

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**COMMANDE DIRECT DU COUPLE
DE LA MAS
SANS CAPTEUR DE VITESSE**

Proposé et dirigé par: Présenté par :

Monsieur: Fouad BERRABAH

BENARIB Abdennour

OULD MOHAMED Brahimelkhalil

OULD MOHAMED MAHMOUDE bay

Année Universitaire : 2010 / 2011

REMERCIEMENTS

*Nous tenons à remercier tout d'abord notre responsable de projet, Monsieur, **Fouad BERRABAH**, aussi bien pour leur aide précieuse et sa disponibilité que pour leurs qualités humaines. il nous a toujours consacré le temps nécessaire pour être guidés efficacement. Au-delà de leur grande rigueur scientifique et de l'aide technique qu'il nous a apportée, leur soutien amical et la reconnaissance dont il a fait preuve envers notre travail nous a aidé à franchir bien des barrières.*

*Nous tenons à remercier aussi, Monsieur, **Said barkati** pour son intérêt et ses conseils pour notre projet.*

*Nous remercions également, Monsieur, **Jalal eddine khoudja**, pour leurs aides.*

Enfin, nous adressons nos remerciements à toute l'équipe d'encadrement de département de génie électrotechnique

Sommaire

Remerciements.....	i
Dédicace	ii
Sommaire.....	vi
Notations et symboles.....	vii
Liste des tableaux et figures.....	viii
Introduction général.....	1

Chapitre I

Etat de l'art et modélisation de la MAS et de l'onduleur

I.1 Etat de l'art

I.1.1 Introduction	03
I.1.2 Commande scalaire.....	03
I.1.3 Commande vectorielle à flux orienté (FOC).....	04
I.1.4 Commande directe du couple (DTC).....	05
I.1.5 Commande non linéaire (CNL).....	05
I.1.6 Commande par mode glissant (CMG)	06

I.2 Modélisation de la MAS

I.2.1 Introduction.....	07
I.2.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	07
I.2.2.1 Description	07
I.2.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	08

I.2.2.3 Equations électriques.....	09
I.2.2.3.1 Modèle électrique d'une phase.....	09
I.2.2.3.2 Les équations liées au stator.....	09
I.2.2.3.3 Les équations liées au rotor.....	10
I.2.2.4 Les équations magnétiques.....	10
I.2.2.5 Equation mécanique.....	12
I.2.3 Transformation du système triphasé vers biphasé.....	13
I.2.3.1 Intérêt des matrices de transformation.....	13
I.2.3.2 Modèle de Park de la Machine Asynchrone.....	13
I.2.3.3 Choix du référentiel.....	14
I.2.3.3.1 Référentiel lié au champ tournant.....	15
I.2.3.3.2 Référentiel lié au rotor (x, y)	21
I.2.3.4 Expression du couple électromagnétique instantané.....	22
I.2.4 Modélisation en utilisant la transformation de Concordia.....	23
I.2.5 Simulation de la machine dans le repère fixe au stator.....	24
I.2.6 Mise en équations d'états.....	24
I.2.7 Simulation de la machine asynchrone.....	26
I.2.7.1 Courbes de simulation.....	27
I.2.7.2 Interprétation des résultats de simulation.....	28

I.3 L'onduleur de tension

I.3.1 Le processus onduleur-MAS.....	29
I.3.1.1 Onduleur de tension à deux niveaux.....	29
I.3.1.1.1 Introduction.....	29
I.3.1.1.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur.....	29
I.3.1.1.3 Schéma de principe de l'onduleur à deux niveaux.....	35

I.3.1.2	Modélisation de l'onduleur de tension.....	36
---------	--	----

Chapitre II

Contrôle directe de couple DTC

II.1	Introduction.....	42
II.2	Principe de la commande <i>DTC</i>	42
II.2.1	Règle d'évolution du grandeur à contrôler (flux couple).....	43
II.2.1.1	Règle d'évolution du flux statorique.....	43
II.2.1.2	Règle d'évolution du couple électromagnétique	46
II.3	Description de structure de <i>DTC</i>	48
II.3.1	Sélection du vecteur tension V_s	48
II.3.2	Estimation du flux statorique.....	50
II.3.3	Estimation du couple électromagnétique.....	52
II.4	Elaboration du vecteur de la commande <i>DTC</i>	52
II.4.1	Elaboration du contrôleur de flux.....	52
II.4.2	Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique.....	54
II.4.2.1	Correcteurs à deux niveaux.....	54
II.4.2.2	Correcteurs à trois niveaux.....	55
II.5	Stratégies de commutation dans la <i>DTC</i>	56
II.5.1	Elaboration de la table de commande.....	57
II.5.1.1	Table de commande du flux.....	58
II.5.1.2	Table de commande du couple.....	58
II.5.2	Elaboration des tables de commutation.....	58
II.5.2.1	Les table de commutation correspondant au fonctionnement à deux quadrants.....	58
II.5.2.2	Les tables de commutation correspondant au fonctionnement a quatre quadrants.....	59

II.6 Réglage classique de la vitesse.....	60
II.7 La DTC modifiée.....	62
II.7.1 Correcteur de couple a quatre niveaux.....	63
II.7.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension active et nulle.....	64

CHAPITRE III

Commande sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone

III.1 Introduction.....	67
III.2 Notions d'estimation et observation.....	67
III.3 Suppression du capteur de vitesse.....	68
III.4 Estimateur et L'observateur.....	69
III.4.1 L'estimateur.....	69
III.4.2 L'Observateur.....	70
III.5 Les méthodes de commande sans capteur mécanique.....	71
III.5.1 Méthodes avec Modèle.....	71
III.5.1.1 Méthodes à base d'estimateur.....	71
III.5.1.1.1 La loi d'autopilotage.....	71
III.5.1.1.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	71
III.5.1.2 Méthodes à base d'observateur.....	71
III.5.1.2.1 Observateur déterministe.....	72
III.5.1.2.2 Observateur stochastique (Filtre de Kalman).....	72
III.5.2 Méthodes sans modèle.....	72
III.5.2.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine.....	72
III.5.2.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle.....	73
III.6 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS).....	73

III.6.1	Modèle de référence.....	75
III.6.2	Modèle ajustable (adaptatif)	76
III.6.3	Mécanisme d'adaptation.....	77
III.6.4	Synthèse du correcteur.....	78
IV.1	Structure générale du contrôle direct du couple.....	82
IV.2	Résultats et interprétation	82
IV.3	Application d'un correcteur de couple à deux niveaux.....	83
IV.3.1	Les résultats obtenue pour une fonctionnement à deux quadrants	84
IV.3.1.1	Par l'application de la Tableau (II.4) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.....	84
IV.3.1.2	Par l'application de la Tableau (II.5) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.....	85
IV.3.1.3	Par l'application de la Tableau (II.6) : Table de commutation avec les vecteurs tensions actives	86
IV.3.2	Les résultats obtenus pour un fonctionnement à quatre quadrants.....	87
IV.3.2.1	Par l'application de la Tableau(II.7): Table de commutation avec les vecteurs tensions active à quatre quadrant.....	87
IV.4	Par l'application d'un correcteur de couple à trois niveaux.....	88
IV.4.1	Pour un correcteur de type trois niveaux	88
IV.4.1.1	Résultats de simulation et interprétations pour l'application de la Table des vecteurs nulles	88
IV.4.1.2	Résultats de simulation et interprétations pour l'application de la Table des vecteurs actives	89
IV.4.1.2.1	Démarrage à Vide Avec Variation Du Couple De Charge.....	90
IV.4.1.2.2	Inversion du sens de rotation de la vitesse	91

IV.5	Résultat de simulation de la DTC modifié.....	92
IV.5	Simulation de technique MRAS.....	94
IV.6.1	Résultats de simulation et interprétation	95
	conclusion général	99
	Annexe A : les paramètres de la machine asynchrone.....	100
	Références bibliographique	101

NOTATION ET SYMBOLES

MAS	Machine Asynchrone.
DTC	Direct Torque Control ou (Côntrole direct du couple).
PI	Correcteur proportionnel-intégrateur.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$\hat{}$	Symbole pour une grandeur estimé.
s, r	Indices correspondants au stator et rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c .
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques.
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statoriques.
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotoriques.
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_1, M_2, M_3	Inductances mutuelles entre une phase du stator et une phase du rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$l_{s\delta}$	Inductance de fuite statorique.
$l_{r\delta}$	Inductance de fuite rotorique.
θ	Angle électrique.
(α, β)	Axes fixés au stator.
(x, y)	Axes fixés au rotor.
(u, v)	Axes fixés par rapport au champ tourant.
[P]	Matrice de transformation de PARK.

ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω_c	Fréquence de coupure.
P	Nombre de paire de pôles.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
σ	Coefficient de dispersion.
T_s	Constante de temps statorique.
T_r	Constante de temps rotorique.
[A]	Matrice de transition.
[B]	Matrice de commande.
V_{eff}	Valeur efficace de tension.
s	Opérateur dérivée de LAPLACE.
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_i	Facteur intégral.
τ_i	Constante de temps $\frac{K_p}{K_i}$.

Liste des Figures

Figure(I.01) : Représentation schématique d'une MAS.....	08
Figure(I.02) : Modèle électrique d'une phase.....	09
Figure(I.03) : Repère initial et repère (d, q) de Park.....	13
Figure(I.04) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux Différent référentiels.....	15
Figure(I.05) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée dans le repère (d, q).....	15
Figure (I.06) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée Dans le repère (x, y).....	21
Figure(I.07) : schéma bloqué de la MAS alimenté par un réseau triphasé équilibré.....	26
Figure(I.08) : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale.....	27
Figure(I.09) : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale et l'application d'une C_r à l'instant($t=2s$)	27
Figure(I.10) : Schéma représentatif d'un bras (j) de l'onduleur.....	29
Figure(I.11) : Un onduleur monophasé.....	30
Figure(I.12) : Un onduleur triphasé.....	30
Figure(I.13a) : L'interrupteur K_j est fermé, l'interrupteur K'_j est ouvert.....	31
Figure(I.13b) : L'interrupteur K'_j est fermé, l'interrupteur K_j est ouvert.....	31.
Figure(I.14a) : La caractéristique statique.....	31
Figure(I.14b) : Mise en parallèle d'un transistor et d'une diode.	31
Figure(I.15) : Lorsque K_j est ON, c'est le transistor T_j est conducteur.....	32
Figure(I.16) : K'_j est ON et la diode D'_j est conductrice.....	33

Figure(I.17) : K_j est ON et le transistor T_j est conducteur.....	33
Figure(I.18) : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS	34
Figure(I.19) : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.....	39
Figure(I.20) : Vecteur tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2- niveaux.....	40
Figure(II.1) : Exemple de l'évolutions de l'extrémité de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.....	45
Figure(II.2) : Evolution du vecteur flux statorique en fonction de la vecteur tension Appliquée.....	46
Figure(II.3) : illustration de l'angle δ	46
Figure(II.4) : Evolution de l'angle δ en fonction de la vecteur tension appliquée.....	47
Figure(II.5): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	49
Figure(II.6): Sélection du vecteur tension (active et nul) selon la zone $N = i$	50
Figure(II.7) : schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension.....	52
Figure(II.8) : choix du vecteur tension.....	53
Figure(II.9) (a): Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s (b): Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	54
Figure(II.10) : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis a deux niveaux.....	55
Figure(II.11) : Correcteur de couple à trois niveaux.....	55
Figure(II.12) : Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	56
Figure(II.13) : Choix du vecteur tension à appliquer.....	57
Figure(II.14) : Régulation de la vitesse avec un régulateur PI.....	61
Figure(II.15) : Les 12 Secteurs de la commande DTC.....	62
Figure(II.16) : Correcteur du couple à quatre niveaux.....	63

Figure (II.17) : Schéma général du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux.....	64
Figure (III.1) : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.....	68
Figure(III.2) : schéma de principe d'un estimateur.....	69
Figure(III.3) : Schéma de principe d'un observateur.....	70
Figure(III.4) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone la technique MRAS.....	74
Figure (III.5) : synthèse du correcteur de vitesse.....	78
Figure(IV.1) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	82
Figure(IV.2) : Représentation des six secteurs.....	83
Figure(IV.3): résultats de simulation pour la Tableau(II.4).....	84
Figure(IV.4): résultats de simulation pour la Tableau (II.5).....	85
Figure(IV.5): résultats de simulation pour la Tableau(II.6).....	86
Figure(IV.6): résultats de simulation pour la Tableau(II.7).....	87
Figure(IV.7.1): résultats de simulation pour la Tableau(II.8).....	88
Figure(IV.7.2): résultats de simulation pour la Tableau(II.8).....	89
Figure(IV.8): Test de démarrage à vide avec variation du couple de charge.....	90
Figure(IV.9): Test de variation et l'inversion du sens de rotation	91
Figure(IV.10) : Représentation des deuze secteurs.....	92
Figure(IV.10.1):Résultats de simulation pour la table de deuze secteurs	93
Figure(IV.10.2):Résultats de simulation pour la table de deuze secteurs.....	94
Figure(IV.11): commande directe de couple sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS.....	94
Figure(IV.12): Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de $C_r = 5 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 1 \text{ sec}$	96

Figure(IV.13) : inversion du sens de rotation.....97

Liste des tableaux

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée.....57

Tableau(II.02) : Résume les séquences de tensions actives à appliquer pour
augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.....58

Tableau(II.03) : Vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le
Contrôle du Couple.....58

Tableau(II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.....58

Tableau(II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.....59

Tableau (II.06) : Table de commutation avec les vecteurs tensions active.....59

Tableau (II.07) : Table de commutation avec les vecteurs tensions active a quatre quadrant.....59

Tableau (II.08) : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à
tensions actives et nulles.....60

Tableau (II.09) : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs N1 et N12.....63

Tableau (II.10) : Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux
pour des tensions actives et nulles.....64

Introduction générale

Les machines à courant continu (*MCC*) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (*MAS*), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques *watts* à plusieurs *mégawatts*, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor Considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les

paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent Chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performante et moins coûteuse, ces efforts en étaient récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (*DTC*). L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande directe de couple *DTC*. Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par les différents tableaux de commutation et avec amélioration de niveaux de hystérésis et avec modification qu'il introduire par une augmentation de nombre de secteur, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs. La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisi de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit:

Dans le **premier chapitre**, nous débuterons par un état de l'art sur les principales méthodes de Commandes qui existent industriellement, notamment la commande scalaire, vectorielle (*FOC*), la commande directe du couple (*DTC*), Commande Non Linéaire (CNL) et la Commande Par Mode Glissant (CMG). Nous poursuivrons ensuite par la modélisation du moteur asynchrone en tri et diphasé ainsi qu'à sa représentation dans les différents repères, chose qui s'avère indispensable pour étudier la dynamique et le comportement de la machine tant aux régimes transitoires qu'au régime permanent. Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension dans laquelle .

Le **second chapitre** présentera l'application du principe de la commande directe de couple par orientation du flux rotorique à la MAS. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés dans le dernier chapitre

Dans le **troisième chapitre**, nous avons vu plusieurs méthodes d'estimation et par souci de commande directe de couple sans capteur on choisit l'estimation de la vitesse par un observateur adaptatif MRAS.

Dans le **quatrième chapitre**, il contient toutes les résultats obtenue par la simulation des différentes applications vues dans les chapitres précédemment.

Ce mémoire sera achevé par une **conclusion générale** sur la commande proposée de la machine asynchrone, et les travaux qui peuvent être envisagés en perspectives.

Chapitre I

Etat de l'art

et

modulisation de la MAS

et

l'onduleur

I.1 ETAT DE L'ART

I.1.1 Introduction

La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle même (MAS multi phases et à double étoile, MAS à double cage, et à cage profonde, MAS doublement alimentée, MAS utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la MAS se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

Toute fois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les DSP, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la MAS dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

I.1.2 Commande Scalaire (Loi V/f)

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre des variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple par exemple le ventilateur, le compresseur, et climatiseur et la pompe ou des performances dynamiques très élevés [1].

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directes et indirectes.

Les premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation. Les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égal à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires (Volt/Hertz en anglais).

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités de couple (C_{max}), le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au Maintien du rapport $V/f = \text{constante}$. De part son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [2].

I.1.3 Commande Vectorielle Par Orientation Du Flux (FOC)

L'objectif de la commande vectorielle dite par orientation du flux, est d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement.

Cette approche est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972 [3]. Elle donne des performances bien meilleures en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque là on n'utilisait que la commande scalaire [4]. Désormais, cette commande constitue aujourd'hui la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [5].

De nombreuses études ont été menées autour de cette base de travail pour obtenir les structures de commande vectorielle [6].

Il existe des méthodes vectorielles directes et indirectes selon la détermination de l'angle de position du flux, ou angle d'orientation. Si cet angle est donné directement à partir des composantes biphasées du flux, ces méthodes sont dites directes, sinon elles sont indirectes et l'angle en question devrait être calculé par l'intégrale de la pulsation du stator déduite à partir de la combinaison linéaire de la pulsation de glissement et la vitesse du rotor.

On retiendra donc que les méthodes directes nécessitent un capteur de flux ou son estimation, alors que les méthodes indirectes nécessitent un capteur de vitesse ou son estimation.

I.1.4 Contrôle Direct Du Couple (DTC)

La structure de contrôle direct du couple (DTC) ou encore sous la terminologie DSC (Direct Self Control) de la machine à induction a été introduite par Depenbrock [7] et Takahashi [8] pour concurrencer les méthodes classiques. Par la suite de nombreux travaux ont été menés sur ce thème [9] et ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande,

A l'opposé de la commande vectorielle, cette approche ne reproduit pas le comportement électromécanique de la machine à courant continu [10], mais elle a pour but d'exploiter les performances du flux et du couple en utilisant une alimentation par modulation de largeur d'impulsion MLI qui consiste à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension.

Les principaux avantages de la DTC sont la dynamique rapide de la réponse en couple, la robustesse contre les variations paramétriques et l'absence des transformations de coordonnées [11]. Dans les travaux de thèse donné dans [12], une étude comparative entre le contrôle vectoriel FOC et le contrôle direct du couple DTC fut menée et il ressort qu'il y'a une certaine difficulté dans la commande du couple et du flux à très basse vitesse car présentant des ondulations élevées du courant et du couple. Ainsi un certain nombre de stratégies ont été proposées pour pallier ce problème et qui donnent lieu à divers degrés de complexité.

I.1.5 Commande Non Linéaire (CNL)

La technique de linéarisation par retour d'état a été introduite depuis les années 80 et elle a été utilisée pour la commande des systèmes non linéaires. Le but de cette approche est de transformer le système, multi entrées non linéaire en un système linéaire en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie permettant l'application de la méthode des systèmes linéaires.

La linéarisation entrée-sortie par retour d'état est à l'origine de nombreux travaux. On peut citer le travail de Marino et de ces collègues [13] qui ont proposé une commande non linéaire détaillée, pour la linéarisation du comportement E/S d'un moteur à induction avec une adaptation du découplage d'entrée-sortie. L'application industrielle de la théorie du contrôle non-linéaire du moteur à induction est devenue possible grâce à l'utilisation du DSP (Digital System Processor).

L'aspect pratique de cette approche non-linéaire est exposé par Von Raumer dans [14] dans lequel il a proposé le contrôle séparé du flux et du couple avec une limitation du courant statorique.

I.1.6 Commande par Mode Glissant (CMG)

La stratégie de commande à structure variable, utilisant les modes glissants a été développée par plusieurs études et recherches [15] pour la commande des moteurs asynchrones, (Utkin 1993, Dunnigan et autres 1998, Benchaib 1998 et Loukianov 2001).

La théorie des modes glissants est devenue l'une des éventualités du contrôle de la vitesse et du flux de la machine à induction en raison de son insensibilité aux variations paramétriques, de son rejet de perturbations externes, de sa réponse dynamique rapide et, en particulier, de sa simplicité d'implémentation par les convertisseurs de puissance [16].

La commande par mode glissant est basée sur une logique de commutation, son objectif est de synthétiser une variété de surfaces telles que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité. Par la suite, on détermine une loi de commande (commutation) qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface en se basant sur la théorie de Lyaponov [17].

Toutefois, elle présente l'inconvénient de l'effet du broutement qui a peut être surmonté par exemple dans les travaux présentés dans [18].

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

I.2.1 Introduction

L'objectif principal de ce chapitre est dans un premier temps la modélisation du moteur asynchrone. Dans un second temps, la simulation du moteur avec une source de tension triphasée équilibrée. Le logiciel Matlab (et bien d'autres) simule le comportement du moteur en régime statique et dynamique.

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. Les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) définissent l'état magnétique de l'entrefer; les enroulements du rotor ne sont pas raccordés à une sources, mais fermés sur eux-mêmes.

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, la modélisation est donc un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performante, Puisque la solution de tel système est difficile, l'utilisation de la transformation de Park, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté. A cette effet nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine asynchrone, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park[19].

I.2.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

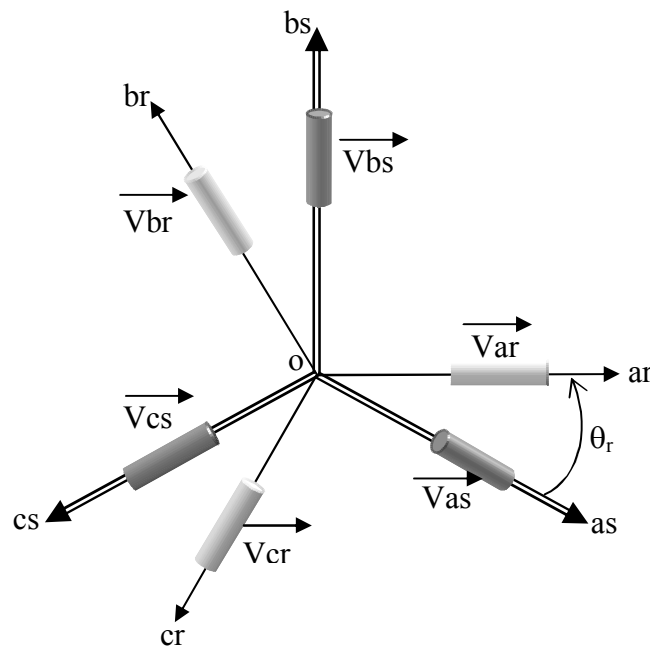
I.2.2.1 Description

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques (a_s , b_s , c_s) décalées entre elles par un angle de $(2\pi/3)$ et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés.

Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (théorème de Ferraris).

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. **Figure(I.1)**

Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent.



Figure(I.1) : représentation schématique d'une MAS

I.2.2.2 Hypothèses Simplificatrices [20]

Le modèle de la machine que nous adopterons repose sur les hypothèses suivantes :

- proportionnalité des flux au courant.
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches).
- Forces magnétomotrices à répartition spatiale sinusoïdale.
- Courants autres que dans les bobinages négligés.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.

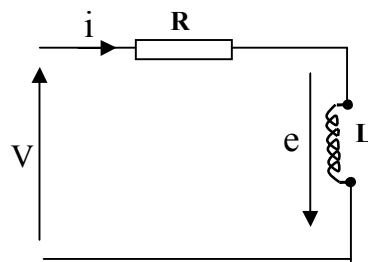
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

1. Les équations électriques.
2. Les équations magnétiques.
3. Les équations mécaniques.

I.2.2.3 Equations Electriques :

I.2.2.3.1 Modèle électrique d'une phase :



Figure(I.2) : Modèle électrique d'une phase

$$\left\{ \begin{array}{l} V = Ri - e \\ e = -\frac{d\phi}{dt} \\ V = Ri + \frac{d\phi}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.01})$$

A partir de ce modèle on déduit l'ensemble des équations électriques de la machine

I.2.2.3.2 Les équations liées au stator

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{as} = R_{as} i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_{bs} i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_{cs} i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.02})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.03})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} V_{sabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sabc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.04})$$

I.2.2.3.3 Les équations liées au rotor :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_{ar} i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_{br} i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_{cr} i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.05})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.06})$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} V_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{rabc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

Tel que :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

R_s : Résistance propre d'une phase statorique.

R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.

I.2.2.4 Les équations magnétiques

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.08})$$

Tel que :

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

$$\begin{bmatrix} \phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.09})$$

$$\begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}. \quad (\text{I.11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

M_{sr} : représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre. Finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \left([l_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \right) \quad (\text{I.13})$$

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \left([l_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \right) \quad (\text{I.14})$$

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

θ_r : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

Les équations différentielles décrivant le fonctionnement de cette machine étant fonction de θ_r (système à résolution difficile).

L'application de la transformation de PARK s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

I.2.2. 5 Equation mécanique :

Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega_r) \quad (\text{I.15})$$

pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{P}{J} \left(C_e - C_r - f \frac{\omega}{P} \right) \quad (\text{I.16})$$

J : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

P : nombre de paire de pôles.

f : coefficient du frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Ω_r : vitesse rotorique de moteur.

ω_{mec} : vitesse mécanique de moteur.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan « a b c ». Elles peuvent être implantées dans un ordinateur. Par contre, vu la complexité (36 termes pour l'énergie magnétique) de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

I.2.3 Transformation du système triphasé vers biphasé

I.2.3.1 Intérêt des matrices de transformation

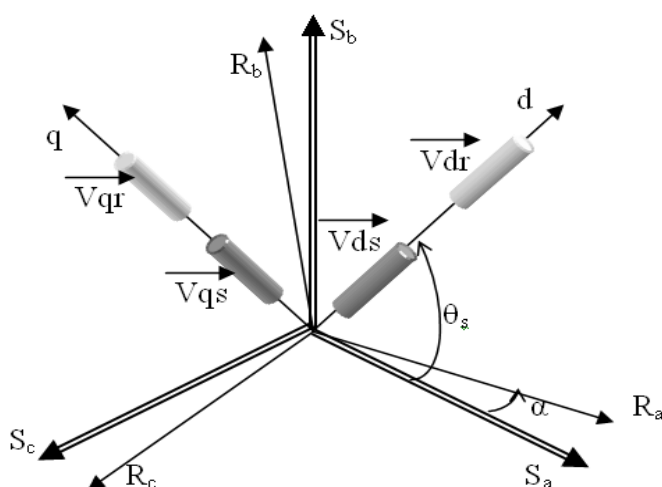
La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles. Ce ci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [21]. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de PARK, PARK modifiée et de Concordia.

I.2.3.2 Modèle de Park de la Machine Asynchrone

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la **Figure(I.3)** [22]



Figure(I.3): Repère initial et repère (d, q) de Park

Les deux bobines d et q, produiraient le même effet que les trois bobines réelles fixes. Les variables exprimées dans ce nouveau repère (d, q) nous permettent d'avoir un modèle relativement simple de la machine. On utilise ainsi la transformation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe 'd' et 'q'. Elle est définie par la matrice de transformation suivante :

$$K(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

L'angle dans la matrice $K(\theta)$, prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

On désigne :

- Par $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère statorique.
- Par $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d-q dans le repère rotorique.

De sorte qu'à partir de l'expression $(\theta_s - \theta_r = \alpha)$; il se déduit par dérivation :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = \omega = P\Omega \quad (\text{I.18})$$

I.2.3.3 Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (— — —)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_s)$ (- - -)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_r)$ (- · · ·)

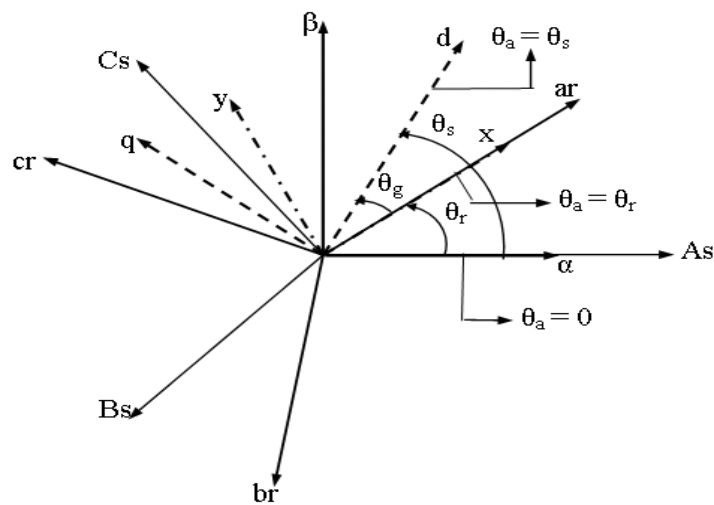
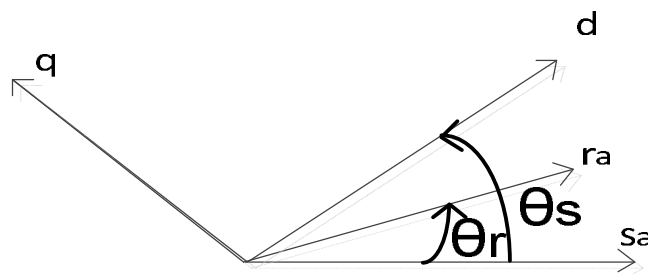


Figure (I.4) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

I.2.3.3.1 Référentiel lié au champ tournant



Figure(I.5) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée
Dans le repère (d, q)

Dans ce cas :

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

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs.

Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

$$\begin{cases} V_d = R i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_q \\ V_q = R i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_d \\ V_o = R i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (I.19)$$

La transformation de Park appliquée sur le système d'équations (1-14) et (1-15) :

$$[K(\theta)^{-1}] [V_{qdo}] = [R] [K(\theta)^{-1}] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[K(\theta)^{-1}] [\phi_{dqo}]] \quad (I.20)$$

$$[V_{dqo}] = [R] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqo}] + [K(\theta)] \left[\frac{d[K(\theta)]^{-1}}{dt} \right] [\phi_{dqo}] \quad (I.21)$$

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

Tel que :

$\theta = \theta_s$ Pour les grandeurs statoriques

$\theta = \theta_s - \theta_r$: Pour les grandeurs rotoriques

On obtient finalement le système des équations de Park qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R i_d + \frac{[d\phi_d]}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_q \\ V_q = R i_q + \frac{[d\phi_q]}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_d \\ V_o = R i_o + \frac{[d\phi_o]}{dt} \end{cases} \quad (I.23)$$

Les équations générales (I.23) décrivant le fonctionnement des moteurs à courant alternatif dans un référentiel $(d-q)$ se retrouvent dans la littérature technique consacrée aux machines électriques.

NB : La composante homopolaire du système (I.23) est de valeur nulle pour un système équilibré. À partir de ce qui précède on tire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{[d\phi_{ds}]}{dt} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{[d\phi_{qs}]}{dt} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{[d\phi_{dr}]}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{[d\phi_{qr}]}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.24)$$

Réduction de la matrice des inductances $L(\alpha)$

On applique la transformation de Park pour établir les relations entre les flux $(d q o)$ et ceux des axes (abc)

$$\begin{cases} [\phi_{dqos}] = [K(\theta)] [\phi_s] \\ [\phi_{dqor}] = [K(\theta)] [\phi_r] \end{cases} \quad (I.25)$$

- **au stator**

$$\begin{aligned} [\phi_{dqos}] &= [K(\theta)] \{ [l_s] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \} \\ [\phi_{dqos}] &= [K(\theta)] [l_s] [K(\theta)]^{-1} [i_{sdqo}] + [K(\theta)] [M_{sr}] [K(\theta)]^{-1} [i_{rdqo}] \end{aligned} \quad (I.26)$$

- **au rotor**

$$\begin{aligned} [\phi_{dqor}] &= [K(\theta)] \{ [l_r] [i_r] + [M_{sr}] [i_s] \} \\ [\phi_{dqor}] &= [K(\theta)] [l_r] [K(\theta)]^{-1} [i_{rdqo}] + [K(\theta)] [M_{sr}] [K(\theta)]^{-1} [i_{sdqo}] \end{aligned} \quad (I.27)$$

Après un calcul long et fastidieux les équations (1.26) et (1.27) nous donnent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

On constate :

- D'une part, que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps.
- D'autre part, que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

On pose :

$$L_s = l_s - M_s \quad \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = l_r - M_r \quad \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad \text{Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

$$L_{os} = l_s + 2M_s \quad \text{Inductance homopolaire statorique.}$$

$$L_{or} = l_r + 2M_r \quad \text{Inductance homopolaire rotorique.}$$

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques confèrent la nullité au somme des courants statoriques et des courants rotoriques. Les composantes d'indice (o) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constantes L_s , L_r , M , et reliés aux courants par la relation, Si on élimine la composante homopolaire du système (I.28) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Ou :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = l_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = l_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = l_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = l_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$$

En remplaçant les équations des flux (I.29) dans les équations des tensions (I.24):

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & M \frac{d}{dt} & -M \frac{d\theta_s}{dt} \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_s \frac{d\theta_s}{dt} & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -M \frac{d\theta}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \frac{d\theta}{dt} \\ M \frac{d\theta}{dt} & M \frac{d}{dt} & L_r \frac{d\theta}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Le rotor étant en court circuit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_s & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r)M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r)L_r \\ (\omega_s - \omega_r)M & M \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$\text{Avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

À partir du système d'équations (1.29) on peut exprimer les courants en fonction des flux comme suit.

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{ds} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \phi_{dr} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \phi_{qr} \\ i_{dr} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{dr} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \phi_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{qr} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \phi_{qs} \end{cases} \quad (I.32)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\sigma : \text{coefficients de fuite totale, ou coefficient de dispersion})$$

Et aussi à partir des équations du système (I.24):

$$\begin{cases} \left[\frac{d\phi_{ds}}{dt} \right] = -R_s i_{ds} + \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \phi_{qs} + V_{ds} \\ \left[\frac{d\phi_{qs}}{dt} \right] = -R_s i_{qs} - \left[\frac{d\theta_s}{dt} \right] \phi_{ds} + V_{qs} \\ \left[\frac{d\phi_{dr}}{dt} \right] = -R_r i_{dr} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qr} = 0 \\ \left[\frac{d\phi_{qr}}{dt} \right] = -R_r i_{qr} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.33)$$

I.2.3.3.2 Référentiel lié au rotor (x, y)

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

La **Figure(I.6)** représentée la schématisation d'une machine asynchrone biphasee équivalente dans le repère (x, y)

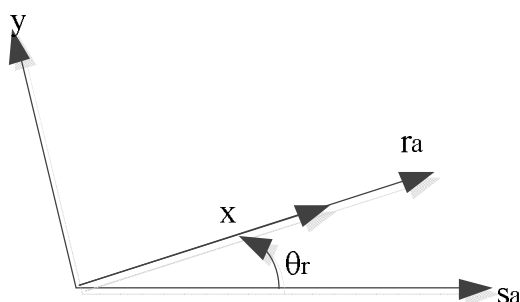


Figure (I.6) : Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasee
Dans le repère (x, y)

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

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \phi_{sx} = l_s i_{sx} + M i_{xr} \\ \phi_{sy} = l_s i_{sy} + M i_{yr} \\ \phi_{rx} = l_r i_{rx} + M i_{xs} \\ \phi_{ry} = l_r i_{ry} + M i_{ys} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (x, y).

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s L_s & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & M \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

I.2.3.4 Expression du couple électromagnétique instantané

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux les enroulements statoriques et rotoriques s'exprimes en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (I.37)$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement aux trois colonnes des équations des tensions :

- Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (I.38)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources:

$$i_{sd} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) \quad (I.39)$$

- Puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\phi_{rd} i_{rq} - \phi_{rq} i_{rd}) \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (I.40)$$

En tenant compte des équations des flux on peut donc écrire que :

$$P_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (I.41)$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à $C_e \Omega$ ou à $C_e \omega/p$, on en tire l'expression du couple :

$$C_e = P(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.42)$$

I.2.4 Modélisation en utilisant la transformation de Concordia

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle ϕ , la transformation de Park ainsi particularisée porte le nom de transformation de **Concordia** et les axes d, q sont habituellement désignés par α, β .

En réécrivant les équations (1.24) dans un référentiel stationnaire α, β ($\omega_s = 0$), on obtient le modèle de la partie électrique du moteur asynchrone .

Les tensions biphasées $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ sont obtenues comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{sa} - \frac{1}{2} V_{sb} - \frac{1}{2} V_{sc} \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sc} \right) \end{cases} \quad (I.43)$$

Les équations de transformation inverse des courants statoriques sont :

$$\begin{cases} i_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha} \\ i_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \right) \\ i_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

I.2.5 Simulation de la machine dans un repère fixe au stator :

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle général dans un référentiel lié au stator (α, β)

Considérons les tensions $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ comme grandeurs de commande, les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, les courants rotoriques $(i_{r\alpha}, i_{r\beta})$, la vitesse mécanique Ω comme variable d'états et le couple résistant C_r comme perturbation.

Soit le système d'équations statoriques et rotoriques exprimées dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{d}{dt} I_{s\alpha} + M \frac{d}{dt} I_{r\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{d}{dt} I_{s\beta} + M \frac{d}{dt} I_{r\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{d}{dt} I_{r\alpha} + M \frac{d}{dt} I_{s\alpha} + \omega L_r i_{r\beta} + \omega M i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{d}{dt} I_{r\beta} + M \frac{d}{dt} I_{s\beta} - \omega L_r i_{r\alpha} - \omega M i_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

I.2.6 Mise En Equations D'états

La machine asynchrone utilisée, est décrite par un système d'équations différentielles non linéaires, l'alimentation en tension de la MAS permet de choisir comme variables de commande,

les tensions statoriques $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$. Les variables d'états choisies sont les courants et les flux statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta})$. Le modèle d'état correspondant est :

$$\dot{[X]} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (I.46)$$

Avec :

$$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{s\alpha} \quad \phi_{s\beta}]^t \quad (I.47)$$

$$[U] = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}] \quad (I.48)$$

Tel que :

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\omega \\ -\omega & \frac{1}{\sigma L_s} & \omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r L_s} \end{bmatrix} \quad (I.50)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique;}$$

$$T_r = \frac{L_s}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique;}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \text{Coefficient de dispersion.}$$

I.2.7 Simulation De La Machine Asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet de simuler la machine d'une manière simple à l'aide de logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine est alimentée directement par un réseau triphasé [220/380 V, 50 Hz], les paramètres de la machine asynchrone sont donnés dans l'Annexe A.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.51)$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$: avec f la fréquence d'alimentation.

Le schéma bloc de simulation de la modélisation de la MAS est représenté par la **Figure(I.7)**

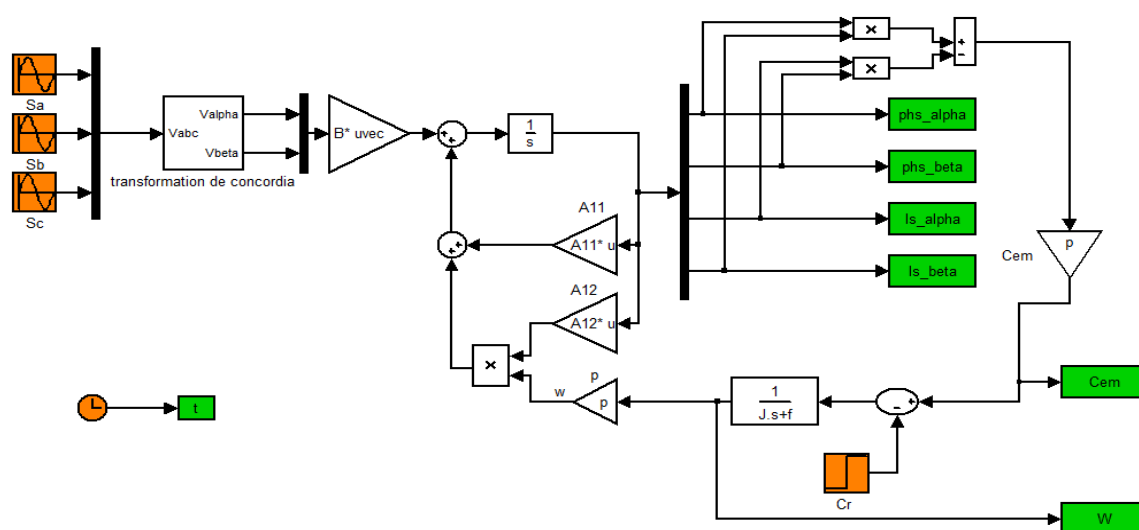
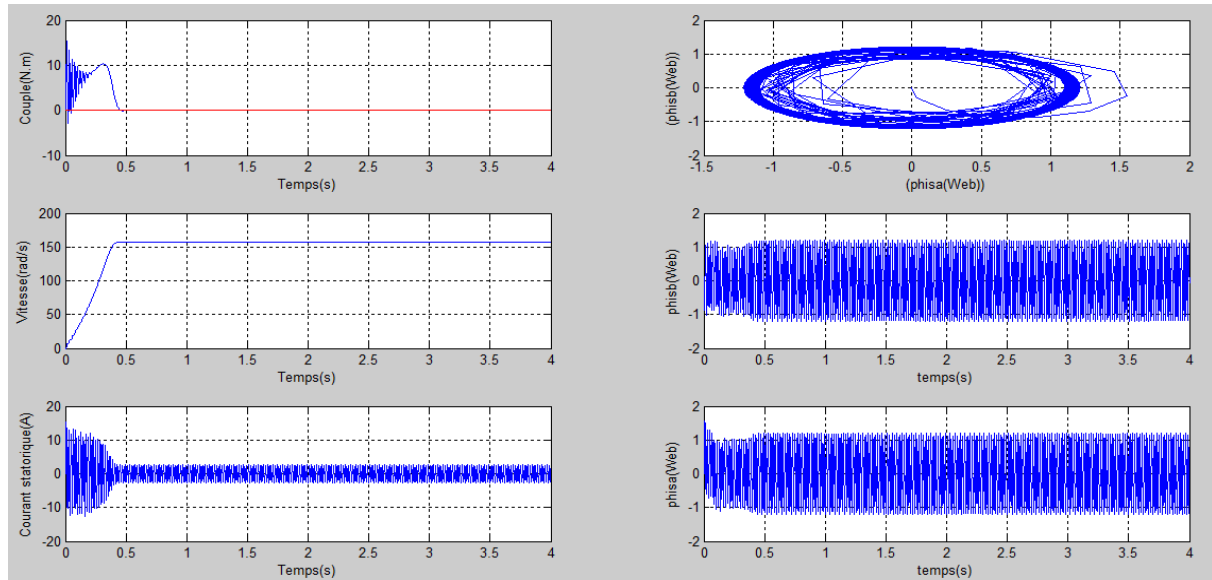


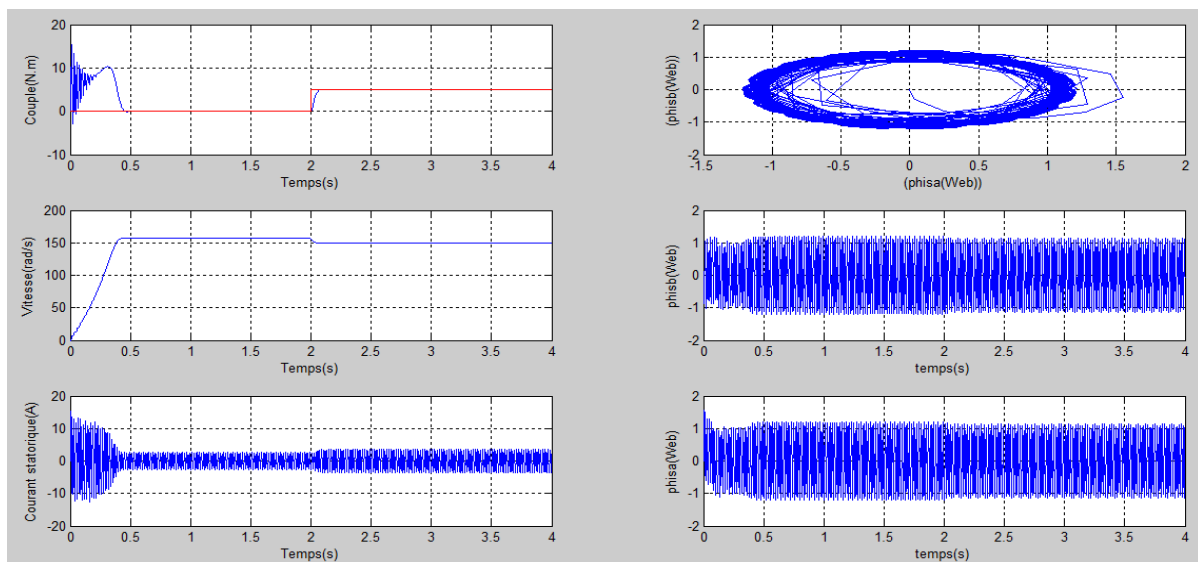
Figure (I.7) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la **Figure(I.8)** lorsque la machine est alimentée à vide et la **Figure(I.9)** lorsque la machine est en charge.

I.2.7.1 courbes de simulation



Figure(I.8) : Démarrage à vide du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale



Figure(I.9) : Démarrage à vide du MAS triphasé alimenté par une source de tension équilibrée sinusoïdale et l'application d'une Cr à l'instant ($t=2s$)

I.2.7.2 Interprétation des résultats de simulation :

D'après la **Figure(I.8)** et la **Figure(I.9)** on constate que :

A vide la courbe de vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157.06 rad/s). Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire après il se stabilise à une valeur nulle. Les flux statoriques se présentent sous forme sinusoïdales d'amplitude presque constante (1.21 Web). Les courants statoriques présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Le deuxième essai, correspond à l'application d'une charge mécanique ($C_r=5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t=2 \text{ s}$).

La courbe de la vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à la valeur 149.4 (rad/s). Le couple électromagnétique rejoint la valeur de couple résistant (charge mécanique). Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules. Les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

➤ **Les courants statoriques :**

Au démarrage, la machine se comporte comme un transformateur, le courant statorique présente des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse) mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances (0,3s) pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, de même pour le démarrage en charge ($C_r=5 \text{ N.m}$) On voit le même dépassement avec des amplitudes plus importantes que à vide jusqu'au régime sinusoïdale où le courant se stabilise.

➤ **Le couple :**

Cette caractéristique illustre le fort couple électromagnétique aux premiers instants de démarrage. En régime établi, le couple électromagnétique est relativement constant. Après l'application de la charge ($C_r= 5\text{N.m}$) le couple rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur nominale du couple.

➤ **La vitesse :**

On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi. A l'application de la perturbation, ($C_r = 5 \text{ N.m}$) on constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement.

I.3 L'ONDULEUR DE TENSION

I.3.1 Le Processus Onduleur MAS

I.3.1.1 Onduleur de tension à deux niveaux

I.3.1.1.1 Introduction

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. Il est nécessaire de comprendre son principe de fonctionnement

I.3.1.1.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques permettant la conversion de l'énergie de la forme continue à la forme alternative.

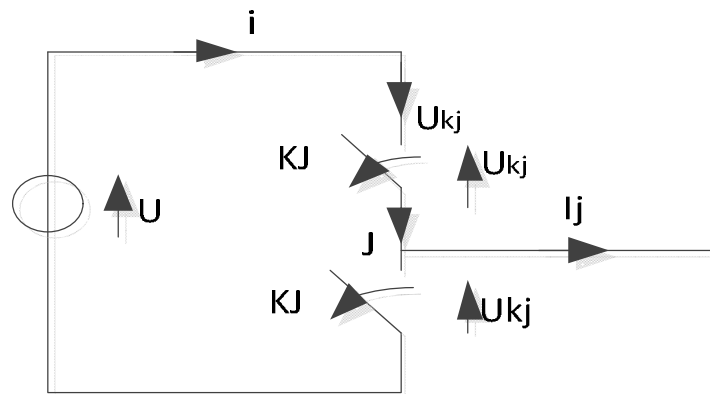
- Ils sont autonomes, lorsqu'ils ne nécessitent pas la présence du réseau alternatif.

Ils sont « statiques » car ils ne font intervenir aucun mouvement mécanique (contrairement aux moteurs).

On considère les onduleurs en pont alimentant

- soit une charge monophasée
- soit une charge triphasée équilibrée en triangle ou en étoile à neutre isolé.

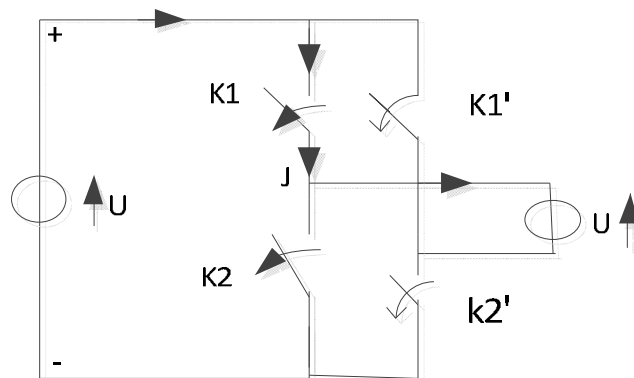
Dans ces onduleurs, chaque borne d'accès de la charge est reliée à deux interrupteurs à semi-conducteurs, l'un permettant de la connecter à la borne positive de la source continue, l'autre à la borne négative de cette source **Figure(I.10)**.



Figure(I.10): Schéma représentatif d'un bras (j) de l'onduleur

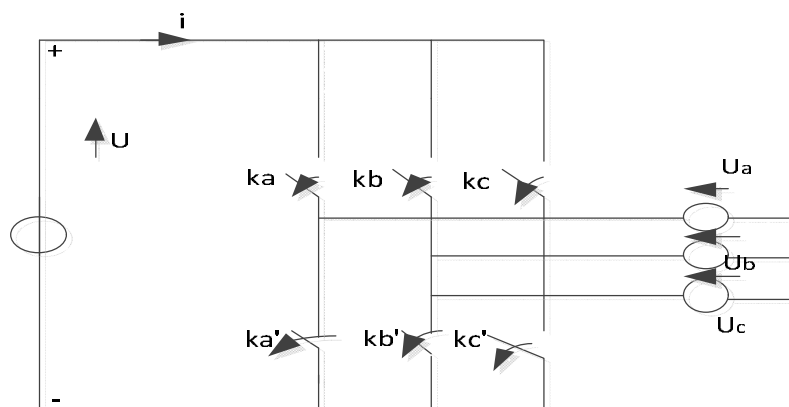
Les interrupteurs K_j et K'_j forment un bras de l'onduleur.

- Un onduleur monophasé en pont comporte deux bras **Figure(I.11)**.



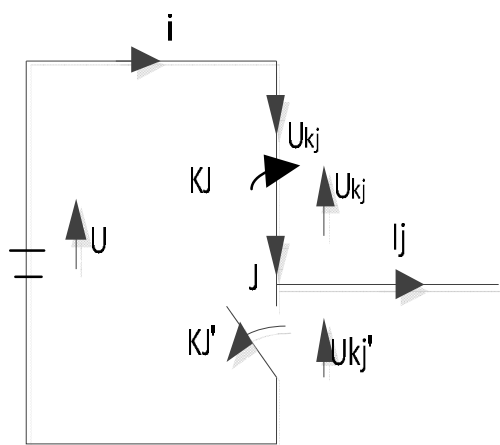
Figure(I.11) : Un onduleur monophasé

- Un onduleur triphasé en pont comporte trois bras **Figure(I.12)**

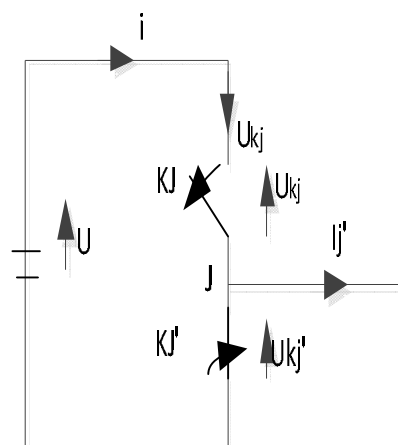


Figure(I.12): Un onduleur triphasé

- Au niveau des interrupteurs du bras j , pour permettre au courant i_j de circuler, il faut qu'au moins un des deux interrupteurs K_j et K'_j soit à l'état **ON**.
- Pour éviter de court-circuiter la source U , ils ne peuvent être **ON** simultanément.
- Les états des deux interrupteurs de chaque bras doivent donc être complémentaires, l'un étant **ON** l'autre **OFF** **Figure(I.13)**.



Figure(I.13a): L'interrupteur K_j est fermé, l'interrupteur K'_j est ouvert

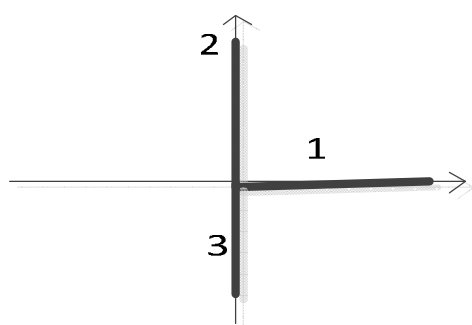


Figure(I.13b): L'interrupteur K'_j est fermé, l'interrupteur K_j est ouvert

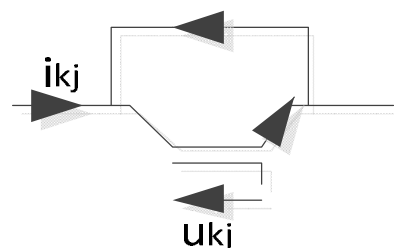
Lorsque l'interrupteur K_j est **ON**, l'interrupteur K'_j est **OFF**, l'interrupteur K_j est traversé par le courant i_j . Comme ce courant est un courant alternatif, il est parfois positif, parfois négatif : l'interrupteur K_j doit donc être réversible en courant.

Lorsque l'interrupteur K_j est **OFF**, l'interrupteur K'_j est **ON** : la tension aux bornes de K_j est donc égale à U . Cette tension est une tension continue, donc toujours positive.

L'interrupteur K_j est un interrupteur à 2 segments formés de la mise en parallèle inverse d'un transistor (ou un GTO) et d'une diode **Figure(I.14)**.



Figure(I.14a) : La caractéristique statique



Figure(I.14b): Mise en parallèle d'un transistor et d'une diode.

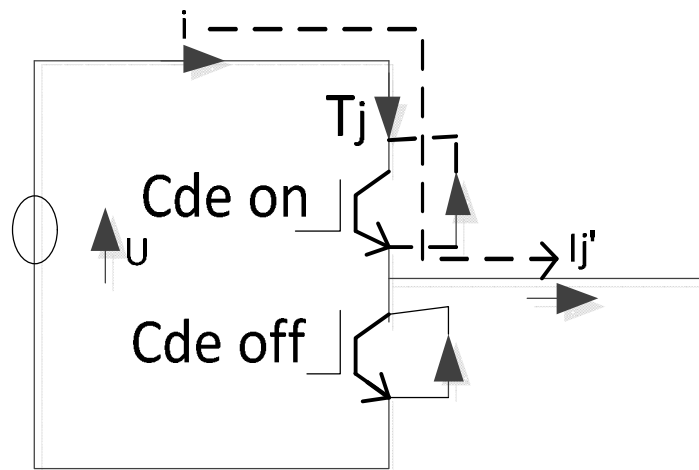
- La branche 1 correspond à l'état bloquant du transistor et de la diode.
- La branche 2 correspond à la conduction du transistor.
- La branche 3 correspond à la conduction de la diode.

Lorsque le transistor est conducteur (**branche 2**) la diode est soumise à une tension négative très faible égale à la chute de tension $(V_{CE})_{sat}$ du transistor à l'état passant.

Lorsque la diode est conductrice (**branche 3**) le transistor est soumis à une très faible tension négative égale à la chute de tension V_{DON} à l'état passant de la diode. Lorsqu'on est sur la branche 3 on peut commander l'état **ON** du transistor de manière à permettre un passage automatique à la branche 2, le courant i_j cesse d'être négatif pour devenir positif.

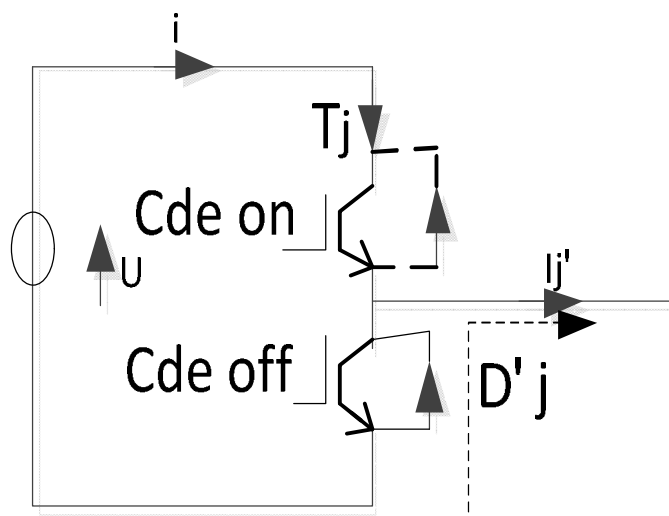
L'interrupteur K_j présente les mêmes caractéristiques que l'interrupteur K'_j ; il est donc, aussi formé de la mise en parallèle inverse d'une diode et d'un transistor. Les états des interrupteurs K_j et K'_j doivent être complémentaires.

- Pour permettre la circulation du courant i_j sans court-circuiter la source U , on doit avoir :
 - soit K_j **ON** et K'_j **OFF**
 - soit K_j **OFF** et K'_j **ON**.
- Pour passer de K_j **ON** et K'_j **OFF** à K_j **OFF** et K'_j **ON**, deux cas doivent être considérés :
 - soit le courant i_j est positif
 - soit le courant i_j est négatif
- ❖ **Passage de K_j ON, K'_j OFF à K_j OFF, K'_j ON pour $i_j > 0$:**
 - Si i_j est positif,
 - lorsque K_j est **ON**, c'est le transistor T_j qui est conducteur **Figure(I.15)**.



Figure(I.15): Lorsque K_j est ON, c'est le transistor T_j est conducteur

- lorsque K'_j est **ON**, c'est la diode D'_j qui est conductrice **Figure(I.16)**.



Figure(I.16): K_j est ON et la diode D'_j est conductrice

La commutation de K_j ON (T_j conducteur) à K'_j ON (D'_j conductrice) s'opère en commandant le blocage de T_j .

Lorsque T_j est OFF, on peut commander l'état ON de T'_j pour que K'_j reste fermé même si le courant i_j cesse d'être positif et devient négatif.

Passage de K_j ON, K'_j OFF à K_j OFF, K'_j ON pour $i_j < 0$.

Si i_j est négatif,

- lorsque K_j est ON, c'est la diode D_j qui est conductrice **Figure(I.17)**.

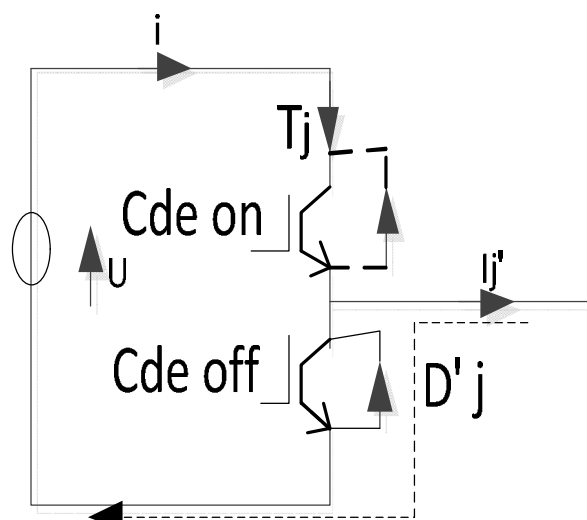
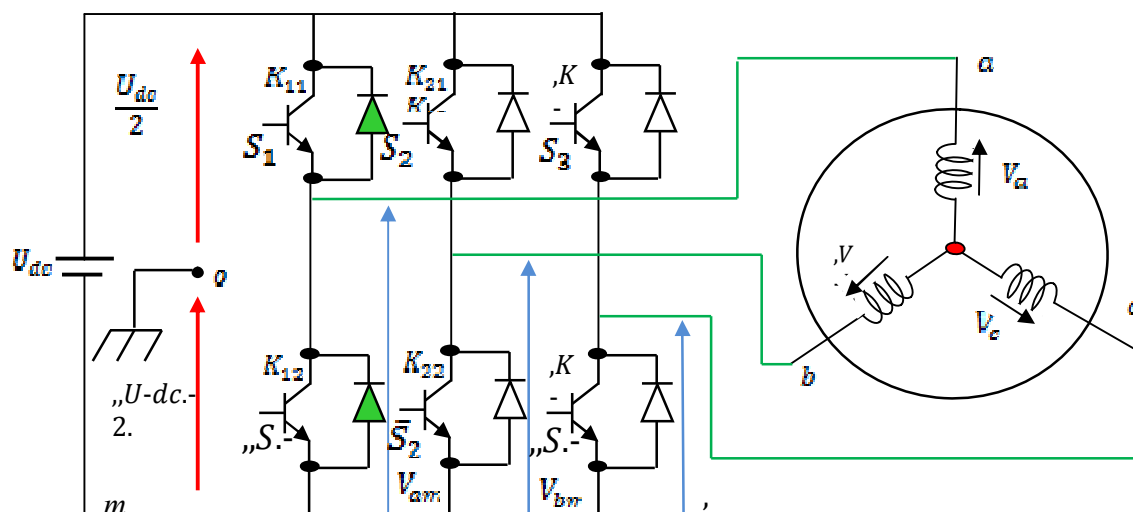


Figure (I.17): K_j est ON et le transistor T'_j est conducteur

La commutation de K_j ON (D_j conductrice) à K'_j ON (T'_j conducteur) s'opère en commandant l'amorçage de T'_j après avoir préalablement bloqué T_j pour éviter d'avoir une conduction simultanée de T_j et T'_j et donc un court-circuit de la source U .

I.3.1.1.3 Schéma de principe de l'onduleur à deux niveaux:

Les schémas structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustre par la **Figure(I.18)**.chaque groupe transistor –diode assemble en parallèle forme un interrupteur bi-command able (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associe pour former ainsi un bras de commutation par exemple (K_{11})et(K_{12}) [23]



Figure(I.18) : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatif dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. les diodes

D_i ($i=1,2,\dots,6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

I.3.1.2 Modélisation de l'onduleur de tension

La tension fournie par un convertisseur continu-alternatif, peut théoriquement varier instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vis-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire en valeur instantané. pour la définition de lois de commande linéaires des processus alimentés par ces convertisseurs statiques, un modulateur de largeur d'impulsion est généralement utilisé. il génère des signaux de commande des interrupteurs de puissance permettant de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage T_e est proportionnelle à la modulante.

Dans ce cas l'ensemble module MLI –convertisseur statique peut être modélisé aux sens des valeurs moyennes comme un amplificateur de puissance linéaire, ayant comme entre le rapport cyclique et donnant en sortie une tension hachée dont la valeur moyenne sur P_e est proportionnelle au rapport cyclique.

Si l'on voulait être plus précis, on pourrait aussi envisager de modéliser ce dispositif au sens des valeurs moyennes, non uniquement par un gain, mais plutôt par une fonction de transfert de type de premier ordre (filtre passe-bas) ou retard pur dans le cas d'un modulateur échantillonné ce qui permettrait de prendre en compte l'effet du retard lié à la période de modulation [24].

Bien que d'une simplicité extrême, cette modélisation ne confère pas à la loi de commande du processus l'exploitation des caractères non-linéaire et fortement dynamique de la réponse en tension instantanée de l'onduleur [25].

Par contre, dans le cas des lois de commande non-linéaire du type directe, ces caractéristiques sont effectivement exploitées en faveur d'une amélioration de la dynamique et de robustesse de réglage. une modélisation en instantané de l'onduleur devient ainsi nécessaire [26].

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a donc :

$S_n = 0$; $V_{ki} \neq 0$; interrupteur haut ouvert et bas fermé.

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

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.52)$$

Tel que, V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues.

Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{am} + V_{mo} \\ V_{bo} = V_{bm} + V_{mo} \\ V_{co} = V_{cm} + V_{mo} \end{cases} \quad (I.53)$$

V_{am} , V_{bm} et V_{cm} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternatif)

V_{am} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « 0 »

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

$$V_{am} + V_{bm} + V_{cm} = 0 \quad (I.54)$$

La substitution de (1.46) dans (1.45) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.55)$$

En remplaçant (1.47) dans (1.44) , on obtient :

$$\begin{cases} V_{am} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bm} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cm} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{2}{3} V_{co} \end{cases} \quad (I.56)$$

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

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dC}] \quad (\text{I.57})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{am} \quad V_{bm} \quad V_{cm}]^T \quad (\text{I.58})$$

$$[V_{dC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (\text{I.59})$$

$$[V_{dC}] = U_{dc} [S_1 \quad S_2 \quad S_3]^T \quad (\text{I.60})$$

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

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

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.61})$$

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{bo} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{co} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{I.62})$$

En appliquant la transformation de Park, aux tensions phase-neutre données par l'équation (I.54), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (I.55).

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}(S_1 + aS_2 + a^2S_3) \quad (\text{I.63})$$

Avec :

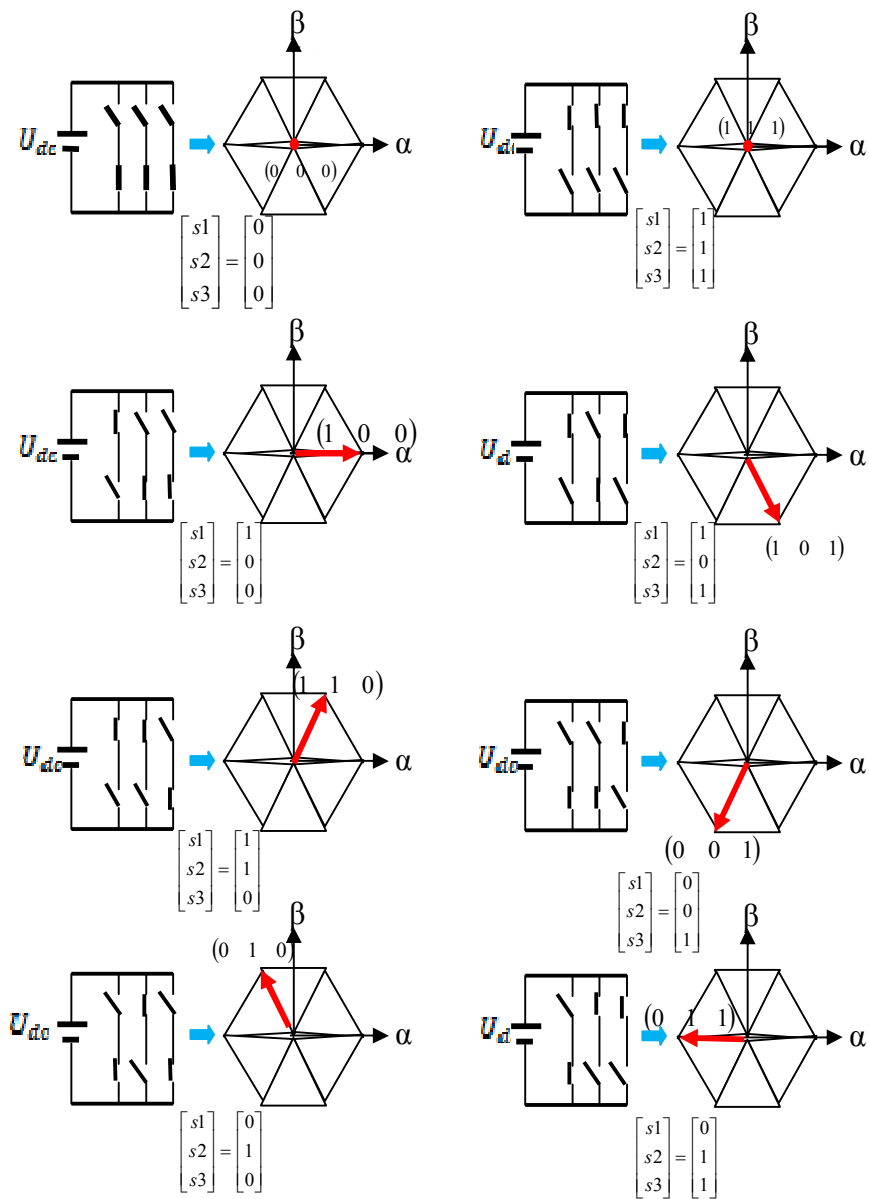
$$a = \left(e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) = \left(e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{I.64})$$

$$a^2 = \left(e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) = \left(e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{I.65})$$

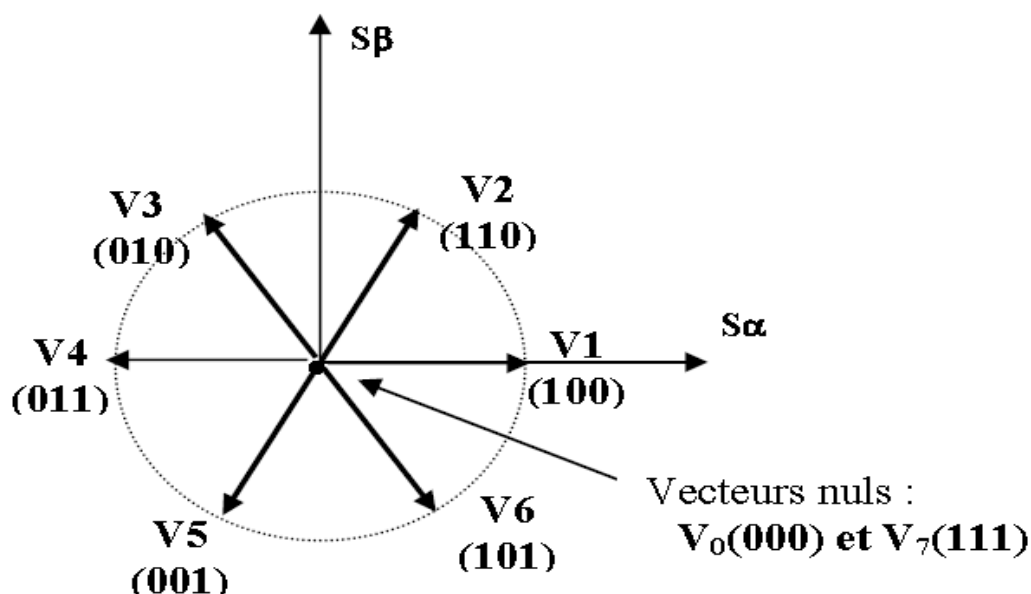
On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des Variables S_1, S_2, S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) . vu que, pour l'onduleur à 2-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différente.

la Figure (I.19) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenu analytiquement par l'équation (I.55) on peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes (0,0,0) et (1,1,1) donnant origine au même vecteur tension nul.

L'ensemble des vectrices tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans les **Figures (I.19), (I.20)**.



Figure(I.19): Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.



Figure(I.20): Vecteur tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux

Conclusion :

Dans ce chapitre au premier temps nous avons étudiés les commandes les plus fréquentes, établi le modèle mathématique de la machine asynchrone et signalé les notions de bases sur les onduleurs tels que le domaine d'utilisation, les différents types et les éléments à commander.

La complexité de ce modèle a été réduit moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasé équivalente, tout sa pour sa simulation. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction , par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, ils répondent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Ce chapitre permet essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, et de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Chapitre II

Commande directe de couple

de la MAS

DTC

II.1 Introduction :

La commande directe du couple et du flux DTFC abrégée DTC a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par Takahashi et Depenbroak, différente de la commande FOC, la DTC vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimenté par l'onduleur. Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisés dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur MLI se qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques.

Ses principaux inconvénients sont : le nombre limité de vectrices tensions disponibles engendre les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétées sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus. Et la sensibilité aux variations de la résistance statorique.

En outre, la suppression de l'étage MLI principale caractéristique de la DTC et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux a pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable [27]

II.2 Principe de la commande DTC

La commande directe du couple d'une machine asynchrone est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension.

Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique.

Ce type de commande est classé dans la catégorie des contrôles en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée plus classiques qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le «sens physique » et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations). Ce raisonnement s'est nettement affiné et repose désormais sur des fondements mathématiques de plus en plus solides.

II.2.1 Règle d'évolution des grandeurs à contrôler (flux, couple)

II.2.1.1 Règle d'évolution du flux statorique

Le modèle généralement retenu à l'implantation de la DTC est celui à référentiel stationnaire $\alpha\beta$, ce modèle est donné par le système d'équations suivant [28] :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

où :

$$\begin{cases} V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}, & I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}, & \Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \\ I_r = I_{r\alpha} + jI_{r\beta}, & \Phi_r = \Phi_{r\alpha} + j\Phi_{r\beta} \end{cases}$$

À partir de (II.1) on a :

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

Alors :

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

Sachant que pendant une période d'échantillonnage $[0, T_z]$, la séquence de commande (Sa Sb Sc.) du convertisseur est fixe, la relation (II.3) peut s'écrire comme suit :

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s T_z - R_s \int_0^t I_s dt \quad (\text{II.4})$$

Ou encore:

$$\Phi_s(t) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2S_3) - R_s \int_0^t I_s dt + \Phi_{s0} \quad (\text{II.5})$$

Où Φ_{s0} est le vecteur flux à $t = 0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante. Et si on néglige, en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux statorique à l'instant $(t+\Delta t)$ se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (V_s étant fixe) :

$$\Phi_s(t + \Delta t) = \Phi_s(t) + V_s \Delta t \quad (\text{II.6})$$

La relation (II.6) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\Phi_s(k + 1) = \Phi_s(k) + V_s T_z \quad (\text{II.7})$$

Où:

$\Phi_s(k)$: vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage t_k

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

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

$$\Delta \Phi_s(k) = V_s T_s \quad (\text{II.8})$$

Où:

$$\Delta \Phi_s(k) = \Phi_{s(k+1)} - \Phi_{s(k)} \quad (\text{II.9})$$

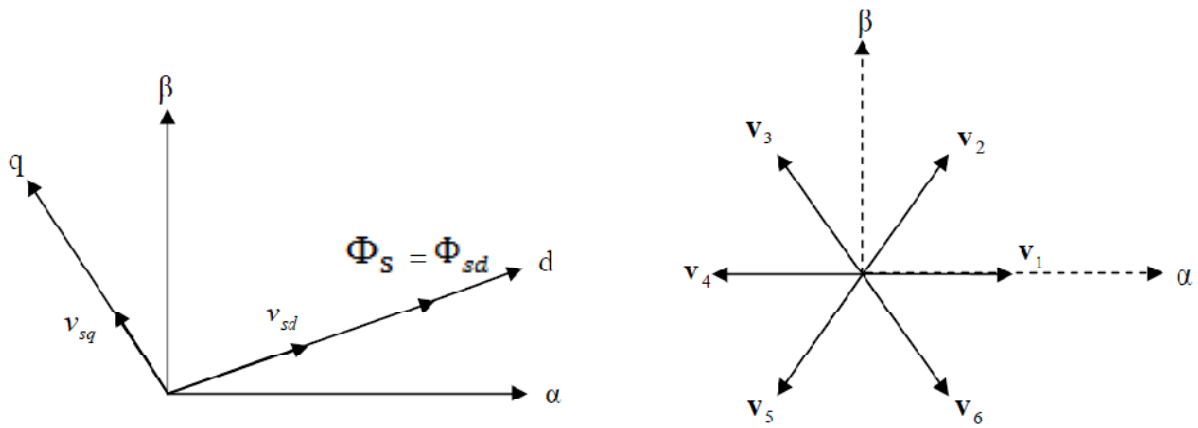
La relation (II.8) montre que la trajectoire de Φ_s suit la direction du vecteur tension V_s , de tel sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur Φ_s suit la direction de V_s , et si V_s est une tension nulle, Φ_s est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant (d q) où il coïncide avec l'axe d **figures(II.1)**, on peut réécrire l'équation (II.2) sachant que:

$$|\Phi_s| = \sqrt{\phi_{sd}^2 + \phi_{sq}^2} \quad (\text{II.10})$$

On obtient ainsi:

$$\frac{d|\Phi_s|}{dt} = \frac{d\phi_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s I_{sd} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.11})$$



Figure(II.1):Exemple de l'évolutions de l'extrémité de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable

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

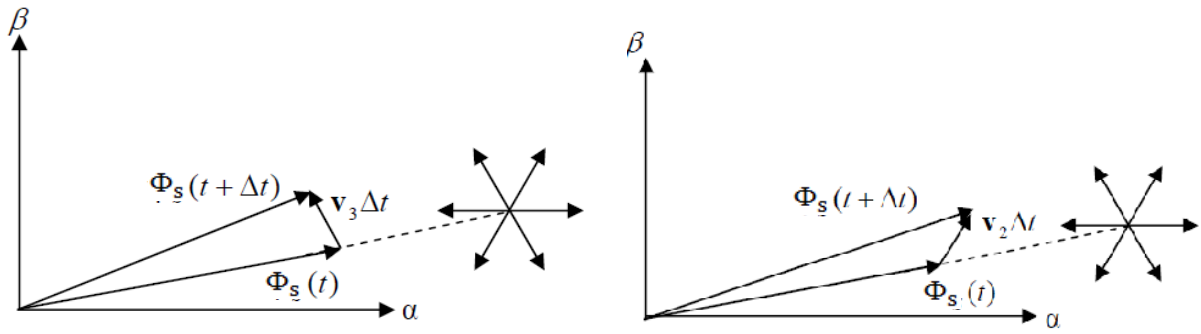
$$(d\Phi_{sd})/dt = V_{sd} \quad (\text{II.12})$$

A partir de l'équation (II.12), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module. Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle.

$$(d\Phi_{sd})/dt = 0 \quad (\text{II.13})$$

On aperçoit dans la **figure (II.1)** que les vecteurs ($V_1 V_2 V_6$) possèdent une composante radiale V_{sd} positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. D'autre part les vecteurs ($V_3 V_4 V_5$) ont une composante radiale V_{sd} négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique.

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



Figure(II.2): Evolution du vecteur flux statorique en fonction de la vecteur tension appliquée

En choisissant une séquence correcte des vecteurs V_s sur des intervalles de temps Successifs de durée T_z , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur Φ_s la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_z est très faible devant la période de rotation du flux.

II.2.1.2 Règle d'évolution du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

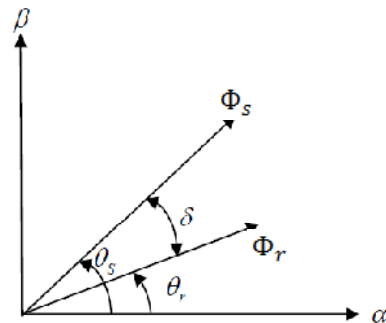
$$\begin{aligned}
 T_e &= K_t (\Phi_s * \Phi_r) \\
 &= K_t |\Phi_s| |\Phi_r| \sin \delta
 \end{aligned}
 \tag{II.14}$$

Avec :

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

Φ_s : Module du vecteur flux statorique.

Φ_r : Module du vecteur flux rotorique.



Figure(II.3): illustration de l'angle δ

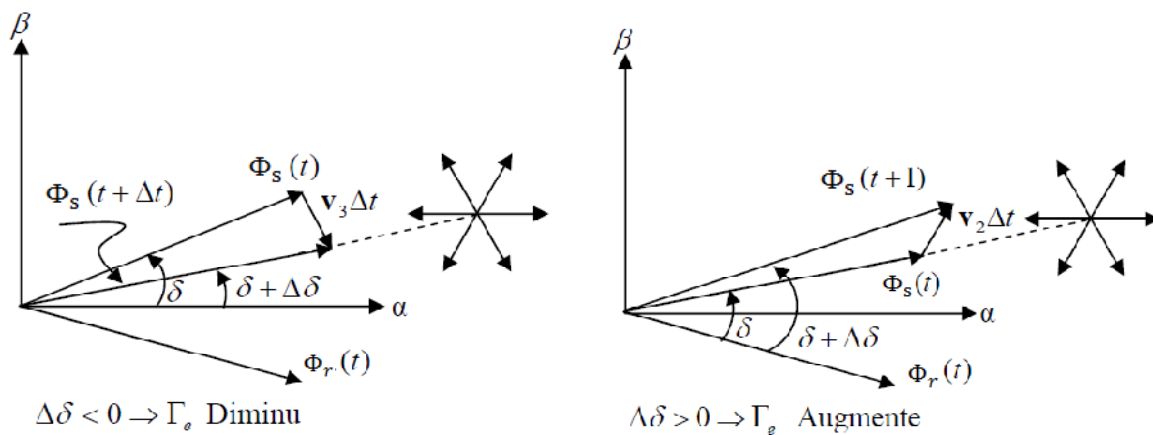
δ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor **figure(II.3)**.

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

En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ($\Phi_{sref} = \Phi_s$), et que l'évolution du flux rotorique est Lente par rapport à celle du flux statorique [28], l'expression (II.14) à l'instant $t+\Delta t$ devient:

$$C_{em} = k_t |\Phi_{sref}| * |\Phi_r| \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (II.15)$$

La **figure(II.4)** illustre l'évolution de l'angle δ , pour deux vecteurs de tensions différents



Figure(II.4): Evolution de l'angle δ en fonction de la vecteur tension appliquée

Nous avons vu que pour fixer l'amplitude du flux statorique, il faut imposer à l'extrémité du vecteur flux une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais, comme on n'a que huit vecteurs tensions possibles, dont deux sont nuls, cela se traduit pour le flux statorique par l'application d'une composante radiale qui agit sur l'amplitude du flux statorique, est d'une composante transversale qui agit sur l'écart angulaire entre les flux statorique et rotorique donc sur le couple.

Les vecteurs (V_2V_3, V_4) ont une composante transversale positive, ce sont donc ces vecteurs qui augmentent le couple de façon plus ou moins selon la vitesse et la phase du flux. En revanche, les vecteurs (V_5V_6, V_1) possèdent une composante transversale négative ce qui permet de diminuer le couple. L'application des vecteurs nuls revient à bloquer la position du vecteur flux statorique pendant une durée correspondant à la période de contrôle,

Alors que le vecteur flux rotorique est entrain de continuer sa course suivant son inertie, rattrapant ainsi le vecteur flux statorique. L'action obtenue est donc une diminution du couple tout en maintenant l'amplitude du flux statorique inchangée si la vitesse est positive et d'une augmentation du couple si elle est négative. L'approximation sur la chute de tension dans la résistante statorique est réaliste, exceptée aux faibles vitesses où le terme ($R_s I_s$) doit être considéré.

II.3 Description De Structure De DTC

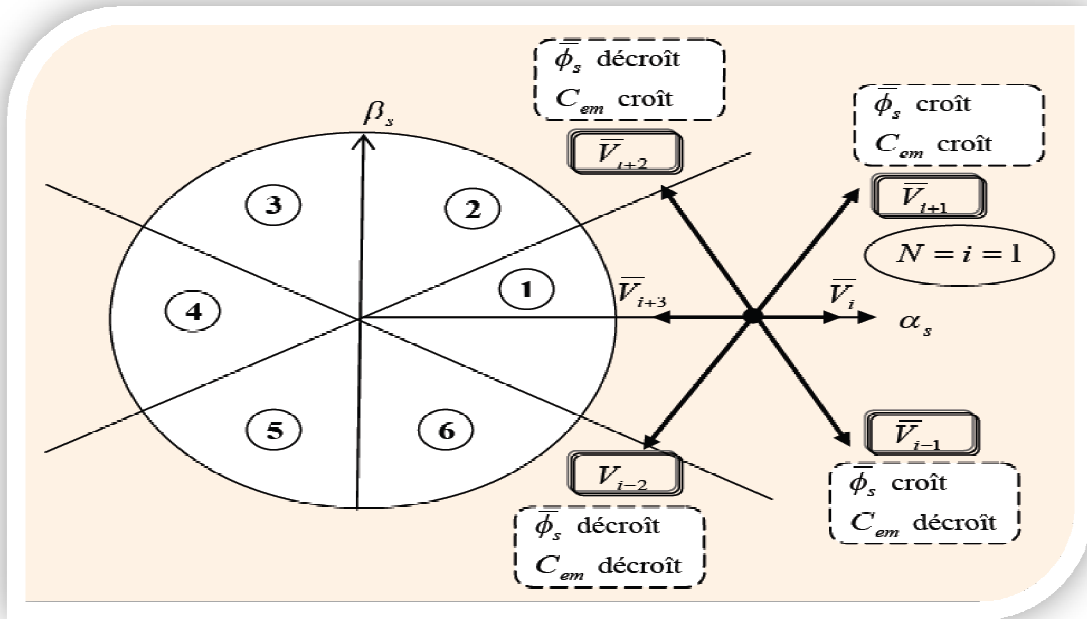
II.3.1 Sélection du vecteur tension V_s

Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique Φ_s , du sens de rotation de Φ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. En sélectionnant un vecteur V_s ($V_a V_b V_c$) approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une fourchette.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (S) en le décomposant en six zones i (avec $i = [1, 6]$), symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, déterminé à partir des composantes du flux sur les axes (α) et (β) [29].

L'axe (α) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c), lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone, Ainsi ils ne sont jamais appliqués quel que soit le sens d'évolution du flux ou du couple.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$, sur toute la zone i ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle de la vectrice tension sélectionnée reste le même. Ceci est décrit sur la **Figure (II.5)**.

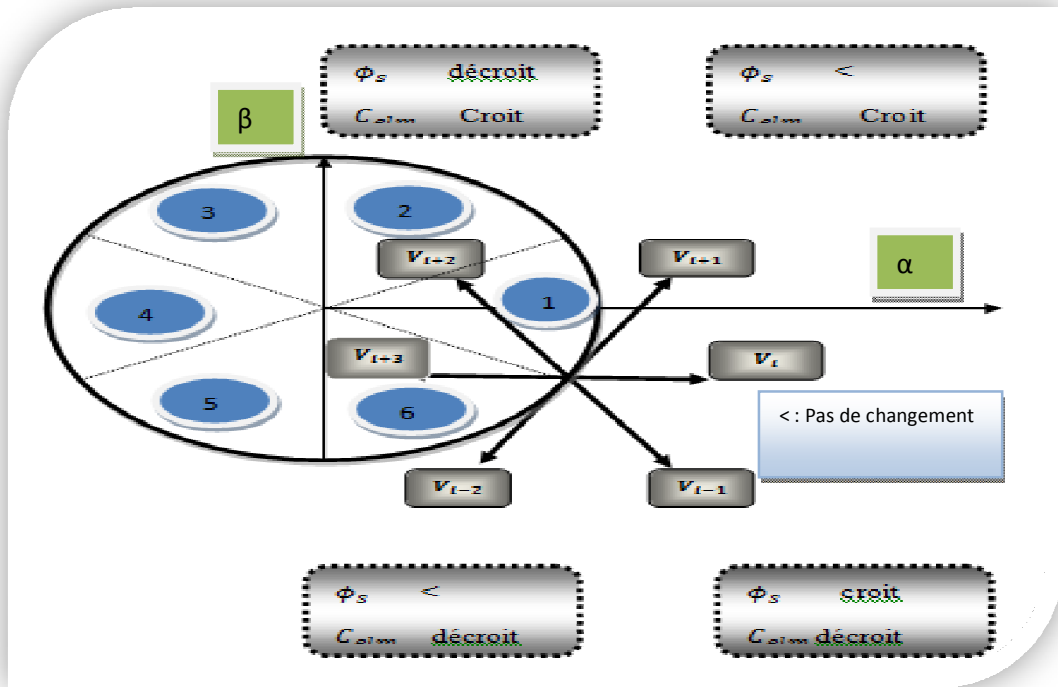


Figure(II. 5): Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

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

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
 - Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
 - Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
 - Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si on applique V_0 ou V_7 le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative. Cependant, le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i . En début de zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent, leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement.

A la même position, les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150° . Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations du flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [30], Voir **Figure (II.6)**.



Figure(II. 6): Sélection du vecteur (active et nul) tension selon la zone $N = i$

II.3.2 Estimation du flux statorique

La structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques dépendant ou non de la vitesse angulaire du rotor (ou la position), mesurée ou non. L'estimateur classique du "modèle tension" est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes [31]

$$\Phi_s = \Phi_{\alpha s} + j\Phi_{\beta s} \tag{II .16}$$

Alors le module de flux s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{\alpha s}^2 + \Phi_{\beta s}^2} \tag{II.17}$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{\alpha s}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\widehat{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\widehat{\Phi}_{s\alpha}$ et $\widehat{\Phi}_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\widehat{\Phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\widehat{\Phi}_{s\beta}}{\widehat{\Phi}_{s\alpha}} \quad (\text{II.19})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

Les composantes $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{as} I_{bs} I_{cs} . Soit :

$$I_s = I_{\alpha s} + j I_{\beta s} \quad (\text{II.20})$$

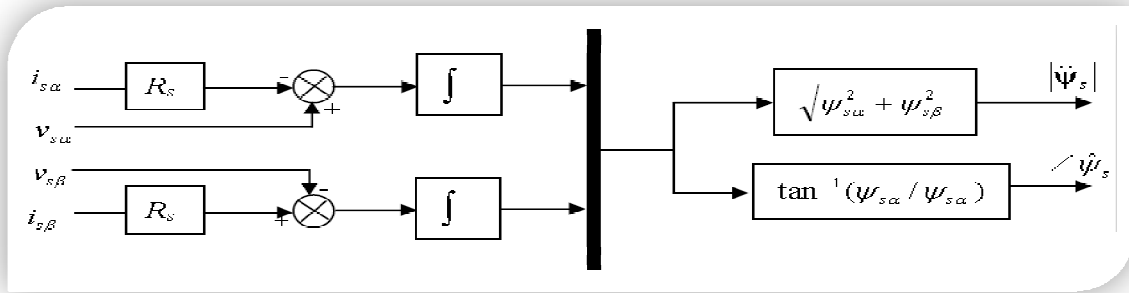
$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{I_{sa} \frac{3}{2}} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

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

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)) \quad (\text{II.22})$$

$$V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \quad (\text{II.23})$$

La **Figure(II.7)** montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées α, β .



Figure(II.7): schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension.

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. L'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, cela contribue à l'amélioration de cette technique [32].

II.3.3 Estimation du couple électromagnétique

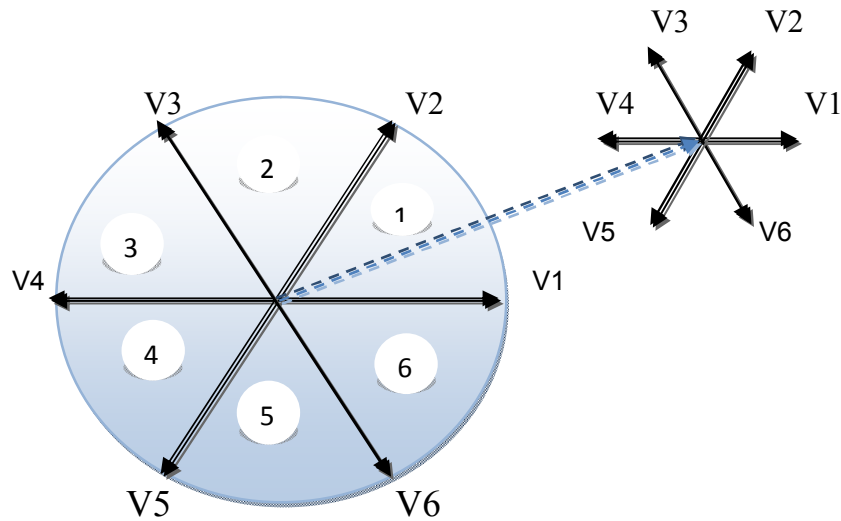
Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux statorique Φ_s , $\Phi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant statorique, $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ par la relation suivante:

$$\hat{C}_{em} = p. (\hat{\Phi}_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (II.24)$$

II.4 Elaboration du vecteur de la commande DTC

II.4.1 Elaboration du contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamique, le choix d'un Correcteur à Hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande DTC. Avec ce type de régulateur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_α dans une couronne circulaire, comme le montre la **Figure(II.8)**



Figure(II.8) : choix du vecteur tension

La sortie du contrôleur du flux donnée par la grandeur booléenne $cflx$, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 3, les vecteurs tensions V_2 et V_4 sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_1 et V_5 pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence Φ_{ref} et le flux estimé Φ_s . Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter

$$|\Phi_{ref} - \Phi_s| < \Delta\Phi_s \quad [33].$$

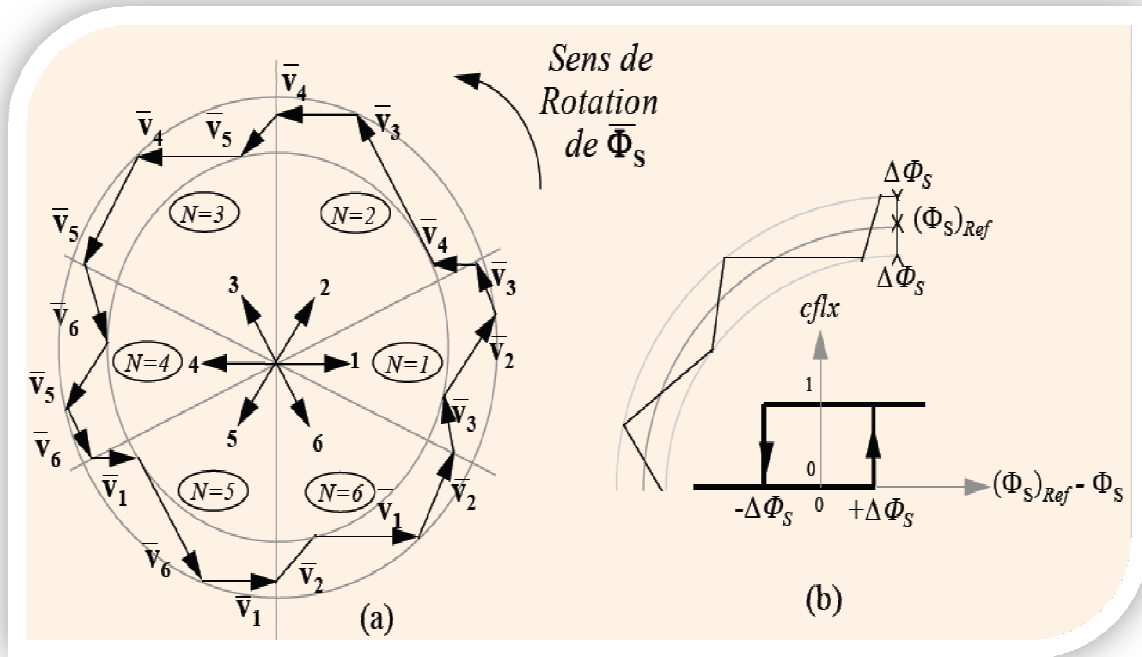
Avec :

Φ_{ref} : La consigne de flux

$\Delta\Phi_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur.

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique "cflx"

- $cflx = 1$: lorsque l'erreur de flux est positive
- $cflx = 0$: lorsque l'erreur de flux est négative



Figure(II.9) : Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s

(b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II.4.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

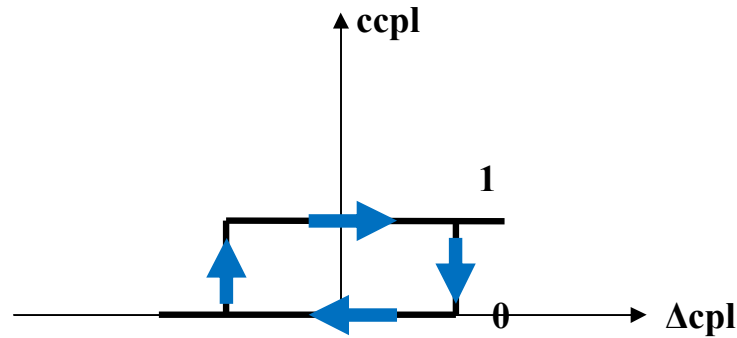
Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $[C_{ref} - C_{em}] < \Delta C_e$, avec C_{ref} la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [34].

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

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

II.4.2.1 Correcteurs à deux niveaux

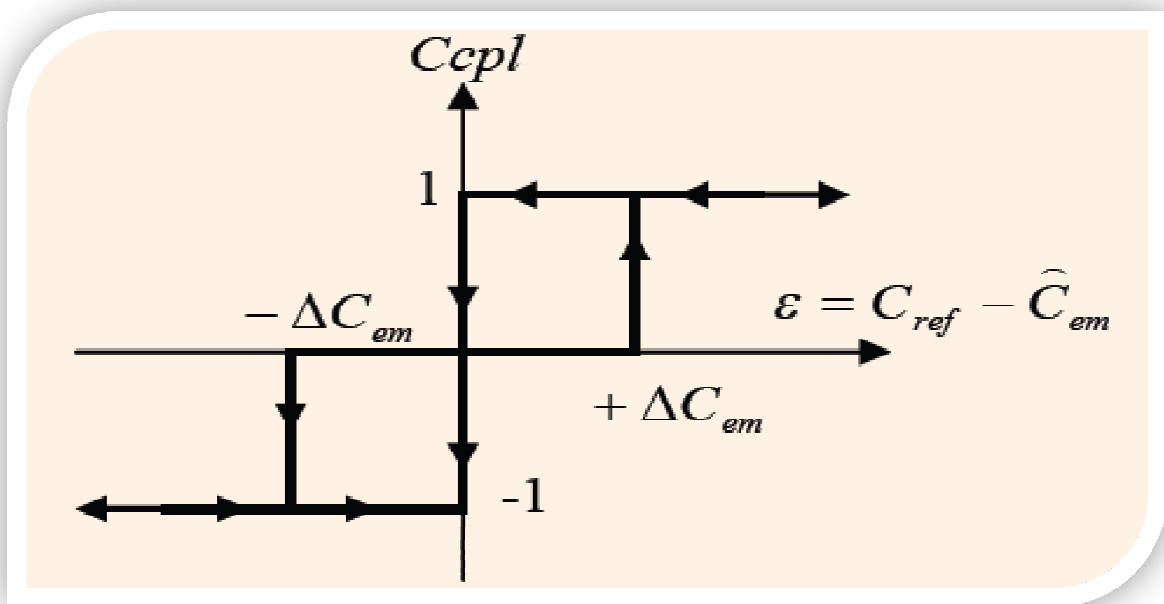
Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande Simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques.



Figure(II. 10): Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis a deux niveaux

II.4.2.2 Correcteurs à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de Rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de la maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La **Figure(II.11)** montre



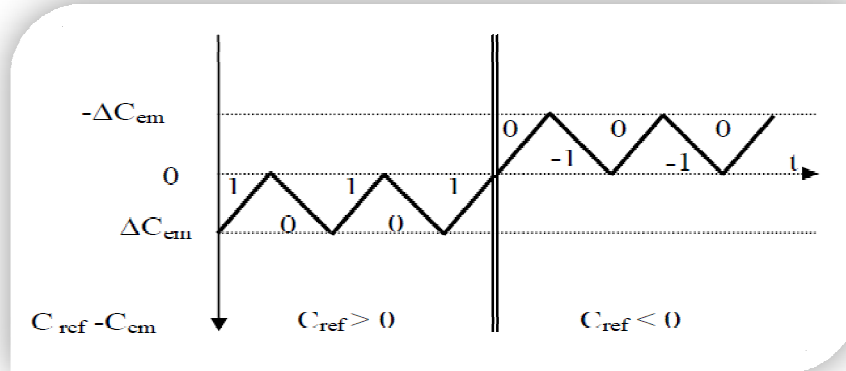
Figure(II.11): Correcteur de couple à trois niveaux

La **Figure (II.12)** montre l'état de sortie logique **ccpl** du correcteur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur [35].

Lorsque le couple est augmenté et que la consigne du couple est positive la sortie du correcteur est égale à 1. Inversement si elle est négative " **ccpl** " est égale à -1.

Dans le cas où l'état de sortie du comparateur " **ccpl** " est égal à 0, le couple diminue. Ainsi on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la Condition , $[C_{ref} - C_{em}] < \Delta C_e$ comme le montre les **Figures (II.10, 11)**.



Figure(II.12): Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

II.5 Stratégies de commutation dans la DTC

Pour une stratégie de commutation donnée, le contrôle direct du couple ainsi que l'ondulation du courant, la fréquence de commutation et la réponse du couple est assez différente à basses et à haute vitesse. Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire par la combinaison des différentes stratégies de commutation pour élaborer la plus optimale en se basant sur les rapports mathématiques des vecteurs spatiaux de flux statorique, flux rotorique, le courant et la tension statorique. D'après le principe de la structure DTC, la sélection du vecteur tension adéquate, 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 faite sur la base de l'erreur instantanée du Φ_s et de C_{em} . En considérant le vecteur Φ_s dans le plan (α, β) divisé en $N=i$ secteur ($i=1...6$), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs V_i , V_{i+1} , et V_{i-1} , peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de Φ_s peut être obtenue par les vectrices tensions V_{i+1} , V_{i-2} et 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 statorique $R_s I_s$. Bien sûr, le vecteur tension V_s appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple. [37]

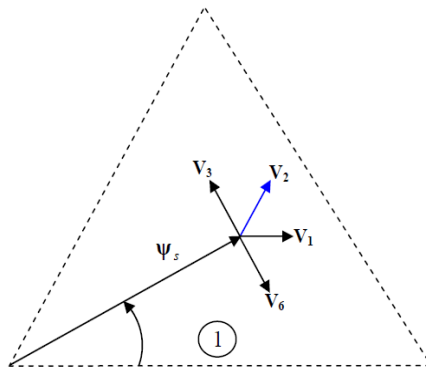
La **Table (II.01)** résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_e	$V_{i+1},$ et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

II.5.1 Elaboration de la table de commande

A titre d'exemple et en prenant les secteurs (1) **Figure(II.13)** on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple.

**Figure(II.13):** Choix du vecteur tension à appliquer

Les vecteurs (v_1, v_2, v_6) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs (v_3, v_4, v_5) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur v_2 est applicable afin de répondre aux exigences voulues. C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les cas de figures, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

De façon générale, ce table de commande de flux résume les séquences de tension active à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [38].

II.5.1.1 Table de commande du flux

Tableau(II.02) résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur

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

II.5.1.2 Table de commande du couple

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le **Tableau(II.2)**

Tableau(II.03): vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du Couple

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

II.5.2 Elaboration des tables de commutation

II.5.2.1 Les tables de commutation correspondant au fonctionnement a deux quadrants

Les tables de commutation sont élaborées en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux, correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position de flux, comme le montre les tableaux suivants :

TABLE(II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V7	V0	V7	V0	V7	V0
			0	V0	V7	V0	V7	V0	V7

TABLE(II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
			0	V0	V7	V0	V7	V0	V7

TABLE (II.06) : Table de commutation avec les vecteurs tensions active

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
			0	V4	V5	V6	V1	V2	V3

II.5.2.2 LES TABLES DE COMMUTATION CORRESPONDANT AU FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANTS :

TABLE (II.07) : Table de commutation avec les vecteurs tensions active à quatre quadrant

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
			0	V5	V6	V1	V2	V3	V4

TABLE(II.08) : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à tensions actives et nulles.

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à deux ou à trois niveaux pour le couple. Les vecteurs nuls V_0 , et V_7 sont choisis alternativement de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

II.6 Réglage classique de la vitesse

La régulation de la vitesse est un besoin indispensable dans l'industrie contre les variations indésirables dans la charge. Pour cette régulation en boucle fermée, on utilise un correcteur de type **(PI)** qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le régime permanent et transitoire de la réponse de vitesse. L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée ci-dessous.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{II.25})$$

Où $e(t)$, $u(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

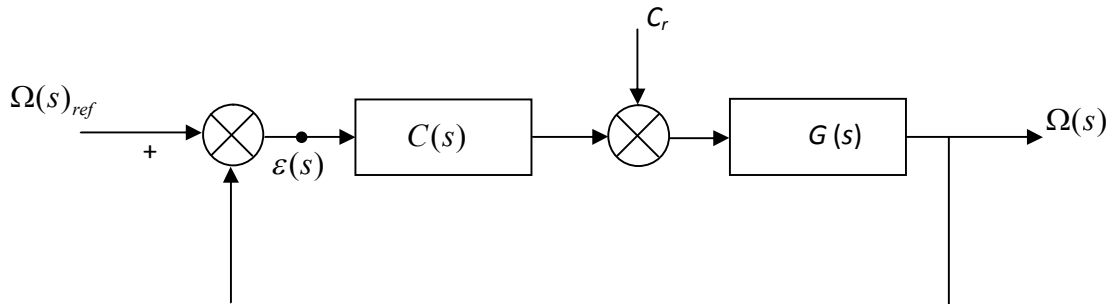
La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (\text{II.26})$$

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} : \text{ Constante de temps}$$

Ou s est l'opérateur dérivée de LAPLACE

Le schéma suivant représente la structure du correcteur de type (PI)



Figure(II.14):Régulation de la vitesse avec un régulateur PI

$C(s)$: est donnée par l'expression (II.26), La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(s) = (C(s)G(s))/(1 + C(s)G(s)) \quad (II.27)$$

Avec :

$$G(s) = 1/(Js + f) \quad (II.28)$$

En remplaçant les équations (II.26) et (II.28) dans l'équation (II.27) avec $C_r = 0$, on obtient :

$$H(s) = ((K_p/K_i)s + 1)/(J/K_i s^2 + ((K_p + f)/K_i)s + 1) \quad (II.29)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p et K_i , dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = 1/(1 + 2\xi/\omega_n s + 1/\omega_n^2 s^2) \quad (II.30)$$

Par analogie entre les expressions (II.29) et (II.30) on trouve:

$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \\ \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi}{\omega_n} K_i \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (II.31)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i .

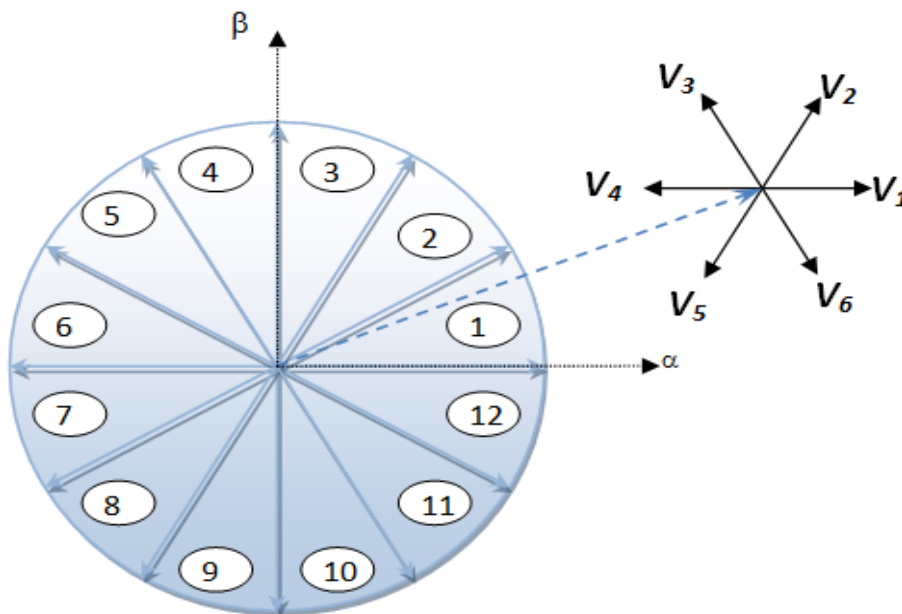
Pour $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $\omega_n = 14.14 \text{ rad/s}$ on a :

$$\begin{cases} K_p = 0.45 \\ K_i = 4 \end{cases}$$

II.7 La DTC modifiée :

On peut améliorer les performances dynamiques de l'entraînement du moteur avec des règles qui sont toujours déterminées qualitativement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment.

Ainsi que l'amélioration ce faite par l'augmentation de nombre de secteur ceci n'est pas convenable du point de vue de l'espace mémoire réservé et le temps de traitement, en essayant d'avoir le maximum de contrôle, et nous Développerons un nombre minimum de règles en utilisant douze secteurs réguliers notés $N1$ jusqu'à $N12$ représentés par la **Figure(II.15)**:



Figure(II. 15) : Les 12 Secteurs de la commande DTC

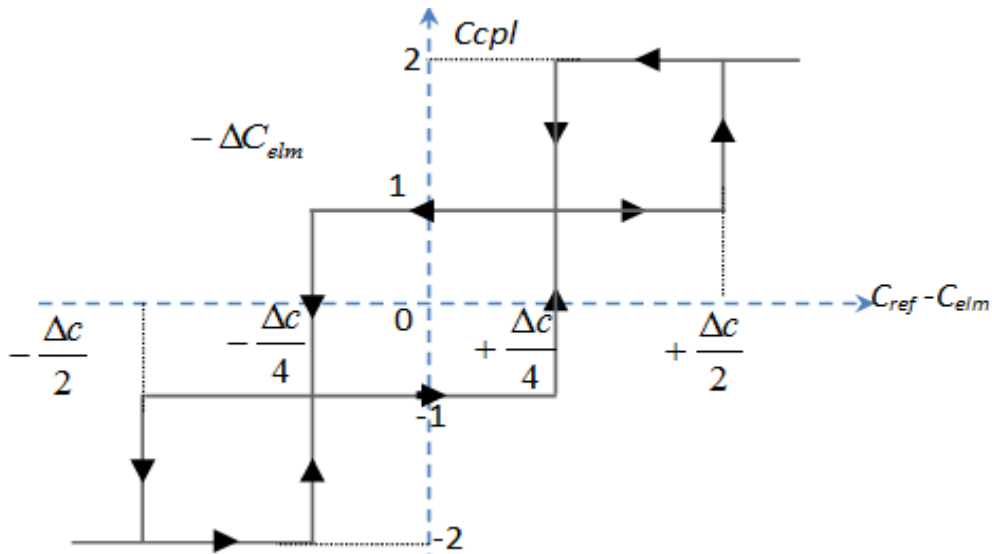
Cette table représente les deux cas où on peut appliquer les six vecteurs de tensions:

Tableau (II.09) : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs N1 et N12

$N=1$	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	$V_1 V_2 V_6$	$V_3 V_4 V_5$
C_{em}	$V_1 V_2 V_3$	$V_4 V_5 V_6$
$N=12$	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	$V_1 V_2 V_6$	$V_3 V_4 V_5$
C_{em}	$V_2 V_3 V_6$	$V_5 V_6 V_1$

II.7.1 Correcteur de couple à quatre niveaux

Pour un secteur 12, il faut utiliser un correcteur de couple à quatre niveaux, pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, comme il est montré dans la **Figure(II.16)**[39]



Figure(II. 16): Correcteur du couple a quatre niveaux

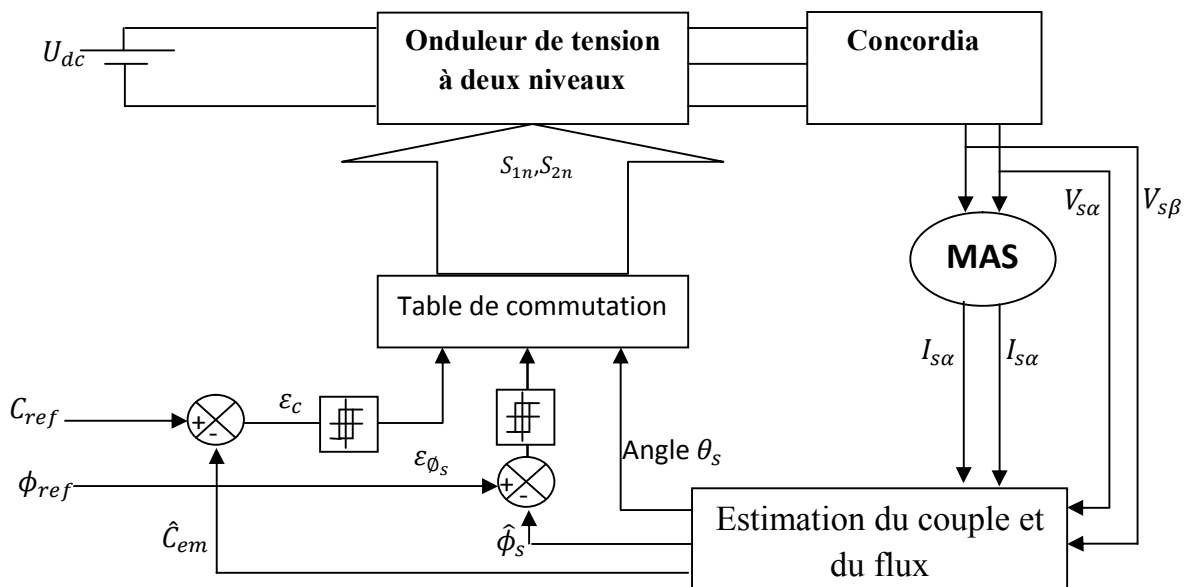
II.7.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension active et nulle:

La table correspondante est donnée par :

Tableau (II.10): Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des tensions actives et nulles

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
cflx=1	Ccpl = 2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
	Ccpl = 1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
	Ccpl = -1	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
	Ccpl = -2	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
cflx=0	Ccpl = 2	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	Ccpl = 1	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
	Ccpl = -1	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4
	Ccpl = -2	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

Schéma générale de la commande directe de couple



Figure(II. 18): Schéma du contrôle direct du couple-onduleur à deux niveaux

Conclusion :

Nous avons étudié dans ce chapitre une structure du contrôle direct du couple de la machine asynchrone avec des plusieurs améliorations en introduisant deux comparateurs multi-niveaux pour le couple et nous avons amélioré la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution flux ϕ_s .

Afin de déterminer le couple et le flux par une méthode d'estimation, se que nous nous manquons l'estimation de la vitesse qui est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande Sans Capteur

De Vitesse

De La Machine Asynchrone

III.1 Introduction

Pour assurer l'autopilotage des machines asynchrone, la mesure de la position électrique du rotor s'impose. Selon les méthodes conventionnelles, l'information est obtenue grâce à un capteur mécanique (de position ou de vitesse) placé sur l'arbre de la machine qui peut être soit un capteur à effet Hall, un résolveur, ou un codeur optique [40], [41]. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Premièrement, elle augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille. L'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et diminue la fiabilité du système, [42][43]

Dans certaines applications industrielles, l'emploi de ces capteurs peut réduire substantiellement la fiabilité du système en terme de la maintenance régulière requise à l'ajout de pièces mécaniques additionnelles, dans d'autres, il affecte simplement le coût de la commande. Tenant compte de toutes ces limites qui présente le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs travaux ont été effectués pour un fonctionnement de la machine sans capteur mécanique.

Dans ce chapitre, nous présenterons quelques méthodes d'estimation du vitesse. Nous proposons, une technique d'estimateur adaptatif, MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence), qui a été développée par Schauder [44], [45], cette méthode sera étudiée en détail, et évaluée en simulation.

III.2 Notions d'estimation et observation :

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs.

Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commande.

Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel.

Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur (figure IV.1).

L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation

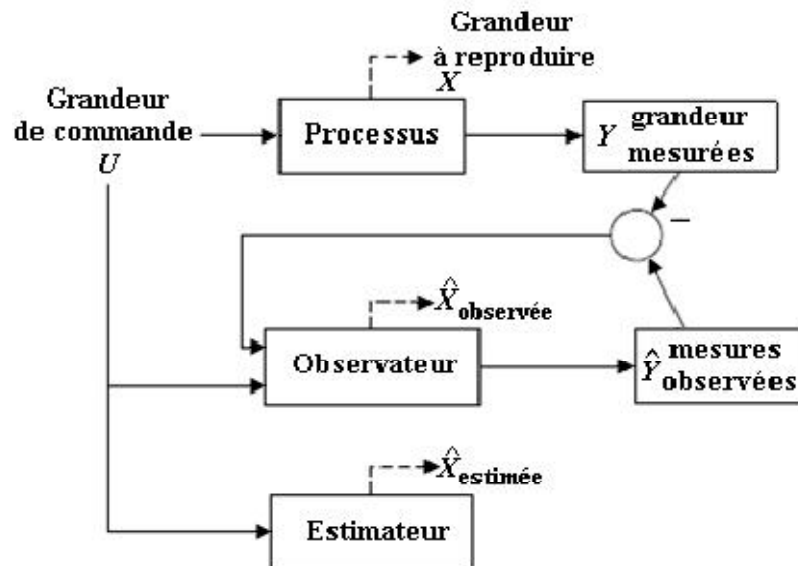


Figure (III.1) : Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur

III.3 Suppression du capteur de vitesse

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plus part des constructeurs des actionneurs électriques. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essaient de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine.

Les méthodes d'estimation de la vitesse ainsi développées sont divisées en deux groupes. Le premier utilise les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques, le second se base sur l'injection des composantes à hautes fréquences par l'alimentation et sur l'utilisation des harmoniques d'encoches de la machine. [46]

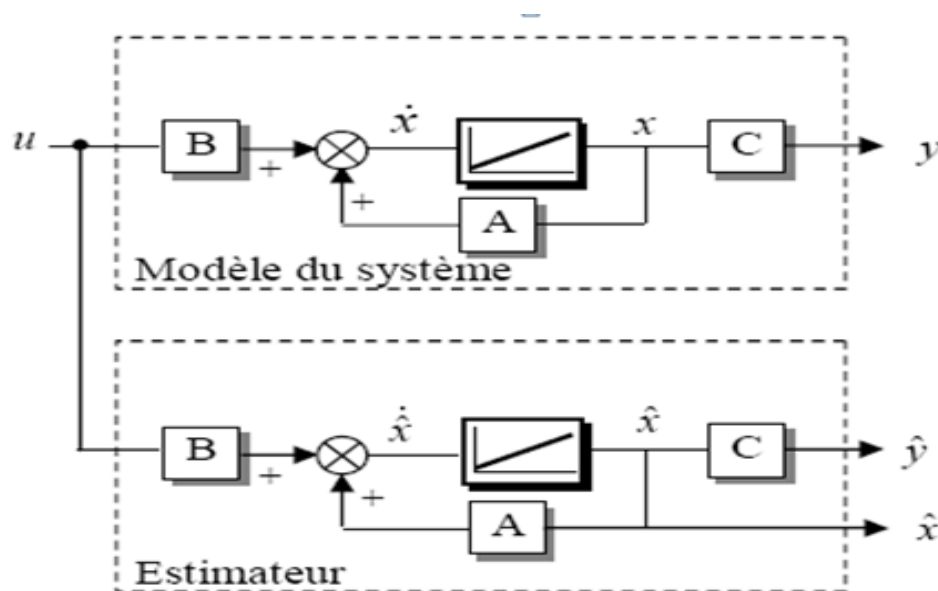
III.4 Estimateur et L'observateur

Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électrique directs (courants, tension,...), ou mécanique (vitesse de rotation, position...). [47]

On peut dire qu'il y'a deux solutions pour avoir la vitesse de rotation. L'estimation ou l'observation.

III.4.1 L'estimateur

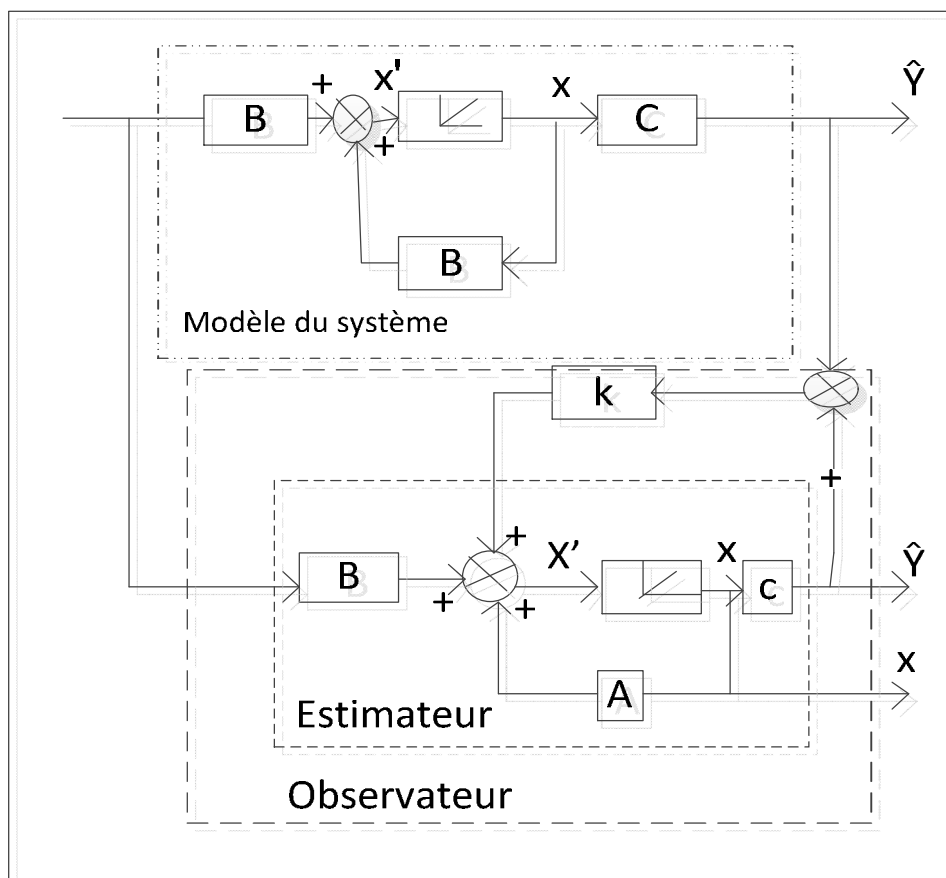
Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine [48]. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement [49]. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur **Figure(III.2)**.



Figure(III.2) : schéma de principe d'un estimateur

III.4.2 L'Observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur **Figure(III.2)**. [50]



Figure(III.3) : Schéma de principe d'un observateur

III.5 Les méthodes de commande sans capteur mécanique

III.5.1 Méthodes avec Modèle

III.5.1.1 Méthodes à base d'estimateur

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [51].

III.5.1.1.1 La loi d'auto-pilotage :

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. Elle repose dans le cas de la machine asynchrone sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées.

Ces estimations sont évaluées à partir des courants statoriques mesurés et des flux rotorique (courants magnétisants) estimés du moteur.

III.5.1.1.2 Estimation de la vitesse par la technique MRAS :

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable.

L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable [52].

III.5.1.2 Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouvert peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable.

Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [53].

III.5.1.2.1 Observateur déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain.

III.5.1.2.2 Observateur stochastique (Filtre de Kalman)

Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF) [54], Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable.

A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [55].

Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

III.5.2 Méthodes sans modèle

III.5.2.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotoriques et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [56].

On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contre partie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal.

Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

III.5.2.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie [57].

Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [58]. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

III.6 Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS)

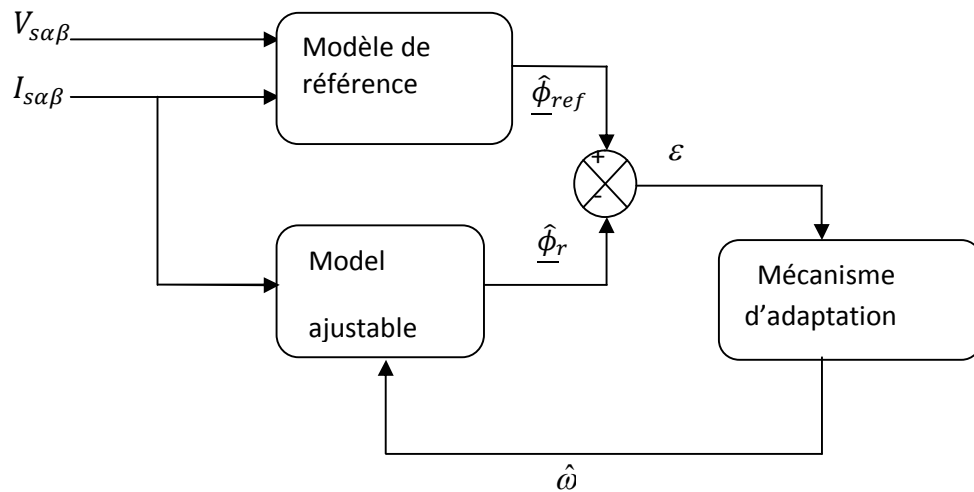
Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d'autre côté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif). Cette méthode développée par Schauder [59], est connue sous le nom d'origine anglo-saxonne Model Reference Adaptive System (MRAS).

Pour l'estimation de la vitesse, il propose la comparaison de l'estimation du flux commun obtenu avec les équations statoriques (indépendantes explicitement de la vitesse) et d'autre part avec les équations rotoriques (dépendantes explicitement de la vitesse).

L'objectif est de trouver le paramètre vitesse du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques. Ainsi la valeur de la vitesse estimée devient celle de la vitesse réelle. Le fonctionnement adéquat de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov [60].

Cette méthode a un inconvénient, elle utilise que des grandeurs observées de flux pour reconstruire la valeur de la vitesse. C'est pour cela qu'on préfère appliquer une autre approche proposée par Yang [61] qui considère les mesures des courants et les flux estimés comme

grandeurs de sortie du modèle de référence (machine asynchrone réelle). Ce choix permet une meilleure précision étant donné que le modèle doit converger vers les grandeurs de sortie de la machine réelle.



Figure(III.4) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation. Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse w_g est le suivant :

$$V_s = R_s + \frac{d\phi_s}{dt} + jw_g\phi_s \quad (\text{III.1})$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} + j(w_g - w)\phi_r = 0 \quad (\text{III.2})$$

$$\phi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (\text{III.3})$$

$$\phi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (\text{III.4})$$

$$w_r = w_s - w \quad (\text{III.5})$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude.

Les difficultés résident dans la recherche du mécanisme d'adaptation **Figure(III.4)**, $\hat{\omega} = f(e)$ et la dénomination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Le choix d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est un préalable au réglage du mécanisme d'adaptation.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$e = \hat{\phi}_{ref} - \phi_r \quad (III.6)$$

III.6.1 Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de ϕ_r à partir de la mesure des courants statoriques i_s et des tensions statorique V_s . Pour cela, nous devons utiliser les équations (III.1), (III.2) et (III.4) avec $w_g = 0$. Exprimons i_r à partir de (III.4), on a

$$\underline{\hat{i}}_r = L_r^{-1} \left(\underline{\hat{\phi}}_{ref} - L_m \underline{i}_s \right) \quad (III.7)$$

Introduisons l'équation (III.7) dans (III.3), il vient :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \left(L_r^{-1} \left(\underline{\hat{\phi}}_{ref} - L_m \underline{i}_s \right) \right) \quad (III.8)$$

Ou encore :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_m L_r^{-1} \underline{\hat{\phi}}_{ref} + (L_s - L_m^2 L_r^{-1}) \cdot \underline{i}_s \quad (III.9)$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_m L_r^{-1} \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \sigma L_s \underline{i}_s \quad (III.10)$$

En introduisant (III.10) dans (III.3), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\underline{V}_S = R_S \underline{i}_S + \frac{d}{dt} \left(L_m L_r^{-1} \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \sigma L_S \underline{i}_S \right) \quad (\text{III.11})$$

$$\underline{V}_S = R_S \underline{i}_S + L_m L_r^{-1} \frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_{ref} + \sigma L_S \frac{d}{dt} \underline{i}_S \quad (\text{III.12})$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_{ref} = L_m^{-1} L_r \left(\underline{V}_S - R_S \underline{i}_S - \sigma L_S \frac{d}{dt} \underline{i}_S \right) \quad (\text{III.13})$$

Ou encore :

$$\underline{\hat{\phi}}_{ref} = L_m^{-1} L_r \left(\int_0^t \left(\underline{V}_S - R_S \underline{i}_S - \sigma L_S \frac{d}{dt} \underline{i}_S \right) dt \right) \quad (\text{III.14})$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (V_{s\alpha} - R_S i_{s\alpha}) dt - \alpha L_S i_{s\alpha} \right) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (V_{s\alpha} - R_S i_{s\beta}) dt - \alpha L_S i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.6.2 Modèle ajustable (adaptatif)

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons \underline{i}_r (équation (III.4) tel que

$$\underline{i}_r = L_r^{-1} \left(\underline{\hat{\phi}}_r - L_m \underline{i}_S \right) \quad (\text{III.16})$$

Puis nous exprimons aussi $\frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}$ (équation (IV.2), avec $\omega_g = 0$ et l'équation (III.16), ainsi nous avons :

$$R_r L_r^{-1} \left(\underline{\hat{\phi}}_r - L_m \underline{i}_S \right) + j \widehat{\omega} \underline{\hat{\phi}}_r + \frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_r = 0 \quad (\text{III.17})$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_r = -R_r L_r^{-1} \underline{\hat{\phi}}_r + R_r L_r^{-1} L_m \underline{i}_S - j \widehat{\omega} \underline{\hat{\phi}}_r \quad (\text{III.18})$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\hat{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + J \widehat{\omega} \right) \underline{\hat{\phi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_S \quad (\text{III.19})$$

On peut tirer le modèle ajustable

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \widehat{\omega} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \hat{\phi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - \widehat{\omega} \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.6.3 Mécanisme d'adaptation

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre ϕ_{ref} et $\hat{\phi}_r$. Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underline{\Phi}_{ref} - \frac{d}{dt} \hat{\underline{\Phi}}_r &= \frac{d}{dt} e = (-R_r L_r^{-1} + j\omega) \underline{\Phi}_{ref} - (-R_r L_r^{-1} + j\hat{\omega}) \hat{\underline{\Phi}}_r \\ &= (-R_r L_r^{-1} + j\omega) (\underline{\Phi}_{ref} - \hat{\underline{\Phi}}_r) + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\underline{\Phi}}_r \\ \frac{d}{dt} e &= \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) e + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\underline{\Phi}}_r \end{aligned} \quad (III.21)$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\phi_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_r \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} \underline{e} = [A] \cdot \underline{e} - [w] \quad (III.23)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [w] = (\omega - \hat{\omega}) \hat{\underline{\Phi}}_r \quad (III.24)$$

La matrice [A] sera considéré comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire.

Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La matrice [W] doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de $\hat{\omega}$ vers ω

$$\hat{w} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e. dx \quad (\text{III.25})$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale (k_p, k_i) sur la quantité de δe .

La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. On choisit donc de linéariser ce système autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur.

L'erreur destinée au correcteur est définie selon le critère dit d'hyperstabilité de Popov. Les calculs nécessaires sont exposés dans le travail de Peter-Contesse [62]. Il vient alors :

$$e = \hat{\phi}_{r\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \cdot \phi_{r\alpha} \quad (\text{III.26})$$

III.6.4 Synthèse du correcteur

L'équation (III.25) que nous utilisons dans le mécanisme d'adaptation permet de faire converger les grandeurs estimées vers les valeurs exactes. On peut donc supposer que les grandeurs en régime statique sont identiques. La transformée de Laplace de l'équation (III.25) est la suivante :

$$\frac{\Delta \hat{w}(s)}{\Delta e(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.27})$$

La **Figure (III.5)** représente la synthèse du correcteur de vitesse.

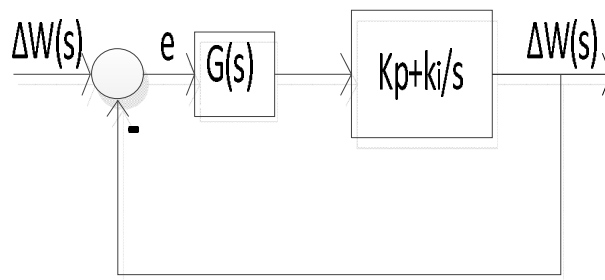


Figure (III.5) synthèse du correcteur de vitesse

En utilisant les équations (III.22) et (III.26) et après simplification nous trouvons :

$$G(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) |\underline{\phi}_{ro}|^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + w_{ro}^2} \quad (\text{III.28})$$

Avec :

le module du flux. $|\underline{\phi}_{ro}|$

$w_{ro} = (w_{so} - w_o) = gw_{so}$: représente la différence entre la pulsation des signaux statoriques et la pulsation mécanique. Ce terme sera d'autant plus petit que le glissement g sera proche de zéro. Cela correspond à un fonctionnement "à vide", lorsque le moment du couple demandé par la charge est relativement faible par rapport au moment du couple nominal, ce qui pose un problème en base vitesse.

La fonction de transfert de la chaîne directe s'écrit :

$$F(s) = \frac{|\underline{\phi}_{ro}|^2 (k_p s + k_i)}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) s} \quad (\text{III.29})$$

La fonction de transfert $H(s)$ en boucle fermée, s'obtient alors sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{|\underline{\phi}_{ro}|^2 (k_p s + k_i)}{s^2 + \left(|\underline{\phi}_{ro}|^2 k_p + \frac{1}{T_r}\right) s + k_i |\underline{\phi}_{ro}|^2} \quad (\text{III.30})$$

La représentation standard du dénominateur du second ordre s'écrit $s^2 + 2\xi\bar{w}_n s + \bar{w}_n^2$ de sorte que, par identification, nous trouvons

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\bar{w}_n - \frac{1}{T_r}}{|\underline{\phi}_{ro}|} \\ k_i = \frac{\bar{w}_n^2}{|\underline{\phi}_{ro}|^2} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Conclusion :

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût et bruit...etc.

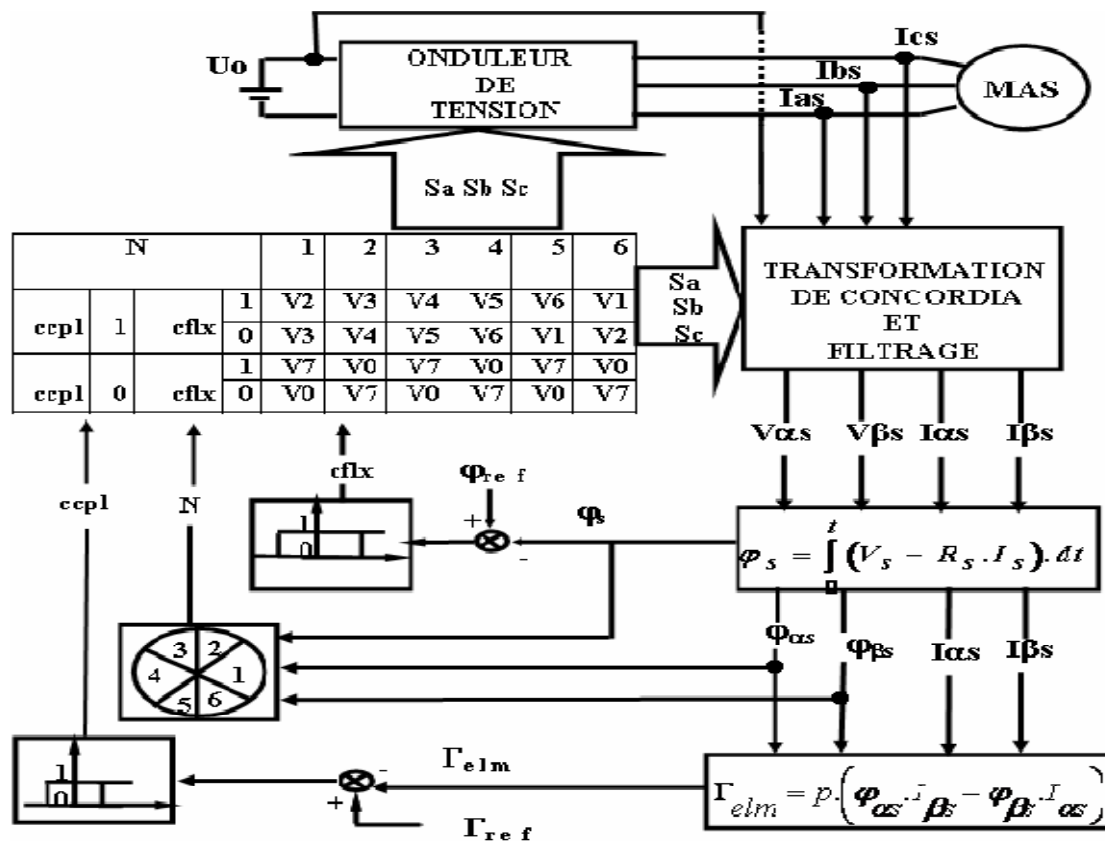
Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes méthodes d'estimation de la, et nous avons concentré notre étude sur l'estimation par la méthode MRAS qui été développé pour obtention des résultats de simulation qui sont dans le chapitre suivant qui conclure les déférente résultats pour les chapitres précédent

Chapitre IV

Résultats de simulation

IV.1 Structure générale du contrôle direct du couple

La **Figure (IV.1)** : représente la structure complète du contrôle directe du couple de la machine asynchrone.



Figure(IV.1) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

IV.2 Résultats et interprétation

Pour évaluer les performances de la commande directe de couple DTC de la machine asynchrone sans capteur de vitesse, nous avons procédé à une série de simulation par le logiciel MATLAB /Simulink.

Les résultats de simulations présentées dans cette section sont réalisées sur un moteur asynchrone de 0.7 KW alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, Pour un correcteur de flux statorique à deux niveaux est un correcteur de couple variable (deux, trois et quatre niveaux) avec l'application des vecteurs tension active, et des vecteurs tensions nuls.

Pour réaliser cette simulation, nous avons pris une période d'échantillonnage de $1e^{-5}$ ms Les différents paramètres utilisés sont citées dans l'annexe A.

Ce qui suite des résultats sont obtenues pour différentes tables de commutation qui sont une relation directe avec le type de correcteur utilisé dans notre modèle :

IV.3 Application d'un correcteur de couple à deux niveaux

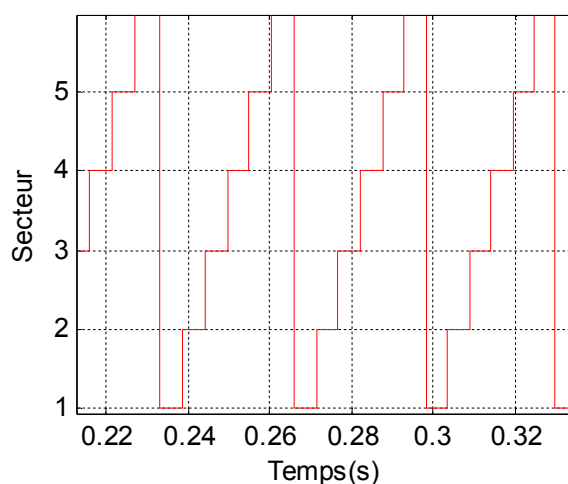
Les résultats de simulations obtenues représentés sur les Figures suivantes qui sont toujours pour une vitesse de référence de 100 rad/s et avec un réglage classique de la vitesse par un régulateur PI.

Les simulations sont réalisées pendant un temps de simulation de 4 sec

Après la simulation on observe que les résultats obtenus sont performants, le couple électromagnétique suit régulièrement le couple de référence et cette précision dépend de la variation de la charge.

Le parcour de flux trace un cercle, ainsi que la vitesse croît linéairement avec le temps jusqu'à point de stabilité puis il reste stable à la valeur désirée (100 rad/s).

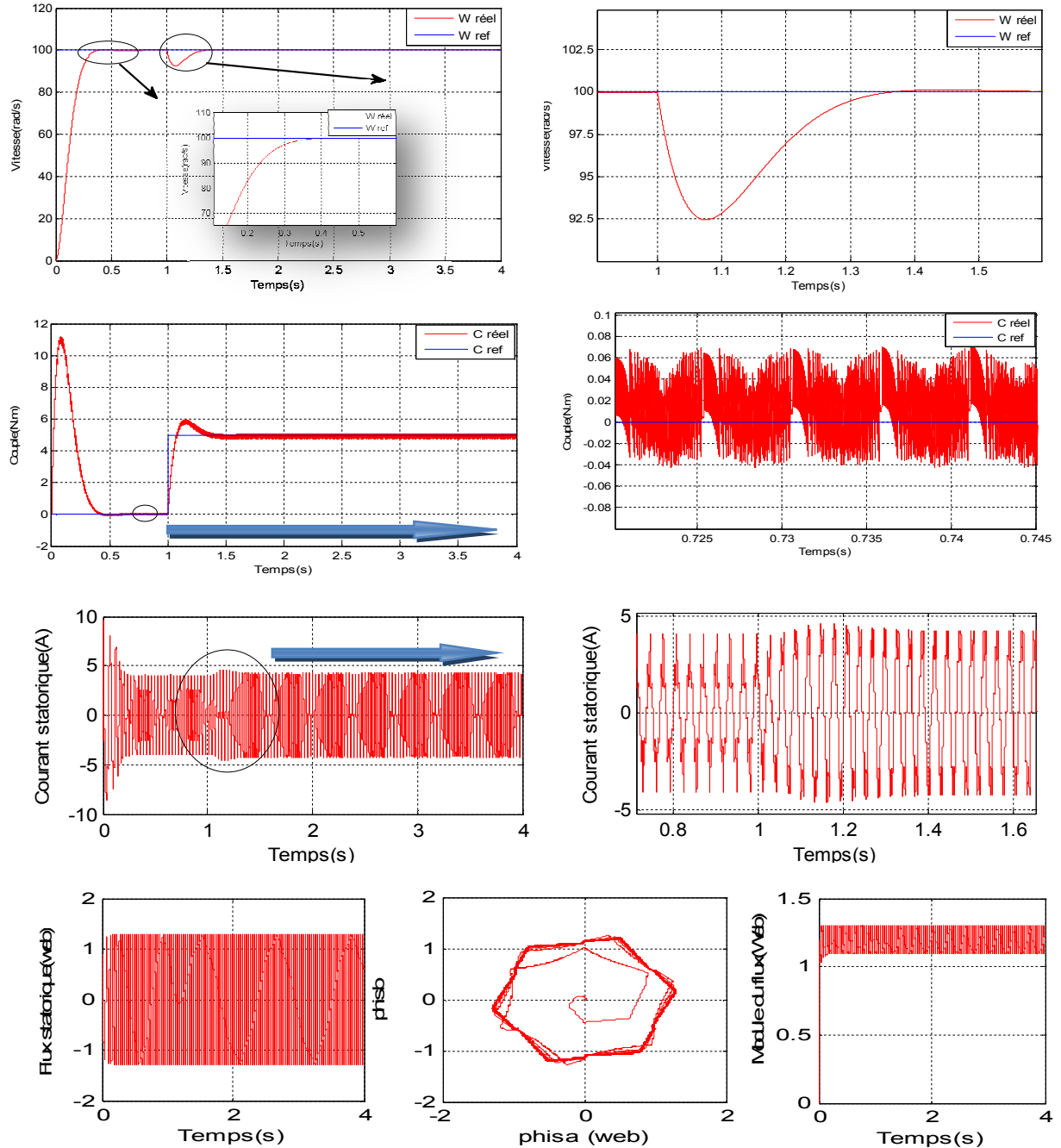
Mais le comparateur de couple à deux niveaux ne permet pas de contrôler le moteur à deux sens de rotation. On note que les oscillations aux niveaux du couple électromagnétique qui introduit un inconvénient majeur de la (DTC).



Figure(IV.2) : Représentation des six secteurs

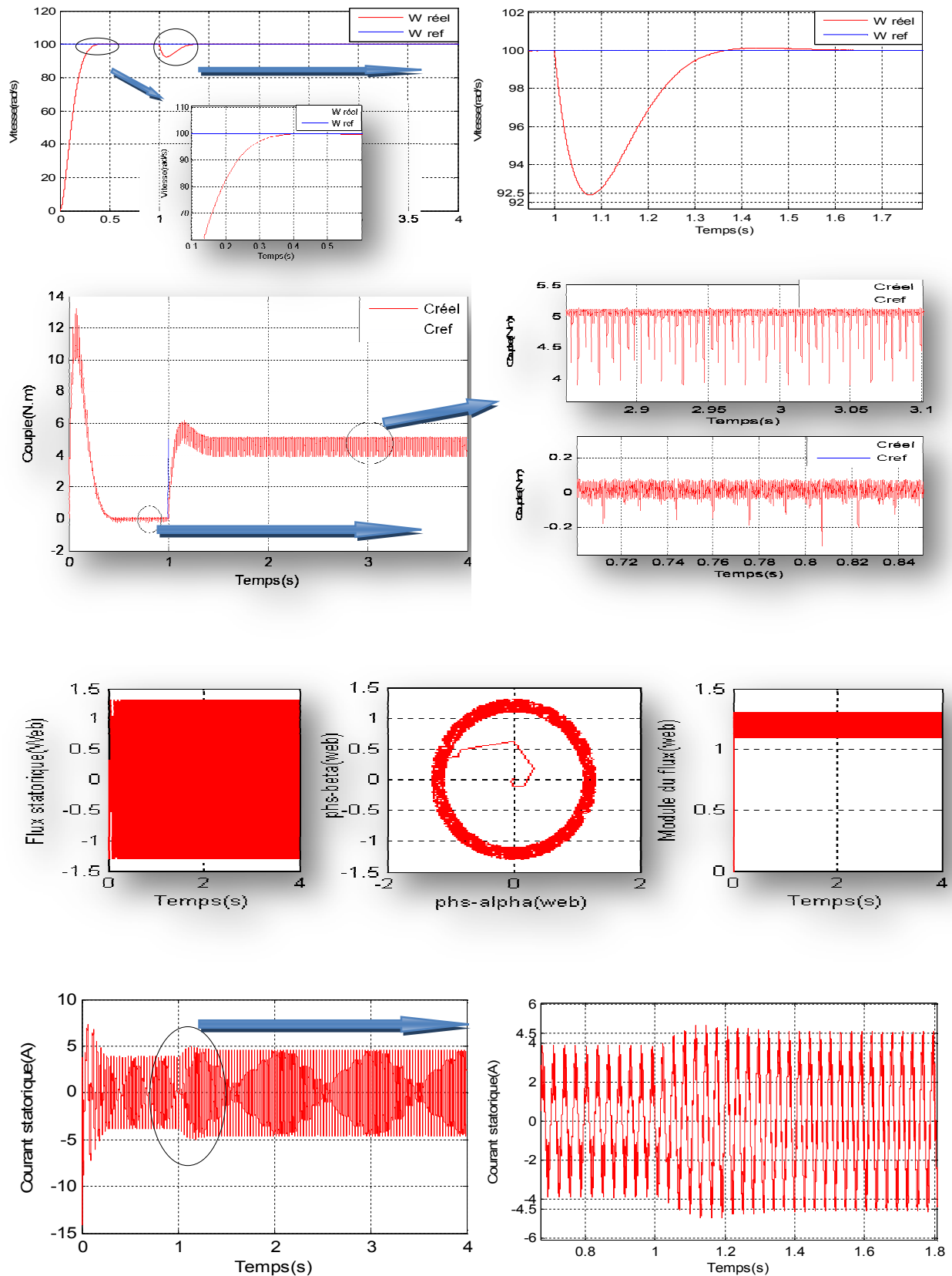
IV.3.1 Les résultats obtenue pour une fonctionnement à deux quadrants

IV.3.1.1 Par l'application de la Tableau (II.4) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.



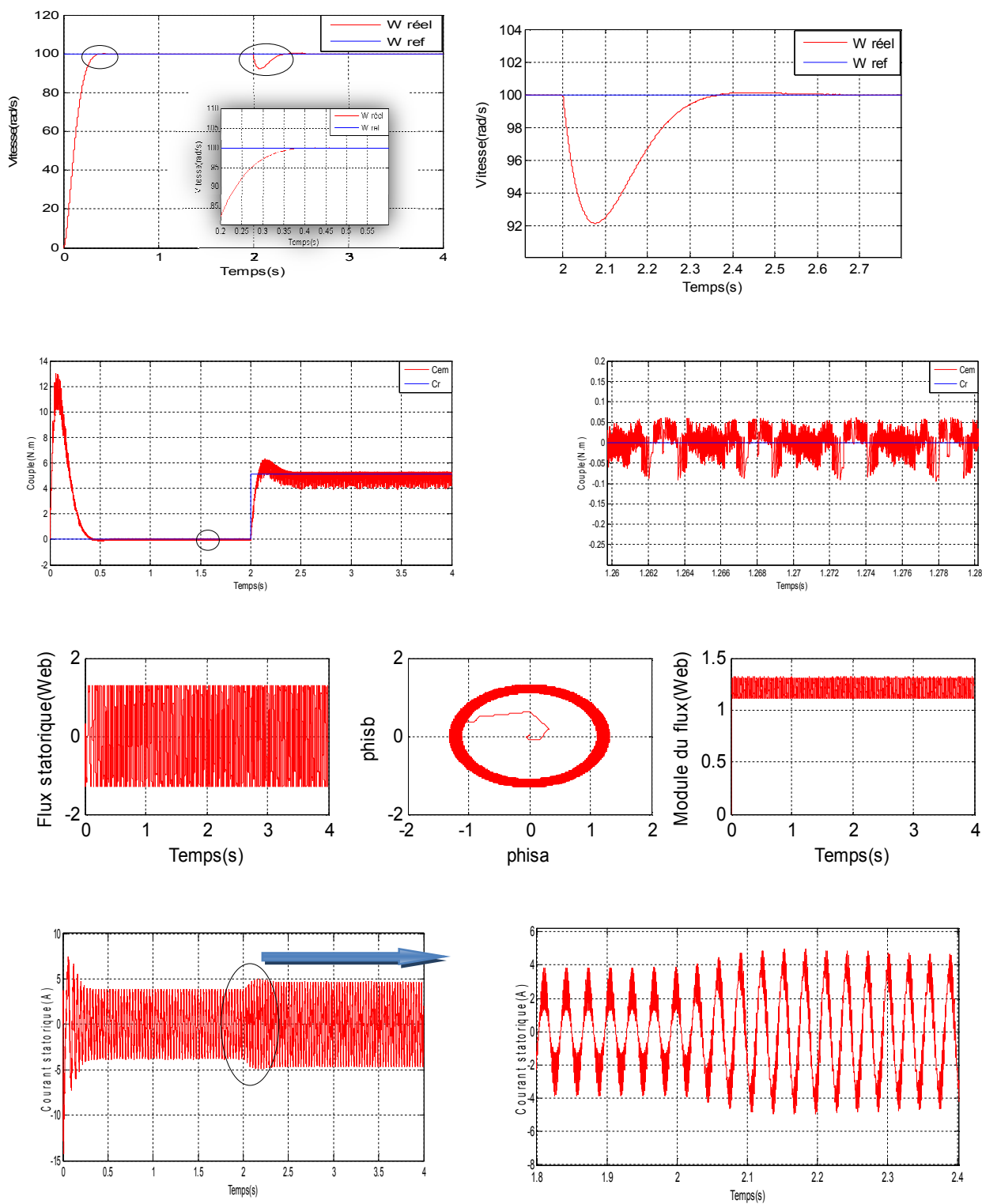
Figure(IV.3) : résultats de simulation pour la Tableau(II.4)

IV.3.1.2 Par l'application de la Tableau (II.5) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles.



Figure(IV.4) : résultats de simulation pour la Tableau (II.5)

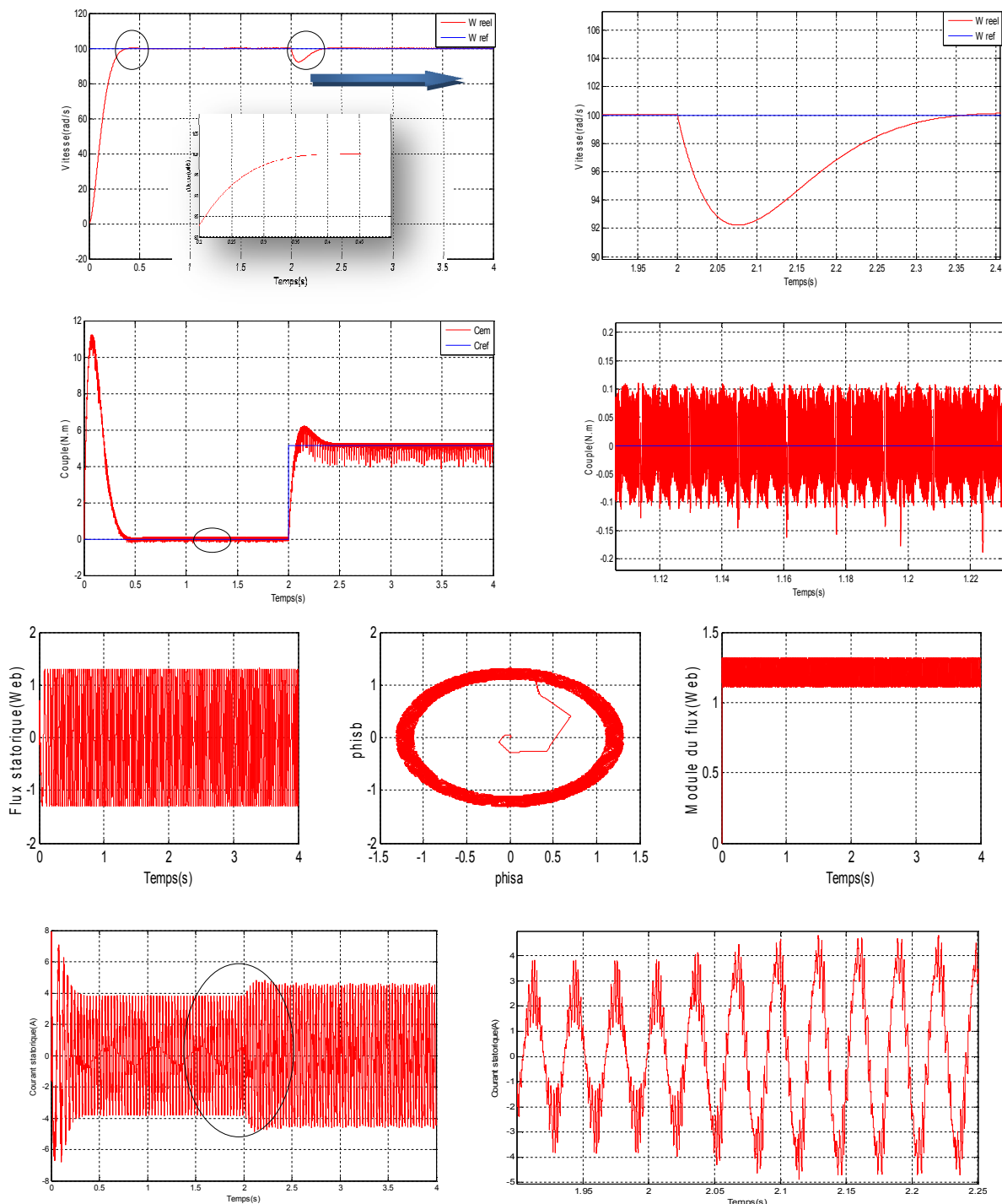
IV.3.1.3 Par l'application de la Tableau (II.6) : Table de commutation avec les vecteurs tensions actives



Figure(IV.5) : résultats de simulation pour la Tableau(II.6)

IV.3.2 Les résultats obtenus pour un fonctionnement à quatre quadrants

IV.3.2.1 Par l'application de la Tableau(II.7): Table de commutation avec les vecteurs tensions active à quatre quadrant.



Figure(IV.6) : résultats de simulation pour la Tableau(II.7)

IV.4 Par l'application d'un correcteur de couple à trois niveaux

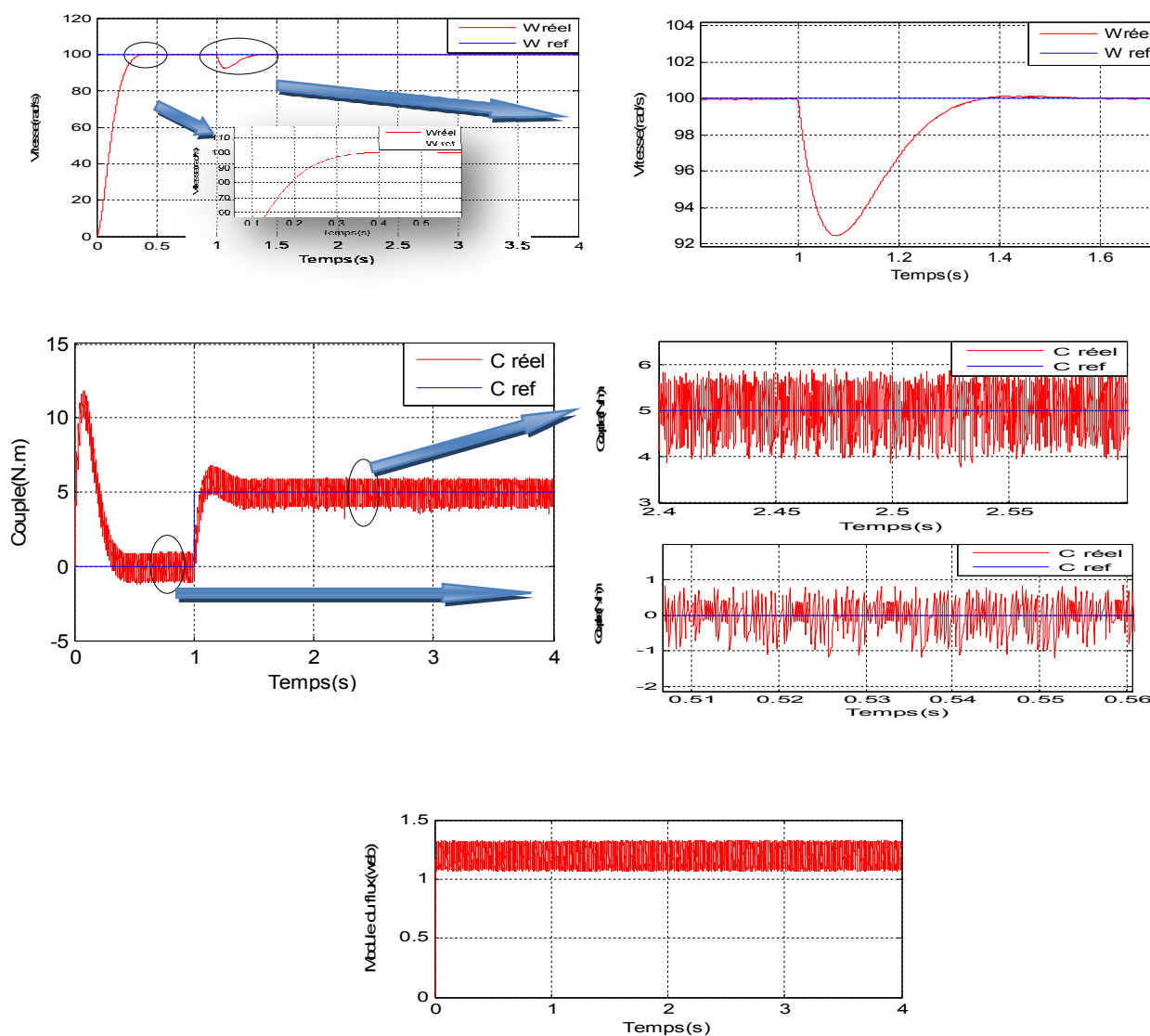
IV.4.1 Pour un correcteur de type trois niveaux

IV.4.1.1 Résultats de simulation et interprétations pour l'application de la Table des vecteurs nulles

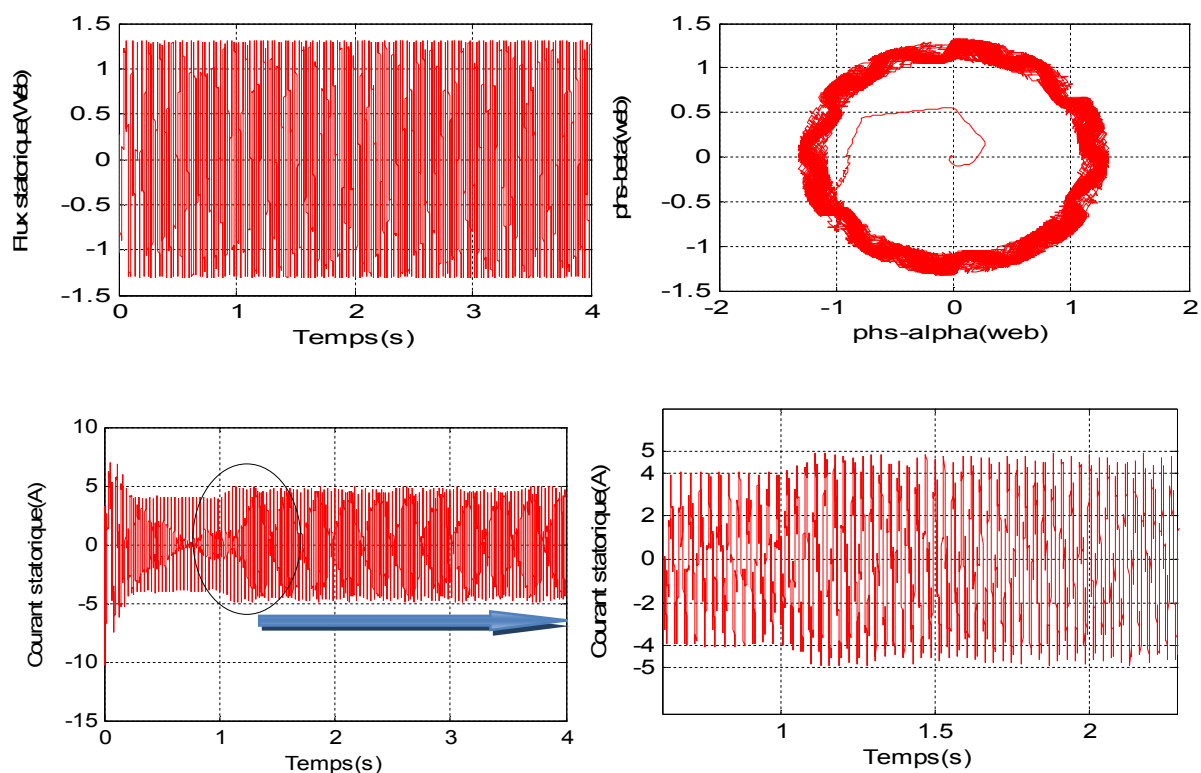
Les résultats de simulations obtenues par la **Table (II.8)** : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à tensions actives et nulles.

Sont représentés sur la **Figure(IV.7)** qui est toujours pour une vitesse de référence de 100 rad/s.

D'après l'utilisation la Table à des vecteurs nulle nous avons obtenue les résultats suivant :



Figure(IV.7.1) : résultats de simulation pour la Tableau(II.8)



Figure(IV.7.2) : résultats de simulation pour la Tableau(II.8)

La suite sont les résultats obtenue par l'application de la Table des vecteurs actifs :

NB : tous les résultats précédents sont pour position de flux qui a détecté dans un espace décomposé en six secteurs symétriques.

IV.4.1.2 Résultats de simulation et interprétations pour l'application de la Table des vecteurs actifs

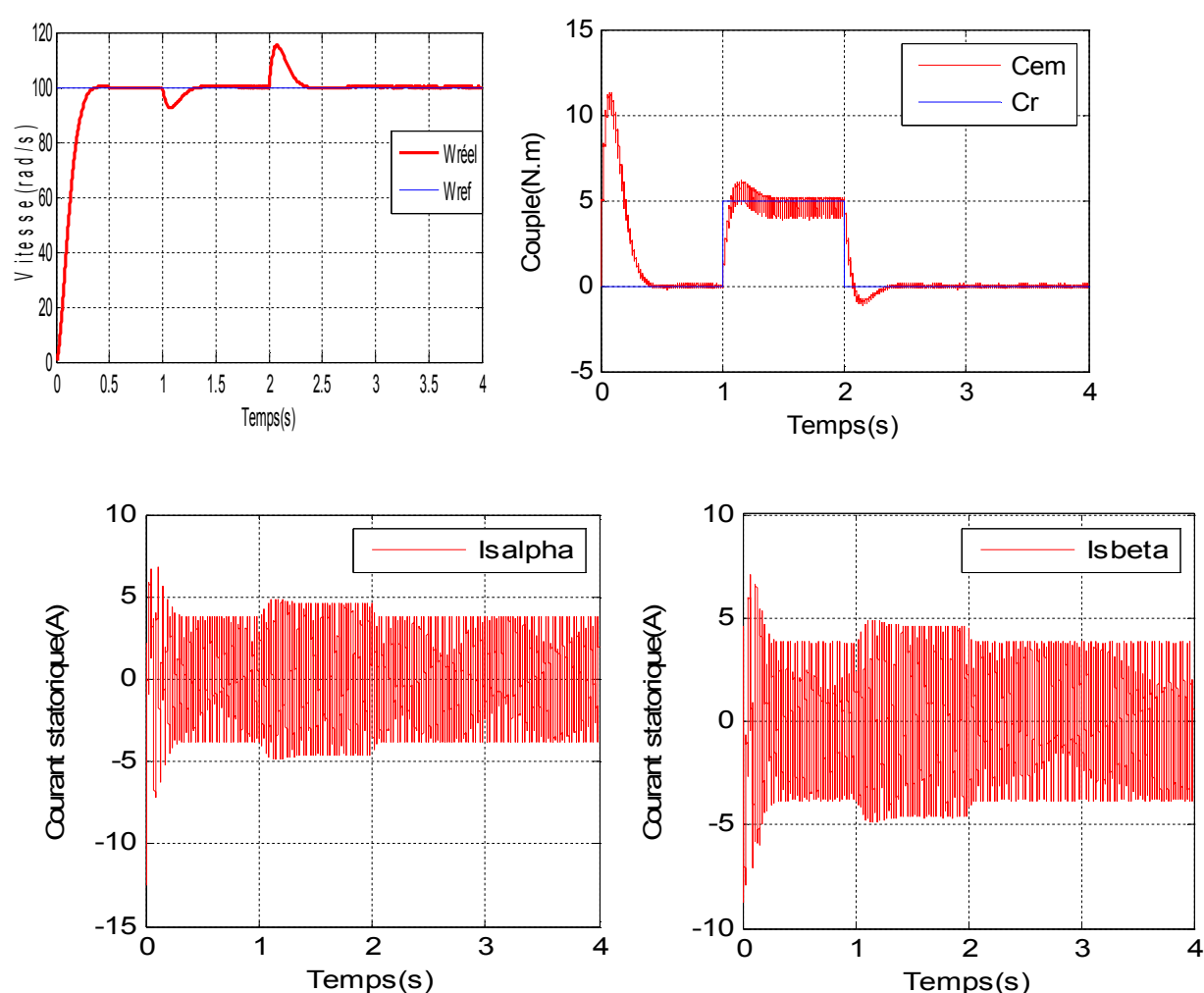
Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants

- Démarrage à vide avec variation du couple de charge.
- La diminution est l'augmentation progressive de la vitesse est l'inversion du sens de rotation de la machine asynchrone.

IV.4.1.2.1 Démarrage à Vide Avec Variation Du Couple De Charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons choisie un modèle à un correcteur de trois niveaux avec la Table a des vecteurs actives et simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/sec, puis la réponse à un échelon de couple $C_r=5$ Nm appliqué à l'instant $t=1$ sec et à l'instant $t=2$ sec $C_r=0$ N.m.

Les résultats de simulation de la commande Direct de couple de la machine asynchrone sont illustrés par la **Figure (IV.8)**, le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la charge.

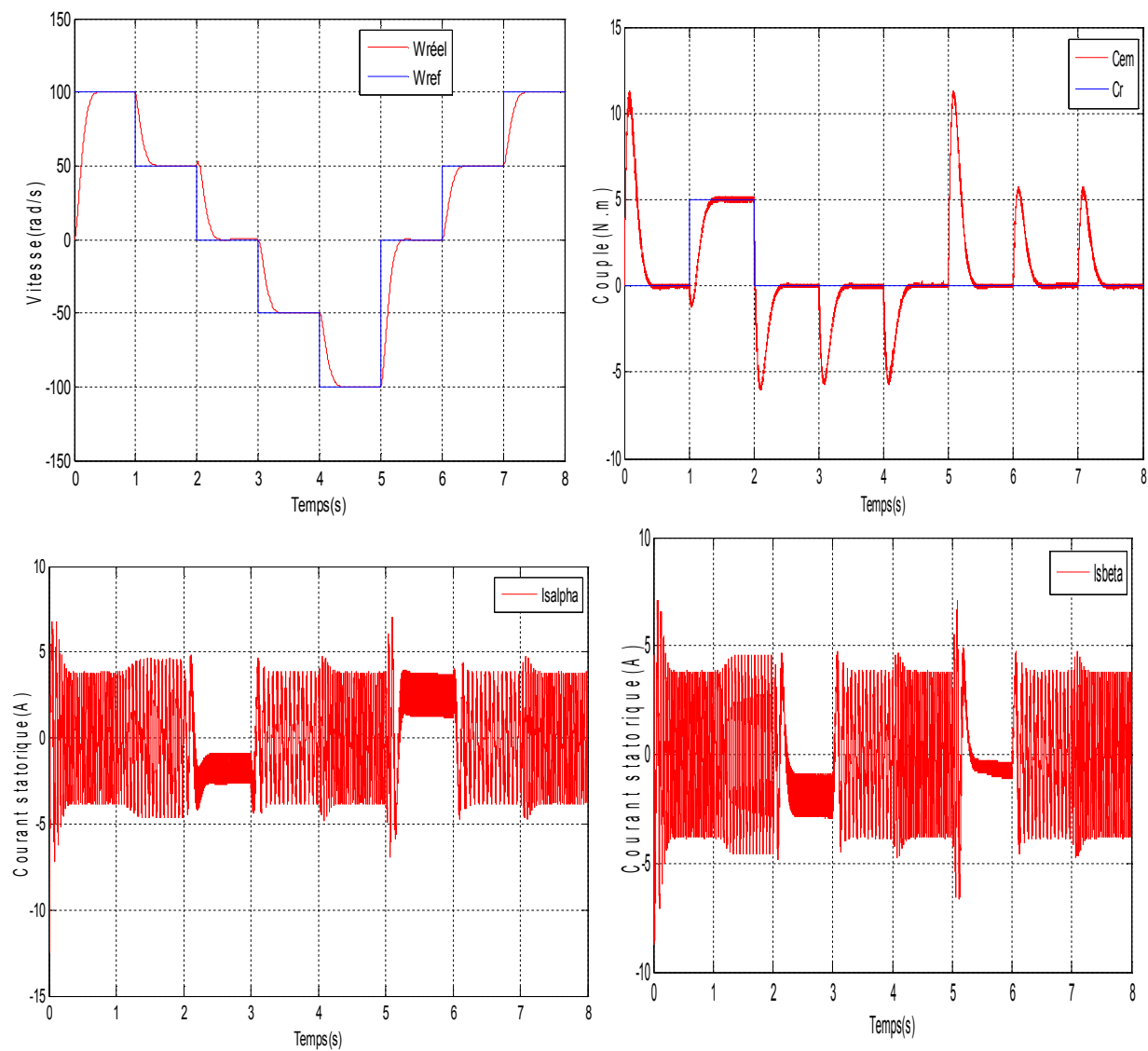


Figure(IV.8) : Test de démarrage à vide avec variation du couple de charge

IV.4.1.2.2 Inversion du sens de rotation de la vitesse

Pour réaliser ce test, on a inversé le signe de la vitesse de 100 rad/sec à -100 rad/sec progressivement passer par le zéro et de à partir de $t=1$ sec et à $t=2$ sec autre changement de consigne de -100rad/s à +30 rad/s avec application d'un couple résistant $C_r = 5$ N.m à l'instant $t=0.5$ sec

Les résultats de simulation sont illustrés par la **Figure (IV.9)**

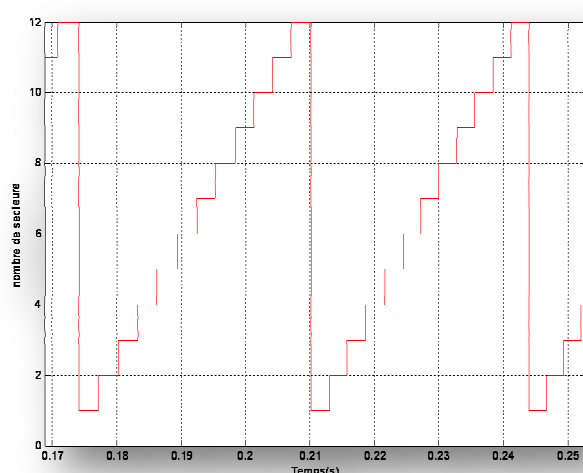


Figure(IV.9) : Test de variation et l'inversion du sens de rotation

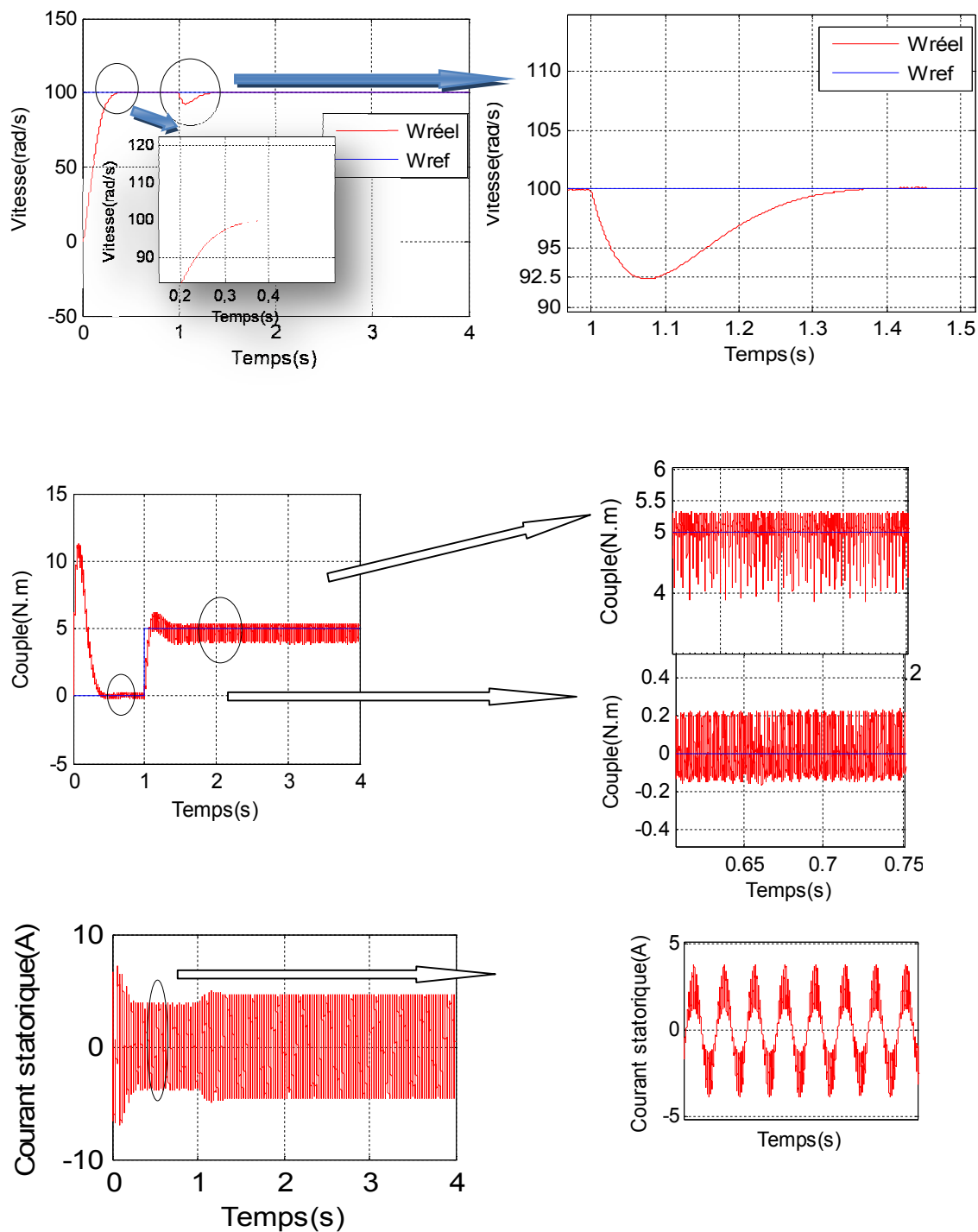
IV.5 Résultat de simulation de la DTC modifié

Pour prendre les résultats de la DTC modifié on a décomposé l'espace en 12 secteurs symétrique pour détecter la position de flux, la simulation toujours effectuer pour un vitesse de référence 100 rad/s mais cette fois avec un correcteur à quatre niveaux et par l'application de la Tableau(II.10) : Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des tensions actives et nulles

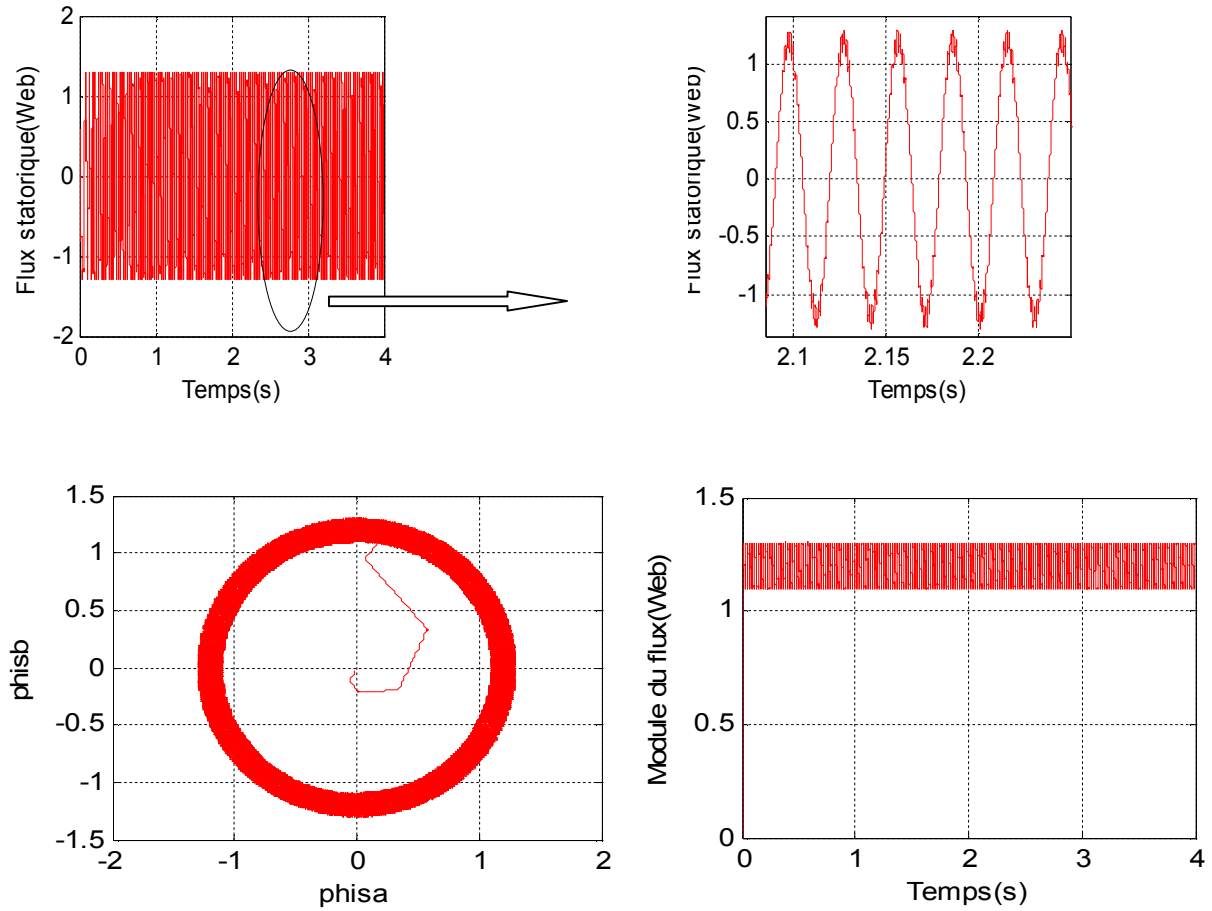
On atteint les résultats suivant :



Figure(IV.10) : Représentation des deuze secteurs



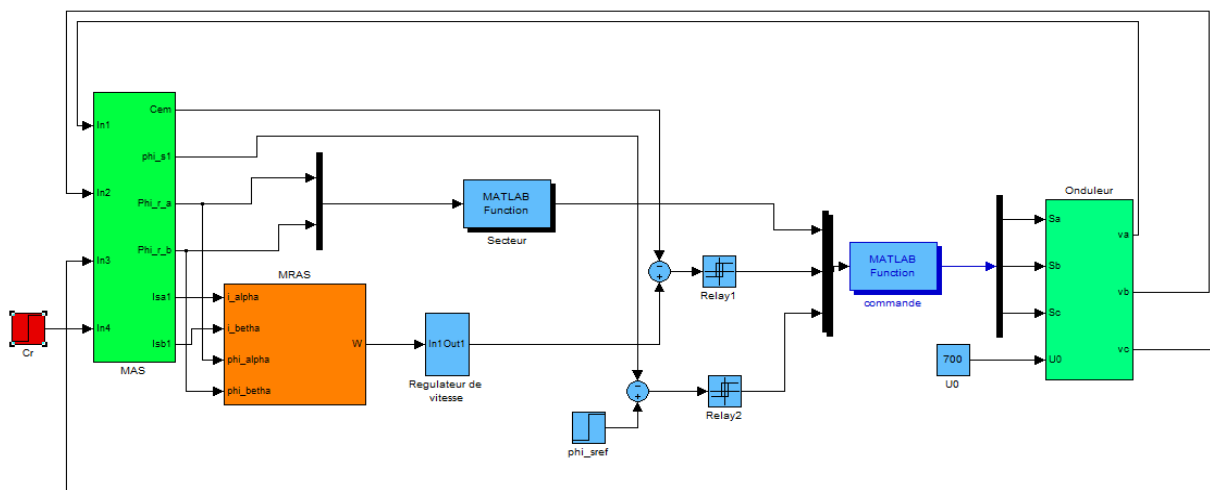
Figure(IV.10.1) : Résultats de simulation pour la table de douze secteurs



Figure(IV.10.2) : Résultats de simulation pour la table de deuze secteurs

IV.6 Simulation de technique MRAS

Le schéma de principe, utilisée pour l'estimation de vitesse est donnée par la figure suivante :



Figure(IV.11) : commande directe de couple sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS

IV.6.1 Résultats De Simulation Et Interprétation :

Les simulations représentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse la commande directe de couple sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS. Dans les régimes de fonctionnements suivants :

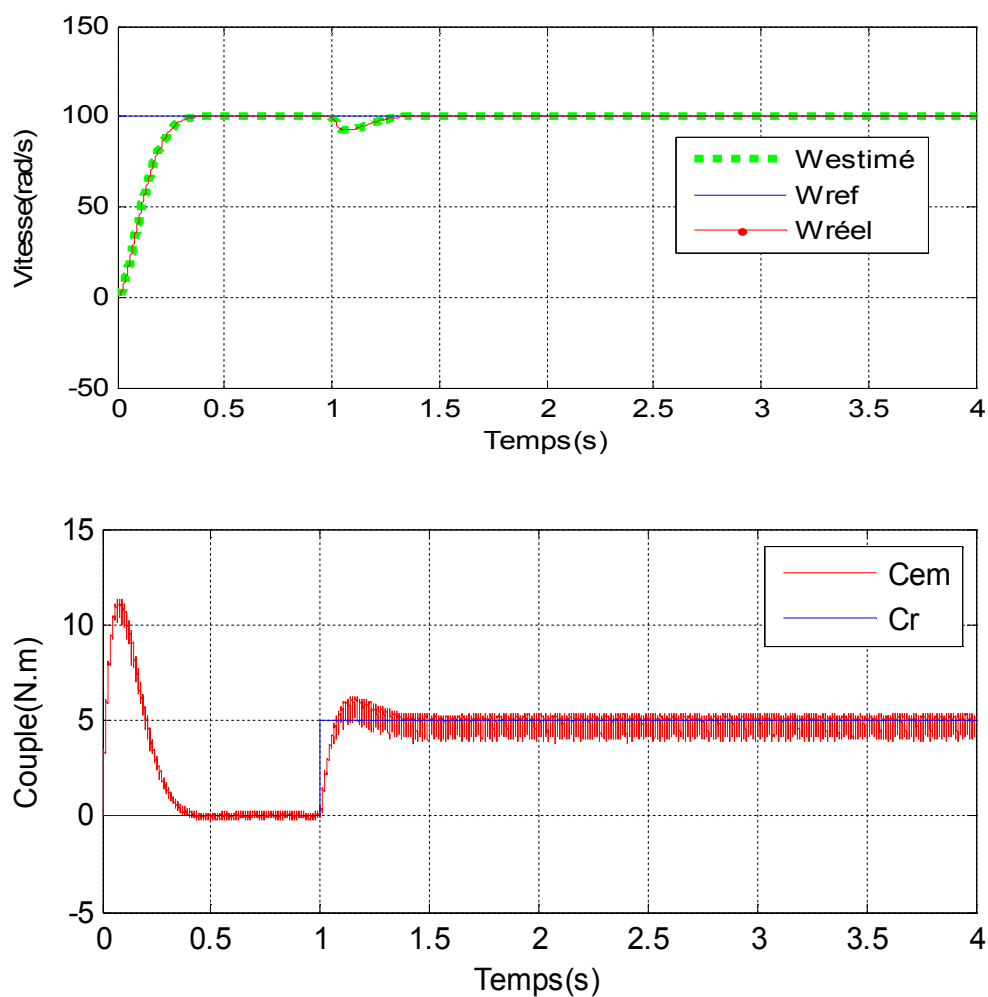
- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.
- La diminution est l'augmentation progressive de la vitesse est l'inversion du sens de rotation de la machine asynchrone.

➤ Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

La **Figure(IV.11)** illustre les résultats de simulation de la commande directe de couple DTC avec la technique MRAS lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/sec suivi d'une introduction d'un couple de charge $C_r=5\text{Nm}$ à l'instant $t=1$ sec.

Les résultats de simulation de la commande DTC de la MAS sans capteur mécanique de vitesse sont présentés par la **Figure(IV.11)**. On observe de premier vue la validité de l'observateur MRAS à reconstruire les grandeurs principales de la machine asynchrone, et on voit que le flux et la vitesse et le couple suivent la même trajectoire des grandeurs réelles.

➤ Résultats de simulation



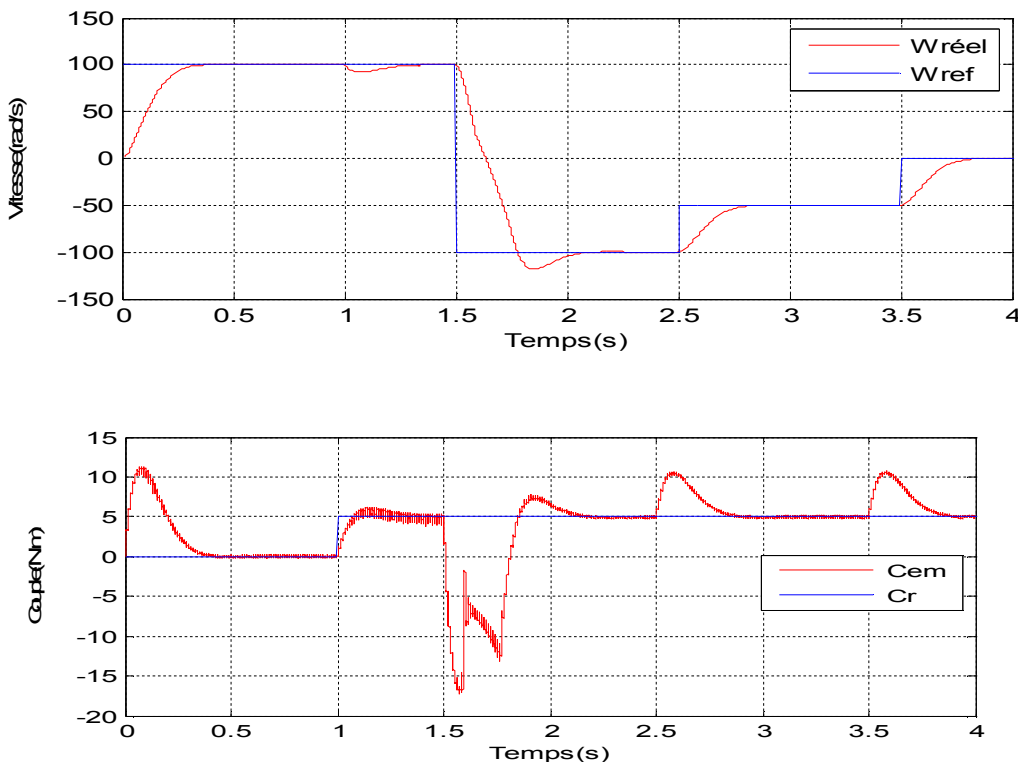
Figure(IV.12) : Résultats de simulation d'un démarrage à vide suivi de l'application d'une charge de $Cr= 5$ Nm à l'instant $t=1$ sec

➤ **Inversion du sens de rotation de la vitesse**

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande DTC sans capteur mécanique basée sur un estimateur MRAS vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de 100 rad/sec à -100 rad/sec à partir de $t = 1.5$ sec et à $t = 2.5$ sec autre changement de consigne de -100 rad/s à -50 rad/s et -50 rad/s à 0 rad/s avec application d'un couple résistant $C_r = 5$ N.m à l'instant $t = 1$ sec.

Les résultats de simulation sont illustrés par la **Figure(IV.13)**.

Suivent de ce test de l'inversion du sens de rotation de vitesse (100rad/sec a -100rad/sec) les résultats montrent la robustesse cet estimateur et on peut affirmer que la commande DTC basée sur la technique MRAS est robuste vis-à-vis aux perturbations extérieures le couple résistant et la variation de vitesse.



Figure(IV.13) : inversion du sens de rotation

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons illustré des résultats de simulation de la commande DTC avec un régulateur classique de vitesse et pour les différents types correcteurs à hystérésis de couple avec plusieurs tables de commutation aussi les résultats de simulation par technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone.

Les résultats obtenus à vitesse constant sont très satisfaisant .l'écart entre la vitesse estimée et la vitesse réelle est plus faible. même pendant le régime transitoire la vitesse estime reste proche de la vitesse réelle.

La commande DTC a pour avantage :

- La réduction du temps de réponse du couple.
- La robustesse par rapport à la variation de paramètre de la machine et de l'alimentation
- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs

- L'absence de maîtrise des harmoniques de couple.
- L'excitation de certains modes mécanique résonnant (couple pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système.

CONCLUSION GENERALE :

Ce travail avait comme objectif de faire l'élaboration d'une commande directe du couple DTC améliorée sans capteur de vitesse d'une machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des différents types des commandes, la modélisation de la machine à induction et ceux de l'onduleur. A l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenu un modèle triphasé réduit à son tour à un modèle biphasé plus simple à étudier suite à l'application de la transformation de Park. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail.

La seconde partie du travail, consiste à l'étude le principe de la commande directe du couple DTC, l'effet des vecteurs tensions actives et nuls sur l'évolution du couple et du module du flux. Nous avons fait une étude des différentes tables de commutation de base (correcteur du couple à deux niveau, trois niveau et quatre niveaux) chacun avec et sans vecteurs de tension nuls, suivi par l'élaboration d'une table de commutation améliorée contenant deuze secteurs. Nous avons également introduis la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PI.

Suite à cette partie, nous avons présenté, en bref, des différents types d'estimateurs de vitesse, après on fait un estimateur de la vitesse en boucle ouverte (Modèle Référence adaptative système) MRAS.

En fin nous avons présenté la structure général de la commande directe de couple DTC sans et avec MRAS et représenté tout les résultats de la simulation.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduit à présenter quelque Perspectives à ce travail.

- Notre travail ne serait complet sans la réalisation pratique de ces méthodes, ce que nous souhaitons le faire dans les plus brefs délais.
- Améliorer les stratégies proposées dans ce mémoire.
- La recherche des autres observateurs robustes de la vitesse mécanique, cette voie de recherche reste le point commun pour les différents stratégies de commande.

ANNEXE A :

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 10\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642H$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612H$	Inductance du rotor
$M = 0.4612H$	Inductance Mutuelle
$P = 0.7kw$	Puissance électrique

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$j = 0.02 \text{ kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0$	Coefficient de frottement

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_{em} = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal
$P = 2$	Nombre de paire de pôle.

Référence bibliographie

- [1] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1," *Hermis science Publications*, Paris 2000.
- [2] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range," *The European Power Electronics association*, pp. 485-488, 1993.
- F. Marlait, "Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle sans capteur," Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieur des mines, Paris, Février 2001.
- [3] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Rev.*, vol. 34, pp.217-220, 1972
- [4] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range," *The European Power Electronics association*, pp. 485-488, 1993.
- [5] L. Mazence, "Les techniques de commande vectorielles de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance," *Direction des Etudes et Recherches EDF*, Janvier 1992.
- [6] M. Depenbrock, "Direct self control DSC of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power. Electronics.*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct 1988.
- [7] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, Mar/Apr 1989.
- [8] J. Faiz and M.B. Sharifian, "Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle," *IEEE Trans. Energy. Convt.*, vol. 16, no. 1, pp. 104-109, Mar 2001.
- [9] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1," *Hermis science Publications*, Paris 2000.
- [10] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Rev.*, vol. 34, pp. 217-220, 1972.
- [11-13] N. Nait-Said, "Contribution à l'identification et à la commande de la machine à induction," *Thèse de doctorat, Univ. Batna*, Juin 2003.
- [12] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra and A.Tani, "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Trans. Power. Electronics.*, vol. 17, no. 5, pp. 779-787, Sep 2002.
- [14] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "adaptive Input-output linearizing control of induction motors," *IEEE Trans. Autom. Contr.*, vol. 38, no. 2, pp. 208-218, Feb 1993.

- [15-16-17] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Indus. Electronics.*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993
- [18] M. Rodie and K. Jezernik, "Speed Sensorless sliding mode torque control of induction motor," *IEEE Trans. Indus. Electronics.*, vol. 49, no. 1, pp. 87-95, Feb 2002.
- [19] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Rev.*, vol. 34, pp. 217-220, 1972.
- [20] Jean-Pierre Caron & Jean-Paul Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone," Edition Technip, Paris, 1995.
- [21] A. Benseghir & S. Amiri, "Commande prédictive d'une machine asynchrone," mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, Juillet 2004
- [22] Chatelain J, "Traité d'électricité : Machines électrique," Tome 1, Donod 1984
- [23] L. Edouard, "Méthodologie multi modèles pour l'identification et la commande de machine asynchrone" Thèse de doctorat Ecole normale. Supérieure de Cachan, 2000.
- [24] C.D.A. Martins "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi-niveaux à Fréquence Imposée" Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2000.
- [25] B. Mokhtari, "Implantation de la DTFC par des technique de l'intelligence artificielle Neuron-Flou ; Application à la MAS alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux" Thèse de magister, Batna, Novembre 2004.
- [26] M. Hadeif "Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques" Thèse de magistère, Bejaia, Novembre 2002.
- [27] **D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani** "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, no. 5, Sept. 2002.
ABB-1999 "Technical Guide No.1- Direct Torque Control", <http://www.abb.fi/vsd/index.htm> **Cristian Lascu, Ion Boldea, Frede Blaabjerg**, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 1, Jan/Feb 2000.
- [29-30] R. Zaimeddine "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des onduleurs Multi-niveaux" Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger 2007.

- [31] Mr A CHEBABHI, et Mr N ROUABAH, et Mr EL H GUERBAI, " Application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une mas" P.E.F de l'Université De M'sila
- [32] **Toh Chuen Ling** "Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA)" Thesis of Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [33] R.Haddouche "Simulation et contrôle d'une colonne d'absorption" Thèse de magistère, ENP, 2006.
- [34-35] Y.Boulfani, S.Doumandji "Implémentation sur DSP TMS320C5000 de filtres optimaux appliqués aux images et introduction de réseaux neurones" Thèse d'ingénieur, ENP, 2004.
- [36-37] R. Zaimeddine " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des onduleurs Multi-niveaux " Thèse de doctorat en génie électrique ENP Alger 2007.
- [38-39] Mr A CHEBABHI, et Mr N ROUABAH, et Mr EL H GUERBAI, " Application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS" P.E.F de l'Université De M'sila
- [40] K. Barada Mohanty "A Closed Loop Observer for Rotor Flux Estimation in Induction Machines ", 49th Annual Session of Orissa Engineering Congress, Bhubaneswar, 2004, pp. 6-12.
- [41] M. Boussak, and K. Jarray " A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive ", IEEE, Trans on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, February 2006, pp. 41-49.
- [42] L. Ghaouti, " Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à aimant permanent sans Capteur de Vitesse", Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Mohamed Boudiaf d'Oran, USTO, 2007.
- [43] F. Mehazzem, A. Reama, and H. Benalla, " Sensorless Nonlinear Adaptive Backstepping Control of Induction Motor ", ICGST-ACSE Journal, Vol. 8, Issue III, pp. 1-8, January 2009.
- [44] S.G. Choudhuri, and B. Singh, "DSP Based Implementation of Digital Speed Controller for Vector Controlled Induction Motor Drive " IE (I) Journal.EL, Vol 85, March 2005, pp 203-208
- [45] R. Pena, R.Cardenas, J. Proboste, G. Asher and J. Clare " Sensorless control of a slip ring generator based on rotor current MRAS observer ", IEEE, 36th Annual Power Electronics Specialists Conference, June 12-16, 2005, Recife, Brazil, pp. 2508-2513.

- [46-50] S. CHAOUCH - 'Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse' thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005
- [47] «optimisation discrétisation et observation Commande des moteurs asynchrones» Vol 2 Sous la direction de Carlos Canudas.
- [48] A. Bouscayrol, "Structures d'alimentation et stratégie de commande pour des systèmes multi machines asynchrones: Application à la motorisation d'un robot mobile," Thèse de doctorat, Univ. Toulouse, France, Janvier 1995.
- [49] G. Grellet and G. Clerc, «Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande» Edition Eyrolles, Paris 1997.
- [51] B. MELIANI, " Les Techniques Adaptatives d'Estimation et de Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone " Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, E.N.S.E.T-Oran, Janvier 2008.
- [52] J. Van Amerongen, " Adaptive Steering of Ships a Model Reference Approach", International Federation of Automatic Control, Automatica, Vol. 20, No. 1, pp. 3-14, 1984.
- [53] S. Damkhi "Commande sans Capteur de Vitesse s'un Moteur Asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holts "Mémoire de Magister, Université De Batna, 2007.
- [54] K.B. Mohanty and A. Patra " Flux and speed estimation in decoupled induction motor drive using Kalman Filter "Procc. Of 29th National Systems Conference (NSC), IIT Mumbai, Dec. 2005, pp. 1-9.
- [55] A. Kechich, " Utilisation des Nouvelles Techniques de Commande pour la Robustesse des Machines Synchrones à Aimants Permanents ", Thèse de doctorat Es-sciences, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, Juin 2007.
- [56] K. Kouzi " Contribution des Techniques de la Logique Floue pour la Commande Machine à Induction sans Transducteur Rotatif " Thèse de doctorat es-sciences, Université De Batna, Mai 2008.
- [57] B.K. Bose, " Modern Power Electronics and AC Drives ", Condra Chair of Excellence in Power Electronics, The University of Tennessee, Knoxville, United States of America, 2001.
- [58] M. Cirrincione and M. Pucci " Sensorless Control of Induction Motor Drives by New Linear Neural Techniques ", IEEE, EPE-PEMC 2006, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference 2006, Portorož, Slovenia, pp. 1820-1829.
- [59] J.R. Heredia, F. Perez and J.L. Duran Paz, " Sensorless Control of Induction Motors by Artificial Neural Networks", IEEE, Trans on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 5, October 2001, pp. 1038-1040.

[60-62] L.O. Peter-Contesse, “Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de grande puissance”, Thèse de Doctorat, INPT, Université de Toulouse, 1996.

[61] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauet and L. Rambault “ Commande Vectorielle sans Capteur des Machines Asynchrones”, Lavoisier, Paris, 2005.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

D'INGENIEURE D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Année Universitaire : 2010/2011

Proposé et dirigé par : Monsieur Fouad BERRABAH

Présenté par : BENARIB Abdennour OULD MOHAMED Brahim elkhalil

OULD MOHAMED MAHMOUD Ebay

Thème : COMMANDE DIRECTE DE COUPLE DE LA MAS

SANS CAPTEUR DE VITESSE

Résumé :

L'étude présentée dans ce mémoire consiste à l'application de La commande directe du couple (en anglais, Direct Torque Control (DTC)) à la machine asynchrone, Cette technique de commande présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse.

Notre objectif principal, est de produire une commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse car elle présente beaucoup d'avantages; prévoit la diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins coûteux. Pour cela nous avons étudié et utilisé :

- Deux commandes : DTC classique et DTC modifiée .
- l'estimation par la technique (MRAS).

L'étude comparative entre ces commande se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque commande et l'estimation de vitesse lors des variations de la vitesse et du couple.

Nous présentons les résultats de simulation de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par contrôle direct de couple. Le module de simulation proposé utilise l'outil SIMULINK de MATLAB.

MOTS CLES :

Commande directe du couple, Commande sans capteur de vitesse, Estimateur, Machine asynchrone, MRAS, Observateur.