5. Représentation phaseur de la machine asynchrone triphasée

Cette section présente la représentation pointeur de la machine asynchrone.

Les deux systèmes de référence les plus couramment utilisés pour contrôler les machines à induction sont :

- Un référentiel tournant à la vitesse du champ magnétique statorique (d, q).
- Un repère (α, β) fixe par rapport au stator.

Le modèle de machine est représenté dans un système de coordonnées rotatif, et qui est également lié au champ qu'un stator à châssis fixe.

3.5.1. Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel tournant

Pour réussir la modélisation de la machine asynchrone nous devons mettre en place une représentation phaseur de cette dernière.

Dans le cadre de nos travaux nous allons nous référer à un repère tournant à la vitesse du champ statorique (d, q) .

Le modèle de la machine asynchrone triphasée dans un référentiel (d, q) tournant à une vitesse ω_e est donné par :

$$V_s \cdot e^{-j\theta} = R_s \cdot I_s \cdot e^{-j\theta} + \frac{d\varphi_s \cdot e^{-j\theta}}{dt} + j \cdot \omega_e \cdot \varphi_s \cdot e^{-j\theta} \quad (\text{I.42})$$

$$\mathbf{0} = R_r \cdot I_r \cdot e^{j(\varepsilon-\theta)} + \frac{d\phi_r \cdot e^{j(\varepsilon-\theta)}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_r \cdot e^{j(\varepsilon-\theta)}$$

V_s , I_s et ϕ_s sont respectivement les vecteurs de la tension, de courant et de flux dans un référentiel lié au stator, I_r et ϕ_r sont respectivement les vecteurs de courant et de flux dans un référentiel lié au rotor. Les flux de stator et de rotor sont donnés par :

$$\begin{aligned} \phi_s \cdot e^{-j\theta} &= L_s \cdot I_s \cdot e^{-j\theta} + L_m \cdot I_r \cdot e^{-j\theta} \\ \phi_r \cdot e^{j(\varepsilon-\theta)} &= L_r \cdot I_r \cdot e^{j(\varepsilon-\theta)} + L_m \cdot I_s \cdot e^{j(\varepsilon-\theta)} \end{aligned} \quad (I.43)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r$$

Ou :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = p \cdot C_{em} - p \cdot C_r - f\omega_r \quad (I.44)$$

D'où le couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p ((\phi_s \times e^{-j\theta}) \cdot (I_s \times e^{-j\theta})) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} ((\phi_r \times e^{j(\varepsilon-\theta)}) \cdot (I_r \times e^{j(\varepsilon-\theta)}))$$

3.5.2 Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator

Le modèle de la machine dans un référentiel fixe (α, β) lié au stator peut être obtenu lorsque $\theta = 0$ et $\omega_e = 0$, comme indiqué ci-dessous :

$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (I.45)$$

$$\mathbf{0} = R_r \cdot I_r \cdot e^{j\varepsilon} + \frac{d\phi_r \cdot e^{j\varepsilon}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_r \cdot e^{j\varepsilon}$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p^2 (\phi_s \times I_s) - p \cdot C_r - f\omega_r = \frac{3}{2} p^2 \frac{L_m}{L_r} (\phi_r \times I_r) - p \cdot C_r - f\omega_r \quad (I.46)$$

3.6. Modèle biphasé de la machine asynchrone

La représentation biphasée d'une machine asynchrone triphasée est très utile pour concevoir et appliquer des algorithmes de commande et d'estimation.

La section suivante présente un modèle biphasé d'une machine asynchrone à châssis tournant et fixe.

3.6.1 Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel tournant :

Le modèle biphasé de la machine sur un référentiel (d, q) peut être obtenu par la projection des variables de la machine sur les axes d et q :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_e \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_e \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_e - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.47)$$

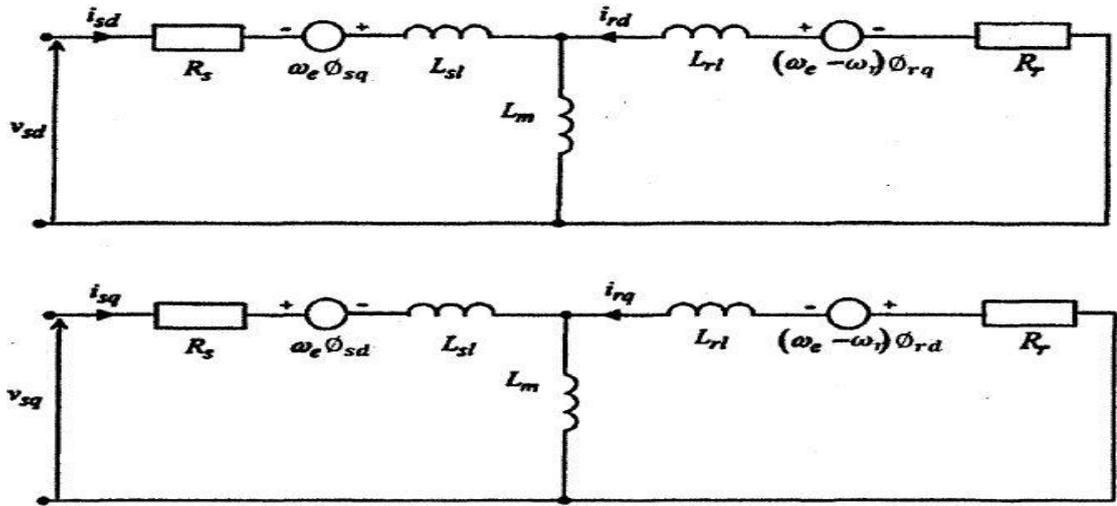


Figure 6: Le circuit équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel tournant (d, q)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} \\ -\omega_e i_{sd} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \Phi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rd} + (\omega_e - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - (\omega_e - \omega_r) \Phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{rq} \\ \frac{3p^2 L_m}{2j L_r} [i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}] - \frac{F}{j} \omega_r - \frac{p}{j} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

$$\text{Avec : } \sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right), \tau_s = \frac{L_s}{R_s}, \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

3.6.2. Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator

Le modèle biphasé de la machine dans un référentiel fixe (α, β) peut être tiré de l'équation mettant $\omega_e = 0$, et en projetant les variables de la machine sur les axes (α, β) , nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \theta_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta} \\ -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{r\alpha} - \omega_r \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{3p^2 L_m}{2j L_r} [i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

Ce modèle peut être écrit sous une autre forme en éliminant le flux rotorique dans l'équation, nous obtenons le modèle représenté par l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \omega_r i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \theta_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \Phi_{s\beta} \\ -\omega_r i_{s\alpha} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) i_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \Phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \Phi_{s\beta} \\ -R_s i_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} \\ \frac{3p^2}{2j} [i_{s\beta} \Phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{s\beta}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

3.7. Choix du référentiel

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

3.7.1. 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 :

$$\omega_\alpha = 0 \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.51)$$

3.7.2. Référentiel lié 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 :

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

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\varphi_{sx}}{dt} - \omega_s \varphi_{sy} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \frac{d\varphi_{sy}}{dt} + \omega_s \varphi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r I_{rx} + \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r I_{ry} + \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

3.7.3. Référentiel lié 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 :

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

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

3.8. Equation mécanique

L'équation mécanique est :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + \mathbf{kf}\Omega(t) + C_r \quad (\text{I.54})$$

Avec :

\mathbf{kf} : Coefficient du frottement visqueux

J : Moment d'inertie du rotor

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

Avec :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad (\text{I.55})$$

On a négligé des pertes fer et des pertes mécanique

P : le nombre de paire de pole rotorique.

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

$$C_{em} = P \frac{M}{L_{rr}} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (I.56)$$

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

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (I.57)$$

4. Modélisation de l'alimentation de la MAS

Pour faire fonctionner le moteur asynchrone, il est nécessaire de lui fournir de l'énergie électrique à partir d'un convertisseur statique, cet équipement permet d'adapter les tensions de phase envoyées à la machine avec des amplitudes et fréquences pouvant varier, et ce, à partir d'un réseau triphasé à fréquences et amplitudes fixes.

Ce convertisseur est généralement constitué d'un redresseur et d'un onduleur de tension, et vous pouvez voir la structure de ce dispositif sur la figure (7).

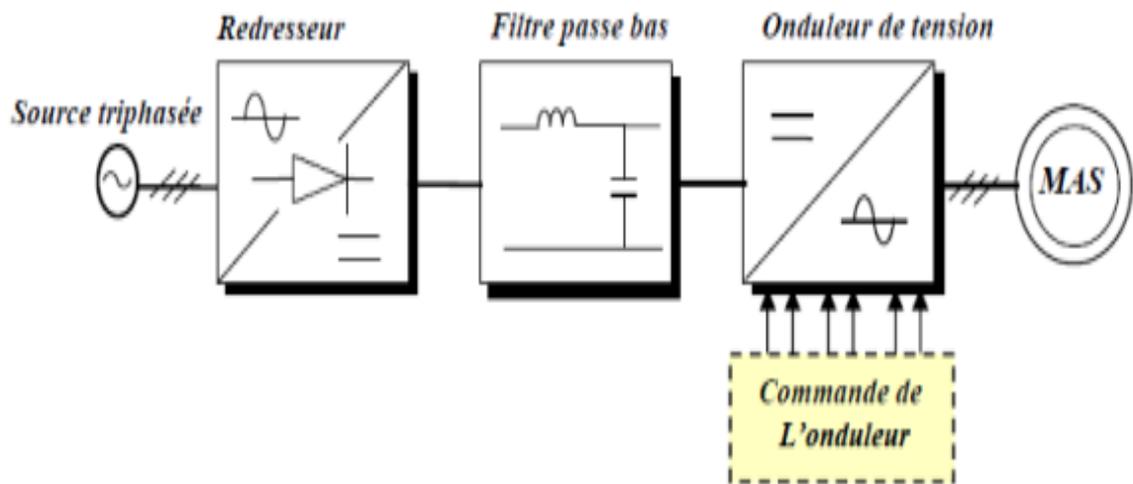


Figure 7: Le schéma de principe de convertisseur statique

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 (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d , et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant.

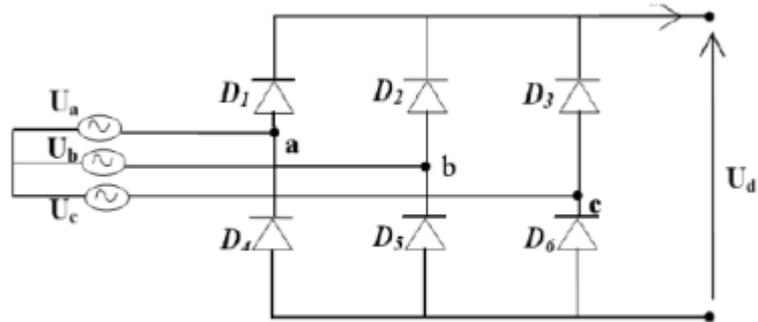


Figure 8: La représentation d'un redresseur triphasé à diode

Les tensions simples du réseau triphasé équilibré sont :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega t \\ U_b = V_m \sin \left(\omega - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_c = V_m \sin \left(\omega - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.58})$$

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 figure (9).

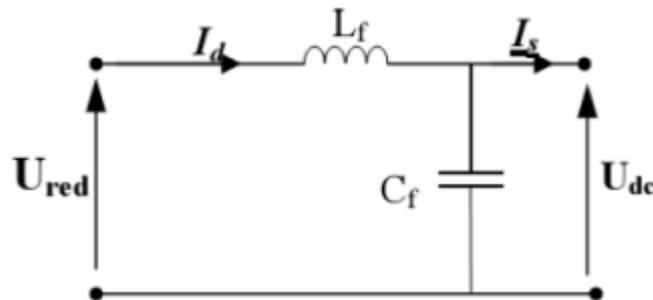


Figure 9: La représentation d'un filtre « $L_f C_f$ »

Ce filtre est modélisé par l'équation suivante :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dI_d(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{I.59})$$

4.3. L'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 peut en trouver

plusieurs types classés selon : la source (onduleurs de tension, onduleurs de courant), le nombre de phases (monophasé, triphasé) et le nombre de niveaux (2,3, etc.).

4.3.1. Onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence, et une 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]

4.3.2. La 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, afin d'obtenir une tension alternative aux bornes de la charge, il existe de nombreuses façons pour commander l'onduleur triphasé. À 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).

5. Les techniques de commande de la machine

Depuis quelques décennies, de nombreuses méthodes de commandes ont été développées et améliorées, nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la MAS.

5.1. La commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones, sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence u/f . La figure suivante montre la structure de la commande scalaire.

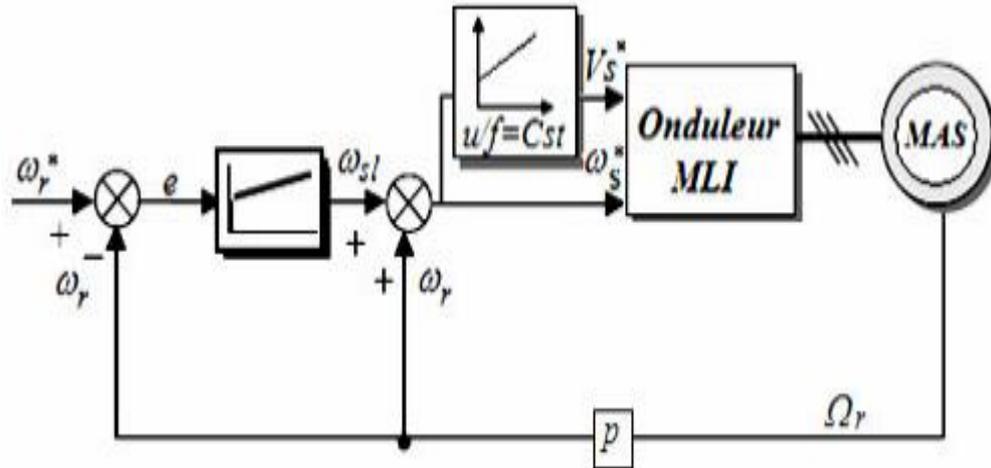


Figure 10: Le schéma classique de la commande scalaire avec contrôle du rapport u/f

5.2. La commande vectorielle à flux orienté (FOC)

Introduite par Blaschke en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone, cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue de la variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu [8], c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine qui varient au cours du fonctionnement. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux.

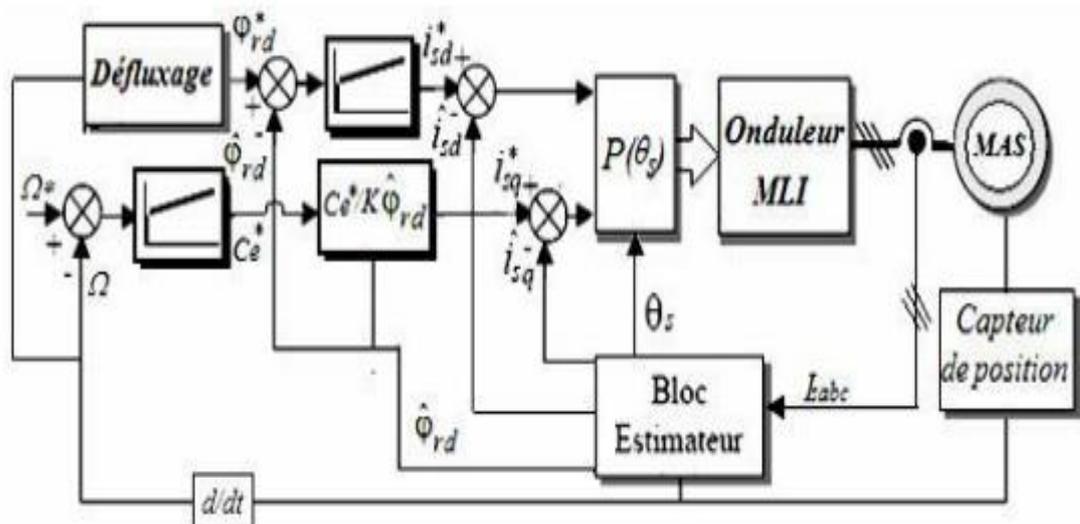


Figure 11: Le schéma du contrôle direct à flux rotorique orienté

5.3. La 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 consiste à la régulation directe du couple de la machine, et ce, 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, dont l'objectif est de maintenir ces deux variables à l'intérieur des bandes d'hystérésis [15].

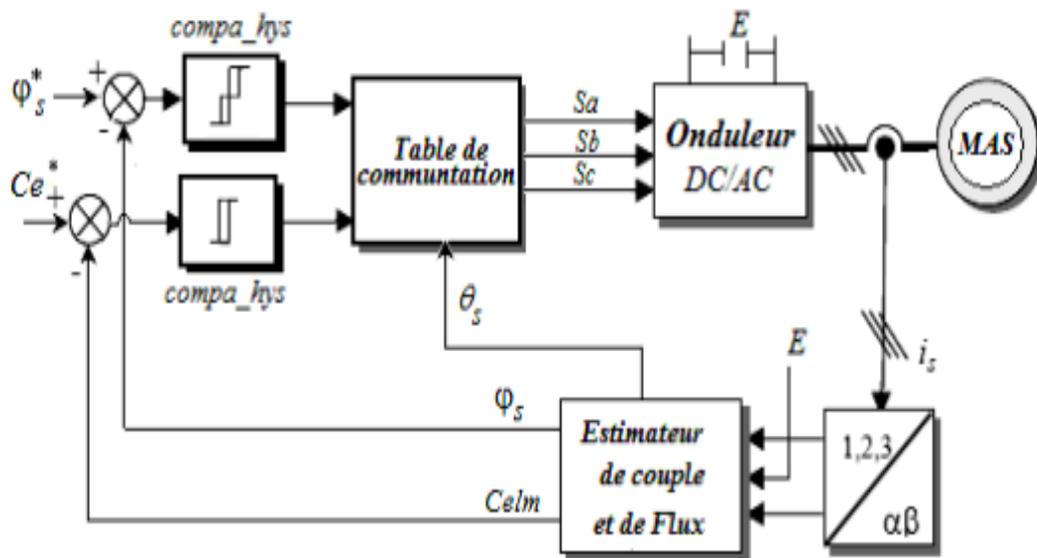


Figure 12: La structure générale de la commande DTC

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation et les généralités du moteur asynchrone triphasé.

En premier lieu, on a montré que la complexité du modèle mathématique a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, ensuite, que l'application de la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers un système biphasé.

Le modèle d'état qui a été choisi dans ce travail, pour décrire le moteur asynchrone, est celui d'un système non linéaire multivariable avec comme entrées les tensions statoriques, les variables d'état sont : les courants et flux statoriques.

Par ailleurs, on a parlé de la modélisation de l'alimentation de la MAS, ainsi que les techniques de commande de la machine asynchrone.

CHAPITRE II :
**LA COMMANDE DIRECTE
DU COUPLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASÉE**

Introduction

Le DTC (Direct Torque Control ou Contrôle Direct du Couple) est une technique de commande qui a été émergée dans les années 1980, en concurrence avec les méthodes traditionnelles. Contrairement au principe des méthodes classiques, qui sont basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion, et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique.[12]

La DTC assure un découplage du flux et du couple de manière simple et efficace, cette technique de commande a plusieurs avantages, tels que la réduction du temps de réponse du couple, l'amélioration de sa robustesse face aux variations des paramètres rotoriques, l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique, ainsi que l'absence de transformations de Park, de plus, cette méthode de commande en couple s'adapte naturellement avec l'absence de capteurs mécaniques tel que la vitesse ou la position.

De nombreux travaux de recherche ont été réalisés dans ce domaine dans le but d'améliorer la technique de base énoncée par Takahashi. [12,14]

1. Le principe de la commande DTC

La méthode de commande directe du couple repose sur la détermination directe de la séquence de commande applicable à un onduleur de tension, cette sélection est souvent effectuée en utilisant des régulateurs à hystérésis, dont la fonction est de surveiller l'état du système, notamment l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [11].

À partir de ces grandeurs, nous pouvons définir le vecteur tension statorique idéal à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis.

Un autre facteur pris en compte dans le choix des tensions à savoir la position du vecteur statorique dans le plan complexe, qui peut être divisé en six ou douze secteurs. Un diagramme schématique de cette technique est présenté dans la figure (13), qui montre les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs de couple et de flux à deux et trois niveaux, respectivement, initialement proposés par Takahashi.

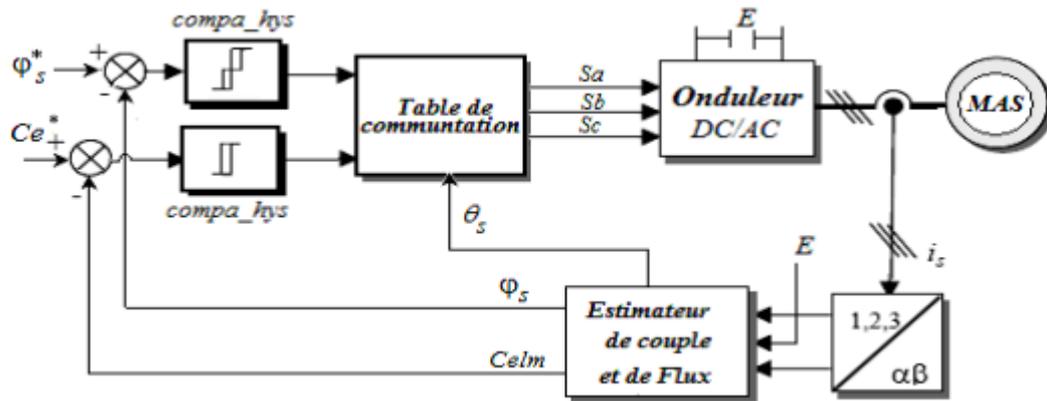


Figure 13: La stratégie de la commande DTC

2. Avantages et inconvénients de la DTC

2.1. Avantages

Parmi les avantages de la Commande DTC on peut citer :

- Elle ne nécessite pas de calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- Une excellente dynamique du couple,
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine,
- L'inutilisation des transformations de Park et de son inverse,
- L'absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI,
- L'absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande,
- L'angle de position rotorique n'est pas utile à connaître, seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire,

2.2. Inconvénients

Les inconvénients de la Commande DTC peuvent être résumés dans les points suivants :

- L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux,
- La fréquence de commutation n'est pas contrôlée,
- La nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple,
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires.

3. Le fonctionnement et la structure d'un onduleur triphasé

Le réglage de vitesse des MAS se réalise par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées, et ce, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitée, cette source de tension n'est autre qu'un onduleur triphasé.

On considère l'alimentation de convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de F.E.M égale à $E/2$ connectés à un point noté n_o . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, des transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage.

Il est à noter que les interrupteurs dans le même bras ne doivent jamais être fermés simultanément. Chaque interrupteur n'est enclenché qu'une seule fois par période.

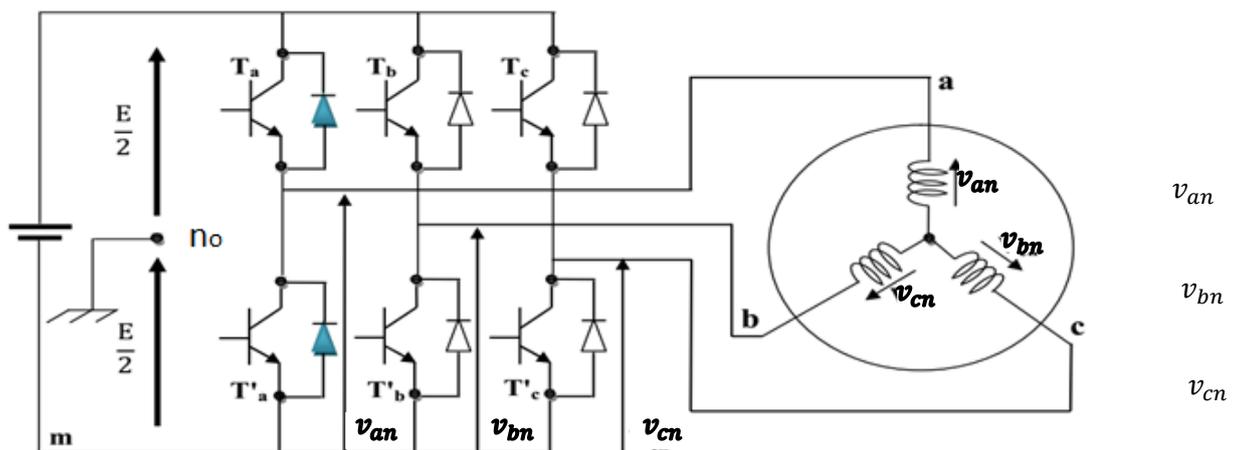


Figure 14: Le schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Le convertisseur illustré dans la figure (14) a pour fonction de transformer une tension continue E (fournie par un redresseur ou toute autre source de courant continu), en tensions alternatives simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , ces tensions, fournies par l'onduleur, créent un système triphasé dont la fréquence et l'amplitude sont variables, et sont destinées à alimenter le moteur.

Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si : $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert ;

Si : $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i est passant ; Avec $i = a, b, c$

La combinaison des différents états du convertisseur donne $2^3 = 8$ cas possibles pour le vecteur de tension V_s dont deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) et six vecteurs non nuls. La figure (8) montre la représentation dans un plan complexe des six vecteurs non nuls qui peuvent être générés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

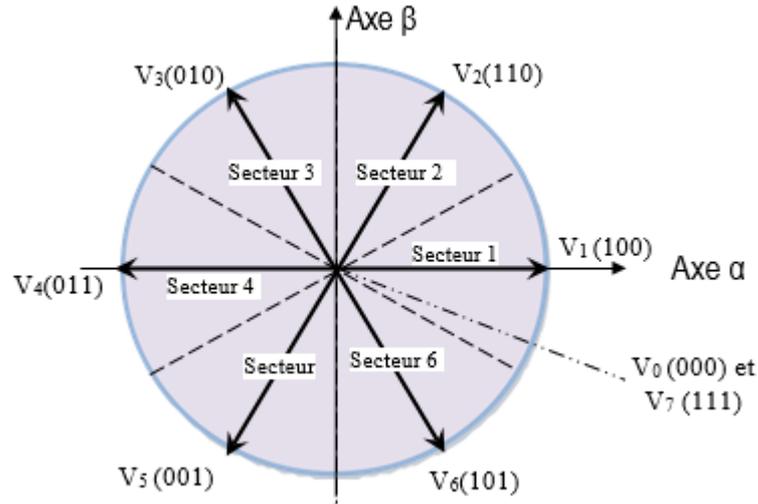


Figure 15 : Les séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

Les tensions simples v_{an} , v_{bn} et v_{cn} de la charge, issues des tensions composées, ont une somme nulle et elles sont définies par :

$$\begin{cases} v_{an} = v_1 = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = v_2 = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = v_3 = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{an_o} - v_{bn_o} \\ U_{bc} = v_{bn_o} - v_{cn_o} \\ U_{ca} = v_{cn_o} - v_{an_o} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Ce qui nous permettra d'écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{an_o} - \frac{1}{3}v_{bn_o} - \frac{1}{3}v_{cn_o} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{an_o} + \frac{2}{3}v_{bn_o} - \frac{1}{3}v_{cn_o} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{an_o} - \frac{1}{3}v_{bn_o} + \frac{2}{3}v_{cn_o} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Or, les tensions délivrées par les demi-points sont données par :

$$v_{an_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } T_a \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } T'_a \text{ est fermé} \end{cases}, \quad v_{bn_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } T_b \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } T'_b \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$v_{cn_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } T_c \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } T'_c \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au point neutre (n_o), peuvent être écrites sous la forme :

$$V_{in_o} = S_i E - \frac{E}{2}$$

Avec : $i = a, b, c$

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on aura :

$$\begin{cases} V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (v_{an_o} + \alpha v_{bn_o} + \alpha^2 v_{cn_o}) \\ \text{Avec: } \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

D'autre part, on a :

$$V_{sn_o} = v_{an} + v_{bn} + v_{cn} \rightarrow V_s = V_{sn_o} \quad (\text{II.5})$$

Où :

V_{sn_o} : Est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension de l'onduleur.

V_s : est le vecteur de tension par rapport au neutre de la machine.

En introduisant les variables logiques de l'état des interrupteurs, le vecteur de tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) \quad (\text{II.6})$$

Si la charge connectée à l'onduleur triphasé est un moteur asynchrone symétrique et équilibré, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) et les tensions phase-neutre en fonction des états des interrupteurs peuvent s'exprimer comme suite :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

La représentation vectorielle de l'équation ci-dessus peut être exprimée par :

$$\overline{V_{sno}} = \overline{V_s} = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} S_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} S_c) \quad (\text{II.8})$$

4. Le contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique

4.1. Le principe de contrôle du couple électromagnétique

Les expressions vectorielles de la tension statorique et la tension rotorique de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator sont données par :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = \mathbf{0} = R_r \overline{i_r} + \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} - j\omega_m \overline{\phi_r} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

D'autre part, à partir des expressions des flux dans un repère fixe lié au stator, nous pourrions exprimer l'expression de courant rotorique :

$$\begin{cases} \overline{\phi_s} = L_{ss} \overline{i_s} + M \overline{i_r} \\ \overline{\phi_r} = L_{rr} \overline{i_r} + M \overline{i_s} \end{cases} \Rightarrow \overline{i_r} = \frac{1}{\sigma L_{rr}} \left(\overline{\phi_r} - \frac{M}{L_{ss}} \overline{\phi_s} \right) \quad (\text{II.10})$$

Avec :

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

L'équation (II.9) devient :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_m \right) \overline{\phi_r} = \frac{M}{L_{ss}} \frac{1}{\sigma \tau_r} \overline{\phi_s} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Avec : $\tau_r = \frac{L_{rr}}{R_r}$ (Constante de temps rotorique).

De l'équation (II.11), on peut déduire ce qui suit :

- Il est possible de contrôler le vecteur de flux $\overline{\phi_s}$ à partir du vecteur de tension $\overline{V_s}$ à un terme de chute de tension près ($R_s \overline{i_s}$).
- Le vecteur de flux rotorique $\overline{\phi_r}$ suit les variations du flux statorique $\overline{\phi_s}$ avec un petit retard provoqué par la constante de temps $\sigma \tau_r$.
- Le rotor de la machine se comporte comme « un filtre de constante de temps $\sigma \tau_r$ » entre le flux statorique et le flux rotorique de la machine asynchrone.

En régime permanent, la deuxième ligne de l'équation (II.3), peut être écrite par :

$$\left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_m \right) \overline{\phi_r} = \frac{M}{L_{ss}} \frac{1}{\sigma \tau_r} \overline{\phi_s} \Rightarrow \overline{\phi_r} = \frac{M}{L_{ss}} \frac{\overline{\phi_s}}{(1 - j\omega_m \sigma \tau_r)} \quad (\text{II.12})$$

D'un autre coté le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_{ss} L_{rr}} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (\text{II.13})$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux ($\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$) et de leur position relative, en même temps, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux statorique ϕ_s (à partir de la tension V_s) en module et en position (voir les équations **II.11** et **II.13**), on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du ϕ_r et donc le couple, cela est possible si la période de commande T_s de la tension V_s est suffisamment petite devant la constante de temps $\sigma \tau_r (T_s \ll \sigma \tau_r)$.

4.2. Le principe de contrôle du flux statorique

En considérant le modèle de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator, l'expression de flux statorique devient :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{II.14})$$

Par intégration, on peut écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.15})$$

Nous considérons que le terme ($R_s i_s$) peut être négligé devant la tension V_s (pour les grandes vitesses), on calcule alors :

$$\phi_s(t) \approx \phi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (\text{II.16})$$

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 :

$$\phi_s(T_{i+1}) \approx \phi_s(T_i) + V_s T_e \quad \Rightarrow \quad \Delta\phi_s \approx V_s T_e \quad (\text{II.17})$$

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.

La relation **(II.9)** montre que si on applique un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur de flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliquée. La figure (16) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur de tension : $\vec{V}_s = \vec{V}_3$.

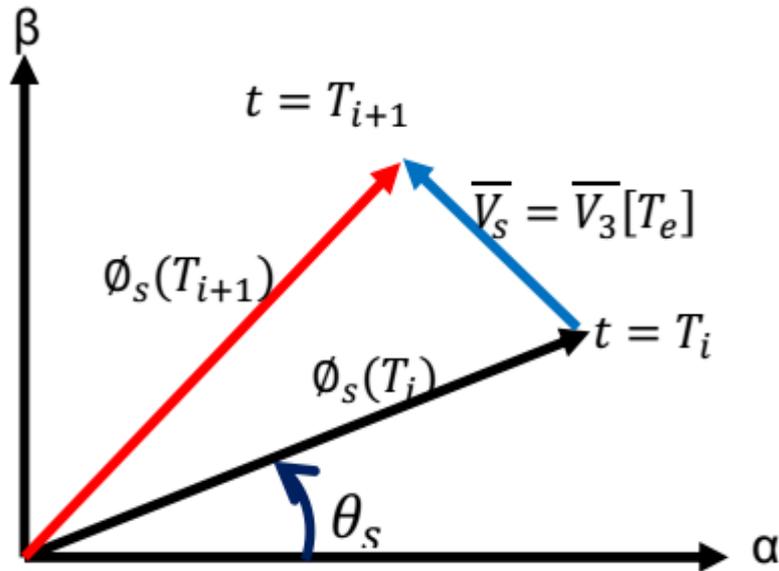


Figure 16: Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$.

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle (composante du couple) sur la position du vecteur flux. En choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux de suivre une trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux ϕ_s pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_e est de très courte durée par rapport à la période de rotation du flux.

4.3. La sélection des vecteurs de tension V_s

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

Le choix du vecteur de tension \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique ϕ_s , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple, on délimite généralement l'espace d'évolution $\vec{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. La position du vecteur du flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes, et le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls ;

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

Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (17).

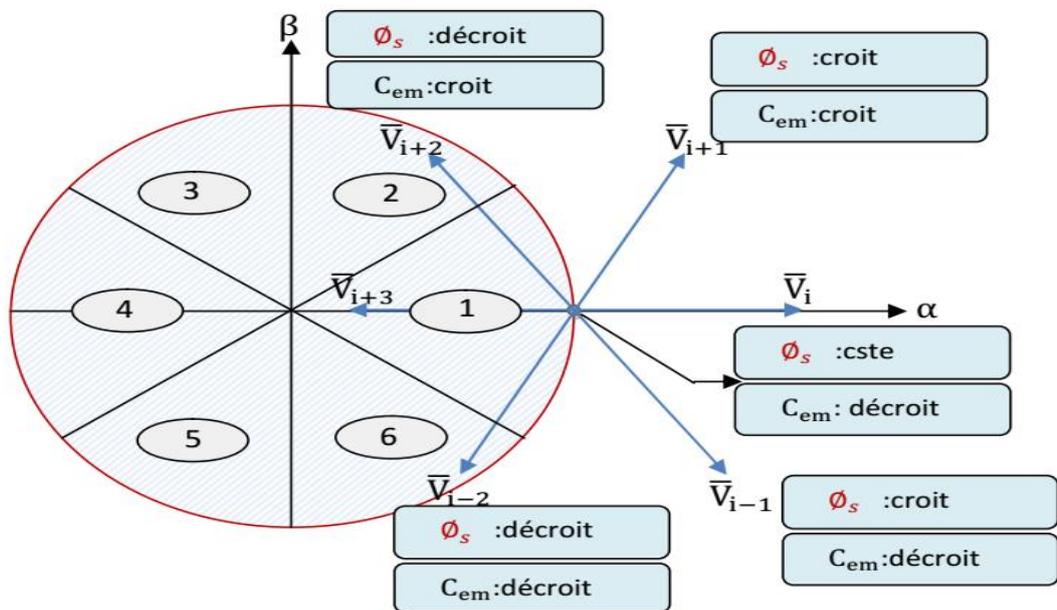


Figure 17: Le choix du vecteur de tension

Cependant, le niveau de l'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i , au début de la zone i : les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\vec{\phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple, mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversée.

Tandis qu'aux vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i+2} , ils correspondent à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\vec{\phi}_s$ au début de la zone i jusqu'qu'à la fin c'est le contraire, et ce, quel que soit le sens de l'évolution du couple ou de flux. Dans la zone i , les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de $\vec{\phi}_s$ dans la zone.

5. L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

5.1. L'estimation du flux statorique

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

$$\Phi_s(t) = \int_0^{T_s} (\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s) dt \quad (\text{II.18})$$

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

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j \Phi_{s\beta} \quad (\text{II.19})$$

Le module du flux est donné par :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(t) = \int_0^{T_s} (\mathbf{V}_{s\alpha} - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta}(t) = \int_0^{T_s} (\mathbf{V}_{s\beta} - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les composantes du courant, $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés (i_a i_b i_c) :

$$(i_a + i_b + i_c = 0):$$

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{s\alpha} + j \bar{i}_{s\beta} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

On reconstruit les composantes du vecteur de tension à partir de la mesure de la tension continue, ainsi que la connaissance des états des interrupteurs en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{aligned} V_s &= V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \\ \begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Le numéro (N) de la zone dans laquelle se trouve le flux peut être obtenu à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\phi}_s$, est donné par :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.25})$$

5.2. L'estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.26})$$

6. L'élaboration des Contrôleurs

6.1. Le contrôleur de flux à deux niveaux

Le but du contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans un maillon circulaire, comme le montre la figure (18), la sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\phi}_s$, et ce, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (**Cflx=1** : lorsque l'erreur du flux est positive) ou diminuée (**Cflx=0** : lorsque l'erreur du flux est négative).

Ce comparateur permet de respecter :

$$|\phi_{sréf} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

Avec : $\phi_{sréf}$ la consigne du flux et $\Delta\phi_s$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

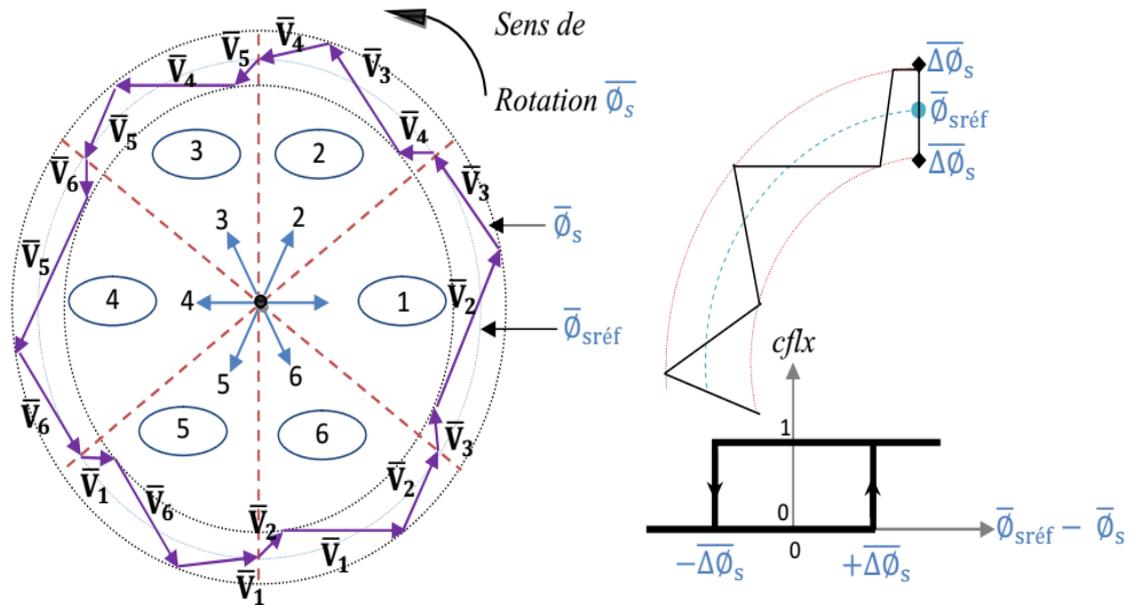


Figure 18: Le correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension correspondants

6.2. Le contrôleur du couple à deux niveaux

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

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

6.3. Le contrôleur du couple à trois niveaux

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

La figure (19) montre l'état de sortie booléenne C_{cpl} du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

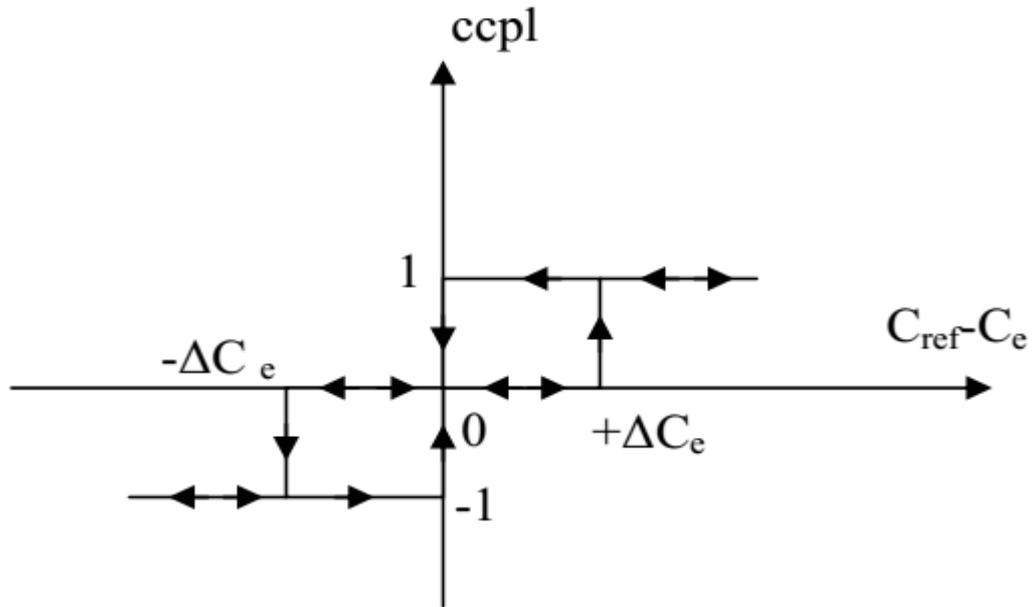


Figure 19: Le correcteur du couple à trois niveaux

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

7. L'élaboration de la table de commande

D'après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis, 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 dû à la chute de tension statorique $R_s \bar{i}_s$.

Le tableau (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 1: La table de commutation généralisée

7.1. La 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 2: La table de commande du flux

7.2. La table de commande du couple

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

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

Tableau 3: La table de commande du couple

7.3. L'élaboration de la table de commutation pour le flux et le 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 actifs et la deuxième avec vecteurs tension nuls.

7.3.1. La table de commutation avec les vecteurs de tension actifs

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives, cette stratégie a pour avantage de simplifier et de permettre d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse.

Comme on a déjà vu précédemment que le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l'erreur du couple est représentée dans la figure (10).

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	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}= 0$	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	Niveaux	
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}= 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}= 0$	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	Niveaux	

Tableau 4: La stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences non nulles)

7.3.2. L'élaboration de la table de commutation avec les vecteurs de tension nuls

L'action du vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable, mais leur influence sur la variation du flux est différente, car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux, alors que le vecteur radial l'affecte fortement, par conséquent, pour garder le flux $\bar{\varphi}_s$ dans la bande de contrôleur à hystérésis, un nombre de commutation est exigé.

Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul, de l'autre côté, à basse vitesse, le système de contrôle, en sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable, implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension $R_s \bar{i}_s$).

Le tableau (5) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	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	Niveaux	
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	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	Niveaux	

Tableau 5: La stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences nulles)

8. La Structure Générale du Contrôle Direct du Couple

Le schéma bloc de la Figure (20) représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée ci-dessus.

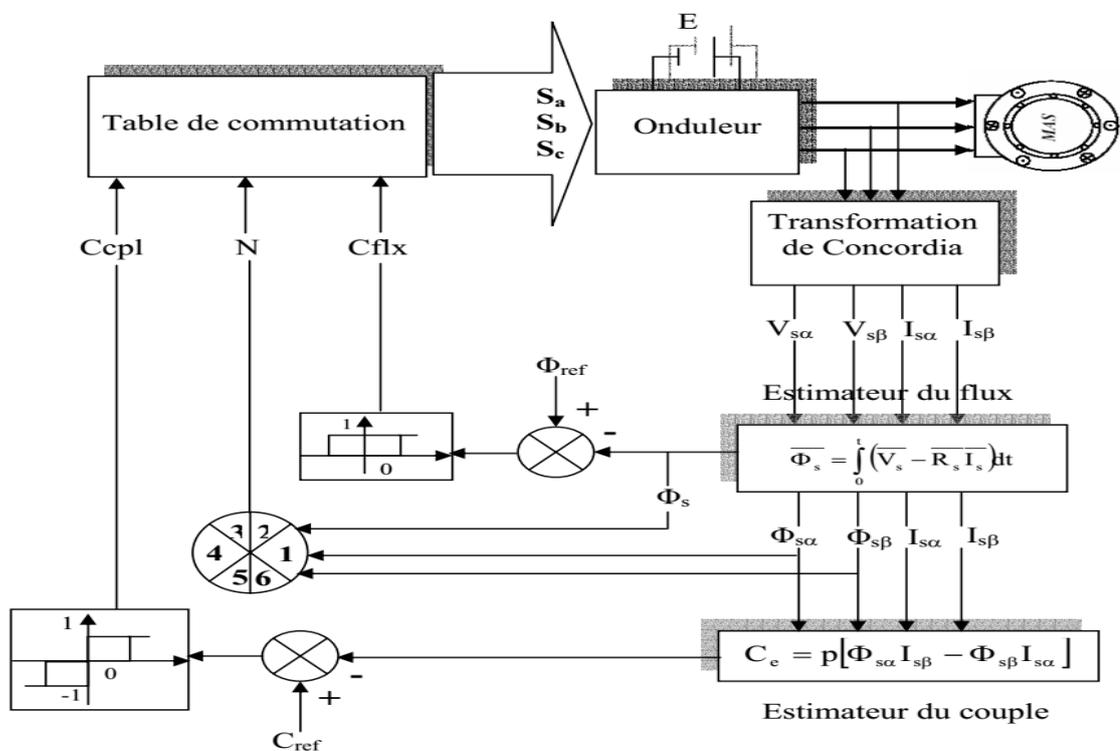


Figure 20: Le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

9. Le réglage de la vitesse

En générale la régulation (ou asservissement) consiste à agir de façon à ce qu'une mesure soit égale à une consigne, cette partie aborde l'étude du correcteur permettant de régler la vitesse. Le choix des paramètres de ces régulateurs doit être adapté aux performances requises (temps de réponse, dépassement, rejet des perturbations, ...) aux impératifs techniques (complicité de commande, immunité aux parasites, ...) et aux contraintes économiques. Les correcteurs ont un triple objectif :

- Stabiliser le système en boucle fermée.
- Assurer le suivi des grandeurs de sortie en fonction des consignes.
- Atténuer la variation des sorties en présence de perturbations.

La Figure (21) montre le schéma bloc du régulateur de vitesse utilisé pour régler celle-ci dans la commande directe du couple d'une machine asynchrone.

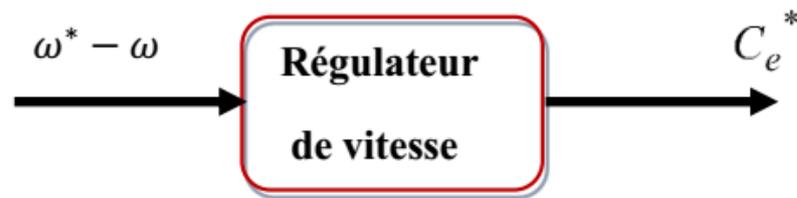


Figure 21: Le schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse

L'erreur de vitesse $\omega_{ref} - \omega_r$ est introduite dans le régulateur de vitesse afin de générer le couple de commande C_{eref} , lequel est utilisé par les deux stratégies de commande afin de conduire la machine asynchrone vers sa vitesse de référence, même en cas de perturbations de charge ou de variations des paramètres de la machine.

10. Les résultats de la simulation

On démarre la machine à vide et à l'instant $t=0.7$ s, on applique un couple résistant ($C_r=15$ N.m).

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation sur 7(s), d'un temps d'échantillonnage $T_e=1e-4$ pour un couple de référence de consigne (obtenu à l'aide d'un régulateur de vitesse PI), et un flux de référence à 1.2 Wb, la largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.1 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.025 Wb :

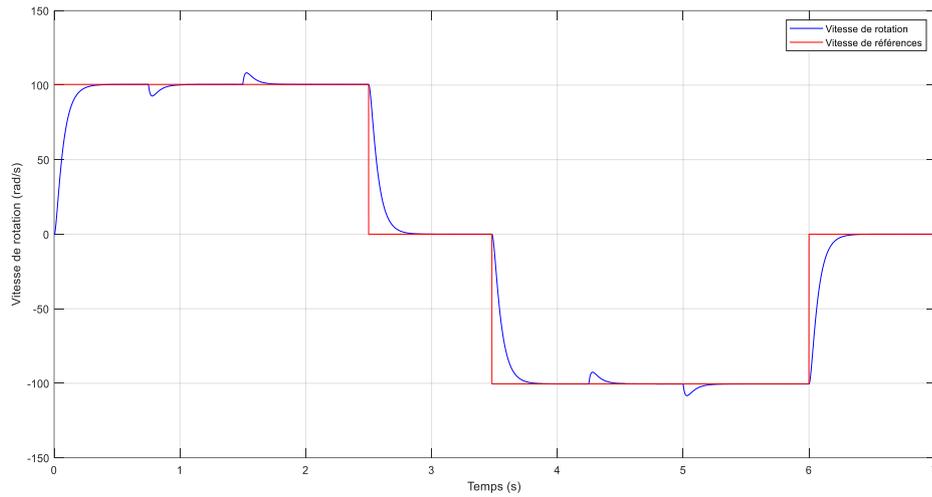


Figure 22: La réponse de la vitesse

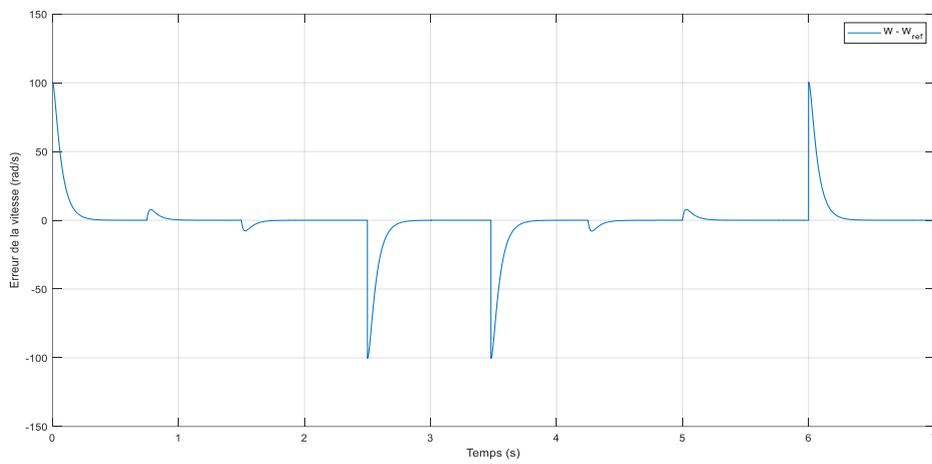


Figure 23: La réponse de l'erreur de la vitesse

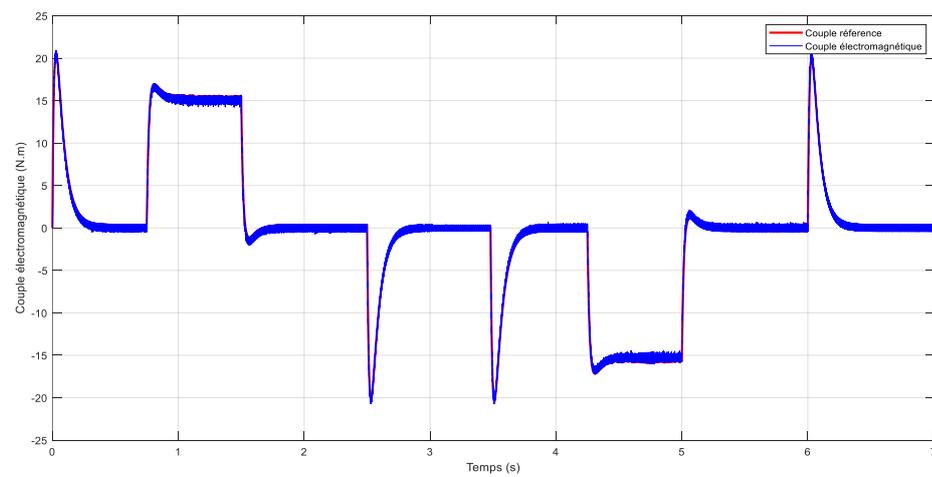


Figure 24: La réponse du Couple électromagnétique

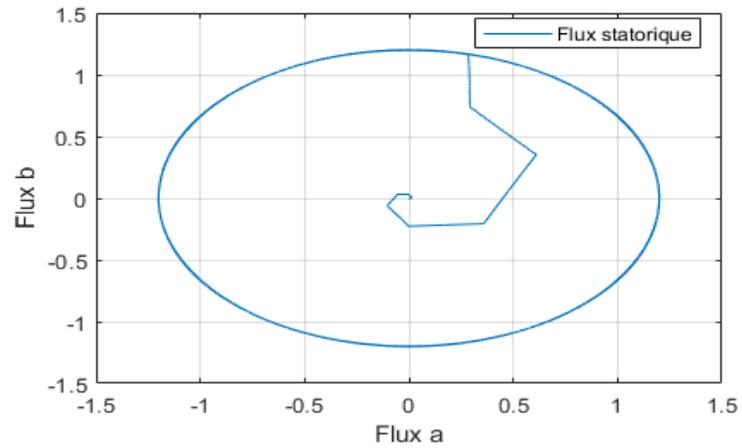


Figure 25: La réponse du flux statorique

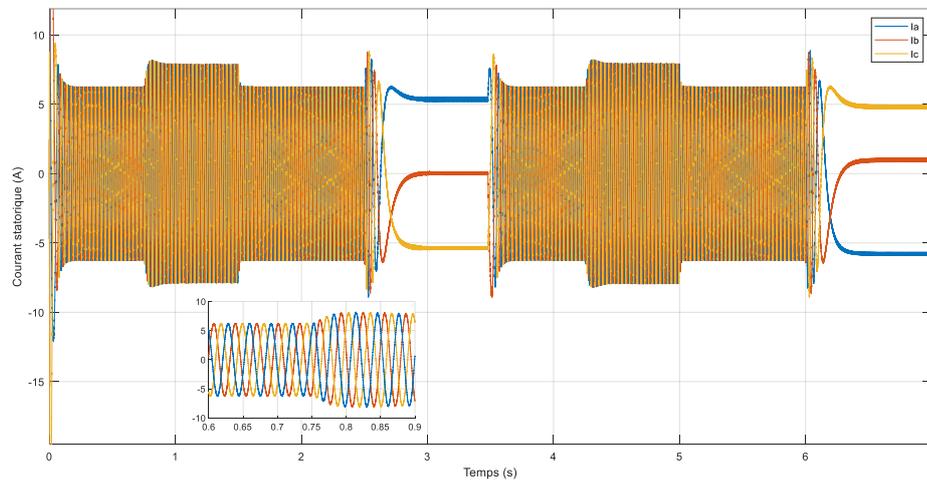


Figure 26: La réponse des courants statoriques

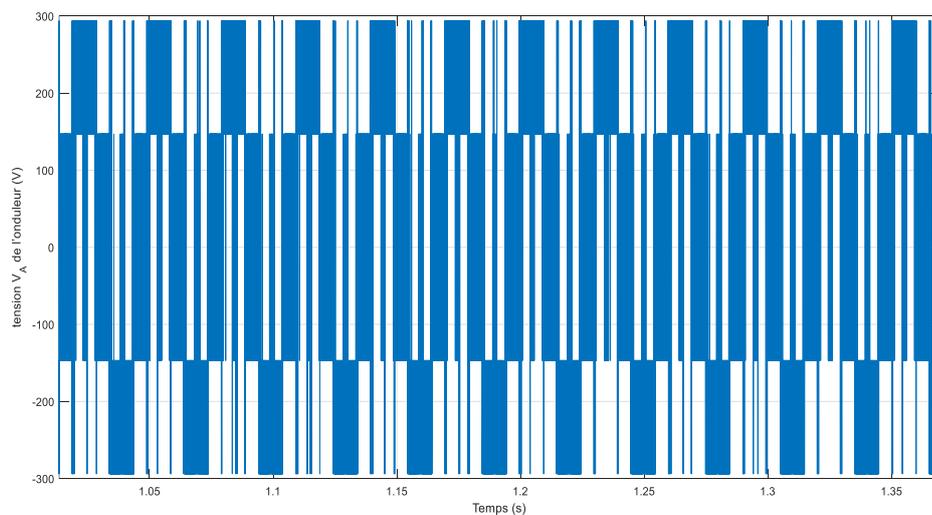


Figure 27: La réponse de la tension

- La vitesse de la machine atteint la valeur maximale à vide (100rad/s), lorsqu'on applique une charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) ; la vitesse diminue mais elle revient à sa valeur précédente grâce au régulateur de vitesse PI. La figure (22)
- La réponse de l'erreur de la vitesse, comme indique sur la figure (23).
- Dans le cas de la simulation, comme l'indique la figure (24), on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne.
- La figure (25) montre l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) lors du démarrage, nous observons des grandes ondulations évoluant de façon symétrique à l'intérieure des bandes d'hystérésis.
- La figure (26) nous montre les courants statoriques (I_a, I_b, I_c).
- La figure (27) montre les signaux de commande de l'interrupteur (S_a, S_b, S_c) de l'onduleur, la fréquence de commutation est variable autour 2.5 kHz, ceci est l'inconvénient majeur de la DTC.

Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande (DTC), nous avons d'abord rappelé le principe de la commande directe du couple appliquée sur la machine asynchrone, ensuite, nous avons parlé de l'apport de la loi de commande DTC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques.

Deux régulateurs hystérésis à structures variables ont été définis pour le flux statorique et pour le couple électromagnétique, Ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique, à partir d'un choix approprié de vecteur de tension, menant à une action directe sur la configuration du convertisseur statique.

Cependant, la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

CHAPITRE III :
APPLICATION DE LA DTC
PRÉDICTIVE D'UNE À
MACHINE ASYNCHRONE
TRIPHASÉE

Introduction

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 (MPC).

À la fin des années 1970, la commande prédictive (MPC en anglais) a été développée dans l'industrie pétrochimique [21, 22], le terme MPC n'implique pas une stratégie de contrôle spécifique, mais couvre une vaste variété de techniques de contrôle qui rendent explicite l'utilisation du modèle mathématique d'un processus, et de la minimisation d'une fonction objective afin d'obtenir les signaux d'un contrôle optimal [23].

En raison du développement rapide des microprocesseurs, l'idée d'avoir seulement un contrôleur centralisé, sans une structure de régulation en cascade, a été envisagée pour améliorer le comportement dynamique, en outre, le nombre croissant des applications d'entraînement, caractérisées par une réponse dynamique rapide, la variation des paramètres et la simplicité des algorithmes, ont motivé le développement de nouvelles stratégies de contrôle pouvant améliorer les performances [24, 25].

Cette méthode a été appliquée aux convertisseurs de puissance dans les années quatre-vingt. 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 [6]. L'exécution de l'algorithme de la commande prédictive se fait en trois étapes principales :

- L'estimation des variables non mesurables.
- La prédiction du comportement futur du système.
- L'optimisation des sorties de la commande, selon une fonction de coût déjà définie.

Dans cette dernière partie on va appliquer la commande prédictive à la DTC sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension.

1. Le principe de la Commande prédictive direct du couple (PDTC)

Dans le chapitre précédent, nous avons démontré que le flux statorique ϕ_s et le couple électromagnétique C_{em} peuvent être modifiés en sélectionnant l'une des huit séquences possibles du vecteur de tension V_s ; ceci modifie l'amplitude du flux statorique, ainsi que l'angle entre le flux rotorique et statorique, comme nous l'avons expliqué dans le deuxième chapitre.

Le même principe est utilisé pour la commande prédictive directe du couple (PDTC) présentée dans ce chapitre, mais avec cette stratégie les prédictions des valeurs futures de flux statorique et de couple électromagnétique sont prises en considération, par conséquent, la table de commutation, les contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique utilisés dans la commande DTC classique sont remplacés par une fonction de coût, fonctionnant selon le comportement futur des variables commandées (flux et couple).

Les prédictions sont calculées pour les huit cas possibles du vecteur de tension V_s , et la fonction du coût sélectionne le vecteur de tension qui produit le meilleur contrôle de flux statorique et de couple électromagnétique [26]. La commande prédictive directe du couple d'une machine asynchrone triphasée peut être schématisée par la figure suivante :

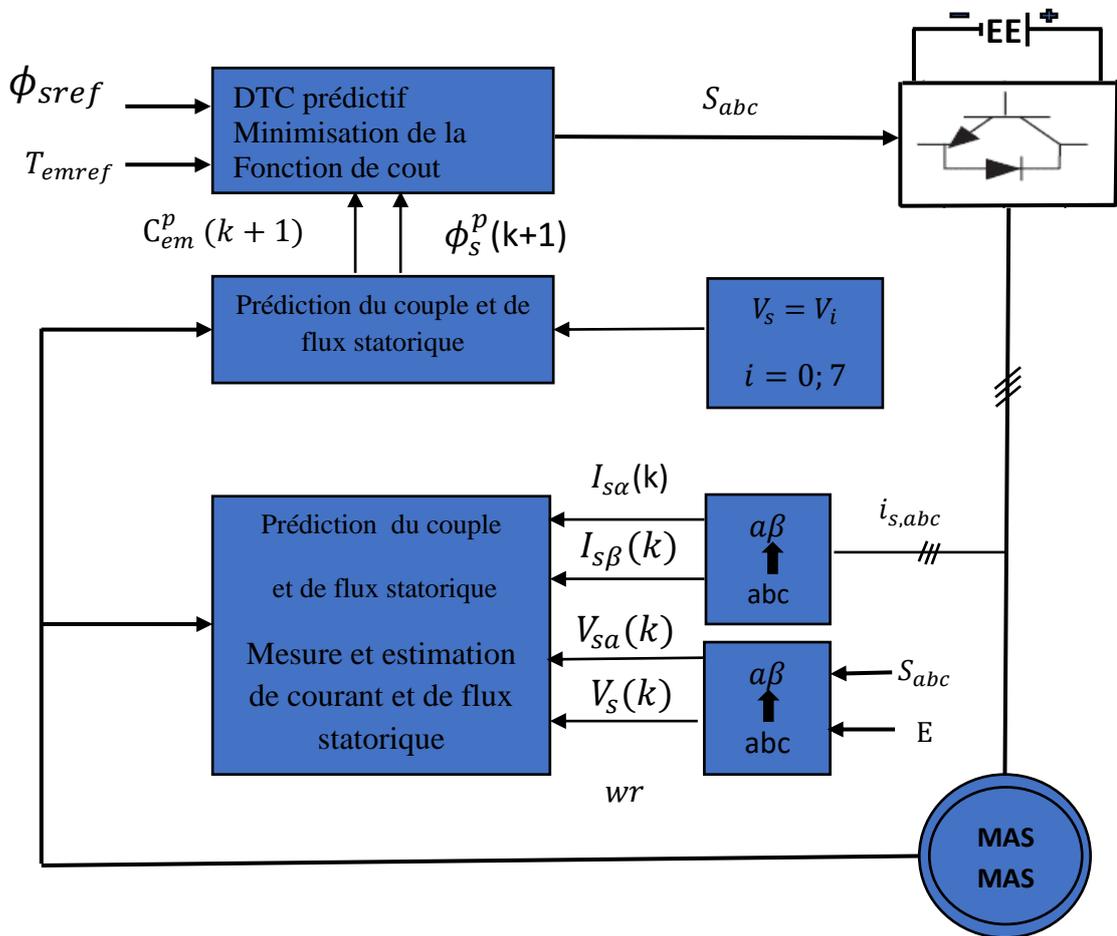


Figure 28: Le schéma de principe d'une PDTC appliquée à la machine asynchrone

Le bloc concernant la mesure et l'estimation est utilisé pour mesurer et calculer les valeurs actuelles à l'instant (k) des variables mesurables et non mesurables, comme le courant statorique et le flux statorique.

Ensuite, le modèle de prédiction calcule les valeurs futures des variables commandées à l'instant $(k + 1)$; dans ce cas, il s'agit de flux statorique $\phi_s(k + 1)$ et le couple électromagnétique $C_{em}(k+1)$. Ces prédictions sont calculées pour tous les états de commutation possibles de l'onduleur de tension alimentant la machine asynchrone.

Pour notre application, un onduleur à deux niveaux est constitué de ; huit états de commutation différents et sept vecteurs de tension qui peuvent être générés.

Enfin, le bloc de minimisation choisit l'état de commutation optimale qui minimise la fonction du coût correspondante. Cette fonction contient la loi de commande permettant une régulation appropriée du couple électromagnétique et du flux statorique [27].

2. L'estimation et la prédiction des variables de la commande

Dans la commande PDTC, l'estimation de flux de stator $\phi_s(k)$ est requise à chaque instant d'échantillonnage, cette estimation est basée sur l'équation de la tension statorique de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator. En utilisant la formule d'Euler pour du modèle de la machine asynchrone dans un repère $(\alpha - \beta)$:

L'estimation du flux statorique est obtenue :

$$\left\{ \begin{array}{l} \widehat{\phi}_{sa}(k) = \widehat{\phi}_{sa}(k-1) + T_e V_{sa}(k) - T_e R_s i_{sa}(k) \\ \widehat{\phi}_{s\beta}(k) = \widehat{\phi}_{s\beta}(k-1) + T_e V_{s\beta}(k) - T_e R_s i_{s\beta}(k) \\ \text{et} \\ \widehat{\phi}_s(k) = \sqrt{\widehat{\phi}_{sa}(k)^2 + \widehat{\phi}_{s\beta}(k)^2} \end{array} \right. \quad (\text{III.1})$$

Après avoir obtenu l'estimation du flux statorique, il est nécessaire de calculer la prédiction des variables commandées, dans le cas de la commande (PDTC), le couple électromagnétique C_{em} et le flux statorique ϕ_s sont prédits à l'instant d'échantillonnage suivant $(k+1)$.

Pour la prédiction du flux statorique $\phi_s(k + 1)$, la même équation de la tension statorique est utilisée pour son estimation est considérée. En fournissant une approximation de la dérivée de flux statorique, la prédiction du flux statorique est :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sa}^p(k+1)_i = \widehat{\phi}_{sa}(k) + T_s V_{sa}(k)_i - T_e R_s V_{sa}(k)_i - T_e R_s i_{sa}(k) \\ \phi_{s\beta}^p(k+1)_i = \widehat{\phi}_{s\beta}(k) + T_s V_{s\beta}(k)_i - T_e R_s V_{s\beta}(k)_i - T_e R_s i_{s\beta}(k) \\ \text{et} \\ \phi_s^p(k+1)_i = \sqrt{\phi_{sa}^p(k+1)_i^2 + \phi_{s\beta}^p(k+1)_i^2} \\ i \in [0,1, \dots, 6] \end{array} \right. \quad (\text{III.2})$$

D'après l'expression du couple électromagnétique la prédiction du couple dépend directement du flux et du courant statorique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Im [\vec{\phi}_s \times \vec{i}_s] \quad (\text{III.3})$$

La prédiction des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ est indispensable pour prédire le couple électromagnétique. Du modèle de la machine asynchrone dans un repère $(\alpha - \beta)$, nous discrétisons les deux composantes du courant statorique i_s , et en remplaçant les dérivées par l'approximation d'Euler, il est possible d'obtenir la prédiction des courants statoriques $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ l'instant d'échantillonnage $(k+1)$:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sa}^p(k+1)_i = \left(1 + \frac{T_e}{t_\sigma}\right) i_{sa}(k) + \frac{T_e}{t_\sigma + T_e} \cdot \frac{1}{R_\sigma} \left(\left(\hat{\phi}_{sa}(k) \cdot \frac{k_r}{t_r} - k_r \cdot \omega_r(k) \cdot \hat{\phi}_{s\beta}(k) \right) + V_{sa}(k)_i \right) \\ i_{s\beta}^p(k+1)_i = \left(1 + \frac{T_e}{t_\sigma}\right) i_{s\beta}(k) + \frac{T_e}{t_\sigma + T_e} \cdot \frac{1}{R_\sigma} \left(\left(\hat{\phi}_{s\beta}(k) \cdot \frac{k_r}{t_r} - k_r \cdot \omega_r(k) \cdot \hat{\phi}_{sa}(k) \right) + V_{s\beta}(k)_i \right) \\ \text{et} \\ i_{sa}^p(k+1)_i = \sqrt{i_{sa}^p(k+1)_i^2 + i_{s\beta}^p(k+1)_i^2} \\ i \in [0, 1, \dots, 6] \end{array} \right. \quad (\text{III.4})[27]$$

Avec : $t_\sigma = \sigma \cdot \frac{L_s}{R_\sigma}$

$$R_\sigma = R_s + R_r \cdot K_r^2$$

$$K_r = \frac{L_m}{L_r}$$

Ainsi, en utilisant les valeurs prédites du flux statorique et du courant statorique, la prédiction du couple obtenue est :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em}^p(k+1)_i = \frac{3}{2} p (\phi_{sa}^p(k+1)_i i_{s\beta}^p(k+1)_i - \phi_{s\beta}^p(k+1)_i i_{sa}^p(k+1)_i) \\ \text{et } i \in [0, 1, \dots, 6] \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

Une fois que les prédictions de flux statorique et du courant statorique ont été obtenues, il est possible de calculer la prédiction du couple électromagnétique.

Les deux prédictions du couple et du flux statorique sont écrites en fonction de la tension de l'onduleur $V_s(k)$, cela suppose que sept différentes prédictions du couple et du flux statorique $\{C_{em}^p(k+1), \phi_s(k+1)\}$. et $i \in [0, 1, \dots, 6]$ sont obtenues en fonction du nombre de vecteurs de tension générés pour un onduleur triphasé à deux niveaux.

Finalement, la sélection de l'état de commutation de l'onduleur de tension est effectuée au moyen d'une fonction du coût qui contiendrait la loi de la commande.

3. La fonction du coût et l'effet du temps de retard dû au calcul

En principe, la fonction du coût correspond à une comparaison entre les références des deux variables contrôlées (couple électromagnétique et flux statorique) à leurs valeurs prédictives, ladite fonction sera évaluée pour chaque prédiction, et celle qui produit la valeur la plus faible détermine l'état de commutation S_{abc} de l'onduleur de tension, alimentant la machine asynchrone (en d'autres termes, le vecteur de tension V_s appliqué au stator de la machine), ainsi, les impulsions contrôlant l'onduleur sont générées [27].

Dans les systèmes de contrôle direct, plusieurs structures pour les fonctions du coût sont proposées dans la littérature [26]. Une variante de ces structures de fonctions du coût introduit les références respectives des deux variables contrôlées avec leurs amplitudes différentes. Comme c'est le cas de notre étude avec la commande (PDTC), nous avons donc considéré la fonction du coût suivante :

$$\begin{cases} F_i = |C_{emref} - C_{em}^p(k+1)_i| + A|\Phi_{sref} - \Phi_s^p(k+1)_i| \\ \text{et } i \in [0,1, \dots, 6] \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Où 'A' représenté le coefficient d'ajustement, qui gère la différence entre les valeurs de référence des variables commandées et leurs valeurs prédites. La figure ci-dessous présente un organigramme de l'algorithme d'une commande (PDTC).

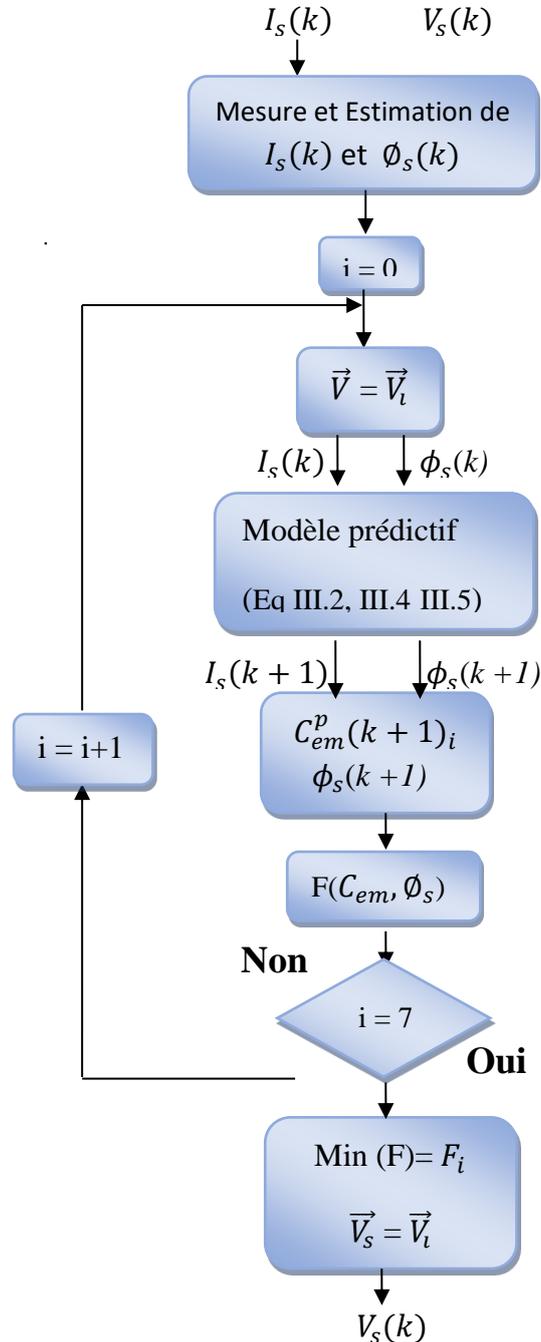


Figure 29: L'organigramme de la commande prédictive directe du couple

Si, par exemple, la même importance d'erreur de contrôle est souhaitée pour les deux variables de contrôle, ce coefficient pourrait correspondre au rapport entre les

valeurs nominales de couple électromagnétique et du flux statorique, et dans ce cas il s'écrit comme suite :

$$A = \left| \frac{C_{nom}}{\phi_{snom}} \right| \quad (III.7)$$

Le facteur 'A' est le seul paramètre à régler dans la commande PDTC, cependant, ça peut être également ajusté de façon à modifier l'importance de l'erreur de chaque variable contrôlée selon les performances à atteindre pour les deux variables.

Dans la stratégie de commande prédictive présentée ci-dessus, la fonction du coût est basée sur la minimisation des erreurs futures entre les variables contrôlées et leurs références, c'est-à-dire l'erreur entre les valeurs prédites du couple électromagnétique (C_{em}), flux statorique (ϕ_s) et leurs références (C_{emref} et ϕ_{sref}) à chaque future période d'échantillonnage, cela signifie que les futures références doivent être connues.

Généralement, les références futures ne sont pas connues, donc elles doivent être estimées. Une approche simple, basée sur le fait que la fréquence d'échantillonnage est beaucoup plus élevée que la fréquence des signaux de référence, nous a permis de considérer à travers notre étude que les valeurs des futures références sont approximativement égales aux présentes valeurs de référence.

Le fonctionnement de la commande prédictive exposée dans ce chapitre peut être résumé par les cinq étapes suivantes :

- Les mesures des courants statoriques et la vitesse rotorique (les tensions statoriques sont reconstruites à partir de l'état de commutation de l'onduleur S_{abc} et la valeur de la tension continue E).
- Ces mesures sont utilisées pour la prédiction du couple électromagnétique et du flux statorique pour l'ensemble des sept différents vecteurs de tension possibles pour un onduleur à deux niveaux (voir figure 29).
- Les sept prédictions sont évaluées en utilisant la fonction du coût (minimisation).
- La sélection du vecteur de tension optimal $V_s(k)$ minimisant la fonction du coût.
- L'application du nouveau vecteur de tension sélectionné aux bornes de la machine.

Ces étapes sont répétées à chaque période d'échantillonnage T_e , bien sûr en tenant compte les nouvelles mesures des variables contrôlées et de leurs références.

Les courants statoriques sont mesurés à l'instant k , et l'état de commutation optimal est calculé instantanément par la minimisation de l'erreur à l'instant $(k+1)$, en choisissant un vecteur de tension optimal $V_s(k)$ à être appliqué à l'instant (k) .

Cependant, les courants statoriques atteignent leurs valeurs prédites à l'instant $(k+1)$, diminuant ainsi la précision de la prédiction et augmentant les bruits de mesures.

De cette manière, il y aura un décalage ou une incohérence temporelle entre les courants échantillonnés et la tension appliquée, en fonction de la fréquence d'échantillonnage et de la vitesse du microprocesseur utilisé pour le contrôle ; le temps entre la mesure des courants de stator et l'application du nouvel état de commutation peut être considérable.

Ceci est vrai si le temps de calcul est plus long par rapport à la période d'échantillonnage.

Le délai entre le moment où le courant est mesuré et le moment où le nouveau courant est appliqué en état de commutation ; l'état de commutation se situe dans la plage temporelle entre ces deux instants.

Les réglementations antérieures continuent de s'appliquer, comme on peut le voir sur la figure (29), Le vecteur de tension sélectionné à l'aide de la mesure du courant à l'instant k continue, elle est appliquée après le temps $(k+1)$, donc la variable peut être supprimée et vérifié par rapport à leurs références, le même processus se répète entre la prise des données pour les échantillons $(k+1)$ et $(k+2)$ et la répétition de ceci à chaque intervalle d'échantillonnage.

(Entre les deux temps d'échantillonnage consécutifs) le temps d'échantillonnage complet possible, ce décalage entraîne des fluctuations du courant statorique, comme les grandeurs contrôlées (couple et flux stator) dépendent du courant stator, des fluctuations de couple et de flux magnétique à proximité de la référence peuvent se produire, et l'augmentation du taux d'ondulation de ces deux variables (effet indésirable dans le contrôleur machine asynchrone).

Il est possible de considérer des retards dus au temps de calcul.

La prédiction en deux étapes, dans cet esprit, le courant et le flux actuels du stator sont le vecteur tension tel qu'il été décrit dans le chapitre précédent, appliqué aux bornes de la machine, le courant stator est maintenant mesuré échantillonnage k , cela préserve la

cohérence temporelle du flux échantillonné et la tension appliquée au début de l'intervalle d'échantillonnage.

La valeur estimée pour prédire le module d'élasticité en utilisant le courant et le flux du stator à l'instant $(k+1)$, créer le couple électromagnétique et le flux statorique à l'instant $(k+2)$, le vecteur des tensions stator optimale $V_s(k+1)$ à l'instant $(k-1)$.

Ce vecteur de tension optimal est Créé au terminal de la machine au début de la prochaine période d'échantillonnage. Une fois le courant stator mesuré au temps $(k+1)$, et la valeur mesurée est écrasée, il faut ajuster le timing et améliorer les performances de prédiction.

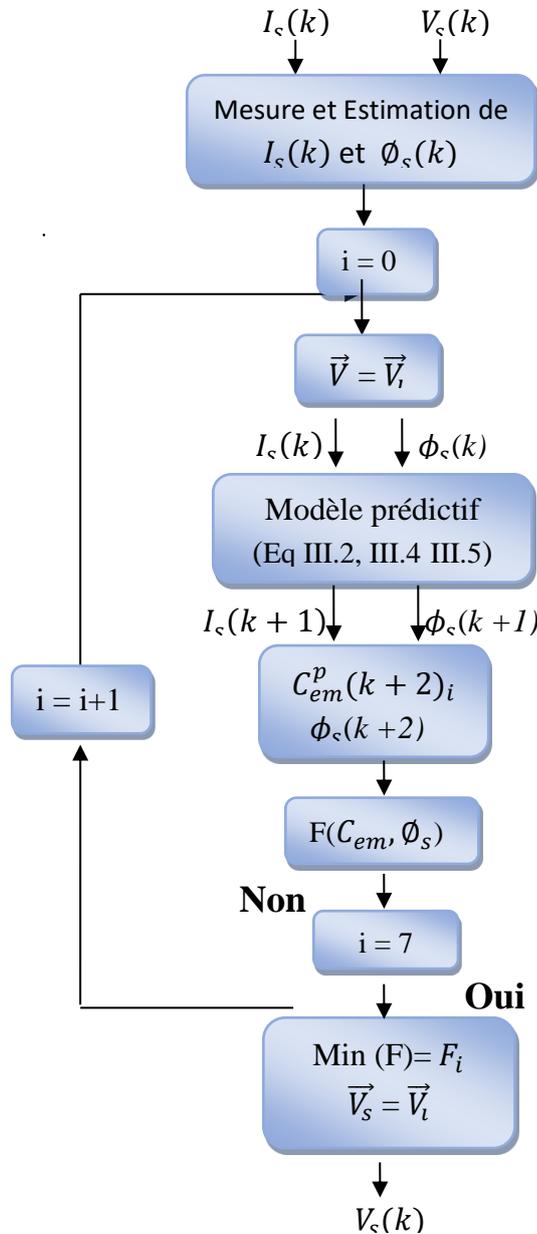


Figure 30: Organigramme de la commande prédictive directe de couple avec compensation du temps de retard

Le schéma de la Figure (30) montre l'algorithme de contrôle prédictif suivant. Compense le temps de retard dû au calcul. Les entrées de l'algorithme sont actuelles Stator mesuré, vecteur de tension sélectionné $V_s(k)$ et vitesse cor celles-ci ont toutes été obtenues lors de l'échantillonnage précédent.

Comparaison avec l'algorithme de commande par anticipation sans compensation de temps de retard la figure (29) montre l'application du nouveau vecteur optimal des tensions V_s . Il a été placé au début de l'algorithme après avoir mesuré les variables pendant l'estimation en cours flux statorique à l'instant $(k+1)$. Choses à surveiller l'estimation du courant et du flux augmente le temps de calcul, mais pas. Ils sont importants car ils ne sont calculés qu'une seule fois par période d'échantillonnage.

Lors de l'utilisation de l'algorithme de contrôle de couple prédictif correction du temps de retard, courant de stator mesuré et nouveau vecteur la tension optimale au temps d'échantillonnage k est utilisée pour estimer la valeur de le courant et le flux statorique à l'instant $(k+1)$ Alors ces valeurs est utilisé comme point de départ pour prédire les variables dans commande (couple et flux) à l'instant $(k+2)$, donc le vecteur tension optimal est $V_s(k+1)$, après avoir minimisé la fonction de , celle-ci est choisie parmi huit vecteurs possibles. Ça coute.

De cette façon, la fonction de coût doit évaluer les prédictions calculées à l'instant $k+2$, et elle est redéfinie comme suit :

$$\begin{cases} C_{em}^p(k+2)_i = \frac{3}{2}p(\Phi_{sa}^p(k+2)_i l_{s\beta}^p(k+2)_i - \Phi_{s\beta}^p(k+2)_i l_{sa}^p(k+2)_i) \\ i \in [0,1, \dots, 6] \end{cases} \quad (III.8)$$

Les équations prédictives (III.2), (III.4) et (III.5) utilisées dans la commande PDTC sans compensation du temps de retard deviennent respectivement :

$$\begin{cases} \Phi_{sa}^p(k+2)_i = \Phi_{sa}^p(k+1) + T_e V_{sa}(k+1)_i - T_e R_s i_{sa}(k+1) \\ \Phi_{s\beta}^p(k+2)_i = \Phi_{s\beta}^p(k+1) + T_e V_{s\beta}(k+1)_i - T_e R_s i_{s\beta}(k+1) \\ et \\ \Phi_s^p(k+2)_i = \sqrt{\Phi_{sa}^p(k+2)_i^2 + \Phi_{s\beta}^p(k+2)_i^2} \\ i \in [0,1, \dots, 6] \end{cases} \quad (III.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sa}^p(k+2)_i = \left(1 + \frac{T_e}{t_\sigma}\right) i_{sa}(k+1) + \frac{T_e}{t_\sigma + T_e} \cdot \frac{1}{R_\sigma} \left(\left(\widehat{\Phi}_{sa}(k+1) \cdot \frac{k_r}{t_r} - k_r \cdot \omega_r(k+1) \cdot \widehat{\Phi}_{s\beta}(k+1) \right) + V_{sa}(k+1)_i \right) \\ i_{s\beta}^p(k+2)_i = \left(1 + \frac{T_e}{t_\sigma}\right) i_{s\beta}(k+1) + \frac{T_e}{t_\sigma + T_e} \cdot \frac{1}{R_\sigma} \left(\left(\widehat{\Phi}_{s\beta}(k+1) \cdot \frac{k_r}{t_r} - k_r \cdot \omega_r(k+1) \cdot \widehat{\Phi}_{sa}(k+1) \right) + V_{s\beta}(k+1)_i \right) \\ i_{sa}^p(k+1)_i = \sqrt{\frac{et}{i_{sa}^p(k+1)_i^2 + i_{s\beta}^p(k+1)_i^2}} \\ i \in [0,1, \dots, 6] \end{array} \right. \quad (\text{III.10})$$

Avec : $t_\sigma = \sigma \cdot \frac{L_s}{R_\sigma}$

$$R_\sigma = R_s + R_r \cdot K_r^2$$

$$K_r = \frac{L_m}{L_r}$$

Où $i_{sa}(k+1)$, $i_{s\beta}(k+1)$, $\widehat{\Phi}_{sa}(k+1)$ et $\widehat{\Phi}_{s\beta}(k+1)$ sont les valeurs estimées à l'instant $k+1$ des deux composantes α - β de courant et du flux statorique, enfin, le couple électromagnétique prédit à l'instant $k+2$ est :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_i = |T_{emref} - T_{em}^p(k+2)_i| + A |\Phi_{sref} - \Phi_s^p(k+2)_i| \\ et i \in [0,1, \dots, 6] \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

Le fonctionnement de l'organigramme illustré à la Figure (30) peut être résumé dans les prochaines étapes :

- Mesure du courant stator et de la vitesse du rotor.
- Appliquer le vecteur de tension optimal sélectionné dans l'intervalle échantillonnage précédent (la tension du stator peut être reconstituée à partir de l'état de commutation précédent de l'onduleur S_{abc} et tension continue E).
- Estimation de la valeur du courant et du flux statorique à l'instant $k+1$ en tenant compte des états de commutation précédemment appliqués.
- Prédiction de la valeur du couple électromagnétique et du flux du stator ; instantané taux d'échantillonnage $k+1$ pour tous les états de commutation possibles de l'onduleur.
- Évaluation des sept prédictions à l'aide de la fonction de coût. 6) Sélection du vecteur de tension optimal $V_s(k+1)$ pour minimiser la fonction de coût.

Ces étapes sont répétées à chaque période d'échantillonnage T_e , bien sûr prendre une nouvelle mesure de la variable de contrôle et de sa référence. La figure ci-dessus montre la vue d'ensemble du contrôle direct du couple. Prédiction par compensation de

retard pour une machine asynchrone triphasée il est piloté par un onduleur de tension à deux étages.

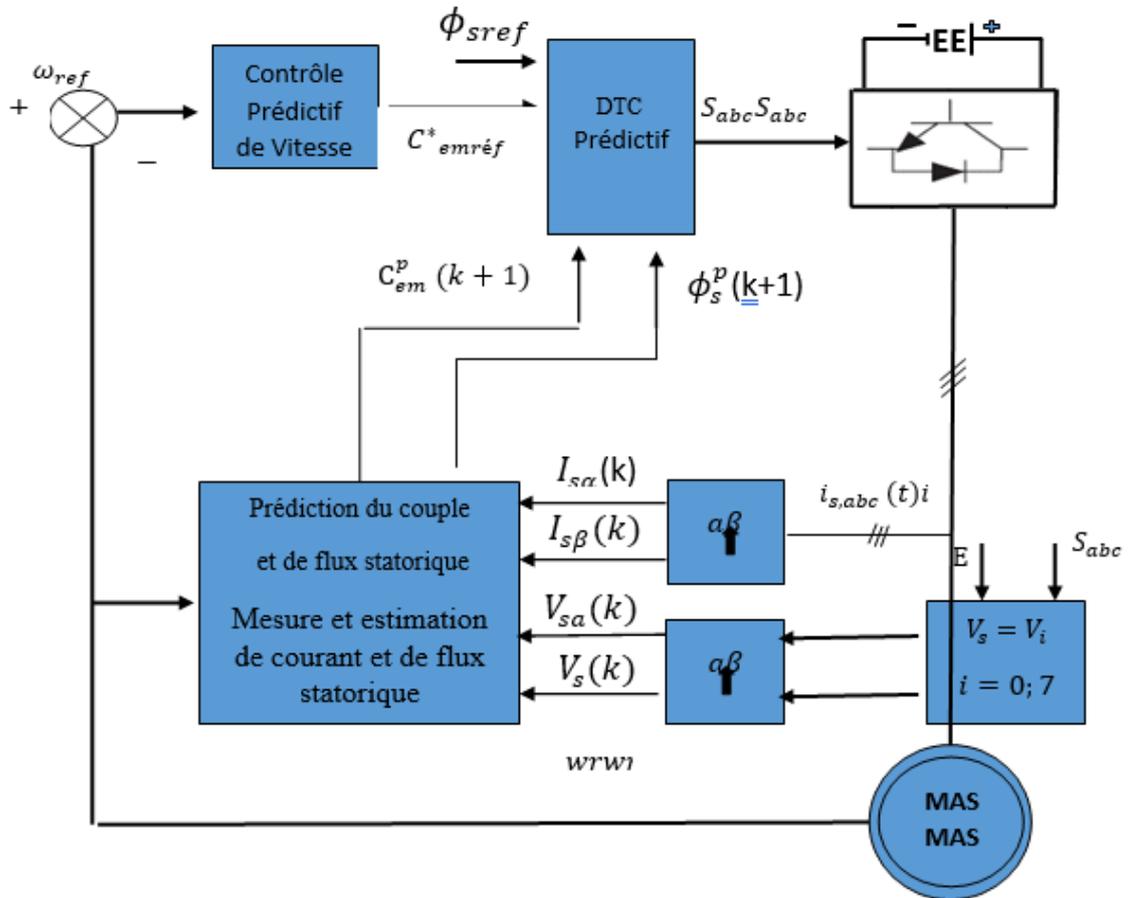


Figure 31: Schéma bloc de la commande directe de couple prédictive en boucle fermée

Contrôle de la vitesse du rotor ω_r . Estimation du courant stator et du flux l'échantillonnage à l'instant $k+1$ est effectué en utilisant les mêmes moyens que ceux utilisés à la Figure. Schéma de contrôle DTC en boucle fermée classique, le même contrôleur prédiction de vitesse

La différence entre les deux schémas réside dans le principe de contrôle direct de couple. Celui-ci (PDTC) utilise un modèle prédictif basé sur le modèle de la machine et une fonction de coût pour générer les séquences de commutation du convertisseur, tandis que l'autre (DTC) classique utilise une table de commutation alimentée à ses entrées par deux contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique, et ce, afin de générer les séquences de l'onduleur.

4. Les résultats de simulation

On démarre la machine à vide et à l'instant $t=0.7$ s, on applique un couple résistant ($C_r=15$ N.m). Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation sur 3.7(s), d'un temps d'échantillonnage $T_e=1e-5$ pour un couple de référence (calculé par le régulateur prédictif) et un flux de référence à 1.2 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.1 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.025 Wb :

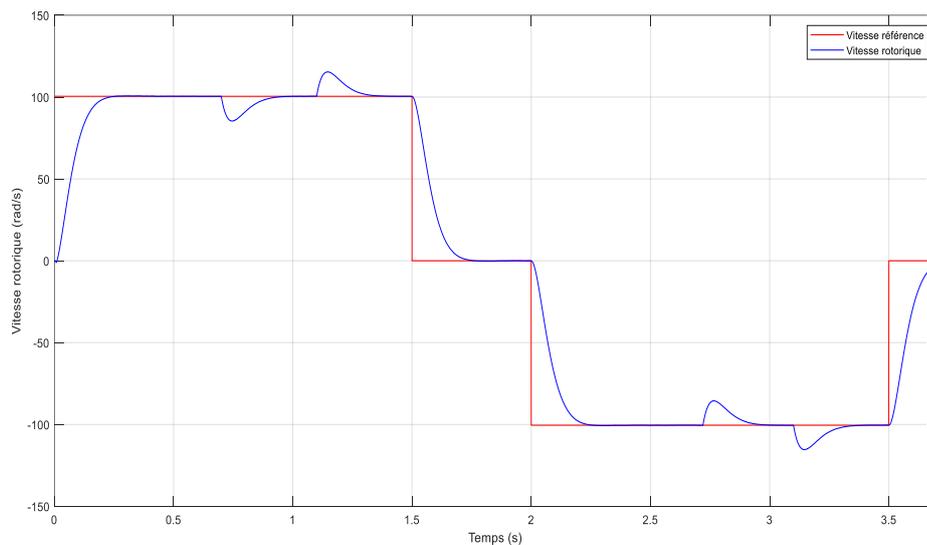


Figure 32: La réponse de la vitesse

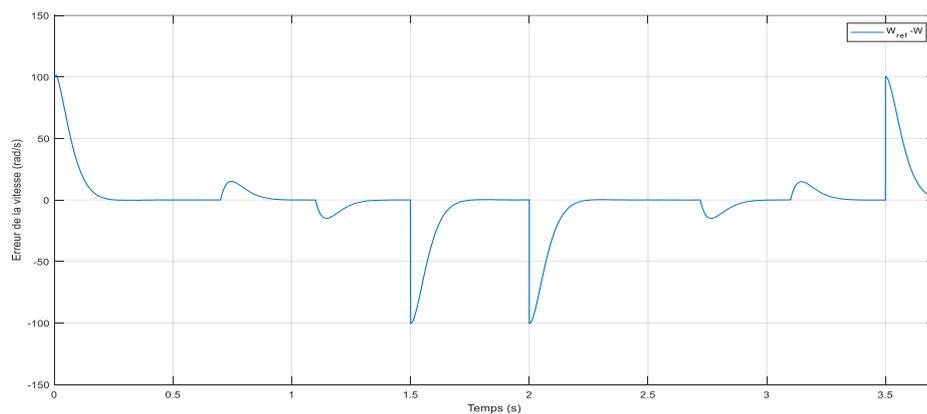


Figure 33: La réponse de l'erreur de la vitesse

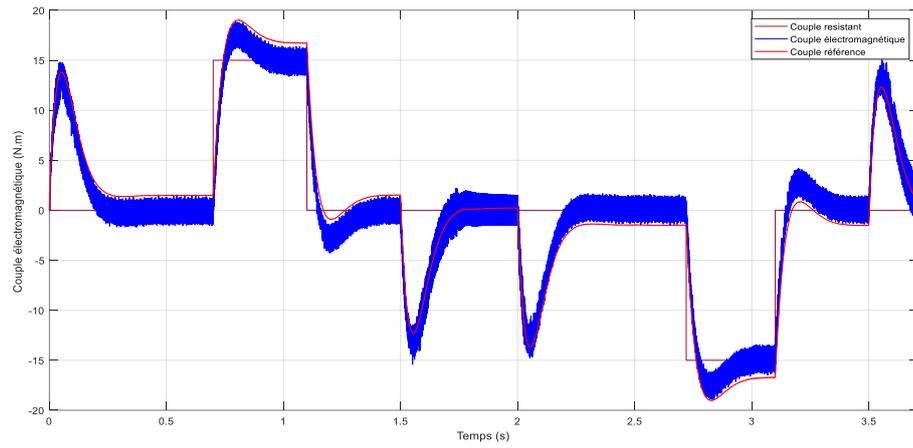


Figure 34: La réponse du couple électromagnétique

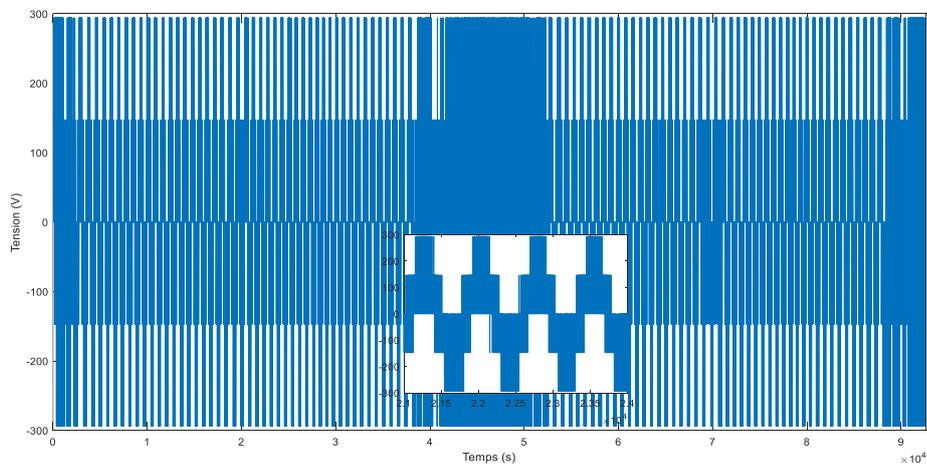


Figure 35: La réponse de la tension

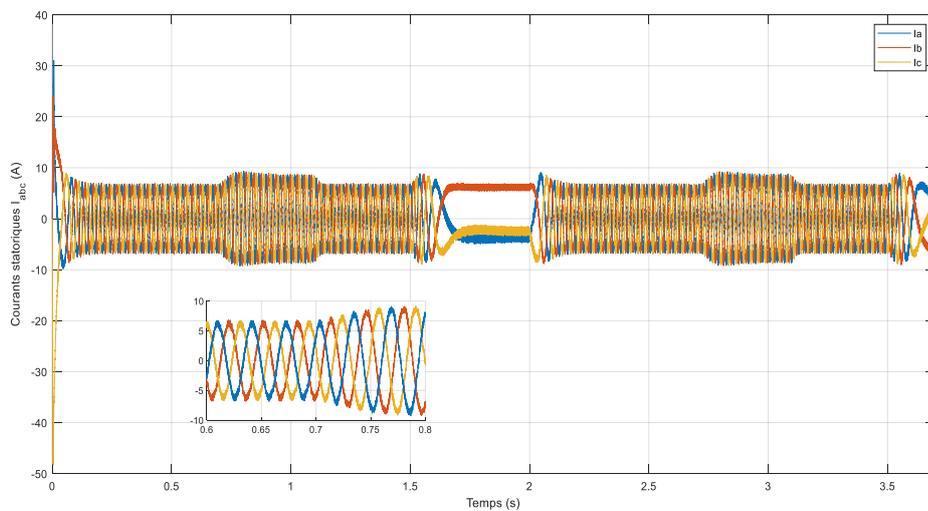


Figure 36: La réponse du courant statorique

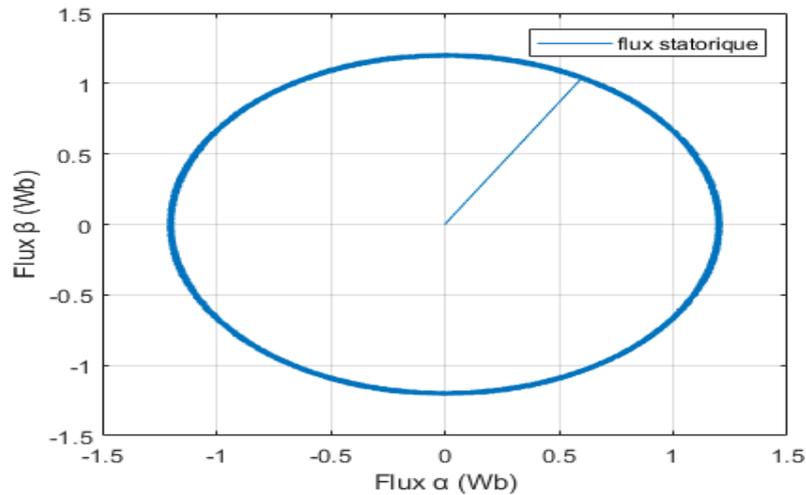


Figure 37: La réponse du flux statorique

- Un bon suivi de référence. Figure (32)
- Un rejet de perturbation. Figure (33)
- La figure (34) montre les courants statoriques (I_a , I_b , I_c).
- La Figure (35) Pour cette simulation, on observe à partir de la figure 26 une bonne dynamique du couple et un suivi de consigne acceptable.
 - Les signaux de commande de commutation de l'onduleur (S_a , S_b , S_c) sont illustrés à la Figure (36). La fréquence de commutation varie autour de 2,5 kHz, ce qui est le principal inconvénient des DTC.
 - La figure (37) montre la variation du flux statorique dans un système diphasique (α , β).

Conclusion

La commande directe de couple prédictive appliquée à la machine asynchrone triphasée est présentée dans ce chapitre. L'accent a, particulièrement, été mis sur le modèle prédictif de la commande et la fonction du coût, et ce, afin de désigner le meilleur état (S_{abc}) de commutation possible pour l'onduleur de tension alimentant la machine.

Ensuite, nous avons vu les différentes équations qui régissent l'application de cette commande. Pour enfin présenter les résultats de simulation dans les mêmes conditions que la DTC.

On remarque que les résultats sont très satisfaisants en termes de suivi de consigne et de rejet de perturbation.

Conclusion générale

Les travaux menés dans le cadre de ce mémoire ont permis son élaboration et sa mise en œuvre. La structure du contrôle DTC avec régulateur de vitesse moins sensible aux fluctuations, utilise des paramètres mécaniques et ne nécessite pas de capteurs mécaniques fragiles et/ou coûteux, et le développement du contrôle prédictif non linéaire en l'appliquant la machine asynchrone.

Le but de cette recherche est d'appliquer la technologie de contrôle aux machines asynchrones, ainsi, nous avons suivi un processus spécifique pour concrétiser cette idée.

Tout d'abord, nous sommes arrivés à un examen théorique de l'ensemble, en commençant par une brève introduction à la machine asynchrone, on a listé et expliqué son principe de fonctionnement et sa structure, ensuite, le modélisé et l'intégrer dans les équations de référence triphasées, pour passer aux systèmes diphasiques équivalents dans le cadre de la théorie PARK.

Dans le deuxième chapitre, on a effectué une analyse théorique du principe de contrôle direct, et ce, en exécutant le couple conventionnel (DTC) ainsi que les simulations, tout en déchargeant celle-ci et les baser sur la charge dans un dernier test de robustesse, pour le contrôle de vitesse PI classique vitesse variable.

Une technique de contrôle prédictif direct du couple basé sur le modèle de la machine asynchrone a été étudiée et validée, dans le but de réduire les ondulations de couple et de flux. En revanche, la table de commutation, les contrôleurs à bande d'hystérésis et l'information sur la position de flux statorique utilisés dans la commande directe du couple classique sont remplacés par une fonction de coût, qui prend en compte le comportement futur de ces variables contrôlées (couple, flux).

Le chapitre III de cette mémoire a été consacré à l'étude et à la mise en œuvre de cette technique prédictive. Ce principe de contrôle prédictif développé et appliqué aux systèmes non linéaires à dynamique rapide en général (dans notre cas, le système non linéaire s'avère être la machine asynchrone), a été fait par approximation à l'aide de la méthode d'Euler et ce, en utilisant le modèle mathématique établi en temps continu ; ainsi le contrôle prédictif obtenu est analytique et est facile à implémenter.

Sur la base des résultats obtenus et de la comparaison entre les deux structures (classique prédictive), la structure de prédiction peut être conclue comme suit.

Dans les deux cas, c'est une réalisation plus significative et satisfaisante que la construction classique. La vision dynamique (couple et flux) et la qualité de la forme résultante, notamment vitesse courant statorique et son analyse harmonique. La régulation de vitesse prédictive contrôle en boucle fermée et combinée à un estimateur de perturbation et à un schéma, il a donné un sentiment de satisfaction en termes d'empêchement de dépassement et de maintien de la trajectoire prescrite et de rejet. Il interfère dans une large plage de vitesse.

Lors de nos simulations, nous avons pu observer les résultats obtenus avec la commande DTC et la commande PDTC, mettant en évidence leurs avantages et inconvénients respectifs. Les contrôleurs de flux et de couple ont été développés pour assurer le contrôle efficace des variables de la machine asynchrone, et des tables de commande et de commutation ont été élaborées pour faciliter la mise en œuvre des stratégies de contrôle.

Références bibliographiques

- [1] Grellet, G., & Clerc G. (1996). Actionneurs électriques. France : Eyrolles.
- [2] Canudas de Wit, C. (2000). Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC. France: Hermès Science Publication.
- [3] Blaschke F. (1972). The principle of field Orientation as applied to the Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. Siemens Review, 39, 217- 220
- [4] Novotny, D. W., & Lorenz, R.D. (1986). Introduction to field orientation and high performance AC drives. IEEE-IAS Tutorial Course.
- [5] Dombia, M. L., Roy, G., & Rajagopalon, V. (1997). An Integrated Solution for Simulating Electrical Drive Systems With Matlab/Simulink. International Symposium on Industrial Electronics.
- [6] Dufour, C, Bélanger, J., Abourida, S., & Lapointe, V. (2007, juin). FPGA-Based Time Simulation of finite-Element Analysis Permanent Magnet Synchronous Machines Drive. Opal-RT Technologies, 38th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, Florida, USA.
- [7] Guy Sturtzer et Eddie Smigiel « Modélisation et commande des moteurs triphasés » Éditions Ellipses. Paris, 2000
- [8] S.CHAOUCH « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse » Thèse de doctorat, Université Batna, 2005
- [9] Dumer, D., Boucher, P., & Kolb, T. (1996). Application of Cascaded Constrained Receding Horizon Predictive Control to an Induction Machine. Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications, Dearborn, MI, 888-893.
- [10] Maaziz, M.K., Mendes, E., Boucher, P., & Dumur, D. (2002). Validation expérimentale de commandes prédictives non linéaires. Journal européen des systèmes automatisés, 36(5), 723-735.
- [11] Maaziz, M. (2000). Commande prédictive de systèmes non linéaires : Application à la commande de machines asynchrones. (Thèse de doctorat, École supérieure d'électricité, France, 2000).

[12] 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.

[14] Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation. IEEE Transactions on Power Electronics,

[15] CONILH C. « Commande d'une machine asynchrone dédiée à la traction des chariots de manutention électrique », Thèse de doctorat, INP de TOULOUSE, 2007

[16] Bimal K. Bode « Modern Power Electronics and AV Drives », P. Hall, Edition : Prentice Hall, 2002.

[14] Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation. IEEE Transactions on Power Electronics,

[17] Leonhard, W. (1996). Control of Electrical Drives. Springer Verlag.

[18] Holtz, J. (1994). Pulse with Modulation for Electronic Power Conversion. Proceedings of the IEEE, 82(8), 1194- 1214. 141

[19] Beerten, J., Vervekken, J., & Driesen, J. (2010). Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(1), 404-412.

[20] Rodriguez, J., & Cortes, P. (2012). Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. John Wiley and Sons, Ltd.

[21] Camacho, E., & Bordons, C. (2007). Model Predictive Control. Springer Verlag.

[22] Morari, M., & Lee, J. H. (1998). Model Predictive Control, Past, Present and Future. Zurich: Institut fur Automatik, ETH.

[23] Holtz, J., & Stadtfeldt, S. (1983). A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source. In International Electronics Conference, IPEC, 2, 1665- 1675.

[24] Kennel, R., & Schöder, D. (1983). A Predictive Control Strategy for Converters. In Third IP AC Symposium, 415- 422.

[25] Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. & al. (2004). Predictive Direct Torque Control of an Induction Machine. Riga, Lativa : EPE-PEMC.

[26] Dufour, C, Ishikawa, T., Abourida S., & Bélanger, J. (2007, septembre). Modern Hardware-In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles. Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, VPPC 2007, IEEE, Sept 9-12. 2007.

[27] Pavel, Karlovsky., & Jiri, Lettl., Article (May, 2018). Induction Motor Drive Direct Torque Control and Predictive Torque Control Comparison Based on Switching Pattern Analysis

Annexes

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

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	1.76 Ω
Resistance rotorique R_r	1.95 Ω
Inductance cyclique au stator L_s	0.194 H
Inductance cyclique au rotor L_r	0.194 H
Inductance mutuelle $M_{sr}=M_{rs}=M$	0.183 H
Nombre de paires de pole P	2
Coefficient de frottement f	0.0001 N.mS ⁻¹ /rad
Moment d'inertie J	0.02 Kg.m ²