



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

TLIBA Boualam

THEME

Commande directe du couple de la machine asynchrone

Soutenu le 20/06/2018 devant la commission d'examen composée de :

Mr. BEDDIAF Yassine	M.C.B à l'Université de Khenchela	Président
Mr. LABDANI Rafik	M.A.A à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr. MENADI Abdelkarim	M.A.B à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2017/2018

Dédicace

Je dédie ce travail à l'esprit ceux qui disent que le paradis est sous ses pieds, ma mère "Obeidi Yamina"

À l'esprit de qui est le plus proche de ma conscience et identique à mes pensées et le plus beau mot pour

prononcer ma langue à mon père "Salah"

A ma chère fille "Amina Saadia", Dieu les sauve

Ma chère épouse (z.z)

Pour mes frères Belkhir et Hicham et la seule sœur

comme la mère "Badiaa"

Pour tous les amis de travail

Pour tous les amis d'étude en 2018.

Boualam

Remerciements

*je remercie tout premièrement Dieu le
tout puissant pour la volonté, la santé et la patience,
qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.
Ainsi, Je remercie les professeurs pour leur soutien tout au
long d'étude
"Nouioui Bachir" est un chef des inspections de la fonction
publique Khanchela.
Dr. "Labdani Rafik" mon encadreur
Dr. "Boudhiaf Yassin", Professeur à l'Université de
Khenchela
Et tous les professeurs et les administrateurs de l'Université
de Khenchela
Enfin, mes remerciements à toute personne ayant
Participée de près ou de loin à l'élaboration de ce
Travail.*

Résumé :

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, présente une étude détaillée de la structure d'une commande importante qui est la commande directe du couple DTC.

La commande directe du couple est sans doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Les recherches en cours sont orientées vers l'amélioration des performances de cette technique dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et sur le courant. Pour cela, notre travail s'articule autour de point suivant :

- ❖ Amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation de deux approches: le décalage zonal, table à 12 secteurs.

Sommaire

Sommaire

Dédicace.....	A
Remerciement	B
Résumé.....	C
Sommaire.....	D
Listes des tableaux.....	H
Listes des figures.....	I
Symboles et notations.....	K
Introduction général.....	1

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction.....	2
I.2. Généralités sur la machine asynchrone	2
I.2.1. Définition.....	2
I.2.2. Constitution de la machine asynchrone.....	2
I.2.2.1. stator.....	3
I.2.2.2. rotor.....	4
I.3. Description de la machine asynchrone.....	4
I.4. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée.....	7
I.5.1. Equations électriques.....	7
I.5.2. Equations magnétiques.....	8
I.5.3 Equations mécanique.....	9
I.6. Transformation de Park.....	9
I.6.1. Application de la transformation de Park.....	11
I.7. Choix du référentiel.....	12
I.7.1. Référentiel (α, β)	12

I.7.2. Equations de la machine dans le repère (a, β) lié au stator.....	13
I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α , β).....	14
I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau.....	15
I.9.1.Schéma blocs de simulation de la machine asynchrone.....	15
I.9.1.1.Résultats de simulation.....	15
I.9.1.2.Interprétations des résultats.....	16
I.10. Modélisation de l'onduleur de tension.....	17
I.10.1.Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion....	19
I.11.Schéma blocs de simulations de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI	20
I.11.1.Résultats de simulation.....	21
I.11.2.Interprétations des résultats.....	21
I.12. Conclusion.....	22

Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

II.1. Introduction.....	23
II.2. Principes généraux de la commande DTC.....	23
II.3. Stratégie de la commande DTC.....	23
II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	24
II.4.1.Contrôle du vecteur flux statorique.....	24
II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	25
II.5. Description de la structure de contrôle.....	27
II.5.1. Sélection du vecteur tension V_s	27
II.5.2. Estimation du flux statorique.....	28
II.5.3. Estimation du couple électromagnétique.....	29
II.5.4. Elaboration du vecteur de commande.....	29
II.5.4.1. Correcteur de flux.....	29
II.5.4.2. Correcteur de couple.....	30

II.5.4.2.1. Correcteur à deux niveaux	31
II.5.4.2.2. Correcteurs à trois niveaux.....	31
II.5.5. Elaboration de la table de commande.....	33
II.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple.....	34
II.7. Avantages et Inconvénients de la DTC.....	35
II.7.1. Avantages de la DTC.....	35
II.7.2. Inconvénients de la DTC.....	36
II.8. Schéma de simulation.....	36
II.9. Résultats de simulation.....	36
II.9.1. Commande avec boucle de vitesse.....	37
II.9.2. Inversion du sens de rotation.....	38
II.9.3. Teste de la DTC à base vitesse.....	39
II.9.4. Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.....	40
II.10. Conclusion.....	41
 Chapitre III : Amélioration de la Commande directe du Couple 	
III. 1. Introduction.....	42
III.2. Effet du terme résistif sur les performances de la DTC.....	42
III.2.1. Phénomène d'ondulation du flux statorique.....	42
III.2.2. Correction des ondulations du flux.....	44
III.3. Amélioration de la commande DTC par changement de la table de vérité.....	45
III.3.1. Commande de la DTC modifié.....	45
III.3.2. Résultats de simulation.....	46
III.4. Utilisation de la DTC avec une table à 12 secteurs.....	47
III.4.1. Résultat de simulation et comparaison.....	50
III.5. Conclusion.....	51

Conclusion général.....	52
Bibliographie.....	53
Annexe.....	55

Liste des tableaux

Listes des tableaux

Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

Tableaux (II.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple	33
--	----

Chapitre III : Amélioration de la Commande directe du Couple

Tableau (III.1) Comportement du couple et du flux pour toutes les tensions sélectionnées	46
--	----

Tableau (III.2) : Table de vérité de la DTC modifiée	46
--	----

Tableau (III.3): Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12	48
---	----

Tableau (III.4) : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs	49
--	----

Liste des figures

Listes de figures

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la MAS

Figure(I.1): Moteur asynchrone (à induction)	3
Figure(I.2): Stator de la machine asynchrone	3
Figure(I.3): Rotor à cage d'écureuil	4
Figure(I.4): Circuit magnétique	4
Figure(I.5): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique	5
Figure(I.6): Transformation triphasée-biphasée	10
Figure(I.7): Schéma bloc global de simulation de la MAS	15
Figure (I.8): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau ($C_r=25Nm$ à $t = 0.4s$)	16
Figure(I.9): Schéma d'un onduleur triphasé	17
Figure(I.10): Schéma synoptique de la MLI	19
Figure(I.11): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur	20
Figure(I.12): Schéma de simulation d'une MAS alimentée avec un onduleur.	20
Figure (I.13): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ($C_r=25Nm$ à $t = 0.4s$)	21

Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

Figure (II.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement	25
Figure(II.2) : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement	28
Figure.(II.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes	30
Figure (II.4): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	32
Figure (II.5): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	34
Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP	35

Figure (II.7): Schéma blocks de la DTC	36
Figure(II.8): Résultats de simulation du contrôle direct du couple DTC	37
Figure(II.9): Réponses du système pour une inversion de la vitesse.	38
Figure(II.10): Résultat de simulation du DTC à basse vitesse.	39
Figure(II.11): Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des R_r et J	40
Chapitre III : Amélioration de la Commande directe du Couple	
Figure (III.1): Trajectoire de ω_s lors de l'établissement simultané du flux et du couple	43
Figure (III.2): Caractéristique du flux et du couple électromagnétique lors de démarrage	44
Figure (III.3) : Décalage des zones et modification de la sélection de V_s pour une zone $N=i$	45
Figure (III.4): Définition des secteurs utilisés dans la DTC	45
Figure(III.5): Résultats de simulation du flux et du courant pour une vitesse de référence de 157rd/s	47
Figure (III.6): Contrôle directe du couple avec 12 secteurs	48
Figure (III.7): Comparateur à hystérésis	49
Figure (III.8): Réponse en couple et en flux pour la DTC classique et la DTC -12 secteurs	50

Symboles

Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions d'alimentation du statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Tensions d'alimentation du rotoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courants statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : Courants rotoriques.

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$: Flux statoriques.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.

L_{ss} : matrice des inductances statoriques.

L_{rr} : matrice des inductances rotoriques.

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x,y) : Axes fixés au rotor.

(d,q) : Axes fixés par rapport au champ tournant.

δ_s, δ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

ω_m : Vitesse de rotation mécanique [rad/s].

ω_e : Vitesse de rotation électrique ($\omega_e = p\Omega$) [rad/s].

p : Nombre de paires de pôles.

C_r : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

σ : Coefficient de dispersion.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

[T] : Matrice de Clark.

[P] : Matrice de transformation de PARK.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

V_s : Valeur efficace de la tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

S_{abc} : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.

T_e : Période d'échantillonnage.

s : Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

K_d : Facteur de dérivation.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

τ_i, τ_d : Constants de temps $\frac{K_p}{K_i}, \frac{K_d}{K_p}$

ζ : Coefficient D'amortissement.

Introduction générale

Introduction générale

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

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages: une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec ou sans l'intervention de capteur mécanique.

Dans le premier chapitre de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande, pour ce-la nous avons utilisé plusieurs méthodes (transformation de *Park*; *Clarck* et *Concordia*) et nous avons utilisé cette dernière méthode pour la simplicité de développement des différentes structures de commande dans ce mémoire.

Le deuxième chapitre consacré au principe du contrôle direct du couple DTC classique; et montre comment la DTC influence et contrôle les amplitudes du flux statorique et du couple.

Dans le troisième chapitre, on présentera l'amélioration des performances de la commande directe de couple classique par l'utilisation de plusieurs méthodes pour la réduction des ondulations au niveau du couple et du flux.

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la MAS

I.1. Introduction

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme l'élément de base des actionneurs électriques performants [1], [2].

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [1], [3].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de *PARK*, ce qui nous permet d'élaborer un modèle de la machine alimentée en tension.

I.2. Généralités sur la machine asynchrone

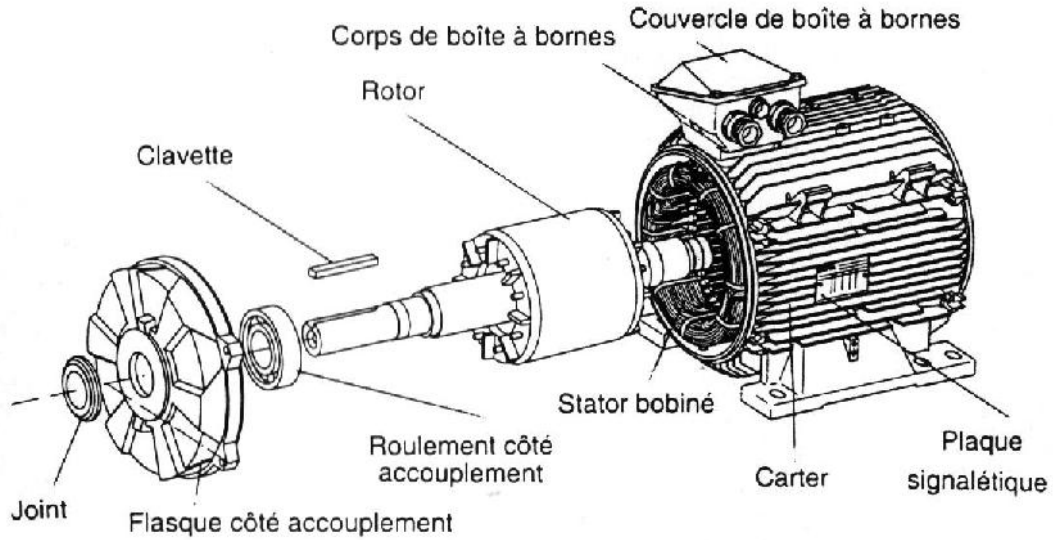
.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [4].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (I.1)):

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [5], [6].



Figure(I.1): Moteur asynchrone (à induction)

I.2.2.1. stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (voir la figure (I.2)). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [5], [6].



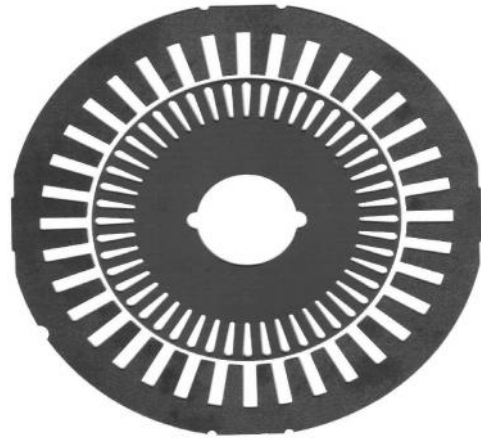
Figure(I.2): Stator de la machine asynchrone

I.2.2.2. rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (voir la figure (I.3)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables [5], [6].



Figure(I.3): Rotor à cage d'écureuil

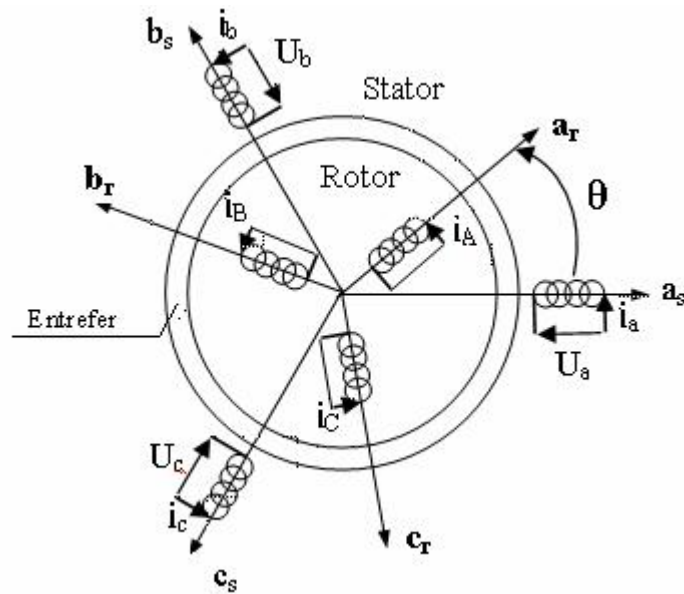


Figure(I.4): Circuit magnétique

I.3. Description de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est plus répandu dans les applications industrielles: il est robuste, fiable, économique [7]. Sa description est comme suit :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches relié à une source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [8].



Figure(I.5): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

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

- ❖ La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- ❖ La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation [8].

$$N_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right) \quad (\text{I} - 1)$$

On désigne par "p" le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [8]. Ceci va entraîner le rotor vers la pour suite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que:

$$\Omega_s = \frac{w_s}{p} \quad (\text{I} - 2)$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec:

$$\Omega_r = \frac{wR}{p} \quad (I - 3)$$

Cette vitesse est inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I - 4)$$

I.4. Hypothèses simplificatrices:

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices: [9]

- ❖ l'entrefer constant,
- ❖ l'effet d'encoche négligé,
- ❖ distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale,
- ❖ circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- ❖ pertes ferromagnétiques négligeables,
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer [10]:

- ❖ les inductances propres sont constantes,
- ❖ le flux magnétique est fonction linéaire du courant,
- ❖ l'invariance des résistances statoriques et rotoriques,
- ❖ les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée:

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

- ❖ les équations électriques.
- ❖ les équations magnétiques.
- ❖ l'équation mécanique.

I.5.1. Equations électriques:

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.5), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I-5) et (I-6):

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} & as \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} & bs \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} & cs \end{cases} \quad (I-5)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} & ar \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} & br \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} & cr \end{cases} \quad (I-6)$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcs}] \quad (I-7)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcr}] \quad (I-8)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\text{avec : } [V_{abcs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, \quad [V_{abcr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$$

$$[i_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, \quad [i_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

1.5.2. Equation magnétique

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}] [i_{abcs}] + [M_{sr}] [i_{abcr}] \quad (I-9)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}] [i_{abcr}] + [M_{rs}] [i_{abcs}] \quad (I-10)$$

avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos_{\theta} & \cos(\theta + \frac{2f}{3}) & \cos(\theta - \frac{2f}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & \cos_{\theta} & \cos(\theta + \frac{2f}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2f}{3}) & \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & \cos_{\theta} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

avec: M_{sr} : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor stator est considérée identique :

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

1.5.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \quad (I-12)$$

avec :

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rABC}]) \quad (I-13)$$

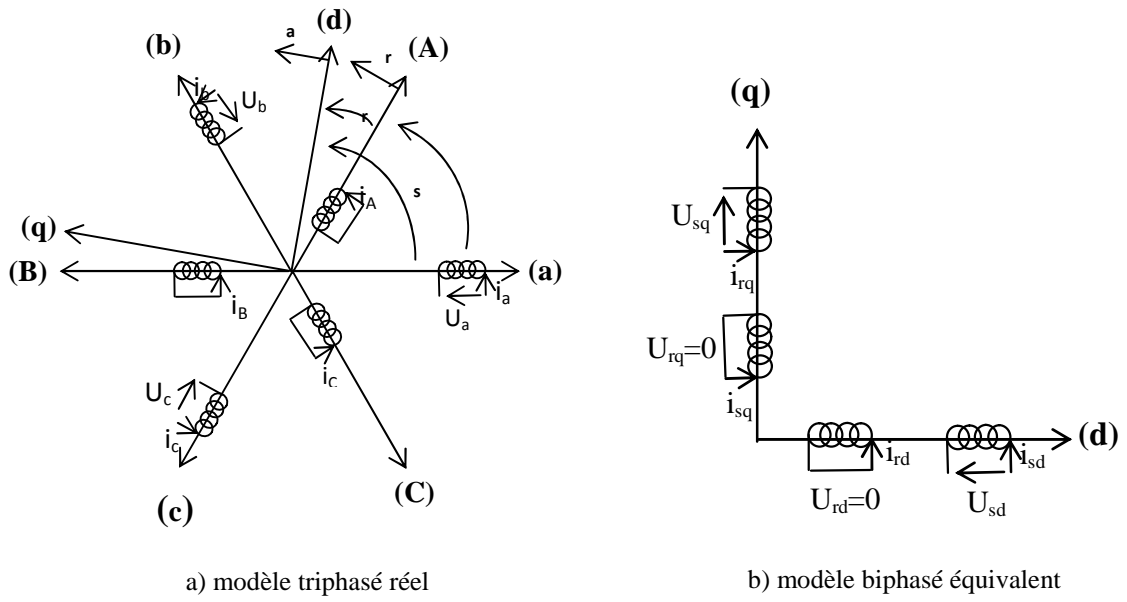
$$[V_{rABC}] = [R_r] \cdot [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_{rABC}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \quad (I-14)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [11]. Pour remédier à ce problème, on effectue des transformations.

1.6. Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (I.5) et qui sont données par les équations (I.9 et I.10) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de *Park*. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), figure (I.6). [12]

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\cdot) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-15)$$



Figure(I.6):Transformation triphasée-biphasée

où

- α : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".
- s : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".
- r : l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".
- ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.
- ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos & \cos\left(-\frac{2}{3}\right) & \cos\left(-\frac{4}{3}\right) \\ -\sin & -\sin\left(-\frac{2}{3}\right) & -\sin\left(-\frac{4}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos & -\sin & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(-\frac{2}{3}\right) & -\sin\left(-\frac{2}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(-\frac{4}{3}\right) & -\sin\left(-\frac{4}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

❖ Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\omega = \omega_s$:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{os} \end{bmatrix} = P(\omega_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

❖ Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\omega = \omega_r$:

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{or} \end{bmatrix} = P(\omega_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

où :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

x_o : la composante homopolaire.

I.6.1. Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (I-5 et I-6) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

▪ Les équations électriques

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_a \lambda_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_a \lambda_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \lambda_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \lambda_{rd} \end{cases} \quad (I.20)$$

▪ Les équations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I-21)$$

avec :

$L_s = l_s - m_s$: est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

▪ Equation mécanique

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{ds} i_{qs}) \quad (I-22)$$

L'équation du mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \quad (I-23)$$

1.7. Choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (,) lorsque ($\alpha = 0$).
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\alpha = \theta$).
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\alpha = \theta_s$).

1.7.1. Référentiel (,)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (,), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (,) est donc nulle ($\alpha = 0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (I.13 et I.14). Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de *Concordia* (I-24).

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-24)$$

L'application de la transformation de Concordia aux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_s \\ x_s \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} x_r \\ x_r \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

I.7.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de *Concordia* aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I-25) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \psi_s \\ V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \psi_s \\ V_r = 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \psi_r + \psi_r \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \psi_r - \psi_r \end{cases} \quad (I.25)$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s i_s + M i_r \\ \Phi_s = L_s i_s + M i_r \\ \Phi_r = L_r i_r + M i_s \\ \Phi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases} \quad (I-26)$$

L'équation du couple sera donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_s i_s - \Phi_s i_s) \quad (I-27)$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (I-28)$$

I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (,)

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [13].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} \end{cases} \quad (\text{I-29})$$

avec : $\mathbf{X} = [i_s \ i_s \ \Phi_s \ \Phi_s]^T$, $\mathbf{U} = [U_s \ U_s]^T$,

où

\mathbf{X} : vecteur d'état.

\mathbf{U} : vecteur de commande.

\mathbf{A} : matrice d'évolution du système.

\mathbf{B} : matrice de commande du système.

\mathbf{C} : matrice de sortie.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\dagger T_s} - \frac{1}{\dagger T_r} & -\tilde{S}_r & \frac{1}{\dagger L_s \dagger T_r} & \frac{1}{\dagger L_s} \tilde{S}_r \\ \tilde{S}_r & -\frac{1}{\dagger T_s} - \frac{1}{\dagger T_r} & -\frac{1}{\dagger L_s} \tilde{S}_r & \frac{1}{\dagger L_s \dagger T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où

$T_s = L_s / R_s$: constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$: constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$: coefficient de dispersion de Blondel.

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = p(\Phi_s i_s - \Phi_s i_s) \tag{I-30}$$

$$J \frac{d}{dt} = C_{em} - C_r - f. \tag{I-31}$$

avec:

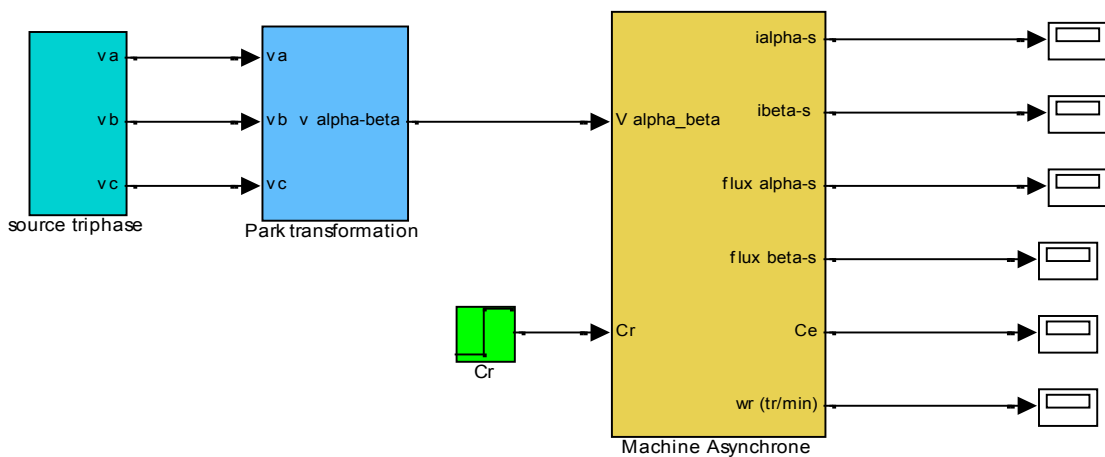
$$= \frac{w}{p}$$

I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

La figure (I.7) présente le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB* de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380 V, 50Hz). Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant t =0.4s.

I.9.1.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone



Figure(I.7): Schéma bloc global de simulation de la MAS.

I.9.1.1. Résultats de simulation

Les résultats de simulation représentent les caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau.

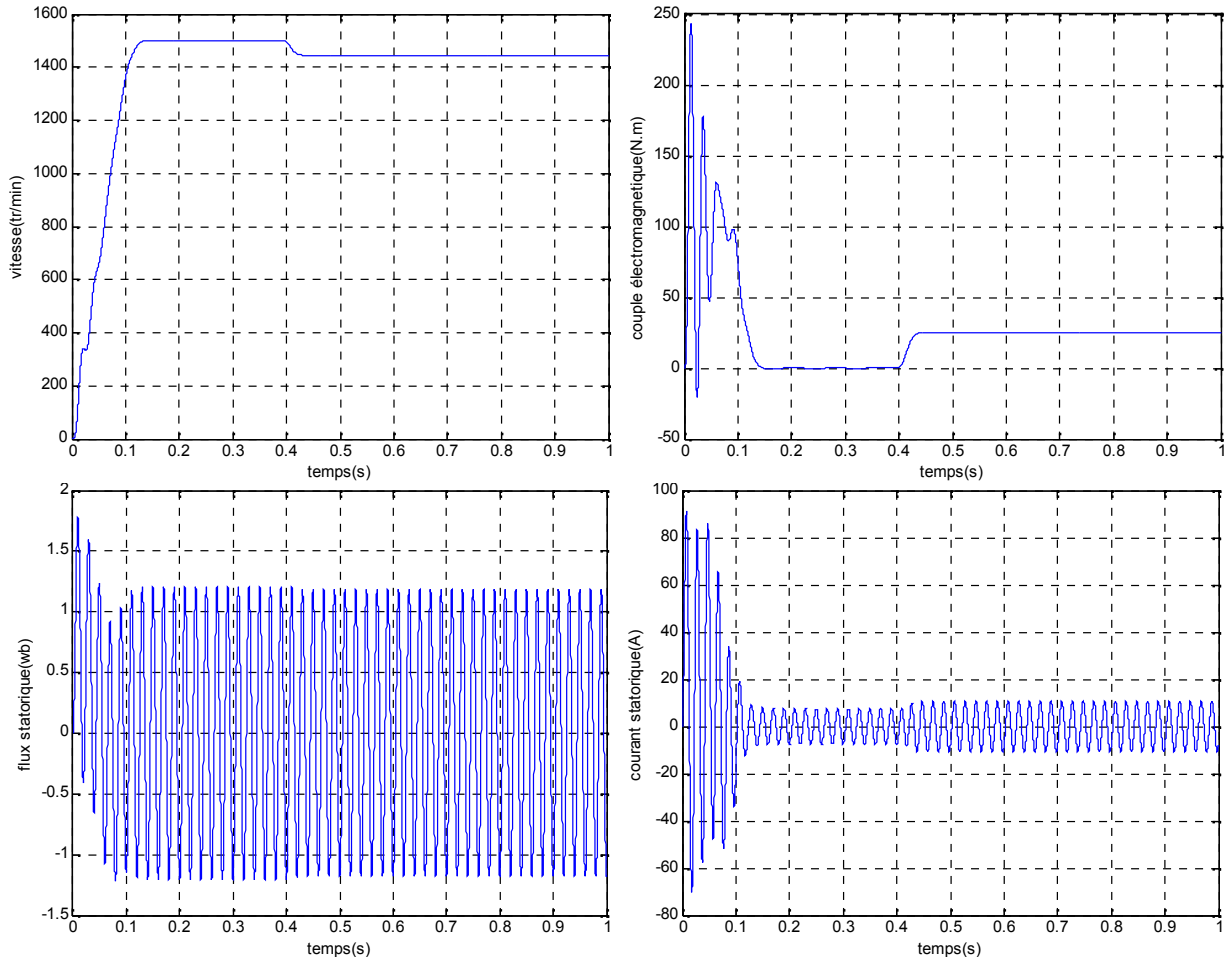


Figure (I.8): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau ($C_r=25\text{Nm}$ à $t = 0.4\text{s}$)

I.9.1.2. Interprétations des résultats

- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant $t=0.4\text{s}$, on constate une légère diminution de vitesse.
- Ainsi l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (25 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué.

- Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vue qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant $t=0.4s$, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

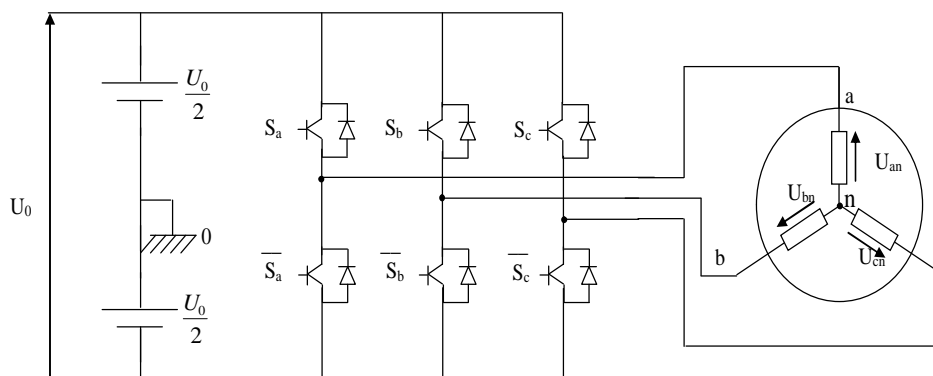
I.10. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380 V, 50 Hz) après redressement, la tension filtrée U_0 est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [14].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante:

- $S_{a,b,c}=1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $\bar{S}_{a,b,c}=0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure (I.9) représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)



Figure(I.9):Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

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

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée figure (I.9) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I-32)$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I-33)$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I-34)$$

La substitution de (I.34) dans (I.33) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I-35)$$

En remplaçant (I.35) dans (I.33), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I-36)$$

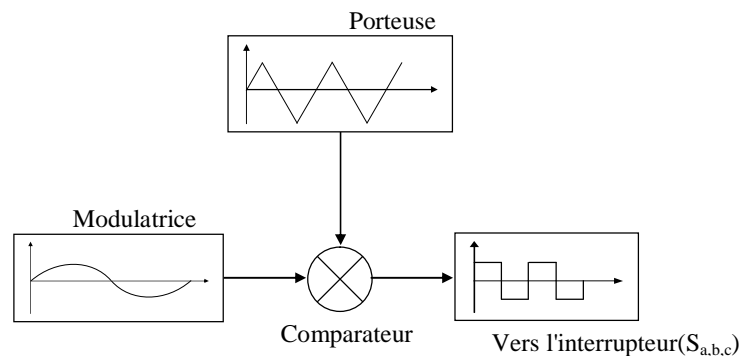
On peut écrire le système d'équation (I.36), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2.S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (I-37)$$

I.10.1. Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion

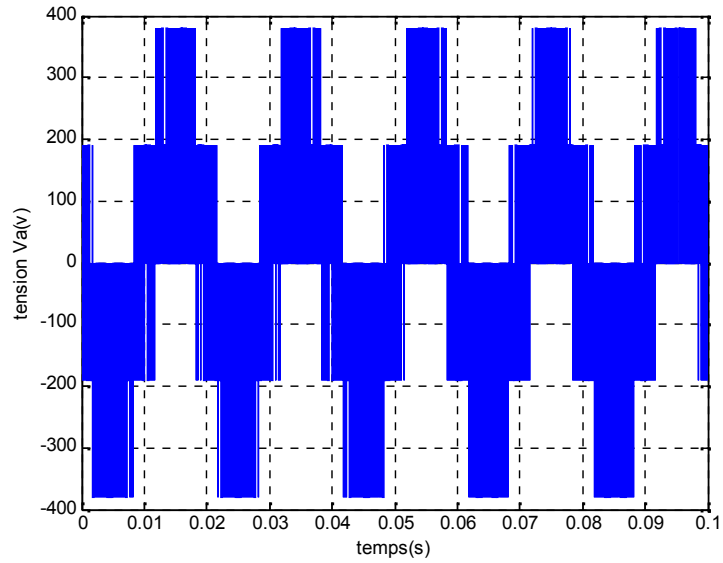
La modulation de la largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal modulatrice de forme sinusoïdal avec un signal porteuse de forme triangulaire, les sorties du comparateur sont connectées aux interrupteurs ($S_{a,b,c}$) [12].



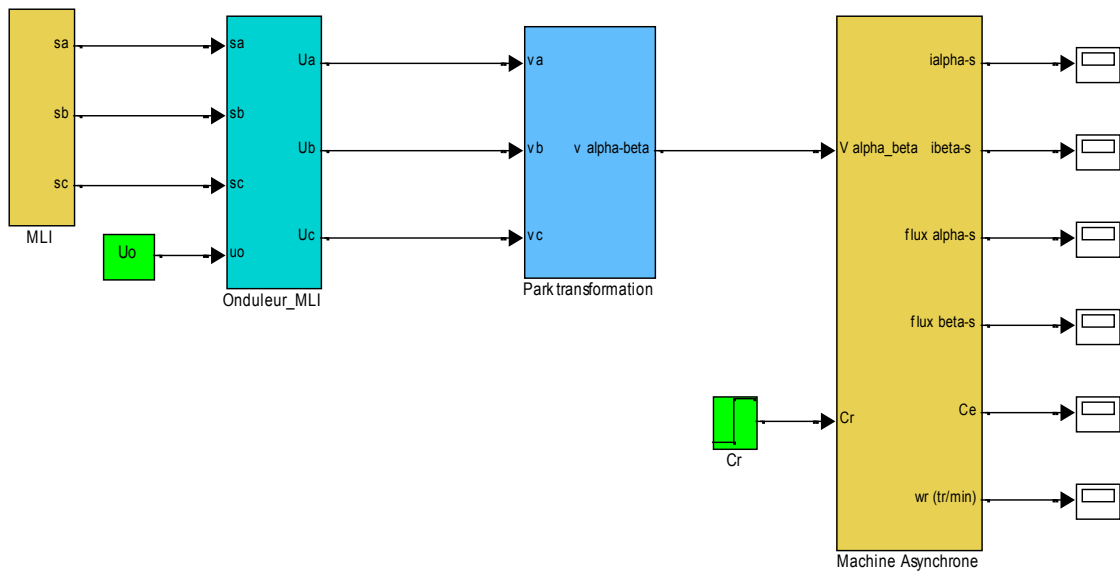
Figure(I.10): Schéma synoptique de la MLI

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signale de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde est obtenue en comparant un signale de 50Hz avec un signale à dent de scie. La forme d'onde obtenue à la sortie est illustrée par la figure (I.11).



Figure(I.11): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur

I.11.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI



Figure(I.12): Schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur.

I.11.1. Résultats de simulation:

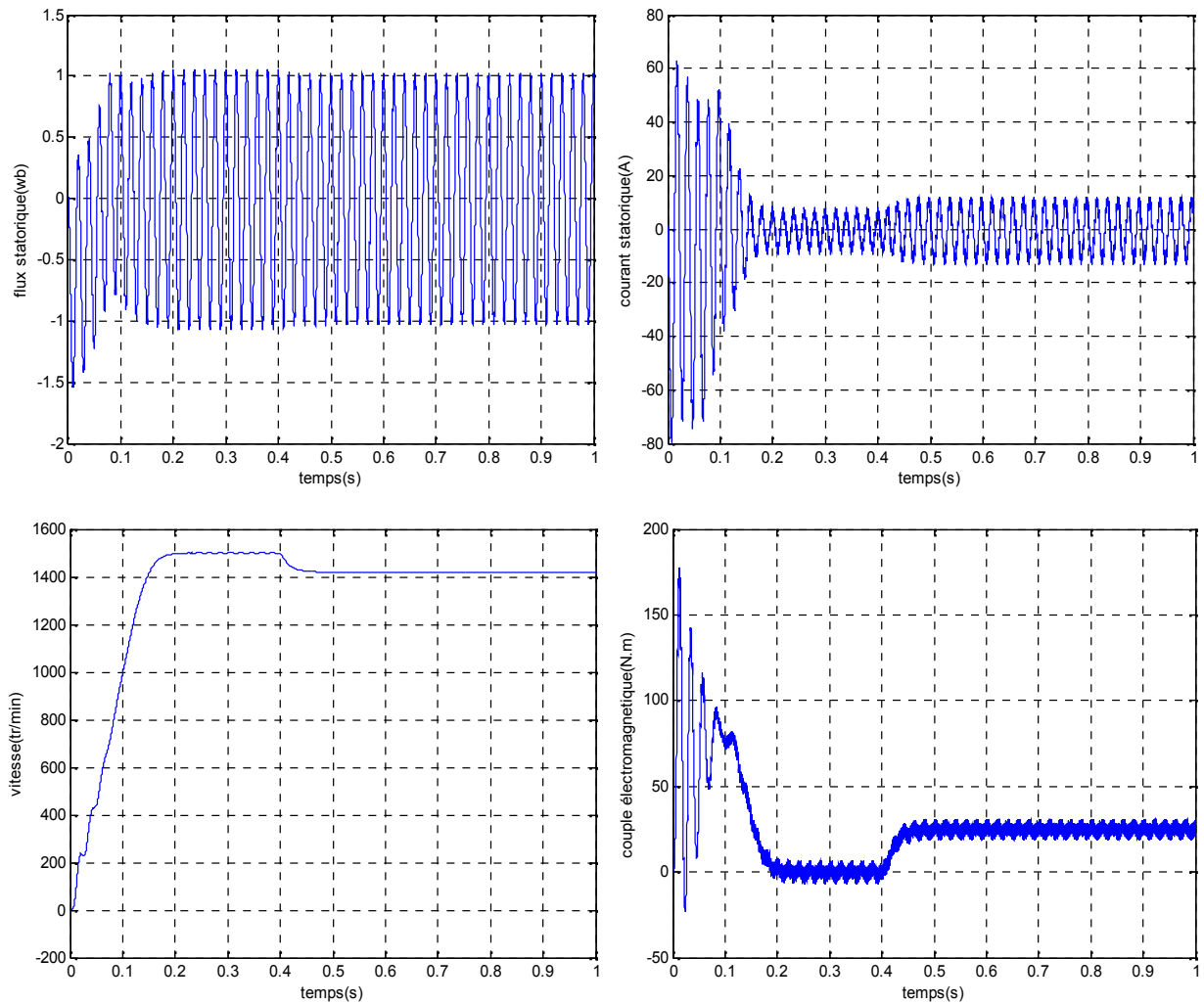


Figure (I.13): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ($C_r=25\text{Nm}$ à $t = 0.4\text{s}$)

I.11.2. Interprétations des résultats

La figure (I.13) montre la similitude des résultats obtenus lorsque la machine est alimentée par l'onduleur de tension. On remarque:

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.
- Des oscillations observables sur les allures du flux statorique et du courant statorique à cause d'utilisation du convertisseur statique.

I.12. Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasé dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. Deux types d'alimentations ont été considérés: machine alimentée directement par le réseau triphasé et par l'intermédiaire d'un convertisseur statique (onduleur). Vu que le modèle triphasé est fortement non linéaire, La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du second chapitre.

Chapitre II

*Commande directe du couple
d'une MAS*

II.1. Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [1],[5]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [1].

La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [15].

II.2. Principes généraux de la commande DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [1].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- ✚ Le flux statorique réel dans le moteur.
- ✚ Le couple réel qu'il développe.
- ✚ La position du secteur.

II.3. Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposé par "*Takahashi*" est basée sur l'algorithme suivant :

- ✚ le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).

- ✚ pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- ✚ on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✚ on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✚ on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit [16].

II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [1], [5].

II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [15], [17] :

$$\psi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \psi_{s0} \quad (\text{II.1})$$

Dans le cas où on appliqué un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, on aura: $V_s \gg R_s I_s$. Donc (II.1) peut s'écrire:

$$w_s(t) = w_s(0) + V_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Donc:
$$s = s - s(0) = V_s T_e \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\psi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s , comme il est illustré par la Figure (II.1).

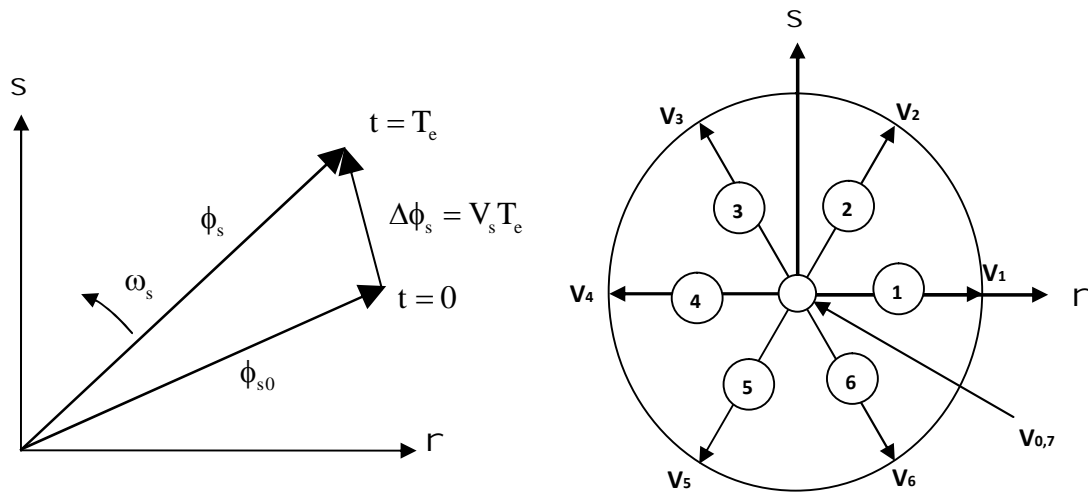


Figure (II.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de ϕ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position θ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de ϕ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\phi_s}{dt}$. Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de ϕ_s .

Lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$, est donnée par $V_s = \frac{d\phi_s}{dt}$. La vitesse de rotation de ϕ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de ϕ_s , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [17]:

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_s \\ \overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r - j \omega_r \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{L_r} \left(\overline{\Phi}_r - \frac{M}{L_s} \overline{\Phi}_s \right) \quad (\text{II.6})$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (II.4) dévient

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_s \\ \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r + \left(\frac{1}{T_r} - j \right) \overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{T_r} \overline{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme: $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que:

- On peut contrôler le vecteur $\overline{\Phi}_s$ à partir du vecteur \overline{V}_s , aux chutes de tension $R_s \overline{I}_s$ près,
- Le flux $\overline{\Phi}_r$ suit les variations de $\overline{\Phi}_s$ avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$. Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. $\overline{\Phi}_r$ s'exprime par:

$$\overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\Phi}_s}{1 + j \frac{\omega_r}{T_r}} \quad (\text{II.8})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\overline{\Phi}_s, \overline{\Phi}_r)$, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = K(\overline{\Phi}_s * \overline{\Phi}_r) = K \|\Phi_s\| \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{II.9})$$

Avec:

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p \left(\frac{1 - \dots}{M} \right)$$

$\|\overline{\phi}_s\|$: module du vecteur flux stator,

$\|\overline{\phi}_r\|$: module du vecteur flux rotor,

α_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\phi}_s$ et $\overline{\phi}_r$ et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\phi}_s$ (à partir de \overline{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\phi}_s$ et $\overline{\phi}_r$, donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension \overline{V}_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [15].

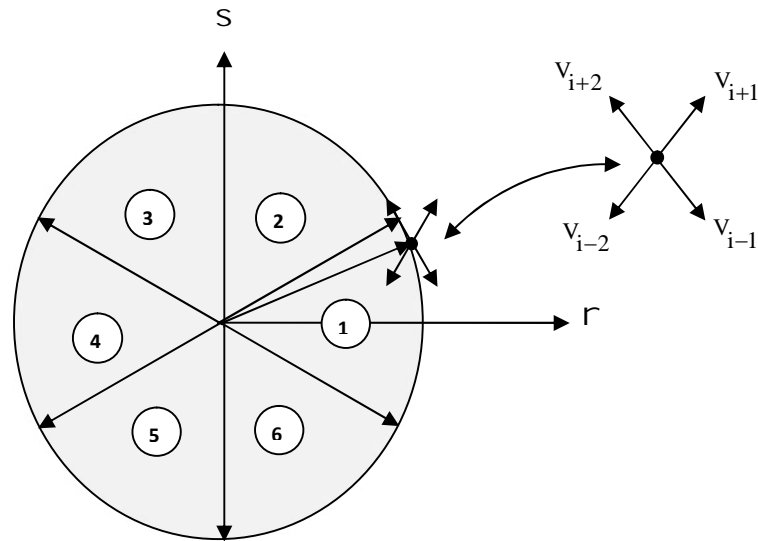
II.5. Description de la structure de contrôle

II.5.1. Sélection du vecteur tension V_s

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\overline{\phi}_s$, du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones ($N=i$), avec ($i=1, \dots, 6$), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur figure (II.2) [11].

Lorsque le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone numérotée $N = i$, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- ❖ Si V_2 est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ croît et C_{em} croît.
- ❖ Si V_6 est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- ❖ Si V_3 est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- ❖ Si V_5 est sélectionné alors $\overline{\phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.
- ❖ Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux $\overline{\phi}_s$ est arrêtée, d'ou une décroissance du couple alors que le module du vecteur $\overline{\phi}_s$ reste inchangé [13].

Figure(II.2) : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.

Cependant l'application des vecteurs tensions V_s dépend de la position du vecteur flux de la zone N, en début de la zone $N=1$, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux $\overline{\psi}_s$, ce qui signifie que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux ne change pas considérablement et pour les deux vecteurs V_6 et V_3 , correspond un composant du couple très petit. Les variations des flux sont importantes. Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple [13].

II.5.2. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit:

$$\overline{\psi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (,), tel que:

$$\overline{\psi}_s = \psi_s + j \psi_s \quad (\text{II.11})$$

Pour calculer les composantes i_{sa}, i_{sb} du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de *Concordia*, à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, soit :

$$\overline{I}_s = I_s + j \cdot I_s \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_s = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On obtient ainsi V_s , V_s , à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient [18]:

$$\begin{cases} V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_s = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$| \Phi_s | = \sqrt{\frac{2}{s} + \frac{2}{s}} \quad (\text{II.15})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{s}{s} \quad (\text{II.16})$$

II.5.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [5], [18]:

$$C_{em} = p(\Phi_s i_s - \Phi_s i_s) \quad (\text{II.17})$$

II.5.4. Elaboration du vecteur de commande

II.5.4.1. Correcteur de flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la fig (II.3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (C_{flx}), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx}=1$) ou diminuée ($C_{flx}=0$) de façon à maintenir [17] :

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta \Phi_s \quad (\text{II.18})$$

Avec : $(\Phi_s)_{ref}$ est le flux de référence,

$\Delta \Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

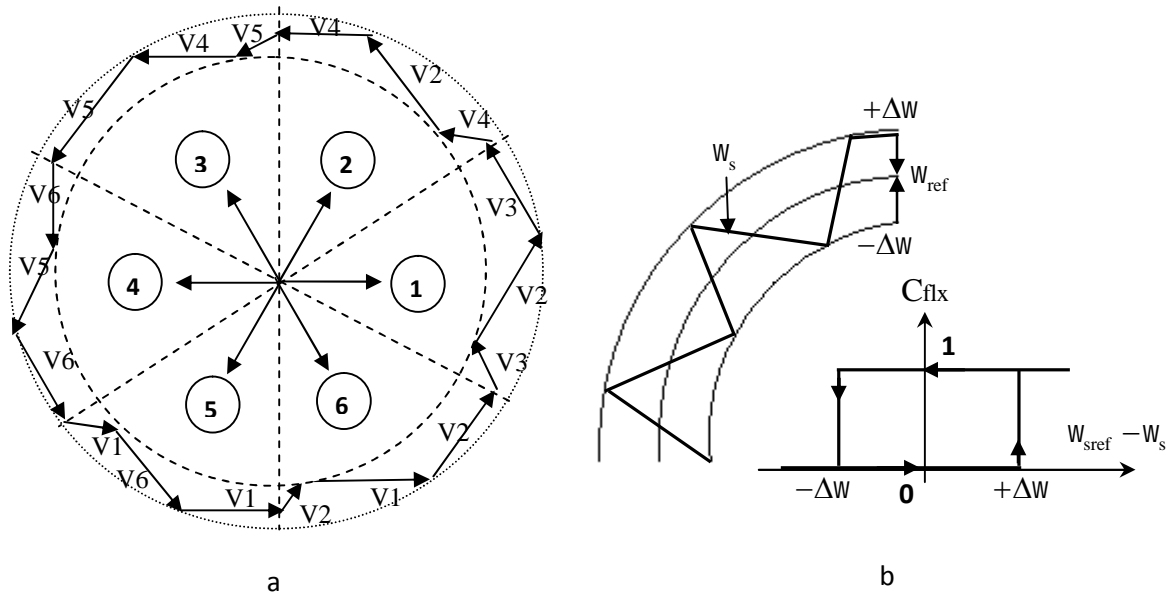


Figure.(II.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors:

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > v_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq v_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq v_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -v_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} d\Delta\phi_s / dt > 0 \\ d\Delta\phi_s / dt < 0 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_{ref} et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.3.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur $C_{flx} = +1$ pour augmenter le flux ($C_{flx} = 0$ pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique ϕ_s . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux ϕ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [19].

II.5.4.2. Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter ζ_{cem} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée [17], [20].

$$\zeta_{cem} = |C_{emref} - C_{em}|$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left| C_{emref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em} \quad (\text{II.20})$$

Avec: C_{emref} est le couple de référence,

ΔC_{em} est la bande d'hystérésis du correcteur.

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

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

II.5.4.2.1. Correcteur à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls.

Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens se 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 [1], [2].

II.5.4.2.2. Correcteurs à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{cpl} . figure(II.4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$), pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl}=0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs \bar{V}_{i-1} ou \bar{V}_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé \hat{C}_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur $C_{cpl} = 1$, pour augmenter le couple, $C_{cpl} = -1$, pour le réduire et dans le cas $C_{cpl} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [19].

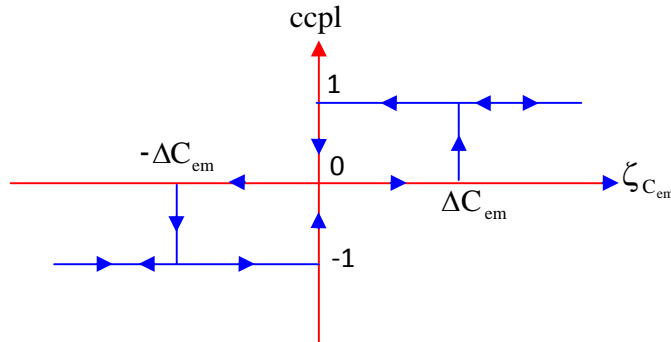


Figure (II.4): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > v_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq v_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq v_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -v_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -v_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -v_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé \hat{C}_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (II.4), celui-ci génère la valeur $C_{cpl} = 1$, pour augmenter le couple, $C_{cpl} = -1$, pour le réduire et dans le cas $C_{cpl} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [19].

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} . Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux ϕ_r rattrapera d'autant plus vite le flux ϕ_s que ce dernier ne se contente pas seulement de " l'attendre: cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de ϕ_s [19].

II.5.5. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} , C_{cpl} et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique \overline{s} . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [13].

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 NIVEAUX	
	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	3 NIVEAUX	
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 NIVEAUX	
	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	3 NIVEAUX	

Tableaux (II.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V₀ ou V₇. La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple C_e. On choisit alternativement V₀ et V₇ de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure (II.5) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

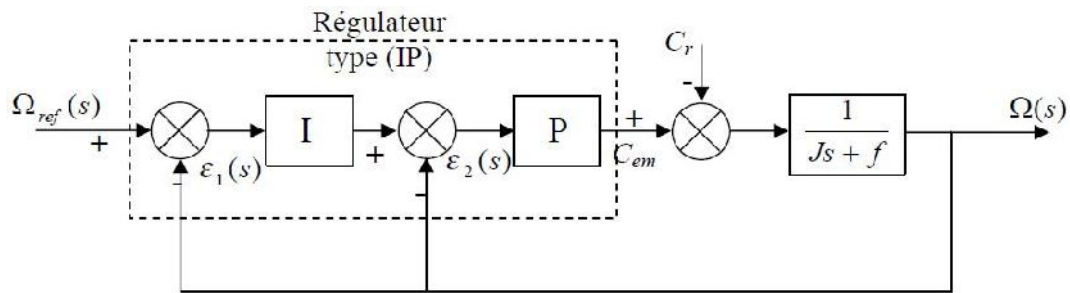


Figure (II.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur Intégral-Proportionnel (IP) est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel-Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} s + 1} \quad (\text{II.22})$$

Par identification à un système du second ordre (II.21), on obtient les relations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\xi}{n} \end{cases}, \quad \begin{cases} K_p = 2J n - f \\ K_i = \frac{J n^2}{K_p} \end{cases}$$

Pour calculer K_p et K_i , on choisit $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $n = 157 \text{ rad/s}$, ce qui donne :

$$\begin{cases} K_p = 15.54 \\ K_i = 111.03 \end{cases}$$

II.7. Avantages et Inconvénients de la DTC [21]

II.7.1. Avantages de la DTC

- ✚ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ✚ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ✚ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ✚ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✚ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✚ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

II.7.2. Inconvénients de la DTC

- ✚ L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).
- ✚ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✚ L'existence des oscillations de couple.
- ✚ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

II.8. schéma de simulation

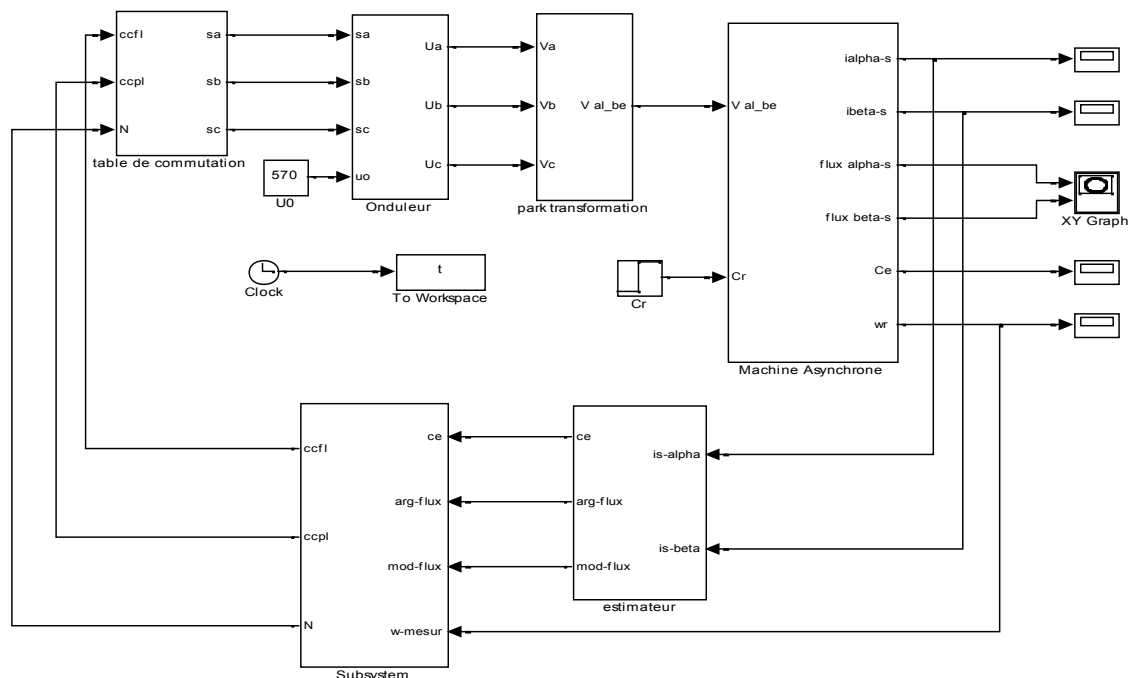


Figure (II.7): Schéma block de la DTC

II.9. Résultats de simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

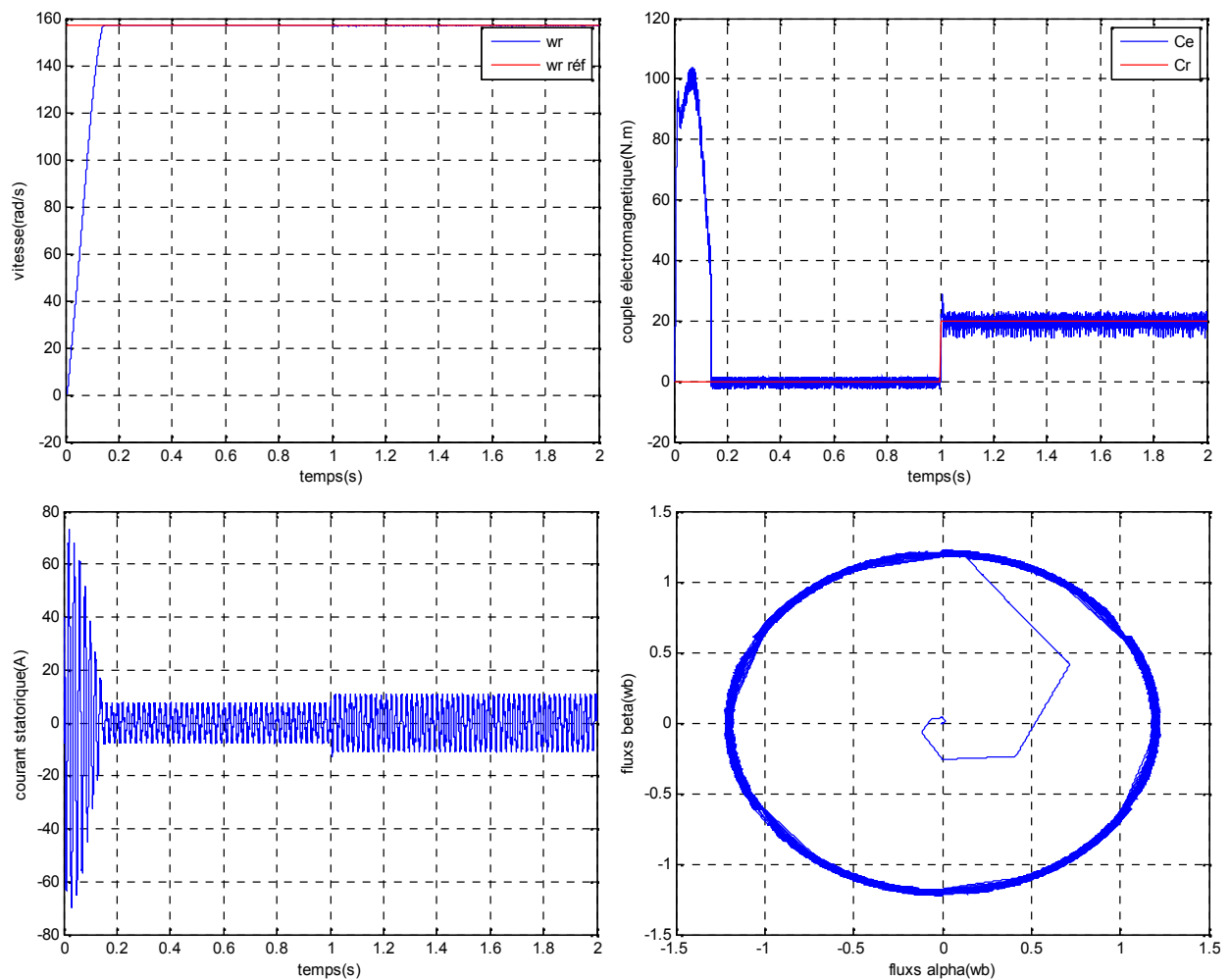
1. La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.01 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.02 wb, $\Phi_{s(\text{réf})} = 1,2$ wb.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle directe du couple de la machine asynchrone par un régulateur IP.

On a simulé trois régimes transitoires: un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge à l'instant $t=1s$, une inversion du sens de rotation de la vitesse à $t=1s$, et enfin on a testé la robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres clés de la machine qui sont la résistance rotorique R_r et le moment d'inertie J .

II.9.1. Commande avec boucle de vitesse

La figure (II.8) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du contrôle direct du couple DTC en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant $t=1s$ avec un couple de 20 N.m.



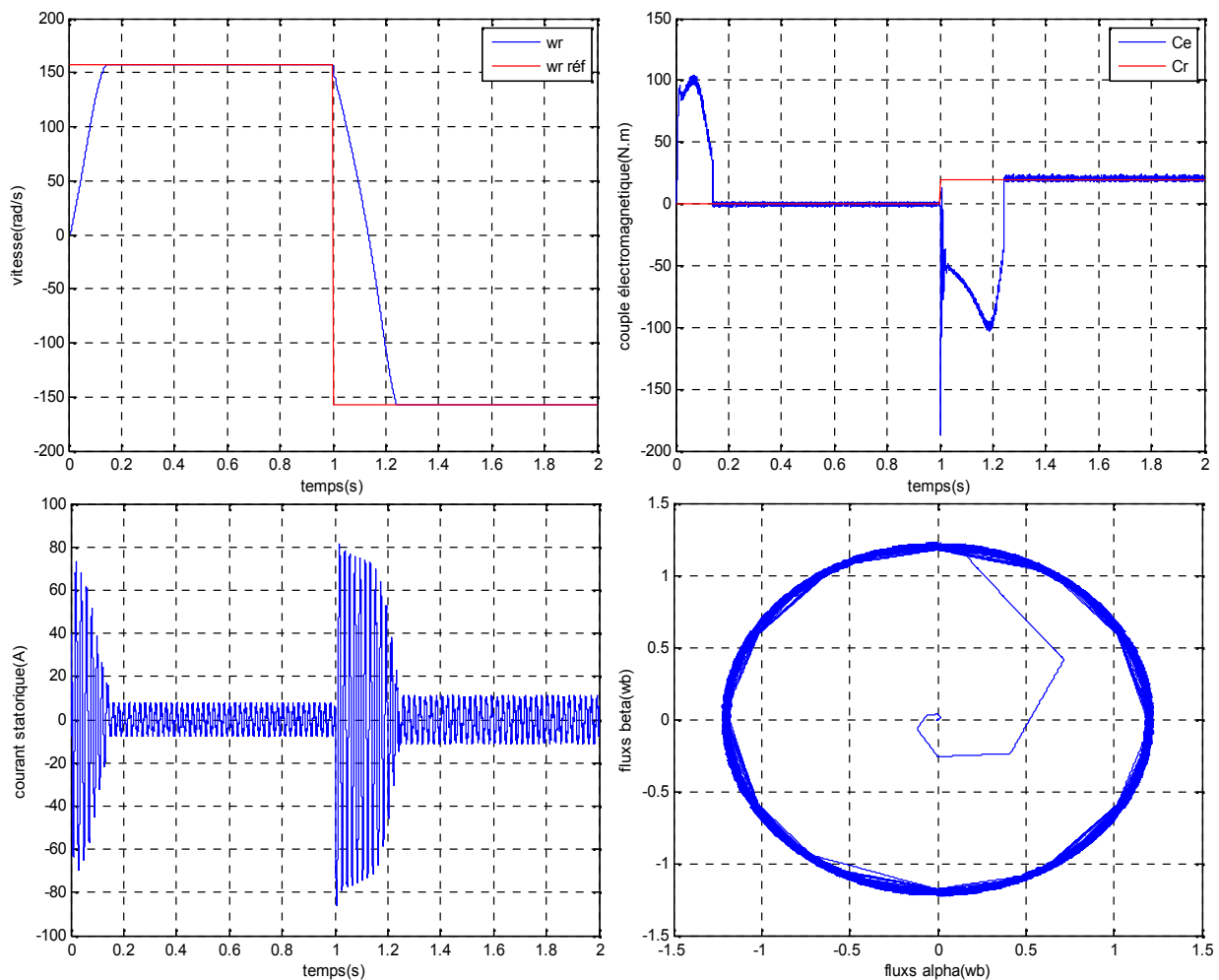
Figure(II.8): Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

La figure (II.8) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 20 N.m, et une vitesse de référence de 157 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

II.9.2. Inversion du sens de rotation

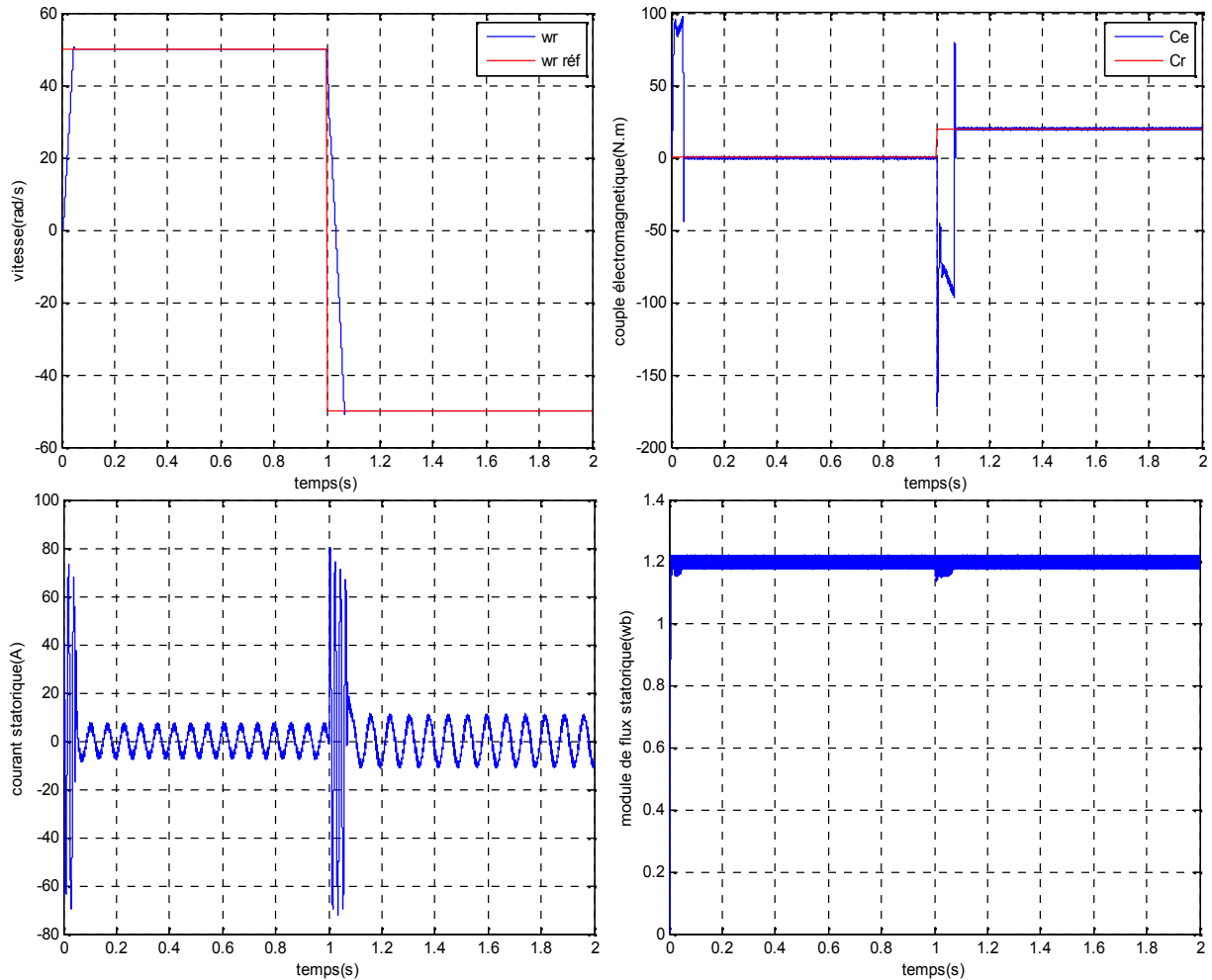
Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de (157 rad/s à -157 rad/s) à l'instant $t=1s$ après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.9) que la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.



Figure(II.9): Réponses du système pour une inversion de la vitesse.

II.9.3. Teste de la DTC à base vitesse

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de $+50 \text{ rad/s}$ à -50 rad/s à $t=1\text{s}$. Cependant, on introduisant à l'instant $t=1\text{s}$ un couple de 20 N.m après un démarrage à vide. (figure II.10).

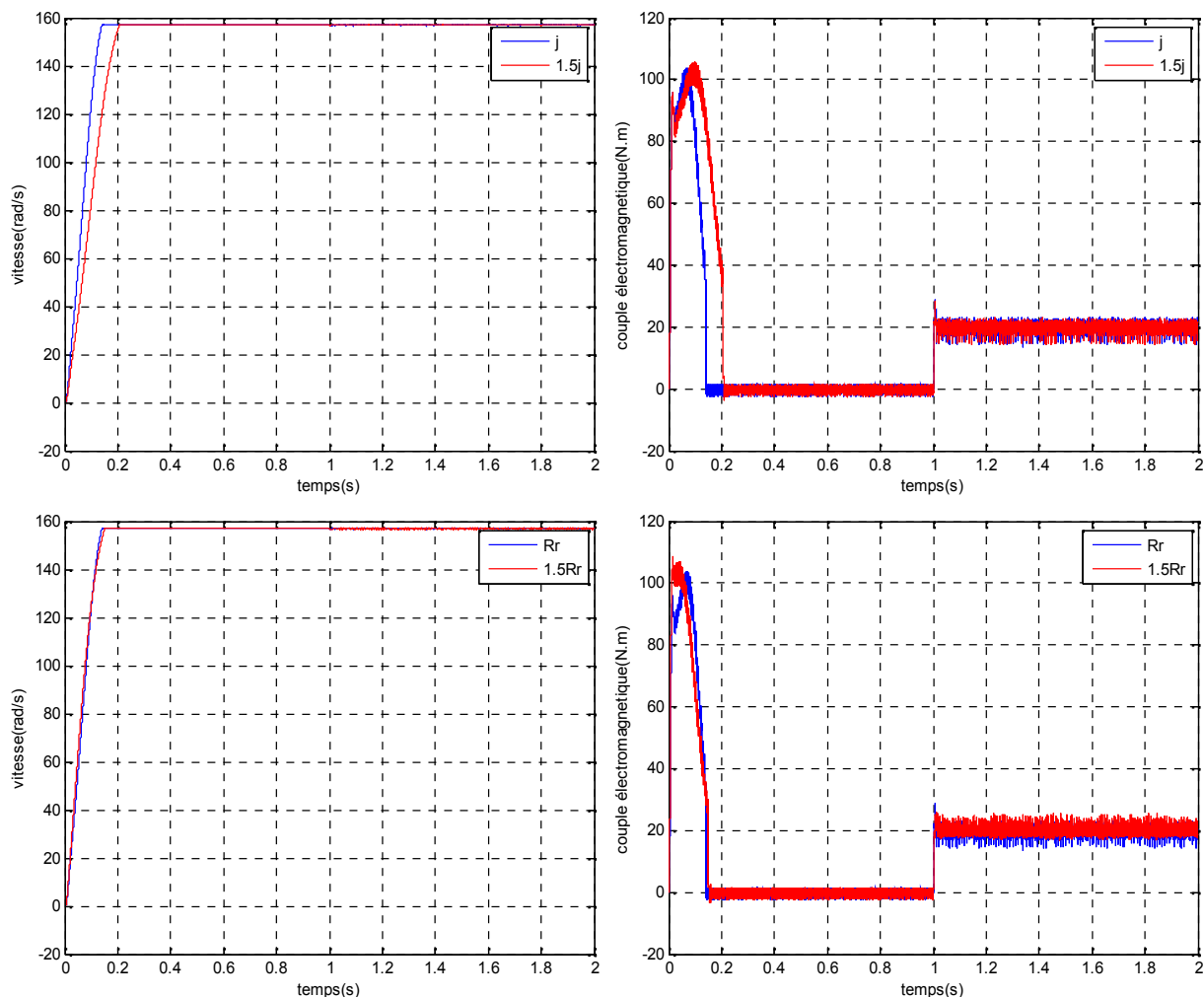


Figure(II.10): Résultat de simulation du DTC à base vitesse.

II.9.4. Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

La figure (II.11) montre les réponses dynamiques de la machine lors de la variation paramétrique de la machine est cela en considérant une variation de la résistance rotorique ainsi que le moment d'inertie.

On note que d'après les résultats de simulation, obtenus pour différentes valeurs de R_r et J , qu'une augmentation de 50% de la résistance et du moment d'inertie entraîne une augmentation du temps de réponse de la vitesse. Pour la dynamique du couple électromagnétique, on note aussi le couple électromagnétique présente un pic de 100 N.m et se stabilise à ça valeur de référence imposée, la vitesse de rotation présente aussi une légère augmentation due à l'augmentation du moment d'inertie et se stabilise à sa référence imposée.



Figure(II.11): Robustesse de la commande vis-à-vis la variation des R_r et J .

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principes du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

A partir de ces résultats on peut dire que le contrôle du couple de la MAS basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques (transitoire rapide). La robustesse vis-à-vis de la charge, la variation paramétrique (résistance rotorique et moment d'inertie). Les oscillations observées au niveau du couple présente l'inconvénient major de cette technique. L'amélioration des performances de la technique seront envisagés dans le troisième chapitre.

Chapitre III

*Amélioration de la commande directe
du couple*

III. 1. Introduction

L'objectif de ce chapitre consiste à améliorer la commande directe de couple classique, cette amélioration réside dans la réduction des ondulations du couple électromagnétique et du flux statorique par la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation [14].

Il existe plusieurs procédures d'amélioration de la DTC classique on cite: deux manières basées sur différentes approches définie par [14] :

- ✚ L'utilisation d'autre type de table de commutation.
- ✚ L'utilisation d'une table de commutation à douze (12) secteurs.

III.2. Effet du terme résistif sur les performances de la DTC

Les principes de la DTC ont été établis préliminairement avec l'hypothèse de négliger l'influence du terme résistif. Celle-ci n'est plus valide si les conditions de fonctionnement sont à basses et moyennes vitesses principalement et spécialement au régime de démarrage. Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux du couple, lors de leur établissement respectif à la mise en route du système [12].

III.2.1. Phénomène d'ondulation du flux statorique

Dans les conditions d'établissement des grandeurs flux et couple, les équations de la machine élaborées dans le référentiel liés au stator doivent tenir compte de l'évolution de l'amplitude du flux statorique. A partir de l'expression de la tension statorique V_s , la fonction de force électromotrice $E_s = \frac{d\psi_s}{dt}$ et du terme résistif ($R_s \cdot i_s$) . On peut écrire que:

$$V_s - R_s \cdot I_s = E_s = \frac{d\psi_s}{dt}$$

A l'origine, l'amplitude du flux et le couple sont nuls et durant toute la phase de progression des deux grandeurs ψ_s et C_e , seul le vecteur tension statorique V_{i+1} ,correspondant à une zone $N=i$ est sélectionné par les commandes en sortie de l'onduleur [12].

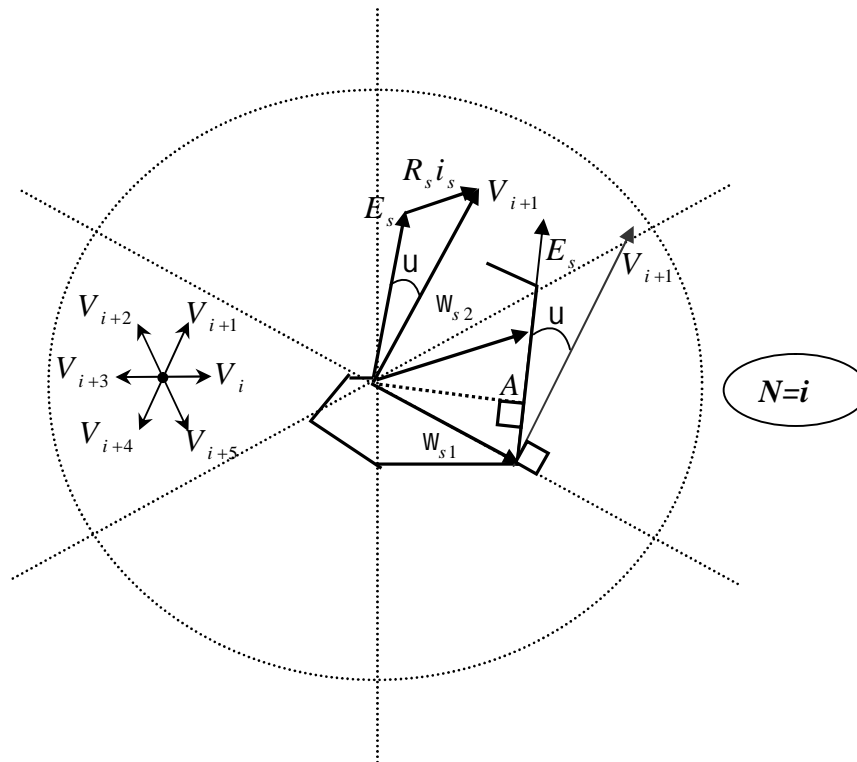


Figure (III.1): Trajectoire de Φ_s lors de l'établissement simultané du flux et du couple

Sur la figure (III.1), on peut observer un décalage d , entre la force électromotrice E_s et la tension appliquée V_{i+1} . Ce décalage est fonction de la grandeur du terme résistif ($R_s i_s$). L'évolution du vecteur flux Φ_s dépend donc de l'influence de la résistance statorique.

Par conséquent, en début de zone $N=i$, l'extrémité du vecteur flux Φ_{s1} suit la direction de E_s . On note alors, que l'amplitude du flux statorique Φ_s va décroître au lieu de croître, comme le prévoit la sélection du vecteur V_{i+1} . Cette décroissance est fonction de la grandeur dérivée angulaire, qui est maximale au début de la zone $N=i$.

A partir du point A, l'évolution du module du flux Φ_{s2} va s'inverser et commence à augmenter. On relève que cette progression est plus lente que précédemment, car lorsque l'extrémité de Φ_{s2} s'éloigne et la dérivé angulaire notée diminue progressivement.

Ainsi, lors de l'établissement simultané du flux et du couple, l'amplitude du flux Φ_s progresse en décrivant une ondulation. Cette ondulation est liée à l'influence du vecteur appliqué V_{i+1} , lors du déplacement du flux statorique sur une zone $N=i$. de plus, les variations de dérivé angulaire qui en résulte, entraînent de légères oscillations du flux entre le début et la fin de la zone N [12].

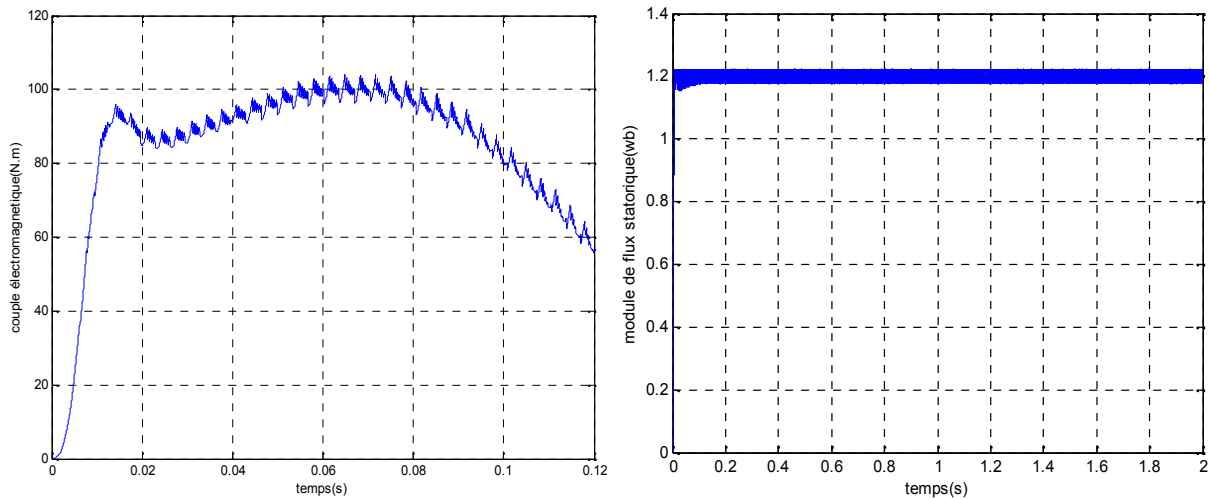


Figure (III.2): Caractéristique du flux et du couple électromagnétique lors du démarrage

On note que durant toute la phase d'établissement du couple, l'amplitude du flux statorique Φ_s progresse en ondulant. Chacune de ces ondulations correspondant à une zone de position N du vecteur flux Φ_s . Les effets d'oscillation sont bien marqués en début de zone, où l'on relève une décroissance légèrement accélérée. En fin de zone, ce phénomène s'inverse et l'on relève que la croissance de flux est moins rapide.

L'ensemble des défauts de progression du flux statorique, entraîne un retard dans l'établissement du flux statorique. Par contre, le couple ne semble pas très affecté par les variations du flux. On relève en effet, qu'il s'établit sans contrainte de progression, ce qui lui permet de s'établir plus vite que le flux statorique.

De plus lorsque le couple dépasse sa valeur de contrôle, la commande lui impose un vecteur nul (V_0 ou V_7) pour faire décroître et le ramener sa consigne. Sous l'influence du terme résistif, la sélection d'une tension nulle modifie le sens et la direction d'évolution du vecteur flux, ce qui décroîtra de plus le module du flux et ralentira son établissement de nouveau.

III.2.2. Correction des ondulations du flux

La décroissance de l'amplitude du flux Φ_s , que l'on observe en début de zones $N=i$, peut être atténuée si l'on peut maintenir la sélection du vecteur tension V_i , au-delà de la zone $N=i-1$. En effet, dans ce cas, on peut conserver la croissance du flux statorique sans modifier la table de vérité. Pour cela, on applique un décalage d'angle θ_s sur les zones N de la position du flux Φ_s .

Le déplacement des zones n'est effectif que pour la direction de la position du flux statorique Φ_s . L'estimation du couple électromagnétique n'est pas affectée par le décalage. Pour une valeur suffisamment élevée de θ_s , l'influence du terme résistif devient négligeable et l'angle de décalage θ_s peut ainsi être diminué et annulé suivant la valeur de la pulsation [12].

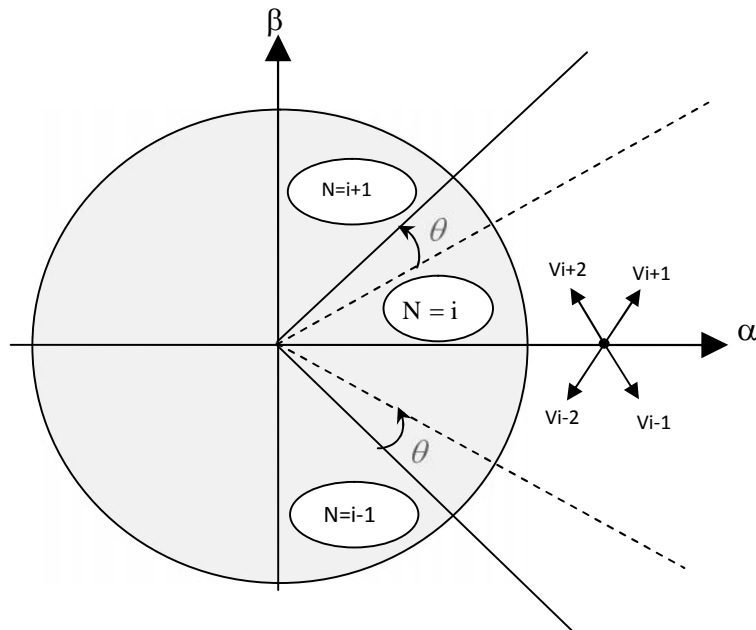


Figure (III.3) : Décalage des zones et modification de la sélection de Vs pour une zone N=i

III.3. Amélioration de la commande DTC par changement de la table de vérité

III.3.1. Commande de la DTC modifié

La première stratégie de l'amélioration de la DTC classique, est basée sur un décalage de la zone 1, par changement de la table de commutation et de la modification des zones. Il s'agit de prendre le premier secteur de 0^0 à 60 au lieu de le prendre -30^0 à 30^0 ; la figure (III.4) montre cette nouvelle partition des zones.

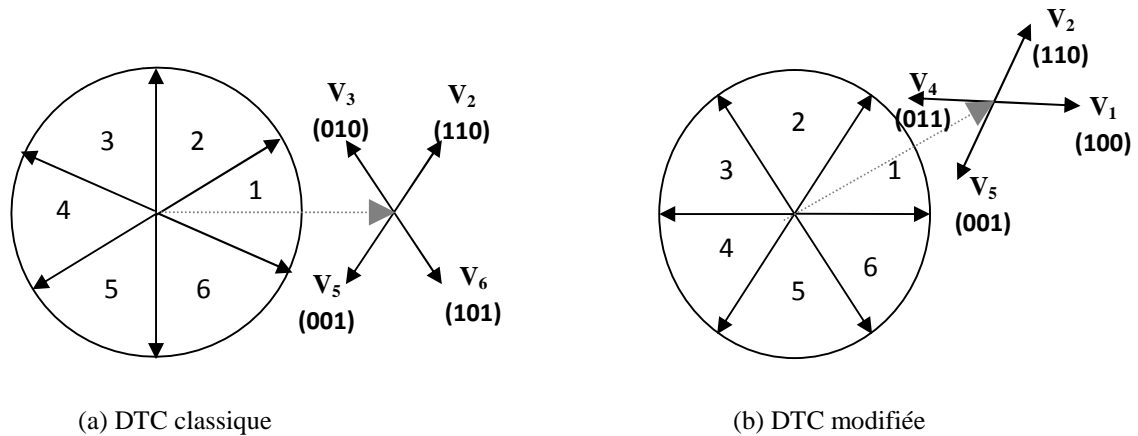


Figure (III.4): Définition des secteurs utilisés dans la DTC

On remarque bien, pour le premier secteur, les tensions V_1 et V_4 ne sont pas utilisées dans la commande DTC classique. Pour cela l'augmentation où diminution du couple de fait suivant la position du flux dans le même secteur. Alors que dans la commande DTC modifiée V_3 et V_6 ne

sont pas utilisées, on aura alors un cas inverse. Ce point est un avantage pour la DTC modifiée puisque l'objectif essentiel est tout d'abord contrôler le couple [6].

	DTC classique $-30^\circ \rightarrow 30^\circ$	DTC modifiée $0^\circ \rightarrow 60^\circ$
V_1	$30^\circ \rightarrow -30^\circ$ (Couple ambigu)	$0^\circ \rightarrow 60^\circ$ (CD, FA)
V_2	$90^\circ \rightarrow 30^\circ$ (CA, FA)	$60^\circ \rightarrow 0^\circ$ (CA, FA)
V_3	$150^\circ \rightarrow 90^\circ$ (CA, FD)	$120^\circ \rightarrow 60^\circ$ (Flux ambigu)
V_4	$-150^\circ \rightarrow 150^\circ$ (Couple ambigu)	$180^\circ \rightarrow 120^\circ$ (CA, FD)
V_5	$-90^\circ \rightarrow -150^\circ$ (CD, FD)	$-120^\circ \rightarrow -180^\circ$ (CD, FD)
V_6	$-30^\circ \rightarrow 90^\circ$ (CD, FA)	$-60^\circ \rightarrow -120^\circ$ (Flux ambigu)

Tableau (III.1) Comportement du couple et du flux pour toutes les tensions sélectionnées

avec:

CA/CD désigne le couple augmente/le couple diminue

FA/FD désigne le flux augmente/le flux diminue

La nouvelle table de vérité tenant compte de la structure modifiée est donnée par le tableau suivant:

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>								
	$ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 NIVEAUX	
	$ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$ccpl=-1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	3 NIVEAUX	
$cflx=0$	$ccpl=1$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	2 NIVEAUX	
	$ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 NIVEAUX	

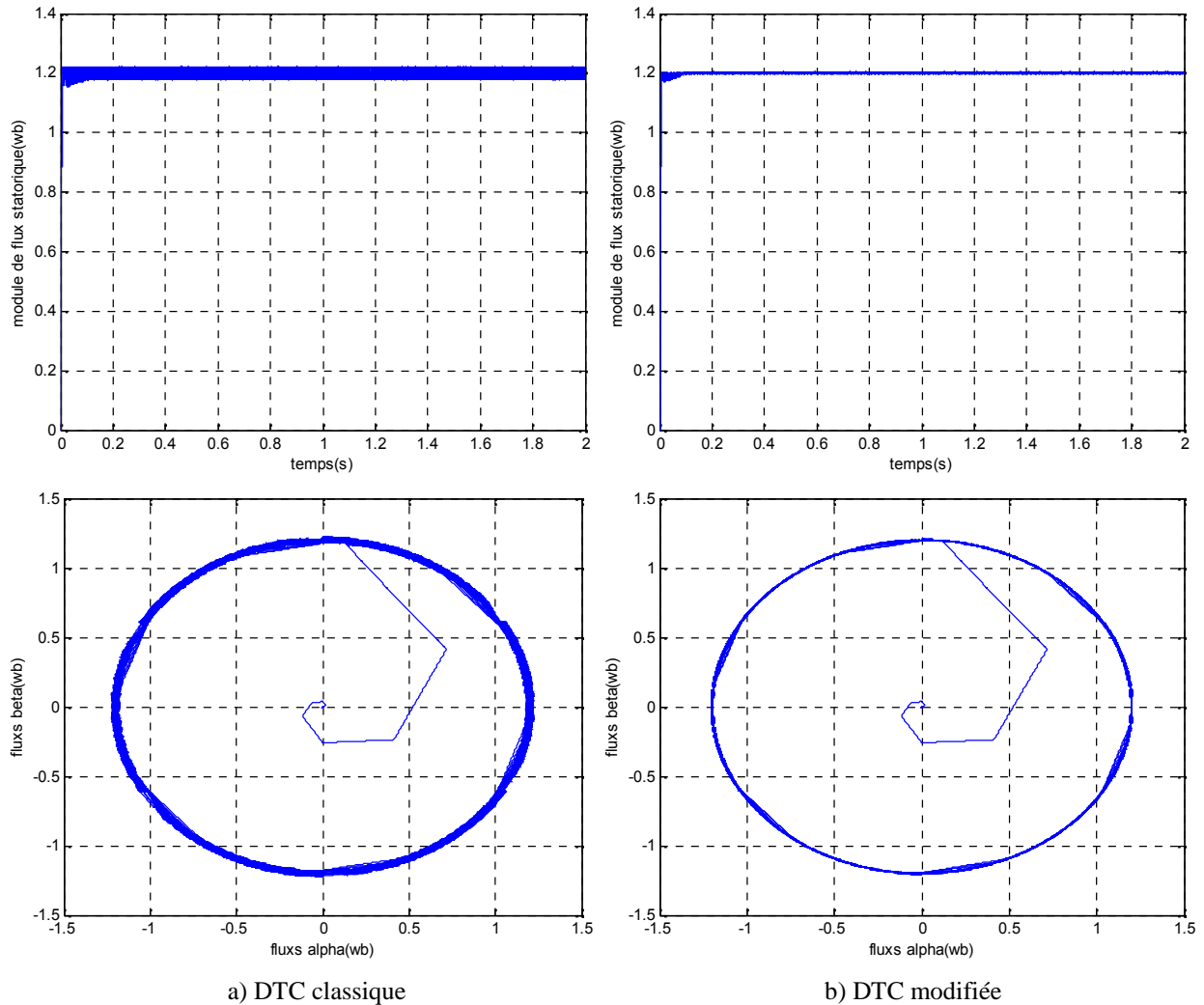
Tableau (III.2) : Table de vérité de la DTC modifiée.

III.3.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation montrent la comparaison entre la commande DTC classique et modifiée, figure (III.5) en imposant une vitesse de fonctionnement de référence de 157 rad/s.

Il est noté que pour la DTC modifiée, le flux s'établit plus rapidement que celui obtenu par la DTC classique, son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire et donc l'effet du terme résistif est éliminé par l'utilisation de cette nouvelle table.

L'établissement rapide du flux (presque instantané) diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique de la machine lors du démarrage. Nous signalons de passage que, les simulations effectuées, pour des points de fonctionnement proches des conditions nominales, ont montrés que la DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple.



Figure(III.5):Résultats de simulation du flux et du courant pour vitesse de référence de 157rd/s

III.4. Utilisation de la DTC avec une table à 12 secteurs

Dans cette section, la DTC modifiée qu'on va utiliser, est basée sur une nouvelle table, composée de 12 secteurs au lieu de six secteurs comme le montre la figure (III.6). Pour exploiter bien le choix de la tension appliquée, il est nécessaire de définir les grandes et les petites variations du couple et du flux statorique, par exemple pour le secteur $N=12$, le vecteur V_1 produit une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple, alors que le vecteur V_3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux pour le même secteur [14].

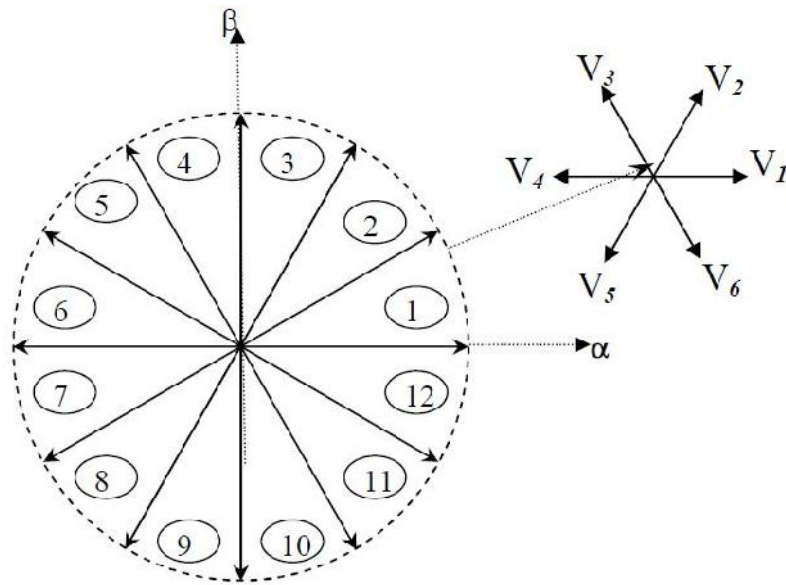


Figure (III.6): contrôle direct du couple avec 12 secteurs

Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions pour les secteurs S_1 et S_{12} .

S_{12}	Augmente	diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
couple	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
S_1	Augmente	diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
couple	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Tableau (III.3): Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S_1 et S_{12}

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V_1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12, par contre dans le même secteur, V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux.

Dans notre projet on s'intéresse beaucoup plus au contrôle du couple, donc pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, on va utiliser un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et à deux niveaux pour le flux, figure (III.7) [14].

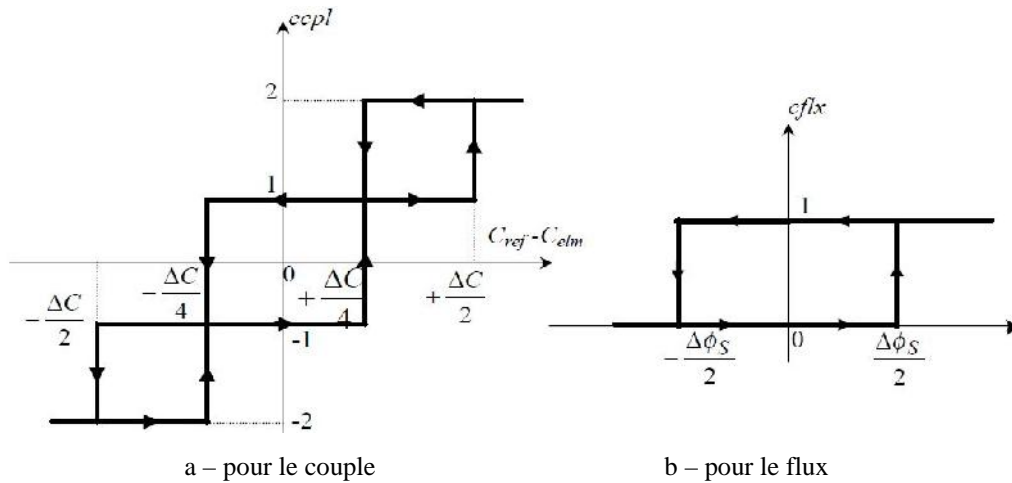


Figure (III.7): Comparateur à hystérésis

Finalement, La disposition des vecteurs tensions appliqués dans le cas d'une commande DTC modifiée avec 12 secteurs est illustré par la table de commutation tableau (III.4):

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{fx}=1$	$C_{cpl}=2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
	$C_{cpl}=1$	$*V_2$	V_2	$*V_3$	V_3	$*V_4$	V_4	$*V_5$	V_5	$*V_6$	V_6	$*V_1$	V_1
	$C_{cpl}=-1$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$
	$C_{cpl}=-2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
$C_{fx}=0$	$C_{cpl}=2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	$C_{cpl}=1$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$
	$C_{cpl}=-1$	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4
	$C_{cpl}=-2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

Tableau (III.4) : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs

V_i^* : Représente une séquence non désirée, parce qu'elle ne généré pas les petites variations du couple désirer.

Remarque:

La région des grandes variations du couple correspond pour $C_{cpl} = 2$ ou -2 ,

La région des faibles variations du couple correspond pour $C_{cpl} = 1$ ou -1 .

III.4.1. Résultat de simulation et comparaison

La figure (III.8), montre que l'utilisation de la DTC avec 12 secteurs améliore nettement la forme du couple dans le régime permanent et elle présente les mêmes dynamiques des réponses que la DTC classique.

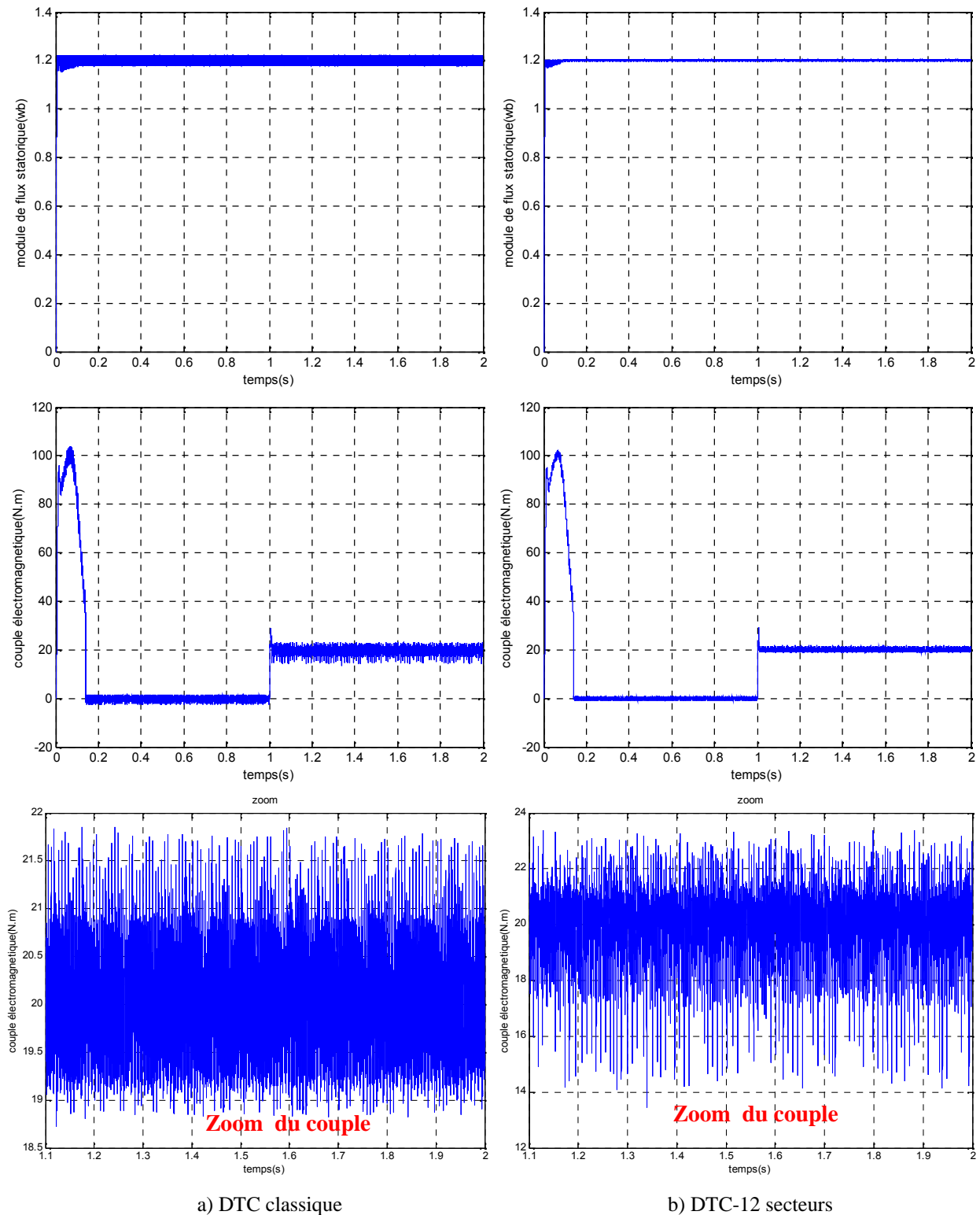


Figure (III.8): Réponse en couple et en flux pour la DTC classique et la DTC -12 secteurs

En effet, la DTC-12 secteurs utilise les mêmes vecteurs tensions que dans la DTC classique pour les grandes variations du couple (régimes transitoires), ce qui se traduit par les mêmes dynamiques de réponses du couple. Par contre pour les petites variations du couple (régimes permanents), la DTC-12 secteurs utilise des vecteurs qui produisent des faibles variations du couple, donc des faibles oscillations du couple au régime permanent; mais d'un autre coté, ces vecteurs tensions produisent des grandes variations au niveau du flux. De plus la DTC -12 secteurs s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre deux approches ont été exposées pour l'amélioration des performances de la DTC dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et sur le courant. En effet, nous avons commencé par des stratégies simples qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique. La première stratégie consiste à la minimisation de l'effet du terme résistif qui détériore les formes du flux et du courant surtout pour les faibles vitesses, cette minimisation est obtenue par un simple décalage de zones par un angle déterminé par simulation.

Dans le deuxième approche, un changement de tables de vérité est effectué avec une modification sur les zones par rapport à la DTC. La technique résultante dite DTC modifiée a la même simplicité de la DTC classique (présenté de bonnes réponses du flux et du couple aux basses vitesses), mais elle ne peut pas travailler pour des points de fonctionnement proches au point nominal. Ce qui nous a conduit à utilisé une autre table plus précise qui est la DTC 12 secteurs. Cette technique améliore nettement la forme du couple par la minimisation de ses ondulations toute en conservant la même dynamique de la DTC classique.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est basé sur la présentation des principes de base de la commande directe du couple de la MAS; en effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande, appliquée à l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, est cela par l'utilisation de correcteur de couple et du flux par hystérésis dont la fonction est le contrôle de l'amplitude du flux statorique et du couple et la vitesse.

Dans la première partie de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. Pour cela, nous avons utilisé deux méthodes de modélisation: l'application directe de la transformation de Park. En effet, cette méthode est plus simple à utiliser pour le développement de structure de commande présente dans ce mémoire.

Dans la seconde partie, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple.

Dans la troisième partie, nous avons présenté certains aspects de l'amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation de trois approches: le décalage zonal, la DTC modifiée et la DTC à 12 secteurs.

En fin, comme perspectives à la poursuite de notre travail, nous proposons :

- ❖ l'amélioration de l'effet des oscillations sur les grandeurs de contrôle de la DTC par l'usage d'une stratégie de supervision floue, ou neuro-floue,
- ❖ l'utilisation des onduleurs multi niveaux afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles,
- ❖ l'application du principe de la DTC à d'autres machines asynchrones (double alimentation, polyphasée.....), synchrone (MSAP, à rotor bobiné.....).

Référence Bibliographiques

Référence Bibliographiques

- [1] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [2] T. Lameche, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM », Thèse de magister, université de Sétif, 2003.
- [3] R. Fadli et N. Amrani, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone », Mémoire d'ingénieur, Université de Sétif, 2000.
- [4] F. NACERI, « La commande vectorielle indirecte et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [5] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, « Contrôle directe de couple de la Machine induction », Thèse licence LMD, centre université d'Eloued 2009.
- [6] O. Ondel, « Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006
- [7] N. Brahimi et R. Benhamimid, « Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones », Mémoire d'ingénieur en électromécanique, université de Msila juin 2006.
- [8] S. Hadad, M. Charif, « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone », Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.
- [9] R. Abdessemed et M. Kadjoudj « Modélisation des machines électriques » presse de l'université de Batna.
- [10] BENAÏSSA MALIKA, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de Batna.
- [11] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone », thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.

- [12] F. HAOUES, S. DJOUAMA, «Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman», mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [13] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [14] Med. I Messai et Med. M Redouani, Commande Direct du Couple d'une Machine Asynchrone, Mémoire de Fin d'Etude En vue de l'obtention du diplôme de MASTER ACADEMIQUE, Université d'EL-Oued, 2013-2014.
- [15] Mme Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [16] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [17] A. Belhani et F. Mehazzem, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [18] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif » ,Thèse d'ingénieur , université de Batna 2010.
- [19] S. Rebouh et S. Benaïcha, « commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [20] Ridha Kechida "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magister, université d'El-oued 2010.
- [21] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [22] S. Chekroun « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée »; Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée:

P_n	Puissance nominale	4	k.w
V_n	Tension nominale	220/380	V
f_s	Fréquence d'alimentation	50	Hz
P	Nombre de paires de pôles	2	Pole
	Vitesse nominale	1500	tr/min
C_r	Couple résistant	25	N.m
R_s	Résistance statorique	1.2	
R_r	Résistance rotorique	1.8	
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
J	Inertie du moteur	0.070	Kg.m ²
M	Inductance mutuelle	0.150	H
F	Coefficient de frottement	0	SI