

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERI de TIZI-OUZOU
Faculté du Génie Electrique et d'Informatique
Département d'électrotechnique



Mémoire de fin d'études

*En vue d'obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique
Option : Machines électriques*

Thème

*Synthèse d'un régulateur
de vitesse à gains variables dans une
structure DTC*

Proposé et dirigé par :

Mr: REZGUI Slimane

Etudié par :

M^{lle} : REZGUI Samira

Mr : SEDDIKI Rachid

Promotion 2010

Remerciements

Remerciements

Nous remercions dieu pour nous avoir donné, le courage, la volonté ainsi que la santé pour mettre à terme ce présent travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr. REGUILLAINE pour avoir dirigé nos travaux, et lui exprimer notre profonde gratitude pour son temps précieux qu'il nous ait consacré et pour nous avoir guidés, orientés et suivis tout au long de l'année. ses conseils et suggestions ont été pour nous autant d'aides inestimables.

Nous sommes aussi reconnaissants envers tous les enseignants qui ont contribué dans toutes nos études, ainsi, tous ceux qui nous ont aidés, de près ou de loin à réaliser ce modeste travail.

Nos remerciements vont également aux membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger notre travail.

Dédicaces

Je dédie ce Modeste travail à :

Ma très chère grande mère

Mes chers parents

Mes frères et sœurs : Saïd, Rezki, Aghiles, Ourida et Louisa

Ma chère cousine Soraya

Mouloud et sa famille

Tout mes camarades surtout : Rachid, Fatiha, Felta, Djamila et Tacus

*Mes amies : Abdallâh, Nadia, Lydia, Djedjiga, Fati, Hafida, Samira et Fariza et ses
Filles*

Samira

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents

Mes frères : Djamel et Yacine

Mes sœurs : Djedjiga, Ferroudja et son fils Youssef

Mon frère Mourad et belle sœur Ourdia

Mon oncle Slimane et sa famille

Mes oncles et mes tantes

Mes cousins et cousines

*Mes amies : Sefiane, Slimane, Hamid, Said, Hmitouch, Wahid, Farid, Boualem, les deux Rachid,
Djamel, Omar, Imouloud, Yacine, Fassadite et Djamila.*

Tout ma promotion en particulier : Samira, Omar, Fatiha, Fella, Djamila

Et surtout à tous ceux que j'ai oublié

Rachid

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I

Rappels sur la machine asynchrone

I-1-introduction.....	3
I-2-description et constitution.....	3
I-2-1-stator.....	4
I-2-2-rotor.....	4
I-3-principe de fonctionnement.....	5
I-3-1-vitesse de rotation.....	5
I-3-2-glissement.....	6
I-4-modèle de Park de la machine asynchrone	6
I-4-1-Hypothèses simplificatrices.....	8
I-4-2-Convention de signe.....	8
I-4-3- La mise en équation du moteur asynchrone triphasé.....	9
I-4-3-1-Les équations électriques dans les axes (a b c).....	9
I-4-3-2-Les équations magnétiques dans les axes (a b c)	9
I-4-3-3-Equation mécanique.....	11
I-4-4-Transformation de Park	12
I-4-5- Equations de la machine asynchrone dans le repère (d, q).....	13
I-4-5-1Equations électriques.....	14
I-4-5-2-Equation mécaniques.....	14
I-4-5-3-Expression du couple électromagnétique.....	15
I-4-6-Le choix du référentiel de travail	15
I-4-6-1- Référentiel immobile par rapport au champ tournant	15
I-4-7 -Représentation d'état de la machine asynchrone	16
I-4-7-1-Equations électromagnétiques	17

I-5- Simulation numérique de la machine asynchrone alimentée par un système de tension triphasé et équilibré.....	17
I-6- Interprétation des résultats de simulation	21
I-7- Conclusion.....	23

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur de tension

II-1-Introduction.....	24
II-2-Rappels sur l'onduleur.....	24
II-2-1- Onduleurs de tension	24
II-3- Modélisation mathématique de l'onduleur triphasé.....	26
II-4 - Association machine asynchrone-onduleur de tension.....	27
II-5-Conclusion.....	30

Chapitre III

Contrôle direct du couple de la machine asynchrone

III-1-Introduction	31
III-2-Principe général.....	31
III-2-1-Caractéristiques principales de la DTC	31
III-2-2-Inconvénient de la DTC.....	32
III-3- Modélisation vectorielle de la machine et de l'onduleur de tension.....	32
III-4- Principes de contrôle dynamique du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone	32
III-4-1-Principe du contrôle du vecteur flux statorique.....	33
III-4-2- Les composantes du vecteur tension.....	35
III-4-3- Principe du contrôle du couple électromagnétique.....	35

III-4-4- Limite de contrôle de couple.....	39
III-5- Description de la structure du système du contrôle direct du couple.....	40
III-5-1- Sélection du vecteur tension V_s	40
III-5-2- Estimation du vecteur flux statorique	43
III-5-3- Elaboration du contrôleur de flux	44
III-5-4- Estimation du couple électromagnétique	45
III-5-5- Elaboration du contrôleur de couple	45
III-5-6- Choix du contrôleur de couple.....	45
III-5-7- Le comparateur à deux niveaux.....	45
III-5-8 - Optimisation du contrôle du couple par la sélection du vecteur tension V_s	46
III-5-9- Elaboration de la table de commutation.....	47
III-6- Structure générale du contrôle direct du couple	47
III-7-Mise en place d'un programme de simulation de la commande.....	49
III-8-Présentation et interprétation des résultats.....	49
III-9-Conclusion.....	54

Chapitre IV

Synthèse du système de régulation de vitesse

IV-1-Introduction.....	55
IV-2-Objectif de la correction.....	55
IV-3-Types généraux de correcteurs.....	56
IV-3-1-Action proportionnel.....	56
IV-3-2-Correcteur proportionnelle dérive(PD).....	57

IV-3-3- Correcteur proportionnel intégrale(PI).....	57
IV-3-4- Correcteur proportionnel intégral dérivé PID	57
IV-4- Caractéristiques des correcteurs PI.....	58
IV-5- Effet des différentes actions PI sur le système.....	58
IV-5-1 Effet de l'action P.....	58
IV-5-2 Effet de l'action I.....	58
IV-6- Avantages et inconvénients du correcteur PI.....	58
IV-6-1-Avantages.	58
IV-6-2- Inconvénients	58
IV-7-synthèse d'un régulateur de vitesse à gain fixe.....	59
IV-7-1- La méthode de ZIEGLER et NICHOLS.....	59
IV-7-2-Méthode de CHIEN-HRONES-RESWICK.....	60
IV-8- Synthèse d'un régulateur de vitesse à gain variable.....	61
IV-8-1-La structure du contrôleur VGPI.....	61
IV-8-2-Calcul des paramètres du régulateur VGPI.....	62
IV-9-Simulation numérique des deux types de régulateur dans une structure DTC.....	63
IV-10-Présentation et interprétation des résultats	64
IV-11-Conclusion.....	72
Conclusion générale.....	73

Introduction générale

Introduction générale

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu a constitué le seul dispositif électromécanique permettant d'obtenir de la vitesse variable, cela en raison de sa facilité de commande par suite du découpage naturel existant entre le flux et le couple. En revanche, la présence du collecteur limite la puissance et la vitesse, de plus elle nécessite une maintenance souvent coûteuse.

La machine asynchrone, de par sa robustesse, la simplicité de sa structure, son poids et sa taille, offre de nouvelles perspectives technologiques dans de nombreux domaines où l'on apprécie principalement son peu de maintenance et son faible coût ; et ce malgré que la commande de ce type de machine est plus difficile du fait du fort couplage existant entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

En effet, les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, et le développement de technologies numériques de commande, il est possible à présent de choisir des structures de commande à même de s'affranchir des problèmes liés au contrôle de machines asynchrones.

Ainsi, la structure de contrôle direct du couple d'une machine à induction, introduite par Takahashi et Depemback en 1985, permet d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Contrairement à la commande vectorielle par flux orienté très sensible aux variations de la résistance rotorique et qui est difficile à identifier en cours de fonctionnement, la structure DTC est une méthode de commande dans laquelle les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique, sont calculées à partir des seules grandeurs liées au stator.

Le travail effectué dans le cadre de ce mémoire propose une structure DTC dans laquelle la consigne du couple électromagnétique est asservie à la vitesse de rotation de la machine.

Ainsi après un bref rappel des équations de la machine asynchrone dans le repère de Park, nous allons procéder à quelques tests en simulation pour vérifier le comportement de la machine sous alimentation sinusoïdale.

En second lieu, nous allons aborder la modélisation du système d'alimentation par convertisseur statique, pour ensuite exposer les principes généraux du contrôle direct du couple. Quelques simulations numériques illustreront le comportement de la stratégie de commande DTC.

La dernière partie de notre travail fera l'objet d'un bouclage en vitesse de la structure DTC à travers deux types de régulateurs proportionnels intégraux. Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Rappels sur la machine asynchrone

I-1- Introduction

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, 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. En effet, cette machine est un procédé non linéaire, multi variables, fortement couplé, avec des caractéristiques dynamiques.

La machine asynchrone est réversible en énergie, elle peut fonctionner en mode générateur ou en mode moteur mais elle est majoritairement utilisée en moteur qui vient de faire son entrée dans la traction électrique à grande vitesse avec un excellent rapport puissance /masse.

Dans ce chapitre, nous montrerons le principe de fonctionnement du moteur asynchrone, ensuite nous nous intéresserons à la modélisation de ce dernier qui consiste à décrire mathématiquement son fonctionnement. Il est courant d'utiliser la théorie de Park pour modéliser les machines asynchrones, en décrivant la machine tournante dans un référentiel adéquat, les équations d'état sont simplifiées, cela rend leur exploitation plus aisée et permet l'étude des régimes transitoires.

Et enfin, la simulation de la machine alimentée par un système de tension triphasé et équilibré c'est à dire à fréquence et tension constante (50Hz et 220V) sera effectuée.

I-2- Description et constitution [2]

Le moteur asynchrone triphasé, qui est le récepteur de puissance des installations industrielles est constitué de deux parties, l'une fixe appelée stator et l'autre mobile appelée rotor.

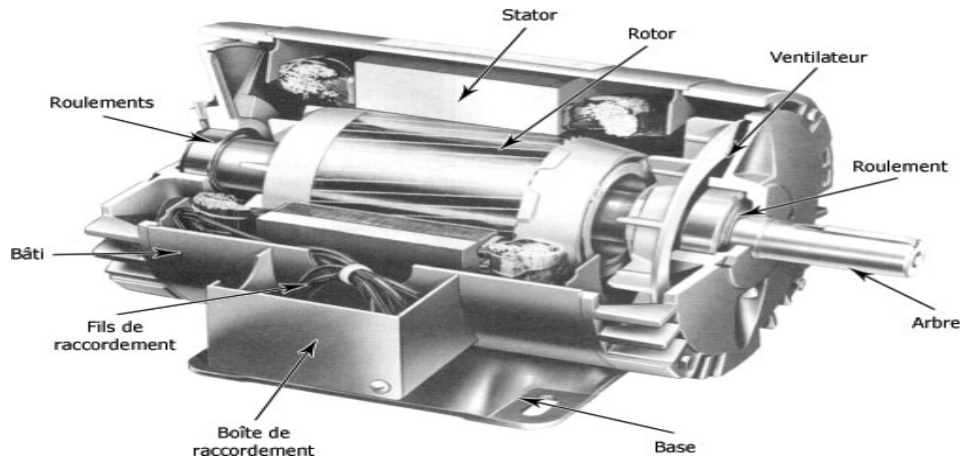


Figure (I-1) moteur asynchrone triphasé

I-2-1 - Stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste au moins dans son principe, le même. Il est constitué de trois enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

I-2-2 - Rotor

On a deux types de rotor : rotor bobiné et rotor à cage

Pour notre moteur nous choisissons le rotor à cage car il est mieux utilisé dans l'entraînement à vitesse variable.

Rotor à cage

Le circuit rotorique est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil.

Cette cage est bien insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique rotorique et les barres sont faites souvent en aluminium.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande et aussi une très bonne standardisation. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande

partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service. La figure (I-2) montre le rotor à cage.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple), c'est pour remédier à cette situation qu'on a développé deux autres types de cage (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

Le circuit magnétique statorique et le circuit magnétique rotorique sont séparés par un entrefer constant.

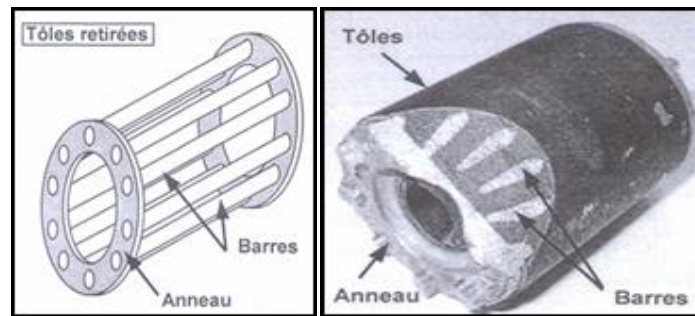


Figure (I-2) rotor à cage d'écureuil

I-3- Principes de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique des champs tournants créés par le système de tension fournie au stator et par les courants induits dans la cage du rotor. Grâce à cette interaction, le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais à vitesse inférieure de celle de synchronisme ; car dans le cas contraire, le champ serait immobile par rapport au rotor, et aucun courant ne serait induit.

I-3-1- Vitesse de rotation

Comme les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tension triphasé et équilibré de pulsation électrique $\omega_s = 2\pi f_s$; ils se trouvent parcourus par un système de courants équilibrés et de même pulsation ω_s , l'ensemble des courants créent une f.m.m statorique tournante ξ_s donc un champ tournant statorique à p paires de pôles à la pulsation mécanique $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ appelée pulsation de synchronisme.

Le rotor de la machine étant en court-circuit, il sera le siège d'un système de courants induits triphasés équilibrés de pulsation électrique $\omega_r = 2\pi f_r$ ces courants vont créer à leur tour une f.m.m rotorique tournant ξ_r donc le champ rotorique tournant à la pulsation mécanique $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$.

Avec $\omega_s = \omega_r + \omega$.

L'interaction entre les deux champs statoriques et rotoriques donne naissance au couple électromagnétique de la machine.

I-3-2- Glissement

On définit le glissement comme étant l'écart relatif de vitesse du rotor par rapport à la vitesse de champ tournant statorique.

Le glissement est donné par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \Rightarrow g = 1 - \frac{\omega}{\omega_s}$$

$$\left. \begin{array}{l} \omega_r = \omega_s - \omega \\ g\omega_s = \omega_s - \omega \end{array} \right\} \Rightarrow \omega_r = g\omega_s \Rightarrow f_r = gf_s$$

I-4- Modèle de Park de la machine asynchrone [14]

Le moteur asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure (I.3) dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation en hypothèse biphasé.

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques sont représentés aux droits de leurs axes magnétiques.

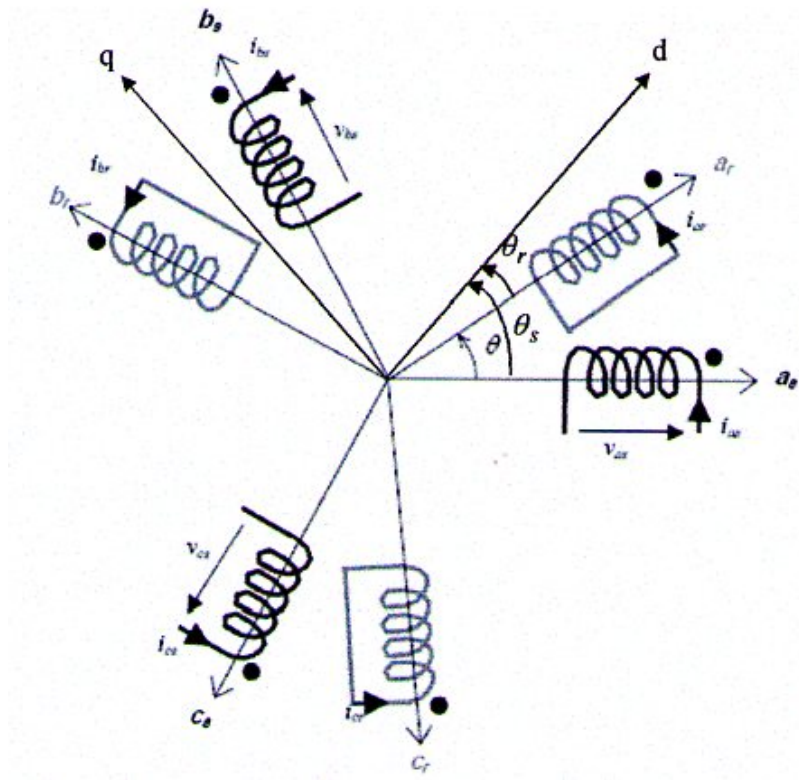


Figure (I-3) Représentation des bobinages statoriques et rotoriques d'une MAS

Les angles qui apparaissent sur la figure (I-3) sont :

Stator

$$(Oa_s, Od) = \theta_s$$

$$(Ob_s, Od) = \theta_s - 2\pi/3$$

$$(Oc_s, Od) = \theta_s - 4\pi/3$$

$(Oa_s, Oa_r) = \theta$: L'angle entre la phase statorique a_s et celle du rotor a_r

Rotor

(Oa_r, Od) L'angle entre l'axe rotorique a_r et l'axe direct Od .

$$(Ob_s, Od) = \theta_s - 2\pi/3$$

$$(Oc_s, Od) = \theta_s - 4\pi/3$$

$$(Od, Oq) = \pi/2$$

Les trois enroulements identiques du stator et du rotor sont respectivement décalés dans l'espace d'un angle de 120° .

On désigne par :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Pulsation de rotation électrique du champ tournant et aussi la pulsation des courants statorique.

$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$: Pulsation électrique du rotor.

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$ La vitesse de rotation mécanique du rotor.

I-4-1- Hypothèses simplificatrices [5]

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices :

- ◆ effet des encoches négligé, donc entrefer constant,
- ◆ distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- ◆ la machine est supposée symétriques; le circuit magnétique non saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants,
- ◆ le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, donc seuls les enroulements sont parcourus par des courants (les pertes par courants de Foucault seront négligées),
- ◆ pertes ferromagnétiques négligeables,
- ◆ l'influence de l'effet de peau n'est pas prise en compte (la densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs).
- ◆ l'influence de l'échauffement sur les paramètres de la machine n'est pas prise en compte
- ◆ flux de fuite négligé.

I-4-2- Convention de signe

On adoptera les conventions de signes suivantes :

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif
- Une force électromotrice positive fait circuler un courant positif

- Les angles et les vitesses de rotations sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

I-4-3- La mise en équation du moteur asynchrone triphasé

Le comportement de la machine peut être traduit par trois types de phénomènes régis par leurs équations respectives : équation électriques, magnétiques et mécanique.

I-4-3-1-Les équations électriques dans les axes (abc)

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

R_s : Résistance d'une phase statorique

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

R_r : Résistance d'une phase rotorique

I-4-3-2-Les équations magnétiques dans les axes (a b c)

Une matrice des inductances $[L(\theta_r)]$ établit la relation entre les flux et les courants ; elle comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps, par l'intermédiaire de la position du rotor θ_r .

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{abcs}] \\ [\varphi_{abcr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{abcs}] \\ [i_{abcr}] \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

Avec :

$$[\varphi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} : \text{Flux statoriques}$$

$$[\varphi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} : \text{Flux rotoriques}$$

$$[i_{abcs}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} : \text{Courants statoriques}$$

$$[i_{abcr}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} : \text{Courants rotoriques}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

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

Les mutuelles inductances stator-rotor dépendent de la position relative des bobinages statorique et rotorique c'est-à-dire de l'angle θ et ont pour valeur crête M_{sr}

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

Finalement:

$$[V_{abcs}] = [R_s] \cdot [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [i_{abcs}] + [M_{sr}] \cdot [i_{abcr}] \} \quad (I-8)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r] \cdot [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^t \cdot [i_{abcs}] + [L_r] \cdot [i_{abcr}] \} \quad (I-9)$$

L_s : Matrice des inductances cycliques statorique.

L_r : Matrice inductance cyclique rotorique.

M_s : Matrice inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r Matrice inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} : matrice inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotorique.

I-4-3-3-Equation mécanique

L'équation mécanique dans le repère (a b c) est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{elm} - C_r - K_f \Omega \quad (I-10)$$

J : Moment d'inertie total des masses tournantes ramené sur l'arbre de la machine.

Γ_{elm} : Couple électromagnétique développé par la machine.

C_r : Couple résistant de la charge.

K_f : Coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$\Gamma_{elm} = P(i_s)^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}](i_r) . \quad (I-11)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ . Pour faciliter et lever cette difficulté, l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

I-4-4- Transformation de Park [14]

Elle consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre les axes des phases et les axes d et q.

L'intérêt de la matrice de Park est de rendre les coefficients de matrice inductance constantes.

Dans la matrice de Park, c'est l'angle θ_s qui intervient pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotorique.

On définit la matrice de Park comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

θ : définit la position du repère (d, q) par rapport aux axes magnétiques des bobinages de la machine, il dépend du choix du référentiel auquel le repère (d, q) est lié.

Le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est choisi de façon à conserver la puissance électrique instantanée entre modèle triphasé et son modèle biphasé équivalent.

Pour passer du système biphasé au système triphasé, on utilise la matrice inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ suivante :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Après transformation on obtient le système suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Dans beaucoup de cas, le système de grandeurs triphasées est tel que, la somme instantanée des grandeurs soit nulle, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire. Par conséquent le repère triphasé peut être réduit à un repère biphasé (d, q)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

La variable X peut être une tension, un courant ou un flux.

L'angle θ peut être θ_s pour les grandeurs statoriques ou θ_r pour les grandeurs rotoriques.

I-4-5- Equations de la machine asynchrone dans le repère (d, q)

La figure (I-4) représente les enroulements fictifs d'axes d et q

-l'axe Oas est fixe.

-l'axe Od tourne avec une vitesse $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$

-tous les enroulements tournent à ω_s .

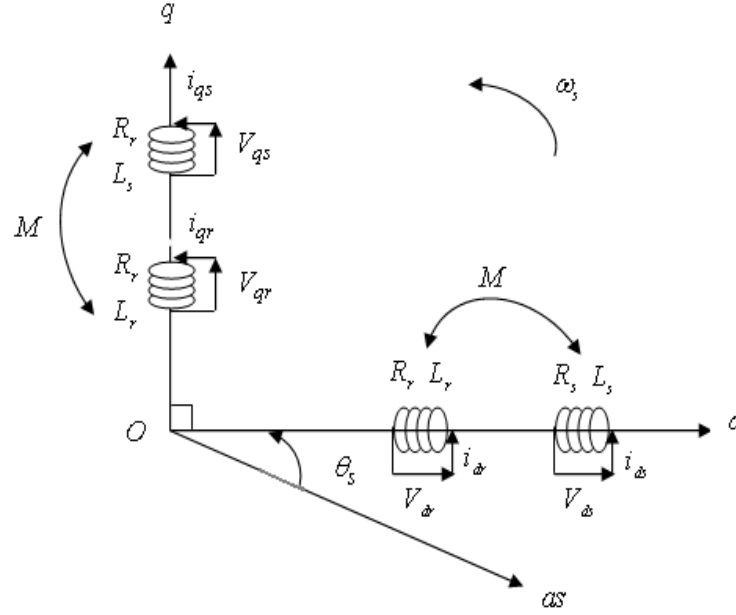


Figure (I-4) Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q

I-4-5-1-Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

I-4-5-2-Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor.

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

I-4-5-3-Expression du couple électromagnétique

Le calcul du couple électromagnétique de la machine se base sur la conservation de la puissance instantanée lorsqu'on passe vers le repère (d, q). Pour le stator il peut s'écrire :

$$P(t) = V_{ds}i_{ds} + V_{qs}i_{qs} = V_{as}i_{as} + V_{bs}i_{bs} + V_{cs}i_{cs} \quad (I-20)$$

En remplaçant, les expressions des composantes de la tension et du courant suivant le référentiel (d, q), dans l'équation de conservation de la puissance (I-20) et en multipliant par dt , on obtient l'expression de la variation de l'énergie électrique dW_{es} , soit :

$$dW_{es} = [R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)dt + (d\varphi_{ds}i_{ds} + d\varphi_{qs}i_{qs}) + \omega_s(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})dt] \quad (I-21)$$

Le troisième terme de l'équation (I-21) représente la variation de l'énergie W_δ transférée au rotor, lors de la diffusion de l'énergie électrique.

Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle, par rapport à l'angle mécanique de rotation du champ tournant, de l'énergie transférée du stator vers le rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant [9].

$$\Gamma_{elm} = \frac{\partial W_\delta}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial W_\delta}{\partial \theta_s} \quad \text{Avec : } \theta_m = \frac{\theta_s}{p}$$

Après développement, on aboutira à l'expression suivante :

$$\Gamma_{elm} = P[\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}] \quad (I-22)$$

I-4-6- Le choix du référentiel de travail

Le référentiel de travail est le système d'axes Od et Oq associé à la vitesse de rotation.

En pratique, trois référentiels sont intéressants :

- Référentiel immobile par rapport au stator
- Référentiel immobile par rapport au rotor
- Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Le choix se fait en fonction de l'application.

I-4-6-1- Référentiel immobile par rapport au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{Donc : } \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (I-23)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \varphi_{qr} \omega + R_r i_{dr} = 0 \\ V_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{dr} \omega + R_r i_{qr} = 0 \end{cases} \quad (I-24)$$

Ce référentiel immobile par rapport au stator est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation.

I-4-7- Représentation d'état de la machine asynchrone [5]

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U, t) \\ Y = g(X, U, T) \end{cases}$$

Où :

X : Vecteur d'état

U : Vecteur d'entrée

Y : Vecteur de sortie

Dans notre travail, nous avons choisi le modèle lié au stator. Nous considérons les tensions statoriques ($V_{\alpha s}, V_{\beta s}$) comme variables de commande, les flux, les courants statoriques et la vitesse mécanique ($\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \Omega$) comme variables d'état et le couple (C_r) comme perturbation, on aura donc :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

$$X = (\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \Omega)^t \quad U = (V_{\alpha s}, V_{\beta s})^t$$

Le modèle de la machine se traduit par les équations suivantes :

I-4-7-1- Equations électromagnétiques

$$\frac{dX}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{\beta s} \\ i_{as} \\ i_{\beta s} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & 0 \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} \left(\frac{p(\Gamma_{elm} - C_r)}{\omega_r} - K_f \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{\beta s} \\ i_{as} \\ i_{\beta s} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

Le schéma bloc de l'équation d'état de la machine asynchrone est représenté sur la figure (I-5)

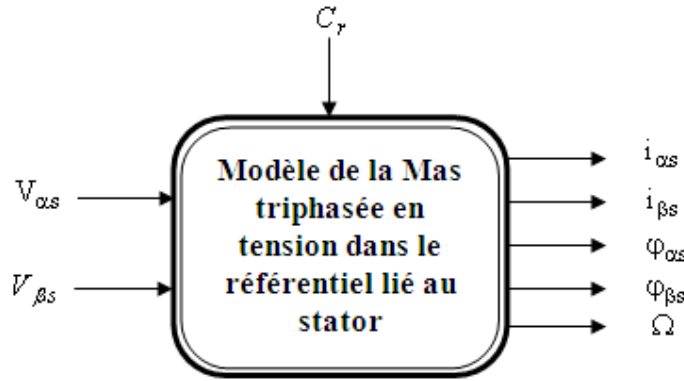


Figure (I-5) Schéma bloc de l'équation d'état de la MAS

I-5- Simulation numérique de la machine asynchrone alimentée par un système de tension triphasé et équilibré

La simulation numérique est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

La simulation est bien connue dans le domaine des machines électriques et des entraînements, elle permet d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision, elle est le meilleur moyen pour décrire d'une manière proche de la réalité le fonctionnement de la machine.

Pour illustrer le comportement de la machine on a présenté dans ce qui suit les résultats de simulation (les paramètres de la machines sont donnés dans l'annexe 1).

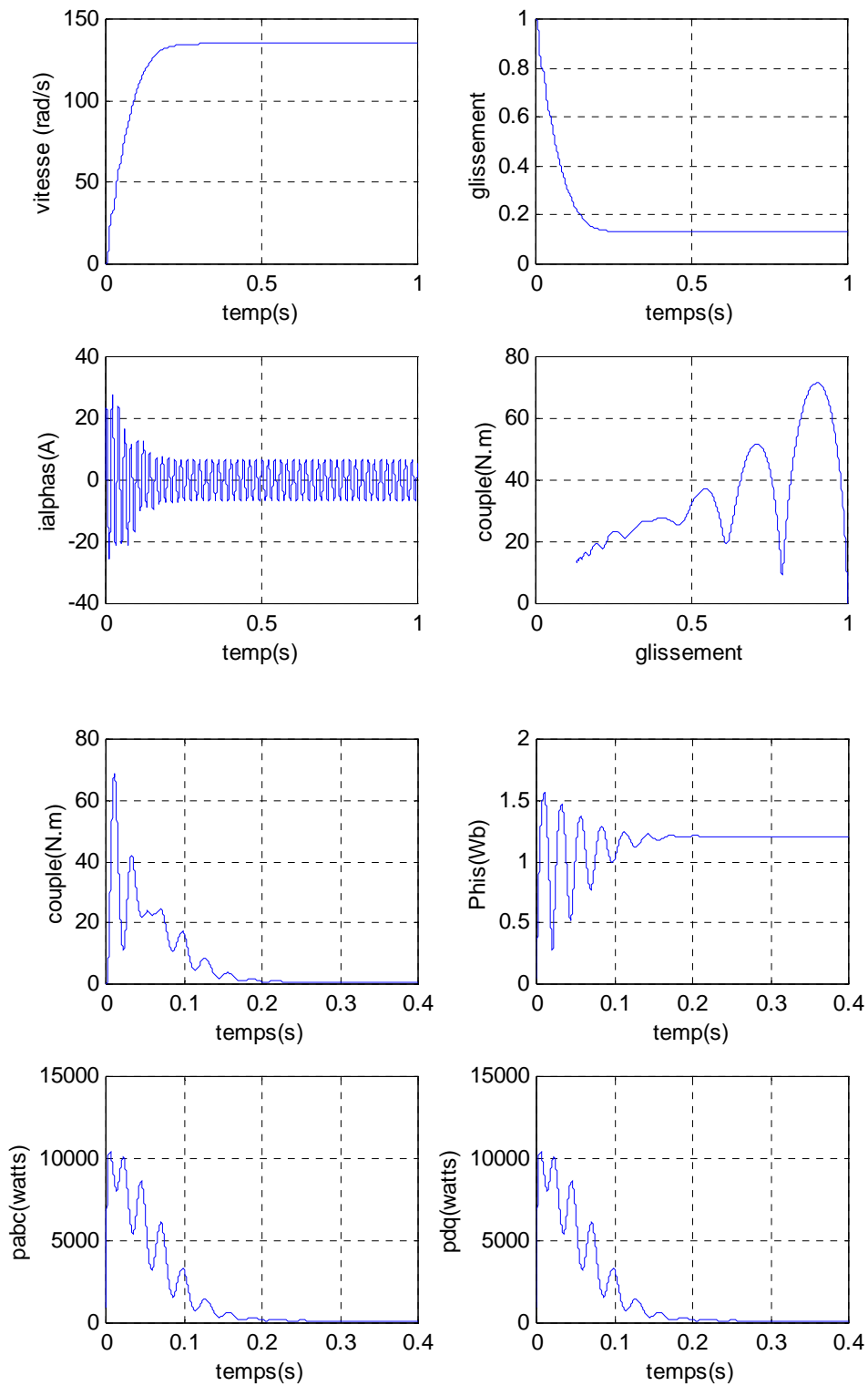


Figure (I-6) Résultats de simulation lors du démarrage à vide de la machine asynchrone.

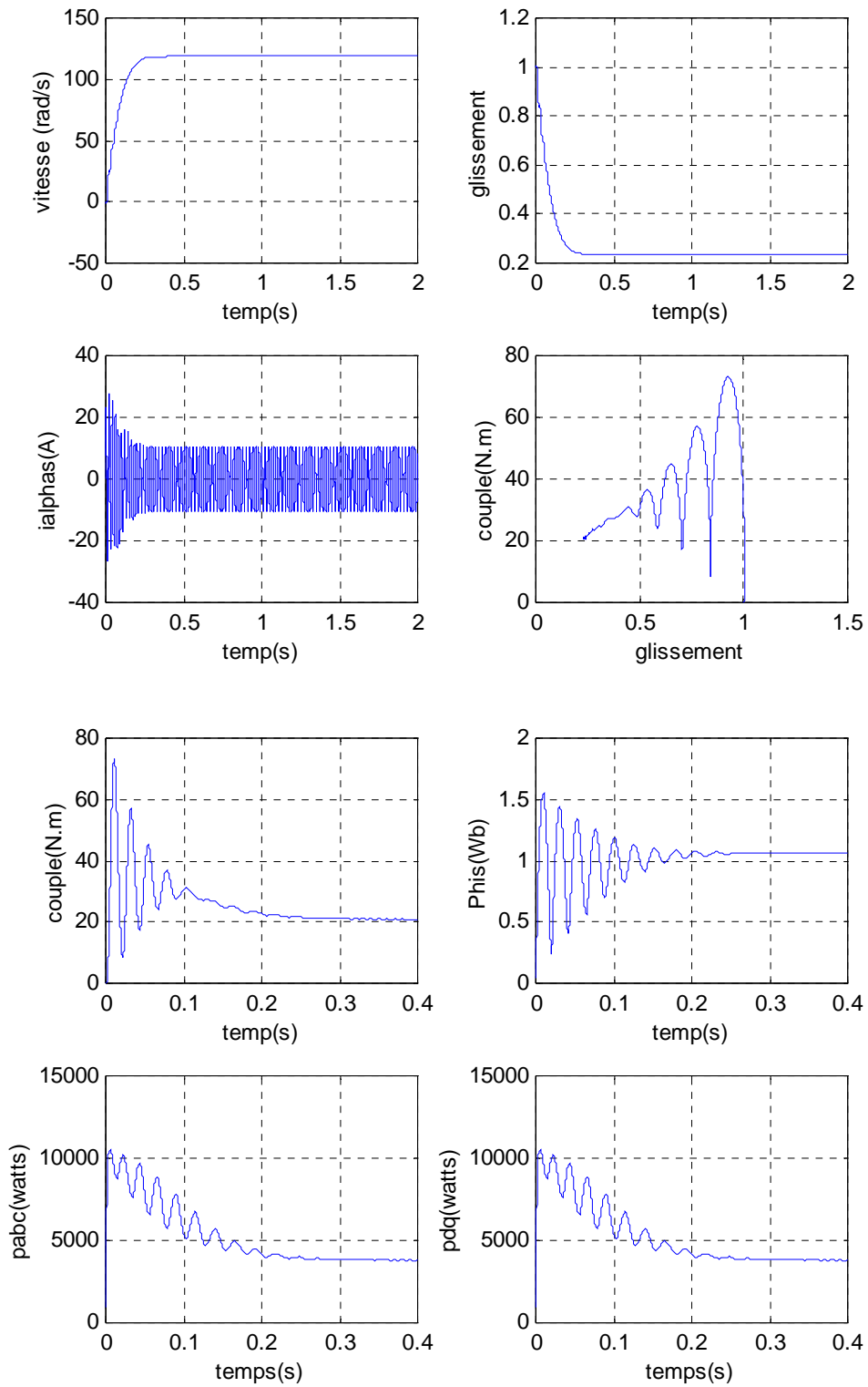


Figure (I-7) Résultat de simulation lorsqu'on applique un couple résistant constant

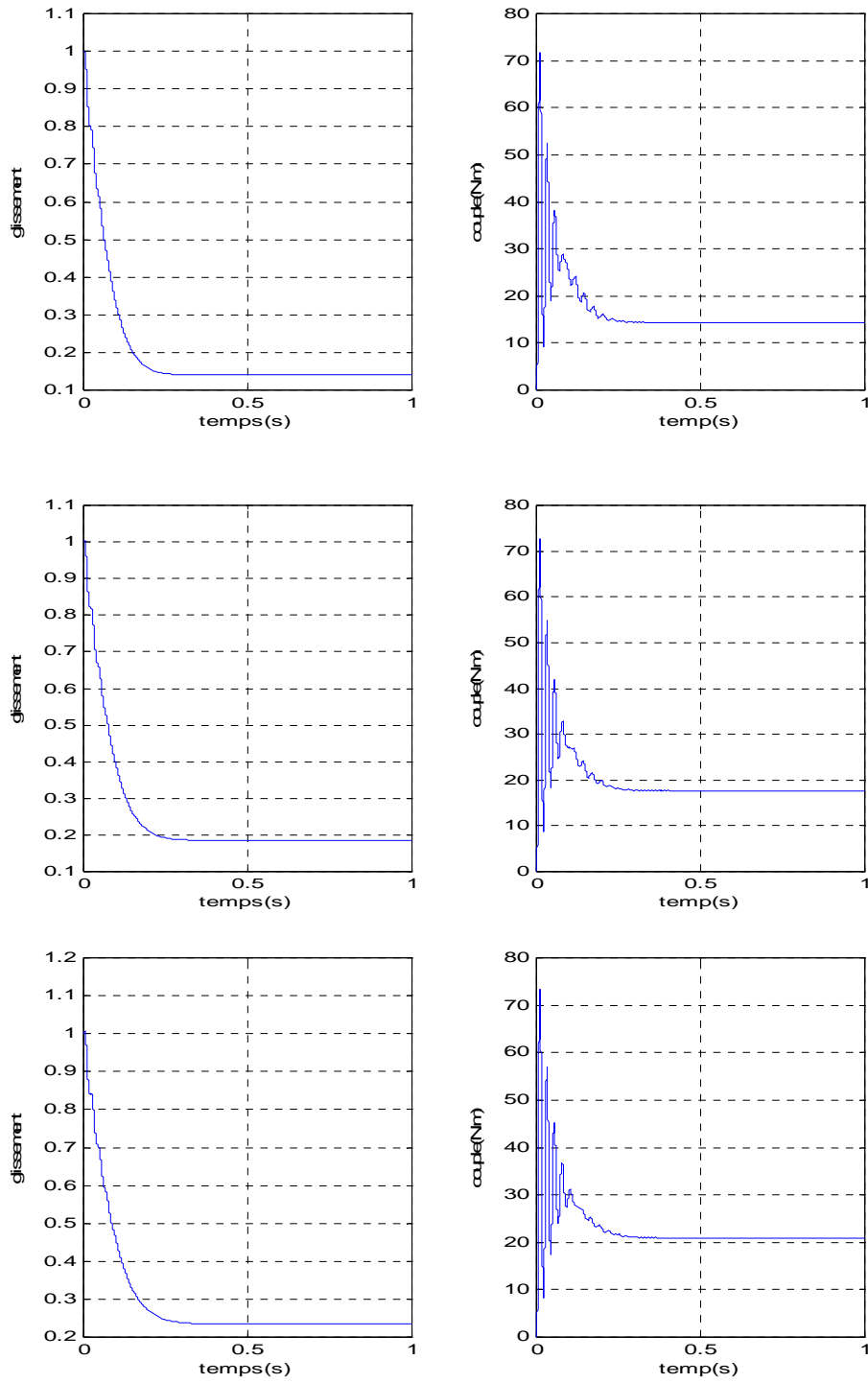


Figure (1-8) caractéristiques $g=f(t)$ et $\Gamma_{elm}=f(t)$ pour différentes valeurs de C_r

Nous avons appliqué respectivement ($C_r=1, 5$ et 9N.m).figure (I-8)

I-6- Interprétation des résultats de simulation

La machine est directement reliée au réseau donc alimentée par un système triphasé équilibré de tensions à fréquence fixe de 50 HZ.

On simule le moteur asynchrone à cage dans le régime de fonctionnement à vide, puis en lui appliquant une charge constante à un instant donné.

En régime à vide, le moteur n'entraîne aucune charge.

En examinant la figure (I-6), on reconnaît le pic de courant appelé au démarrage de la machine et l'on voit que celle-ci développe un couple fortement pulsatoire pour vaincre l'inertie de l'arbre. La vitesse s'établit au bout de 0.3s et la courbe moyenne couple-glissement nous rappelle la caractéristique électromécanique de la machine.

La figure (I-6) présente également l'évolution de la puissance instantanée dans les repères (abc) et (dq) on voit bien que celle-ci est la même dans les deux repères par suite du facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ apparaissant dans la matrice de Park.

En charge : on applique un couple résistant constant à la machine

D'après les figures (I-7) :

Lors de l'application de la charge, on constate que la vitesse s'établit lentement par rapport au démarrage à vide et aussi une diminution de cette dernière, sa valeur atteint, (118 rd/s) au régime permanent et cette diminution est due au couple résistant.

En ce qui concerne le couple électromagnétique dans le régime permanent, on remarque que sa valeur augmente par rapport au fonctionnement à vide et il atteint (21N.m).

La caractéristique électromécanique de la machine (couple en fonction de glissement) se compose de deux parties :

- La phase transitoire qui présente de fortes oscillations, c'est la phase instable car le glissement et le couple croît simultanément.
- La phase stationnaire : durant cette phase une augmentation du glissement se traduit par réduction du couple.

Pour la courbe de $g = f(t)$, on remarque que au début le glissement atteint l'unité qui correspond au démarrage de la machine et la vitesse est nulle, mais dès que la vitesse atteint une certaine valeur le glissement diminue.

D'après les figures (I-8) :

Pour différentes valeurs de C_r

La figure (I-8) représente les caractéristiques $g = f(t)$ et $\Gamma_{\text{elm}} = f(t)$ pour différentes valeurs de C_r qui sont respectivement (1 N.m, 5 N.m et 9 N.m). En examinant ces figures on voit qu'au début le glissement prend l'unité et cela correspond au démarrage de la machine puis il atteint la valeur 0.14 pour la première charge, 0.18 pour la deuxième charge et 0.23 pour la troisième. Le couple électromagnétique est pulsatoire pendant la phase transitoire et dès qu'on augmente la charge le couple augmente.

En comparant ces courbes on remarque que le glissement et le couple électromagnétique augmentent avec la charge.

I-7- Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone reliée directement au réseau en tenant compte des hypothèses simplificatrices puis nous l'avons simulée à vide et en charge.

D'après les résultats de simulation, nous avons constaté que l'application de la charge augmente le couple électromagnétique et diminue la vitesse.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter la modélisation d'un onduleur de tension à deux niveaux, qui va servir d'intermédiaire entre le réseau et la machine.

Chapitre II

Modélisation de l'onduleur de tension

II-1- Introduction [1]

L'électronique de puissance est l'ensemble des disciplines qui permettent d'adapter une source d'énergie électrique à une charge pour laquelle elle n'est pas adaptée et dans la plupart des cas de régler le débit énergétique de façon simple pour l'adapter à un besoin particulier.

Les onduleurs de tension constituent des convertisseurs importants de l'électronique de puissance, ils sont présents dans différents domaines d'application surtout celui de la variation des vitesses des machines tournantes à courant alternatif.

Dans ce chapitre nous allons limiter notre étude à la modélisation d'un onduleur à deux niveaux, en négligeant les chutes de tension directes aux bornes des composants semi-conducteurs et en considérant les commutations instantanées.

II-2- Rappels sur l'onduleur

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques (diode, thyristors, transistors...), capables de modifier la tension et la fréquence du signal appliqué à l'entrée.

Il existe quatre types de convertisseurs : les gradateurs, les redresseurs, les hacheurs et les onduleurs.

Dans notre travail on s'intéresse seulement à l'étude d'un onduleur de tension.

II-2-1- Onduleurs de tension :

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion continu-alternatif. On distingue des onduleurs monophasés et triphasés, selon la charge.



Figure (II-1) onduleur de tension

L'onduleur triphasé à deux niveaux est l'association de trois bras, chacun d'eux comporte deux interrupteurs complémentaires, chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération.

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs T_1 et T'_1 , T_2 et T'_2 , T_3 et T'_3 doivent être contrôlés d'une manière complémentaire.

L'alimentation par onduleur de tension peut être commandée soit :

- Des créneaux de 180° .
- Des créneaux de 120° .
- Des créneaux de 150° .
- Les procédés de modulation de largeur d'impulsion.

La figure (II-1) donne la structure d'un pont triphasé à deux niveaux

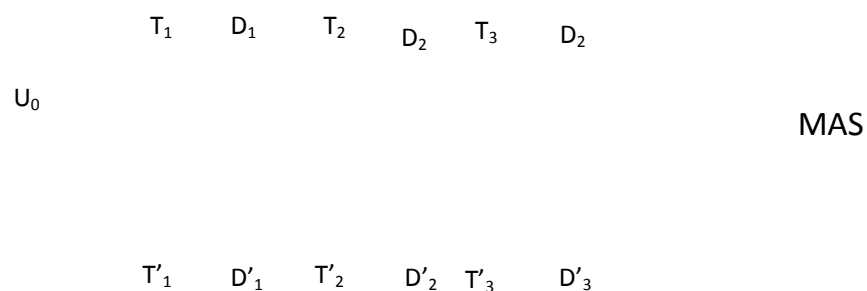


Figure (II-2) Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux

II-3 - Modélisation mathématique de l'onduleur triphasé [9]

L'onduleur de tension assure à la machine un système de tension triphasée réglable en fréquence et en amplitude grâce à des lois de commande appropriées des semi-conducteurs.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue d'amplitude U_0 , à partir d'un pont redresseur associé à un filtre.

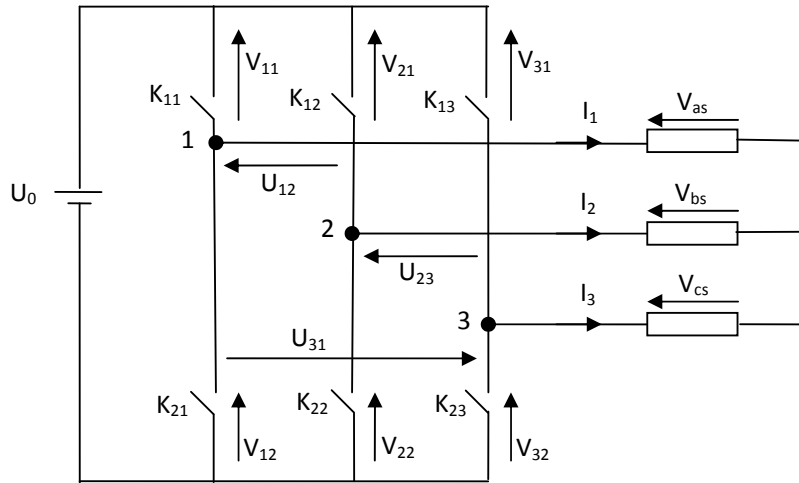


Figure (II-3) Schéma équivalent de l'onduleur de tension

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}, i \in \{1, 2\}$) supposé idéalisé, introduit une fonction de connexion f_{ci} ; le courant i_{ci} qui le traverse et la tension V_{ci} à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$\begin{cases} i_{ci} = f_{ci} \cdot i_c \\ V_{ci} = (1 - f_{ci}) V_c \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

$$f_{ci} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée continue, à un instant donné, un seul de ces deux interrupteur est fermé de sorte qu'il résulte une liaison rigide entre leurs fonction de connexion soit : $f_{c1} + f_{c2} = 1$.

D'après la figure (II-3), qui nous donne la tension aux bornes de chaque interrupteur, on déduit facilement les expressions des tensions composées :

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

En faisant introduire les fonctions de connexion les relations relatives à chacun d'entre eux, on aura :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Admettant maintenant que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

$$\text{Posant : } f_{11} = S_a$$

$$f_{21} = S_b$$

$$f_{31} = S_c$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

II-4- Association machine asynchrone-onduleur de tension [5]

Le vecteur de tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs est contrôlé par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$ telles que :

$S_j = 1$: Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas ferme.

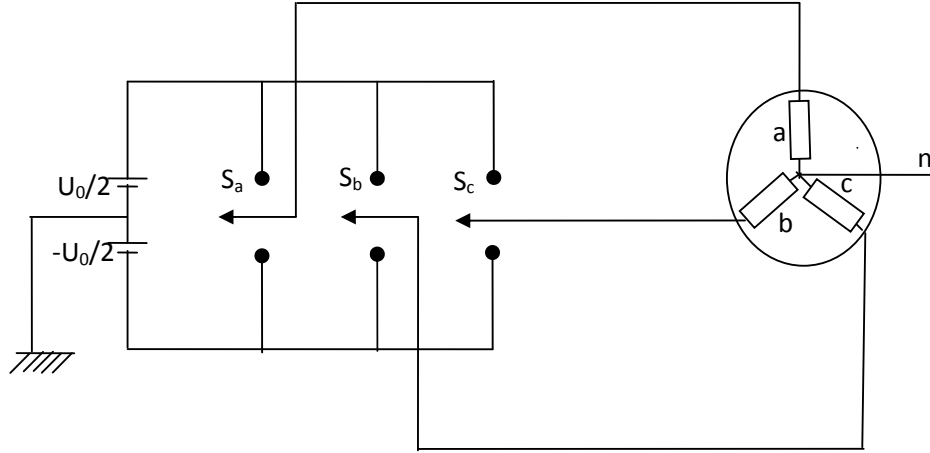


Figure (II-4) Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge

En utilisant la forme vectorielle des tensions et dans le cas des vecteurs tournants on aura :

$$\underline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = K_T (V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn})$$

Avec : $a = e^{j2\pi/3}$

$[V_{an}V_{bn}V_{cn}]^T$ est le vecteur de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs.

Pour avoir une transformation qui conserve la puissance on prend $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$

$$\underline{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn})$$

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

$$\underline{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + aS_b + a^2S_c)$$

Avec : $1 + a + a^2 = 0$

$$\begin{cases} \underline{V_s} = V_s e^{j\theta_r} = U_0 \sqrt{\frac{2}{3}} e^{j(K-2)\pi/3} & \text{pour } K = 2,3,4,5,6,7 \\ \underline{V_s} = 0 & \text{pour } K = 1, 8 \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Les combinaisons des trois grandeurs ($S_a S_b S_c$), permettent de générer huit positions ($2^3 = 8$) de vecteur $\underline{V_s}$ dont deux correspondent au vecteur nul : ($S_a S_b S_c$) = (000) ou (111) comme le montre le tableau suivant :

K	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_s
1	0	0	0	0	0	0	V_1
2	1	0	0	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/3$	V_2
3	1	1	0	$U_0/3$	$U_0/3$	$-2U_0/3$	V_3
4	0	1	0	$-U_0/3$	$2U_0/3$	$-U_0/3$	V_4
5	0	1	1	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/3$	V_5
6	0	0	1	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	V_6
7	1	0	1	$U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	V_7
8	1	1	1	0	0	0	V_8

Tableau (II-1) état des interrupteurs et vecteur de tension correspondant

La figure (II-5) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs tension non nul qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé.

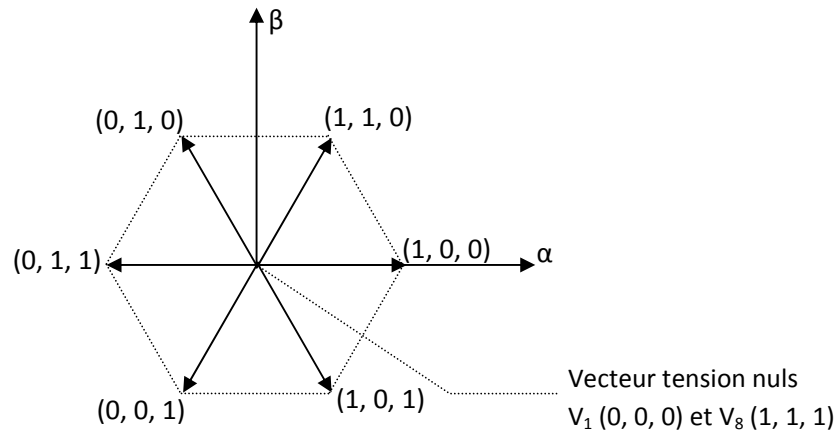


Figure (II-5) Représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls

II-5- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait la modélisation d'un onduleur de tension à deux niveaux qui représentent le système d'alimentation adéquat pour le contrôle direct du couple et d'une machine asynchrone.

Pour cela nous avons négligé les phénomènes dus à la commutation ainsi que les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les principes généraux du contrôle direct du couple suivis par une étude en simulation de la commande.

Chapitre III

contrôle direct du couple de la MAS

III-1- Introduction [8]

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Les stratégies de commande de la DTC appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été conçues pour un onduleur à deux niveaux.

Ce chapitre fait l'objet d'une étude des principes de fonctionnement de la structure DTC d'une machine asynchrone, pour cela nous allons faire un rappel sur la modélisation vectorielle de la machine asynchrone suivi de la description de la structure générale du control direct du couple et à la fin une simulation de l'ensemble structure DTC-machine asynchrone.

III-2- Principe général

La commande directe du couple (DTC, direct torque control) 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 de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

III-2-1- Caractéristiques principales de la DTC [13]

Par nature les commandes directes de couple présentent les caractéristiques suivantes :

- ❖ Cette technique possède d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple/vitesse, sans nécessité de capteur mécanique.
- ❖ L'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator.
- ❖ Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple (à cause du référentiel de travail) .
- ❖ Elles correspondent souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.
- ❖ La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques ; elles ne nécessitent généralement pas de transformation des coordonnées (Park) dans des axes tournants.

III-2-2- Inconvénients [6]

La commande DTC présente beaucoup d'inconvénients comme :

- La fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser.
- L'absence de maîtrise totale du contenu harmonique réinjecté Côté réseau.
- La difficulté à maîtriser les pertes.
- La possibilité de provoquer des résonances mécaniques.

III-3- Modélisation vectorielle de la machine et de l'onduleur de tension

Le contrôle dynamique du couple de la machine asynchrone peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine asynchrone.

Dans un référentiel lié au stator, on peut écrire :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{III-1})$$

$$0 = R_r \underline{I}_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - j\omega \varphi_r \quad (\text{III-2})$$

Dans le chapitre précédent nous avons montré qu'un onduleur de tension classique à deux niveaux permet d'atteindre 8 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur ; dont deux séquences correspondent aux vecteur nul.

Le vecteur tension \underline{V}_s peut donc s'écrire sous la forme :

$$\underline{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a + S_b e^{\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{III-3})$$

III-4- Principes de contrôle dynamique du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone [7]

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part du fait que c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce que il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique. Ainsi, en réglant le flux stator, on règle indirectement le flux rotor. Comme dans les autres méthodes de contrôle qui utilisent une régulation directe de flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale, pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence de flux qui décroît selon une proportion inverse de la vitesse, ce qui correspond à un défluxage à puissance maximale constante.

III-4-1-Principe du contrôle du vecteur flux statorique

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

$$\underline{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\underline{V}_s - R_s \underline{I}_s) dt \quad (\text{III-4})$$

On sait que pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué reste constant, les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes. Ainsi on peut écrire :

$$\underline{\varphi}_s(t) = \underline{\varphi}_{s0} + \underline{V}_s T_e - R_s \int_0^{T_e} \underline{I}_s dt \quad (\text{III-5})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $R_s \underline{I}_s$ est négligeable devant la tension \underline{V}_s . On obtient :

$$\Delta \underline{\varphi}_s = \underline{V}_s T_e \quad (\text{III-6})$$

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta \underline{\varphi}_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué au moteur. Lorsqu'on applique un vecteur tension constant quelconque \underline{V}_s , l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension, ceci avec une vitesse (en Wb/s) égale à l'amplitude de ce dernier vecteur.

La figure (III-1) décrit ce principe lorsqu'on sélectionne le vecteur $\underline{V}_s = \underline{V}_4$.

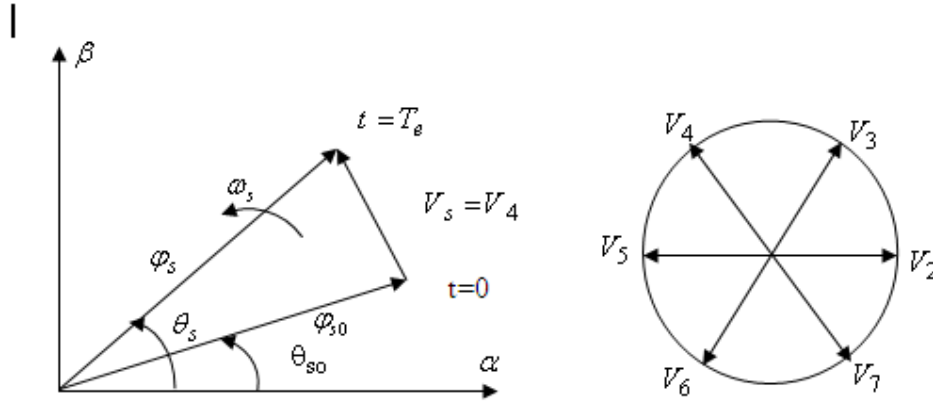


Figure (III-1) Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\underline{\varphi}_s$ pour $R_s \underline{I}_s$ négligeable

En choisissant une séquence correcte de vecteur \underline{V}_s , sur des intervalles de temps successifs de durée (T_e) on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur ($\underline{\varphi}_s$) la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module de flux φ_s pratiquement constant. Pour cela il suffit de faire suivre à l'extrémité de $\underline{\varphi}_s$ une trajectoire presque circulaire si la période d'échantillonnage (T_e) est très faible devant la période de rotation du flux statorique (T_s).

Lorsque le vecteur V_s est non nul, la direction de déplacement de l'extrémité du flux φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\varphi_s}{dt}$, correspondant à la force électromotrice E_s .

En supposant le terme $R_s I_s$ comme négligeable, on montre que le vecteur $\frac{d\varphi_s}{dt}$ est pratiquement égal au vecteur tension V_s .

Le flux statorique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s , à une vitesse constante égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_o$. Pour un vecteur tension nul, le vecteur flux statorique s'arrête.

La figure (III-2) montre les trois directions possibles de ce vecteur flux (φ_s).

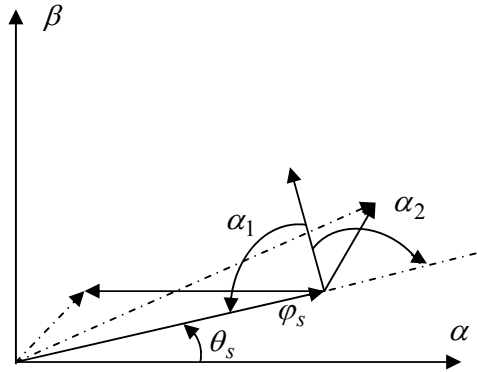


Figure (III-2) Directions de déplacement de l'extrémité du vecteur flux φ_s

Les considérations précédentes permettent de définir des réglages de comportement du flux. En effet, du point de vue strict de son réglage, la manière la plus efficace de l'augmenter (respectivement, diminuer) est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à φ_s et de même sens (respectivement, de sens opposé). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve son amplitude constante mais fait brutalement évoluer sa phase.

Pour $\frac{d\varphi_s}{dt}$ donné, le déplacement angulaire de l'extrémité du vecteur flux statorique est maximal, si $\frac{d\varphi_s}{dt}$ est perpendiculaire à la direction du vecteur φ_s . Par contre, dans le cas où la force électromotrice est décalée d'un angle α_1 en avant ou α_2 en arrière par rapport à la perpendiculaire de φ_s , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux φ_s . Elle est nulle si l'on applique un vecteur nul.

III-4-2- Les composantes du vecteur tension

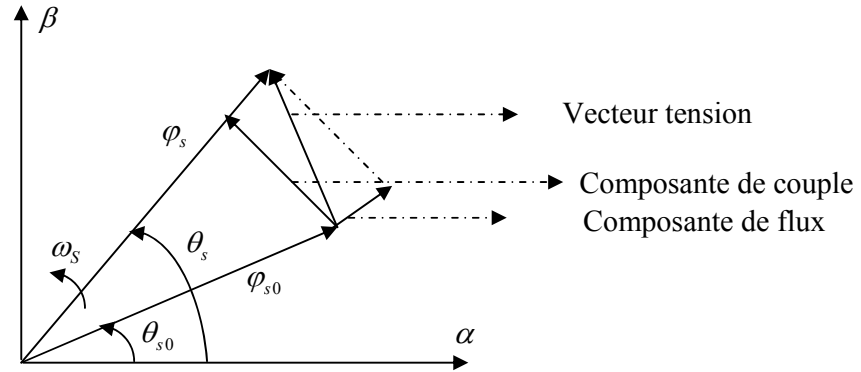


Figure (III-3) Composantes du vecteur de tension

La figure (III-3) montre que le vecteur tension se compose de deux composantes, la composante radiale qui représente le flux et la composante tangentielle qui représente la composante de couple.

La composante de flux a pour effet de changer l'amplitude du vecteur flux et la composante de couple change la position du vecteur flux.

Pour avoir un meilleur contrôle, la composante de flux du vecteur tension appliqué doit être minimale et celle de couple doit être maximale ; ces composantes sont directement proportionnelles au vecteur V_s et peuvent être contrôlées par sélection adéquate de la séquence de commutation du convertisseur.

III-4-3- Principe du contrôle du couple électromagnétique

Afin d'étudier le principe du contrôle direct du couple, on procède à quelques hypothèses, on suppose qu'en régime établi, à une vitesse de rotation $\Omega_o = \frac{\omega_o}{p}$ donnée, le vecteur flux φ_s tourne avec une amplitude constante φ_{so} à une vitesse de rotation moyenne, et on suppose aussi que le vecteur flux rotorique φ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne que le vecteur flux φ_s .

Pour un instant t_0 donné, on suppose :

$$\begin{cases} \underline{\varphi_{so}} = \varphi_{so} \exp^{j\theta_{s0}} \\ \underline{\varphi_{ro}} = \varphi_{ro} \exp^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

$$\text{On a alors : } \left(\frac{d\varphi_r}{dt} \right)_{t_0} = j\omega_{so} \underline{\varphi_{ro}} \quad (\text{III-8})$$

En reportant (III-7) dans l'expression de la tension coté rotor on obtient :

$$\underline{\varphi}_{ro} = \frac{M}{L_s} \frac{\varphi_{s0} \exp^{-j\gamma_0}}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \quad (\text{III-9})$$

$$\text{Avec : } \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} = \arctg(\omega_{r0} \sigma T_r) \quad (\text{III-10})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

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

Et :

$$\begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\omega_{r0} \sigma T_r}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

A partir de l'expression générale du couple électromagnétique et des relations liant les flux et les courants on peut établir l'équation suivante en fonction du flux rotorique et statorique :

$$\Gamma_{elm} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} I_m(\varphi_s \varphi_r^*) \quad (\text{III-12})$$

Par conséquent, en reprenant les conditions exposées précédemment à l'instant t_o , le couple électromagnétique de l'expression (III-12) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Gamma_o = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (\text{III-13})$$

A l'instant t_o et en appliquant un vecteur V_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de φ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_s$ à la vitesse de rotation de φ_s pendant un temps T_e .

On aura :

$$\begin{cases} \underline{\varphi}_s = \varphi_{s0} \exp^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \underline{\varphi}_r = (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) \exp^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)(t - t_o) = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)T_e \quad (\text{III-15})$$

On montre que lorsque $T_e \ll \sigma T_r$, la relation suivante est vérifiée

$$\Delta\gamma = \Delta\omega_s T_e \quad (\text{III-16})$$

La figure (III-4) montre l'évolution des flux statorique et rotorique après un échelon de pulsation $\Delta\omega_s$.

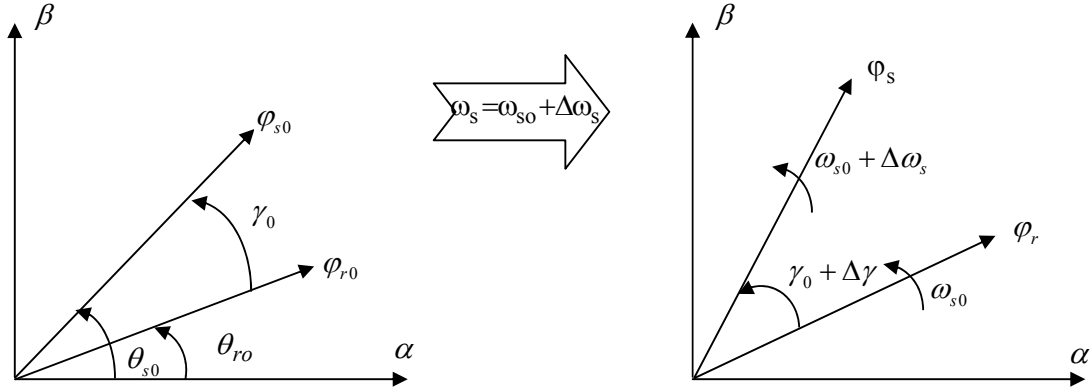


Figure (III-4) Evolution des flux φ_s et φ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_s$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma_{elm} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (III-17)$$

En utilisant la propriété suivante dans le cas des petits signaux :

$$\begin{aligned} \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) &\approx \cos\gamma_0 - \sin\gamma_0 \Delta\gamma \\ \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) &= \sin\gamma_0 + \cos\gamma_0 \Delta\gamma \end{aligned} \quad (III-18)$$

L'équation (III-5) devient :

$$\Gamma_{elm} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin\gamma_0 + P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\gamma_0 \Delta\gamma \quad (III-19)$$

$$\text{d'où : } \Gamma_{elm} = \Gamma_o + \Delta\Gamma \quad (III-20)$$

$$\text{avec : } \Delta\Gamma = \left[P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\gamma_0 \right] \Delta\gamma \quad (III-21)$$

L'équation (III-21) nous montre que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du flux statorique φ_s .

Pour de hautes performances dynamiques, il est nécessaire de varier γ plus rapidement. On a vu que $(\Delta\omega_s)$ est maximal, si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximal : on l'appelle la composante du couple.

Lorsqu'on applique un vecteur tension nul, le flux statorique s'arrête et on a :

$$\Delta\gamma = -\omega_{s0} T_e \quad (III-22)$$

$$\Delta\Gamma = - \left[P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\gamma_0 \right] \omega_{s0} T_e \quad (III-23)$$

Donc le couple décroît et la pente dépend de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. Les variations du couple peuvent donc être dans ces conditions contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux (φ_s).

Si la condition ($\Delta\omega_s > 0$) est représentée, le couple électromagnétique croît comme le montre la figure suivante :

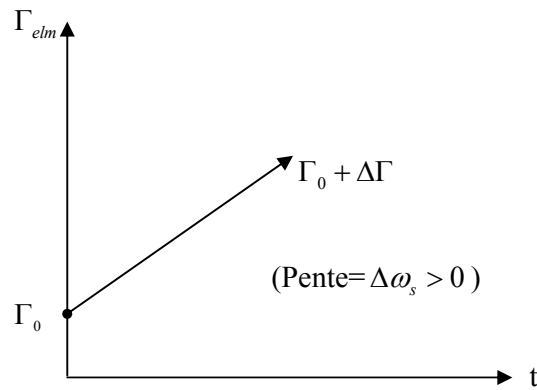


Figure (III-5-a) Progression du couple électromagnétique pour $\Delta\omega_s > 0$

Si la condition ($\Delta\omega_s < 0$) est représentée alors le couple décroît et une décélération du vecteur flux (φ_s) comme le montre la figure suivant

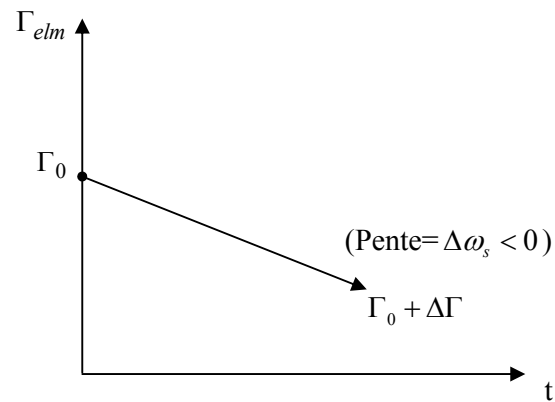


Figure (III-5-b) Progression du couple électromagnétique pour $\Delta\omega_s < 0$

III-4-4- Limite de contrôle de couple

Pour augmenter le couple, le vecteur tension doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation.

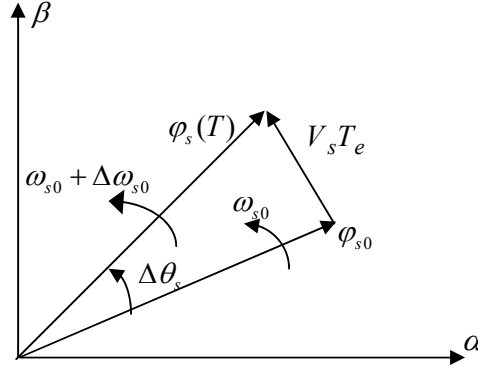


Figure (III-6) Evolution du vecteur flux pour créer une pulsation statorique maximale

La pulsation statorique est maximale lorsque :

$$\operatorname{tg}(\Delta\theta_s) = \frac{V_s T_e}{\varphi_{s0}} \quad (\text{III-24})$$

Pendant une période d'échantillonnage assez petite, on fait l'approximation sur la tangente

$$\Delta\theta_s \approx \frac{V_s T_e}{\varphi_{s0}} \quad (\text{III-25})$$

Par conséquent, pour un $(\Delta\omega_s)$ positif, il faut que le déplacement du flux statorique $(\Delta\theta_s)$, soit plus grand que celui du flux rotorique $(\omega_{s0} T_e)$

$$\omega_{s0} < \frac{V_s}{\varphi_{s0}}$$

Par ailleurs, si on fixe l'amplitude du flux statorique et on augmente trop sa vitesse de rotation, le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne.

Le même vecteur tension peut provoquer une rotation du flux statorique plus importante si l'amplitude du flux est moins grande (figure III-7)

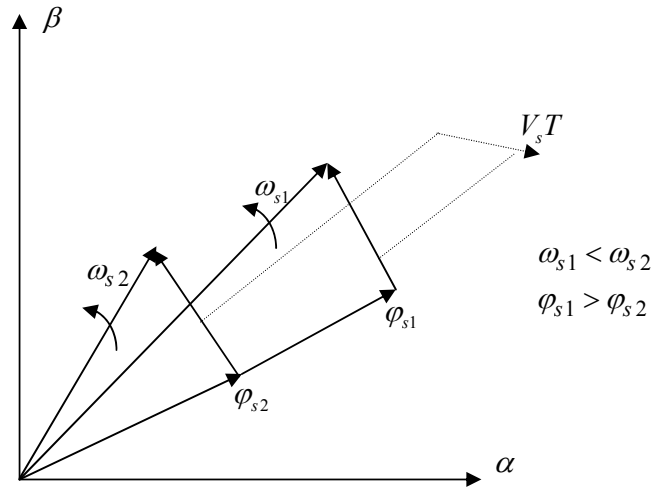


Figure (III-7) Effet du défluxage sur la pulsation statorique

III-5- Description de la structure du système du contrôle direct du couple [5]

III-5-1- Sélection du vecteur tension V_s

Afin d'avoir une amplitude du flux statorique fixe, l'extrémité du vecteur flux φ_s doit suivre une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. En sélectionnant un vecteur $V_s(S_a, S_b, S_c)$ approprié, l'extrémité du flux φ_s peut être contrôlée et maintenue dans une couronne circulaire. Le choix de V_s dépend alors 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.

On délimite l'espace d'évolution du vecteur (φ_s) dans le référentiel fixe par rapport au stator, en le décomposant en six zones i ($i=1,2,\dots,6$) symétrique par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls.

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes φ_{ds} et φ_{qs} .

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Donc le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs non nuls; (V_{i+1}), (V_{i-1}), (V_{i+2}), (V_{i-2}) ou l'un de deux vecteurs nuls.

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III-8)

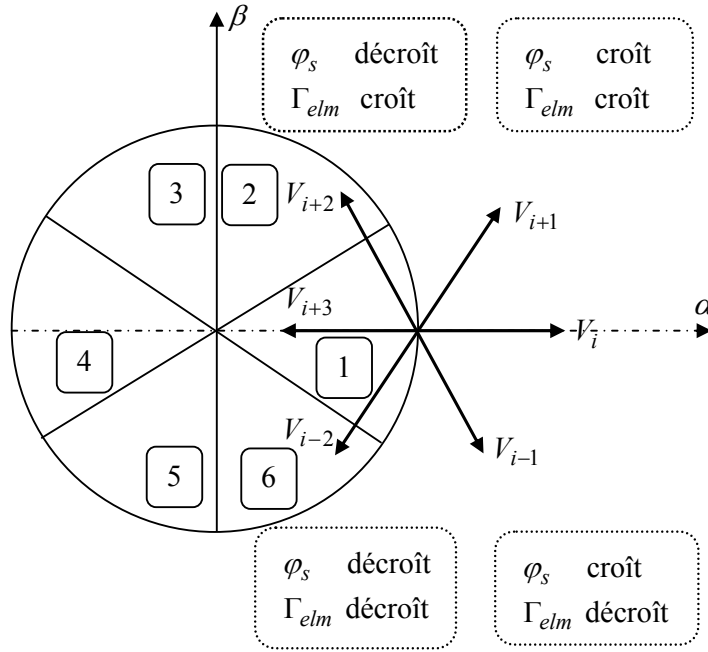


Figure (III-8) Sélection du vecteur tension selon la zone $N=i$

L'examen de la figure (III-8) appelle les remarques suivantes :

- ◆ 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.

On note que si l'un des deux vecteurs nuls est sélectionné, le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur tension appliqué dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

En effet, en début de zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaire aux vecteurs flux par conséquence leurs composantes de flux sont négligeable, donc le changement de 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 respectivement de 150° et 30° . Donc leurs composantes de flux sont très importantes et leurs composantes de couple sont très petites.

Les figures suivantes montrent les différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de zone.

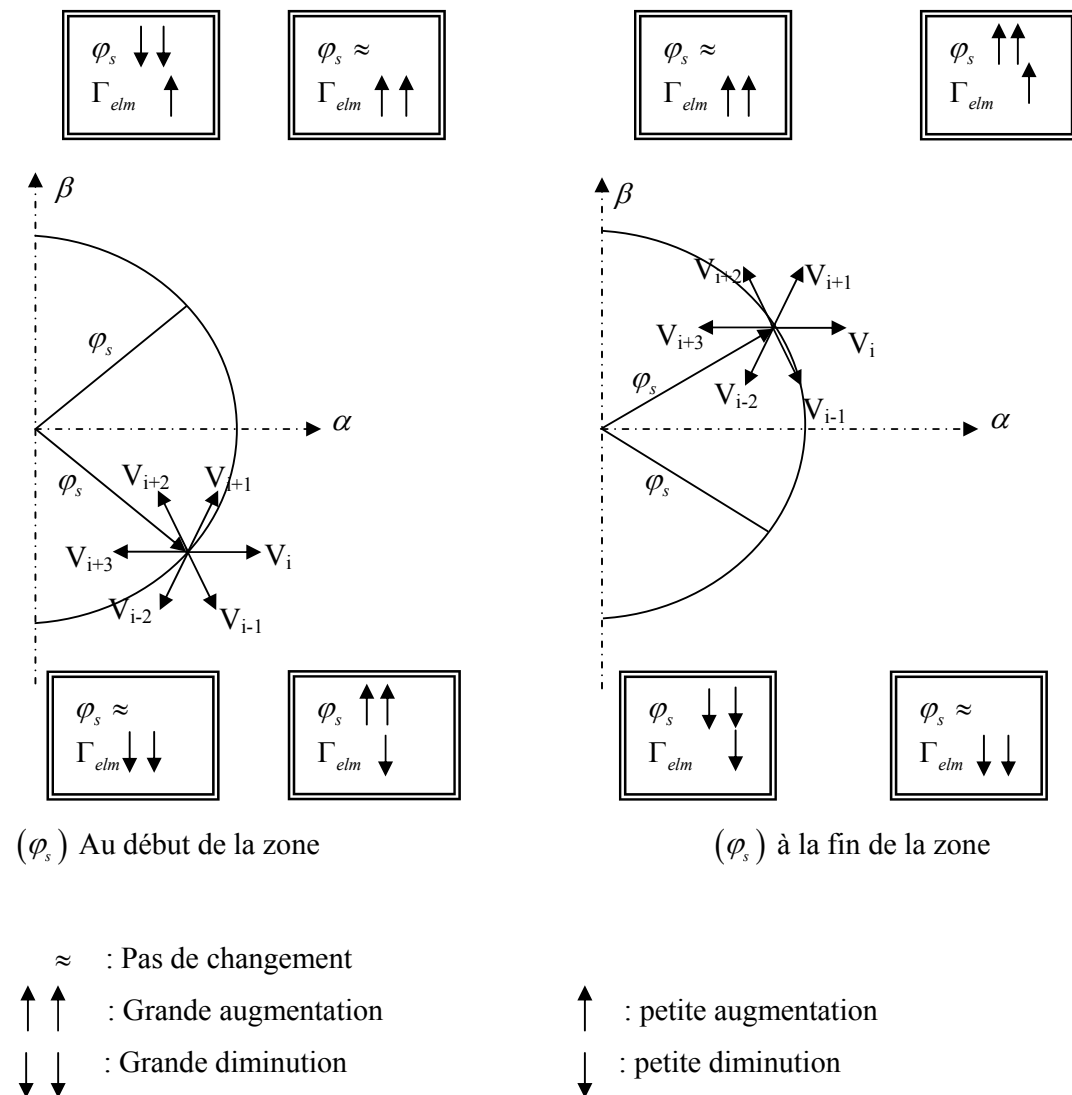


Figure (III-9) Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

III-5-2- Estimation du vecteur flux statorique

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l'expression (III-4), on établira la décomposition du vecteur flux φ_s , suivant les axes (α, β) , soit :

$$\varphi_s = \varphi_{\alpha s} + j\varphi_{\beta s} \quad (\text{III-26})$$

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s} = \int_0^t (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{\beta s} = \int_0^t (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

On obtient $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$, les deux composantes de V_s , à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_o , et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , et au moyen de la transformation de Concordia, on obtient :

$$V_s = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} \quad (\text{III-28})$$

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_o (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

Les courants $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des courants mesurés I_{as}, I_{bs} et I_{cs} , soit :

$$I_s = I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \quad (\text{III-30})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{as} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{bs} - I_{cs}) \right] \end{cases} \quad (\text{III-31})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \quad (\text{III-32})$$

III-5-3- Elaboration du contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (III-10-a). La sortie du contrôleur de flux, donnée par la grandeur booléenne $cflx$, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme le montre la figure (III-10-b). 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 $|\varphi_{ref} - \varphi_s| < \Delta\varphi$, avec φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\varphi$ l'écart d'hystérésis de contrôle.

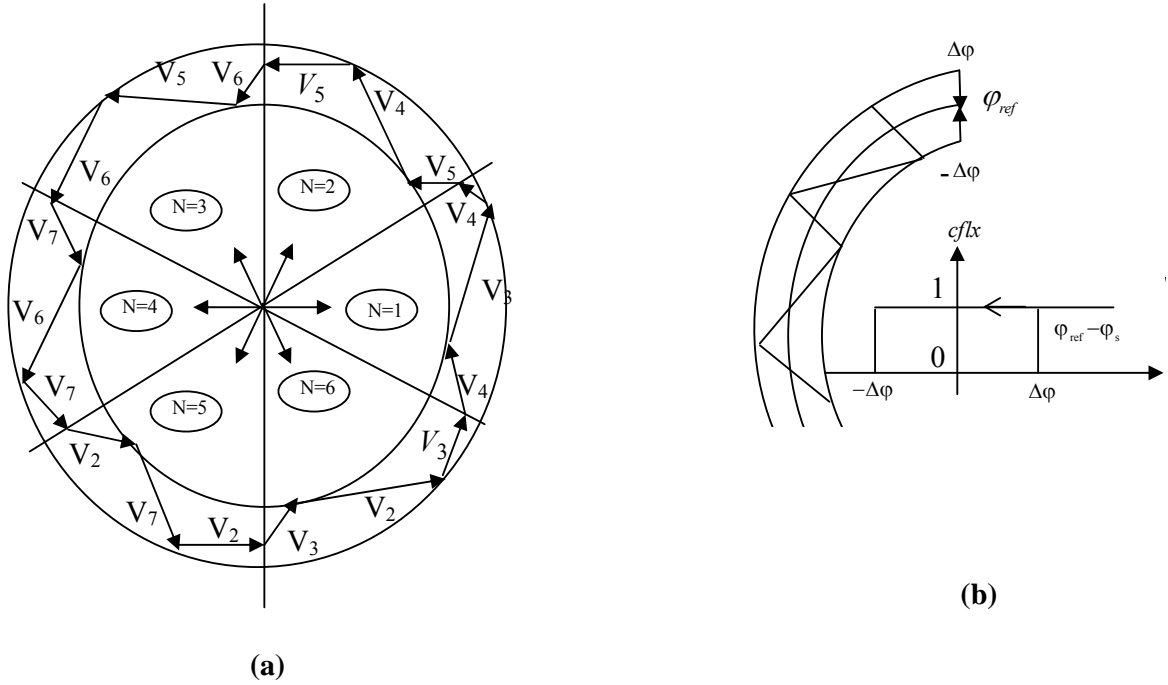


Figure (III-10) (a) : Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude φ_s

(b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III-5-4- Estimation du couple électromagnétique

A partir de l'expression du couple électromagnétique (I-22), élaborée au chapitre précédent, on peut estimer le couple Γ_{elm} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux $(\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s})$ et courants $(I_{\alpha s}, I_{\beta s})$.

$$\Gamma_{elm} = P[\varphi_{\alpha s} I_{\beta s} - \varphi_{\beta s} I_{\alpha s}] \quad (III-33)$$

III-5-5- Elaboration du contrôleur de couple

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 comparateur à hystérésis à 3 niveaux.
- ◆ Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux.

III-5-6- Choix du contrôleur de couple

On s'intéressera au deuxième comparateur à hystérésis car l'utilisation de la structure de commande, pour des applications de type traction, permet de choisir un comparateur à hystérésis à deux niveaux, pour le correcteur de couple. En effet, dans ce cas, seul deux quadrants sont utilisés à la fois. La grande simplicité de l'implantation de cet outil de contrôle est également un élément important dans le choix de ce comparateur. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations.

III-5-7- Le comparateur à deux niveaux

Ce correcteur diffère du correcteur à trois niveaux 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 φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement opérée par l'application de vecteurs nuls.

Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux φ_s . Ainsi pour aller en «marche arrière» on s'impose un croisement des phases du moteur.

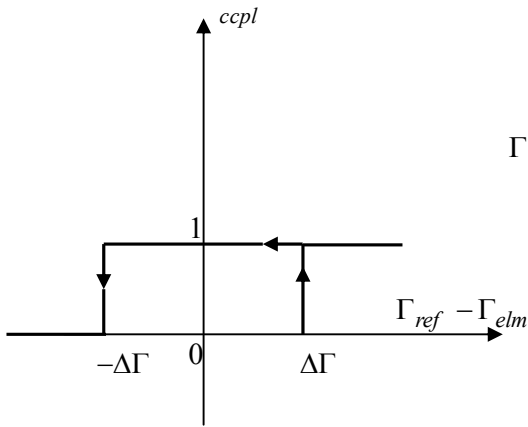


Figure (III-11) Fonction de sortie du correcteur du couple à hystérésis à deux niveaux

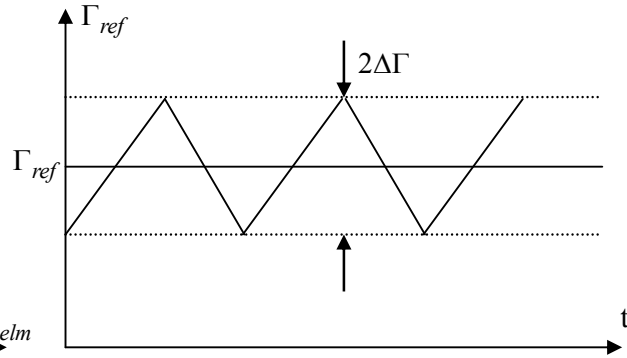


Figure (III-12) Evolution idéale du couple en utilisant le correcteur à deux niveaux

III-5-8 - Optimisation du contrôle du couple par la sélection du vecteur tension

Les variations du couple dépendent de la vitesse de rotation du flux statorique. Plus le déplacement de ce vecteur flux est important plus l'évolution du couple est rapide.

La figure (III-13) montre que (lorsque le vecteur flux statorique φ_s se trouve dans la zone 2) pour augmenter le couple électromagnétique deux possibilités peuvent être envisagées, mais seul le vecteur V_4 répond aux exigences dynamiques sur le couple (une croissance plus rapide). De même une diminution de l'amplitude du couple entraîne la sélection du vecteur V_5 .

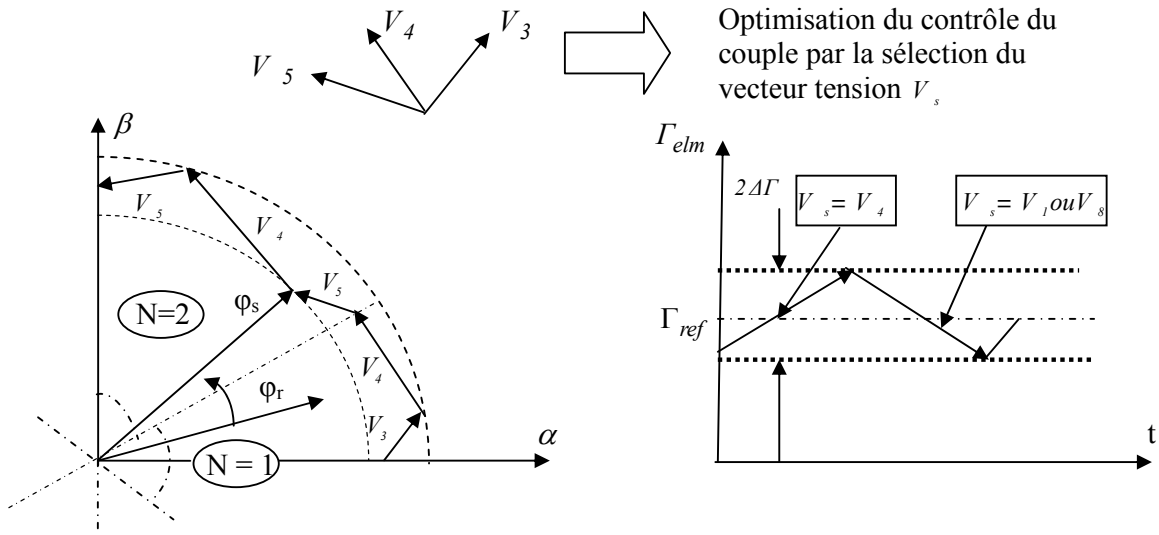


Figure (III-13) Optimisation du vecteur tension V_s dans le contrôle du couple

III-5-9- Elaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs $cflx$ et $ccpl$ et des zones N de position de φ_s , comme le montre la figure (II-14).

On retrouve bien avec la table de vérité, la formation de sélection des vecteurs tensions $V_{1+1}, V_{1-1}, V_{1+2}, V_{1-2}$, correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

N				1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_2
			0	V_4	V_5	V_6	V_7	V_2	V_3
ccpl	0	cflx	1	V_1	V_8	V_1	V_8	V_1	V_8
			0	V_8	V_1	V_8	V_1	V_8	V_1

Figure (III.14) Table de vérité de la structure de contrôle.

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls V_1 ou V_8 , la rotation du flux φ_s est arrêtée et entraîne une décroissance du couple Γ_{elm} . On choisit alternativement V_1 ou V_8 de manière à minimiser le nombre de commutations sur l'onduleur.

III-6- Structure générale du contrôle direct du couple

La structure complète de la commande pour un sens de rotation donné de φ_s , est représentée sur la figure (II-15). La table de vérité est représentée dans le cas d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux, pour la correction du couple. De plus, lors d'implantation expérimentale de la commande, il convient d'effectuer un filtrage sur les grandeurs statoriques mesurées ; ceci de manière à limiter les bruits sur le signal de flux calculé. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

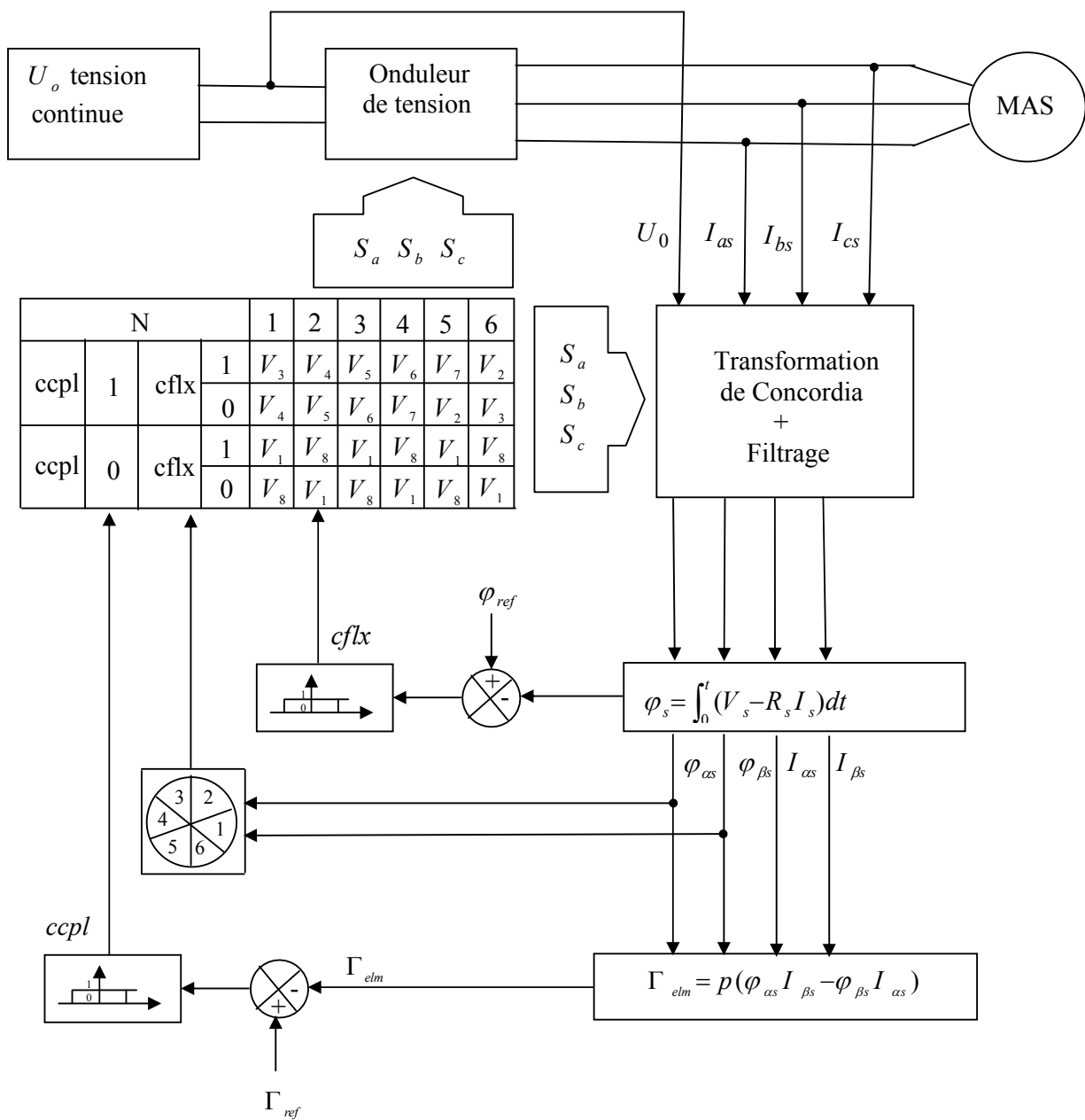


Figure (III-15) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III-7-Mise en place d'un programme de simulation de la commande

Pour compléter l'étude théorique présentée dans ce chapitre, un programme de simulation sous MATLAB a été mis en place. Cette approche nous permet d'étudier le fonctionnement de la commande ainsi que le comportement dynamique de la machine asynchrone.

Dans cet objectif, on a fait des simulations numériques pour une période d'échantillonnage $T_e = 100 \mu s$.

Les caractéristiques de la commande sont comme suit :

- la consigne de flux est de (0.9Wb) et la consigne du couple vaut (10 N.m).
- l'écart d'hystérésis de flux et de couple sont respectivement de (0.01 Wb) et (0.1 N.m).

III-8- présentation et interprétation des résultats

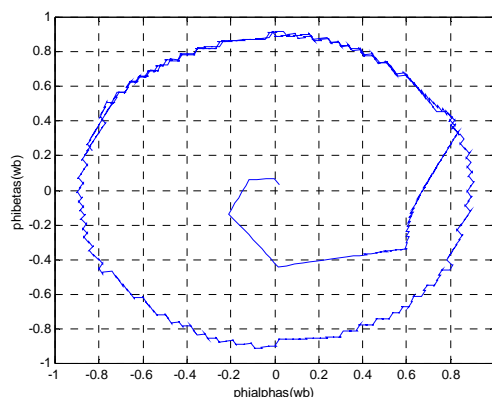


Figure (III-16) Trajectoire de l'extrémité de vecteur flux statorique

On voit sur la figure (III-16) que l'évolution de l'extrémité du vecteur flux suit une trajectoire quasi-circulaire et suit sa valeur de référence de (0,9wb) avec l'écart d'hystérésis appliqué par le correcteur de flux, ce qui confirme que son amplitude est maintenue presque constante et cela correspond au fonctionnement en mode DTC.

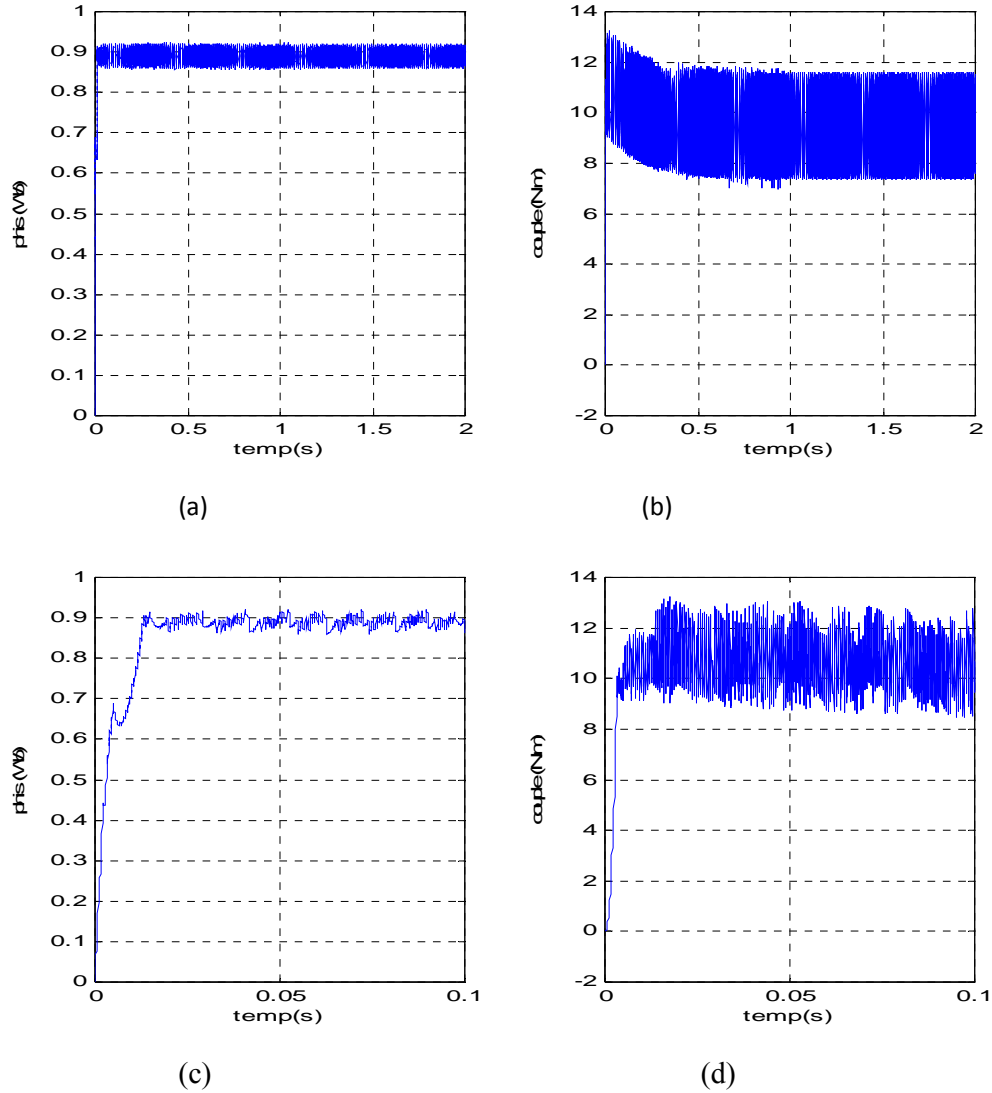


Figure (III-17) Evolution du module du flux statorique et du couple électromagnétique

On remarque que le flux progresse en ondulant dans les figures (III-17-a) et (III-17-c). En effet après une décroissance rapide au début de zone, le module de flux statorique reprend sa croissance mais cette fois ci plus lente, ce phénomène d'oscillation du flux lors de son établissement est du à l'influence du terme résistif (III-1). Ces ondulations du flux durant son établissement sont responsables du retard à sa progression ce qui va se traduire par un temps de réponse plus lent.

Les figures (III-17-b) et (III-17-d) montrent la dynamique du couple électromagnétique, ainsi après un régime transitoire le couple suit précisément sa référence avec l'écart de la

bande d'hystérèse imposé par le correcteur du couple. La figure (III-17-b) nous montre une présence du dépassement ce qui va se traduire par une dynamique plus lente.

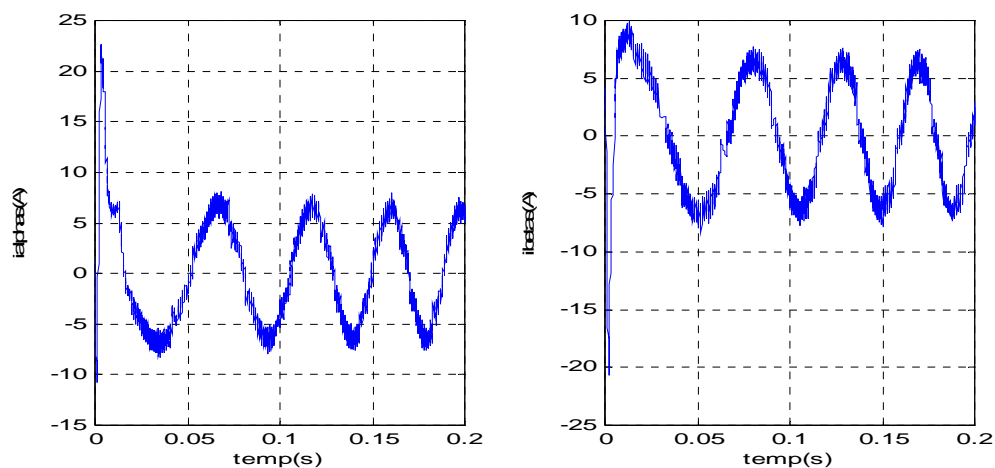


Figure (III-18) Allure des deux composantes du courant statorique

On voit sur les deux figures (III-18) que les courants d'axe direct et en quadrature s'établissent rapidement pendant la phase transitoire avec un dépassement qui reste dans les limites de fonctionnement du système, la forme des deux courants est proche d'une sinusoïde.

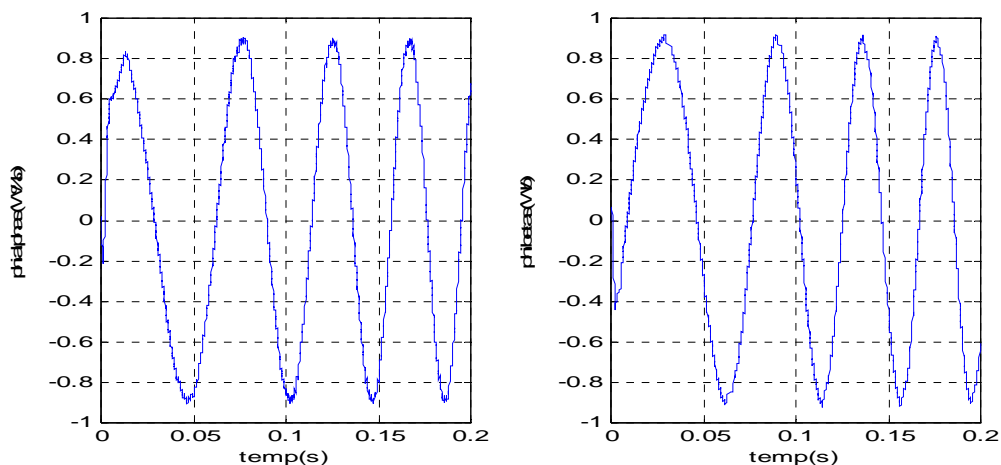
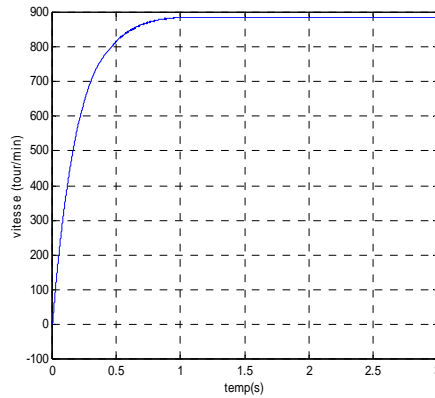
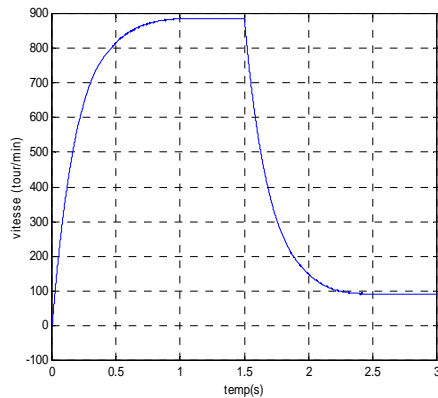


Figure (III-19) Evolution des deux composantes du flux

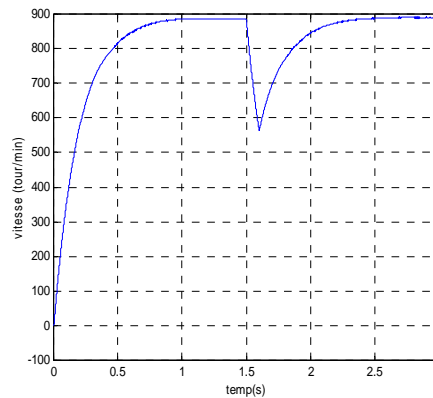
On remarque que les variations en fonction du temps des deux composantes de flux statorique (direct et en quadrature) ont une allure sinusoïdale et ce après un régime transitoire magnétique d'environ (2 ms).



(a)



(c)



(b)

Figure (III-20) Evolution de la vitesse de rotation en fonction de temps

Sur les figures (III-20-a), (III-20-b) et (III-20-c) sont représentées les allures de la vitesse de rotation de la machine en fonction de temps, pour des valeurs de couple résistant différentes. La première figure (III-20-a) est pour un couple résistant nul la vitesse évolue pendant le régime transitoire et se stabilise au bout d'une seconde à une valeur de 886tour /min. Pour la figure (III-20-b) en appliquant un couple résistant de 10N.m entre 1.5s et 1.6s on voit sur la figure une diminution de la vitesse pendant cette période d'application de ce couple, après la vitesse augmente et atteint (886 tour/min) pendant le régime permanent. Dans la figure (III-20-c) en appliquant un couple résistant de 10Nm à partir de $t=1.5s$ jusqu'à la fin de simulation la vitesse diminue et atteint une valeur de 91 tour /min

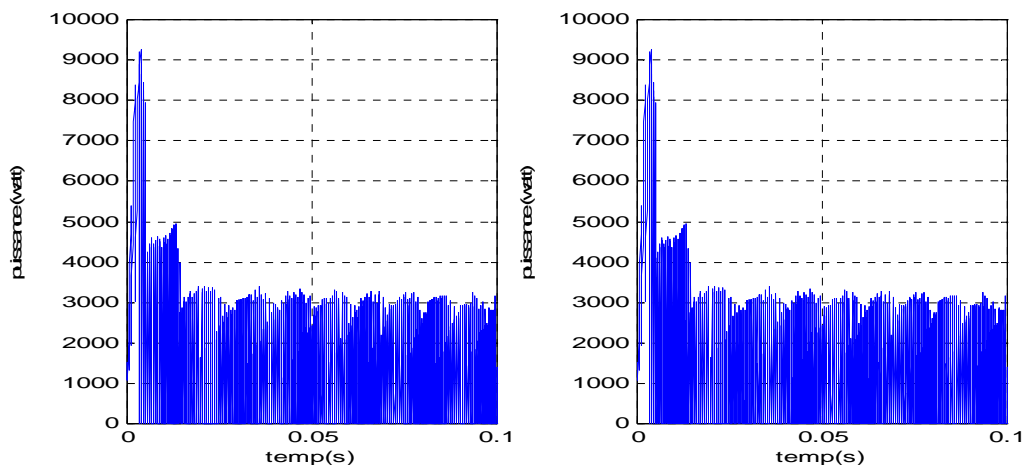


Figure (III-21) Evolution de la puissance instantanée dans le plan réel et dans le plan de Park

La figure (III-21) montre l'évolution de la puissance instantanée dans le plan réel et le plan de Park. Les deux formes de puissance dans le plan réel et dans le plan de Park sont identiques et ceci confirme la conservation de puissance instantanée inhérente à la transformation adoptée.

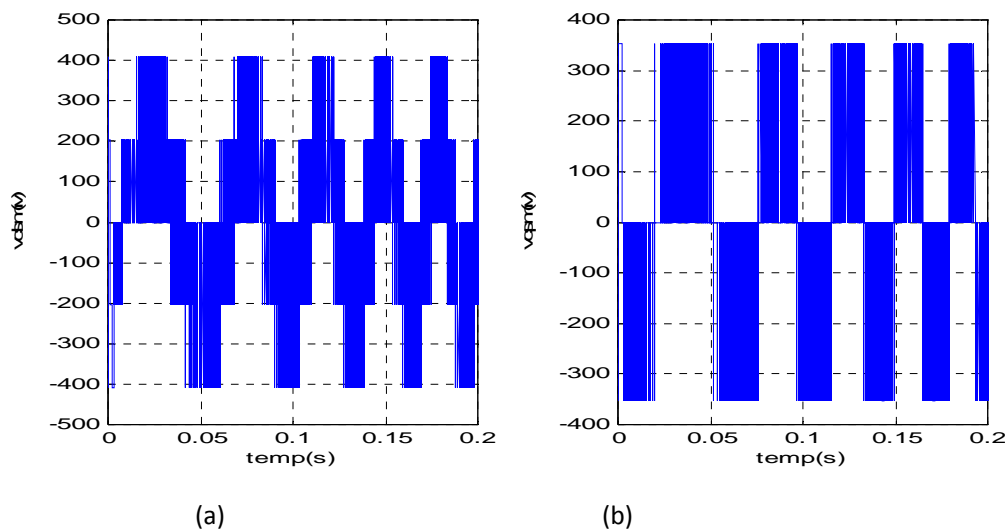


Figure (III-22) Evolution des deux composantes de tension à la sortie de l'onduleur

L'examen des deux figures (III-22-a) et (III-22- b) révèle l'existence de plus de deux niveaux de tension sur les deux formes d'ondes alors que nous avons utilisé un onduleur à deux niveaux. Cela s'explique par la simple raison que les deux formes d'onde sont relatives aux deux composantes de la tension dans le repère de Park dont la transformation qui conserve la puissance et non pas l'amplitude .

III-9-Conclusion

A travers l'étude et les résultats de simulations obtenus, nous pouvons dire que le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone permet d'obtenir de hautes performances dynamiques avec une structure simple.

Nous avons vu que l'estimation du flux et du couple est faite à partir des mesures des courants et des tensions statorique de la machine.

La structure DTC ne nécessite ni un capteur mécanique pour connaître la position ou la vitesse du rotor, ni les régulateur de tension ou de courant ce qui rend cette structure de commande simple, fiable et moins coûteuse.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude d'un régulateur de vitesse en utilisant le correcteur PI, et en effectuant deux simulations, l'une à gain fixe et l'autre à gain variable.

Chapitre IV

synthèse du système de régulation de vitesse

IV-1- Introduction [11]

Dans l'industrie, les régulateurs ne cessent de gagner du terrain, ils furent inventés en 1945 par l'inventeur et ingénieur mécanicien américain Ralph Teetor, le premier régulateur de vitesse a été installé dans la Chrysler Imperial en 1958. En effet, ces derniers ont apporté beaucoup de performances aux systèmes asservis.

Le problème de synthèse d'un système régulé consiste à concevoir, pour un procédé donné, un correcteur tel que le système régulé résultant ait des performances spécifiées à l'avance c.à.d. on doit calculer et réaliser le correcteur pour satisfaire un cahier de charge contenant les performances souhaitées (stabilité, précision et rapidité) en dépit de toutes perturbation.

L'objectif de ce chapitre est de faire la synthèse d'un régulateur de vitesse dans une structure DTC pour une machine asynchrone en appliquant un correcteur PI à gain fixe. Cependant, l'utilisation de ce dernier pour obtenir de hautes performances du moteur asynchrone est souvent caractérisée par des dépassements de consigne durant la phase transitoire. Cela est principalement causé par le fait qu'une grande valeur du gain du régulateur est nécessaire pour le rejet rapide des perturbations. Pour éliminer ce problème, nous proposons l'utilisation d'un régulateur PI à gain variable(VGPI).Ce régulateur est une généralisation de régulateur PI classique où les gains proportionnel et intégral varient le long d'une courbe de réglage.

Puis nous allons effectués des simulations sous Matlab pour deux cas, l'un à gain fixe et l'autre à gain variable et nous terminons par l'interprétation des résultats et une conclusion.

IV-2-Objectif de la correction

Le rôle d'un correcteur est de maintenir la grandeur corrigée à une valeur de la consigne malgré la présence de perturbation dans le fonctionnement en régulation, ou suivre la variation d'une consigne dans le fonctionnement en asservissement.

Par un choix adéquat des coefficients de correcteur, il est possible d'obtenir un comportement désiré en boucle fermée, caractérisant les performances du système.

En général, les critères à satisfaire sont les suivants :

- Les effets de perturbation doivent être minimisés ou encore mieux, ils doivent être effacés complètement.
- Les changements de consigne doivent être suivis rapidement et avec une bonne précision.
- La mesure doit être égale à la consigne.
- Le système doit être stable.



Figure (IV-1) régulateur de vitesse

IV-3-Types généraux de correcteurs [10]

La détermination d'un correcteur spécifique est limitée par un certain nombre de contraintes. En effet, il représente une stratégie de commande qui fournit une action de commande lorsque la sortie est différente de la consigne ou de la sortie mesurée.

IV-3-1-Action proportionnel

On parle d'action proportionnelle lorsque le signal de commande $u(t)$ est proportionnel au signal d'erreur

$$u(t) = K_p e(t) + u_0 \quad (\text{IV-1})$$

Ou :

$e(t)$: Signal d'erreur

K_p : Gain proportionnelle

u_0 : Valeur initial de $u(t)$

Sa fonction de transfert est :

$$C(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = K_p \quad (\text{IV-2})$$

IV-3-2-Correcteur proportionnelle dérive(PD)

Bien que ce type de régulateur ne soit pas réalisable physiquement, il est intéressant d'extraire les caractéristiques de l'action dérivée

Sa fonction de transfert est :

$$C(p) = K_p(1 + T_d p) \quad (\text{IV-3})$$

T_d : Constante de temps d'action dérivé

En basse fréquence, le régulateur PD se comporte comme un régulateur proportionnel simple lorsque la fréquence est élevée, l'action dérivée l'emporte donc il se comporte comme un filtre passe haut.

IV-3-3- Correcteur proportionnel intégrale(PI)

Notre choix est porté sur ce correcteur car c'est ce dernier qui compense la chute de vitesse du moteur et la maintenir constante en dépit de toutes perturbation.

Le signal de commande est composé de la somme de deux termes d'action proportionnelle et intégral.

Sa fonction de transfert est :

$$C(p) = K_p(1 + \frac{1}{T_i p}) \quad (\text{IV-4})$$

T_i : Constante de temps d'action intégral

IV-3-4- Correcteur proportionnel intégral dérivé PID

Ce régulateur est l'association de trois action respectivement ; proportionnel, intégral et dérivée.

Sa fonction de transfert :

$$C(p) = K_p(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p) \quad (\text{IV-5})$$

Ce correcteur est le plus utilisé dans l'industrie car il est moins sensible aux bruits de mesure et aux perturbations.

IV-4- Caractéristiques des correcteurs PI

- En hautes fréquences il se comporte comme un régulateur proportionnel simple.
- Son rôle est assimiler a un filtre passe bas.
- La présence de l'intégration engendre la suppression de l'écart entre la consigne et la sortie.
- Amélioration de la précision statique contrairement à la précision dynamique qui reste inchangée voir même sa détérioration.
- La diminution de la constante de temps intégrale rend la réponse plus rapide.
- L'action intégrale permet d'atténuer l'effet des perturbations.

IV-5- Effet des différentes actions PI sur le système

Dans cette section, on présente l'effet de chaque action sur le comportement dynamique du système en boucle fermée.

IV-5-1 Effet de l'action P

L'effet d'une augmentation du gain entraine une diminution de l'erreur statique, rend le système plus rapide, mais engendre l'instabilité du système.

IV-5-2 Effet de l'action I

La présence d'une intégration dans la fonction de transfert en boucle fermée, permet d'annuler l'erreur en régime permanent à un échelon de consigne. L'intérêt principal de l'action intégral est donc d'améliorer la précision, cette action introduit malheureusement un déphasage de -90 et risque de rendre le système instable (diminution de la marge de phase).

IV-6- Avantages et inconvénients du correcteur PI

IV-6-1-Avantages :

- Améliorer la précision donc annuler l'erreur statique
- Diminuer la bande passante donc il diminue les bruits en haute fréquence

IV-6-2- Inconvénient :

- Diminuer la marge de stabilité
- Ralentir le système car la bande passante est diminuée.

IV-7-synthèse d'un régulateur de vitesse à gain fixe [11]

Nous allons utiliser deux méthodes dites empiriques qui ne nécessitent pas une connaissance parfaite du modèle du procédé à commander. Les paramètres du régulateur seront calculés à partir des essais expérimentaux numériques sur le procédé (relevé de la réponse indicielle par exemple). L'intérêt majeur de ces méthodes réside dans leur simplicité.

Elles sont largement utilisées dans le domaine industriel et elles sont dans la plupart des cas suffisantes.

IV-7-1- La méthode de ZIEGLER et NICHOLS [11]

Cette méthode, la plus ancienne (première variante-1942), fondée sur des résultats expérimentaux et sur la simulation de divers modèles de systèmes physiques trouve encore plusieurs applications, cela résulte tout d'abord de la simplicité de la méthode et, en outre, parce que les résultats de ZIEGLER et NICHOLS se maintiennent dans la bonne moyenne des recommandations disponibles.

L'idée consiste à approximer la réponse du procédé à un échelon unitaire que l'on suppose apériodique par un modèle de type :

$$G(p) = e^{\tau p} \frac{K}{p}$$

La démarche en boucle ouverte consiste à tracer l'allure de la vitesse en fonction du temps et sa tangente et relever les constantes T et τ .

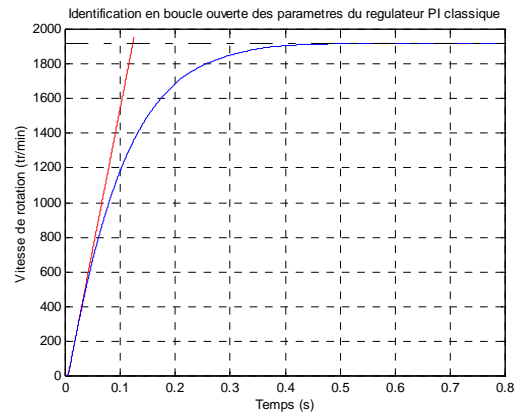


Figure (IV-2) Identification en boucle ouverte des paramètres de PI classique

Les K_p et K_i seront calculés comme suit :

$$K_p = \frac{0.9T}{\tau}$$

$$K_i = \frac{1}{3.3\tau}$$

IV-7-2-Méthode de CHIEN-HRONES-RESWICK

Cette méthode s'applique aux procédés statiques, modélisés par une transmittance du type « premier ordre +retard »

$$G(p) = \frac{K}{1+Tp} e^{-\tau p}$$

$$K_0 = K K_p$$

K : Gain du procédé

K_p : Gain du régulateur.

K_0 : Gain de la boucle ouverte.

Les K_p et K_i seront calculés comme suit :

Dans le cas où le dépassement $D = 0\%$

$$K_p = 0.6 \frac{T}{\tau} .$$

$$K_i = \frac{1}{4\tau} .$$

Dans le cas ou le dépassement $D = 20\%$

$$K_p = 0.7 \frac{T}{\tau} .$$

$$K_i = \frac{1}{2.3 \tau} .$$

IV-8- Synthèse d'un régulateur de vitesse à gain variable

IV-8-1-La structure du contrôleur VGPI : [12]

Le contrôleur VGPI est la généralisation du PI classique ou le gain proportionnel et intégral varie le long de la courbe du réglage.

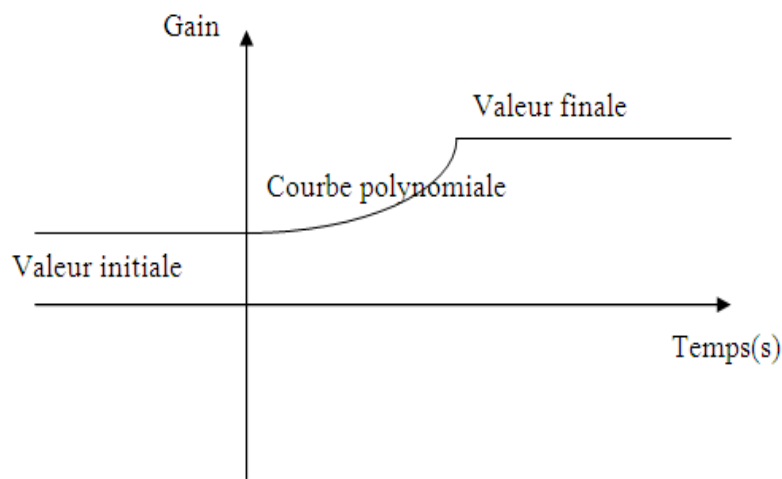


Figure (IV-3) Contrôleur VGPI

Chaque gain du contrôleur proposé a quatre paramètres de réglages :

- valeur initiale du gain qui permet d'éliminer les dépassements.
- valeur finale du gain qui permet de rejeter rapidement les perturbations.
- Gain de fonction mode transitoire qui est une courbe polynomiale qui relie le gain initiale et le gain final.
- temps de saturation qui est le moment où le gain atteint sa valeur finale.
- Le degré n du gain polynomial en mode transitoire qui est défini comme le degré de régulateur VGPI.

Si $e(t)$ est le signal d'entrée pour le contrôleur VGPI alors la sortie est donnée par:

$$u(t) = K_p e(t) + \int_0^t K_i e(\tau) d\tau \quad (\text{IV-6})$$

Avec :

$$K_p = \begin{cases} (K_{pf} - K_{pi}) \left(\frac{t}{T_s}\right)^n + K_{pi} & \text{si } t < T_s \\ K_{pf} & \text{si } t > T_s \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

$$K_i = \begin{cases} K_{if} \left(\frac{t}{T_s}\right)^n & \text{si } t < T_s \\ K_{if} & \text{si } t \geq T_s \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

Où K_{pi} et K_{pf} sont les valeurs initiale et finale respectivement du gain proportionnel K_p .

K_{if} : Valeur finale du gain intégral K_i .

La valeur initiale de K_i est nulle.

Il est à noter que le contrôleur classique PI est le contrôleur VGPI avec un degré zéro.

La réponse de VGPI est donnée par :

$$u(t) = \begin{cases} K_{pi} + \left(K_{pf} - K_{pi} + \frac{K_{if}}{n+1} t\right) \left(\frac{t}{T_s}\right)^n & \text{si } t < T_s \\ K_{pf} + K_{if} \left(t - \frac{n}{n+1} T_s\right) & \text{si } t \geq T_s \end{cases} \quad (\text{IV-9})$$

T_s : temps de saturation.

IV-8-2-Calcul des paramètres du régulateur VGPI

Le réglage de régulateur VGPI est basé sur l'élimination du dépassement de consigne de vitesse, causé par la grande valeur du gain intégral. Cela peut se faire par l'augmentation soit le temps de saturation ou bien le degré du régulateur.

On peut choisir la valeur finale du gain intégral qui est demandé pour les applications, et régler les autres paramètres de régulateur dans le but d'éliminer le dépassement de consigne de vitesse.

La méthode proposée pour le réglage est :

- ✓ Choisir le premier degré de VGPI avec une grande valeur de K_{if} (le rejet rapide des perturbations) et choisir la valeur initial de temps de saturation T_s .

- ✓ Déterminer K_{pi} et K_{pf} pour éliminer les dépassements de vitesse par l'utilisation de ces étapes suivantes :
 1. Considérer K_p comme étant constant et simuler le système de contrôle pour une petite valeur initiale de K_p .
 2. Augmenter K_p graduellement et simuler le système encore jusqu'à ce que le dépassement de vitesse atteigne sa valeur optimale et choisir K_{pi} comme étant la valeur de K_p qui donne un dépassement optimal.
 3. Simuler le système pour une valeur initiale de K_{pf} égale à la valeur choisie de K_{pi} .
 4. Augmenter graduellement la valeur K_{pf} et simuler encore le système jusqu'à ce que le dépassement de vitesse soit totalement éliminé. Si le dépassement est totalement éliminé alors K_{pf} est optimal et le régulateur est bien réglé.
- ✓ Si le dépassement n'est pas totalement éliminé alors la valeur de temps de saturation T_s n'est pas suffisamment élevée, il faut l'augmenter sans toutefois dépasser la valeur limite et répéter l'opération jusqu'à l'élimination totale du dépassement de vitesse.
- ✓ Si à la limite de la valeur T_s le dépassement n'est pas éliminé alors le degré de régulateur n'est pas suffisamment élevé, il faut l'augmenter jusqu'à ce dernier soit réglé.

IV-9-Simulation numérique des deux types de régulateur dans une structure DTC

Pour bien illustrer le comportement de la structure de contrôle direct du couple avec boucle de vitesse nous avons mis en place un programme de simulation sous Matlab appliqué à la machine asynchrone.

Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage $T_e = 100 \mu s$.

Les paramètres de la machine sont illustrés dans un tableau (annexe 1) et la vitesse de référence utilisée est $\Omega_{ref} = 1000$ tour/min.

Les différents paramètres de PI et VGPI sont illustrés dans (l'annexe 2).

IV-10-Présentation et interprétation des résultats

IV-10-1-La méthode de ZIEGLER et NICHOLS

Les figures (IV-4), (IV-5) et (IV-6) montrent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, l'évolution de couple électromagnétique en fonction de temps, les allures des deux composantes du courant statorique, en appliquant la méthode de ZIEGLER et NICHOLS pour calculer les différents paramètres de régulateur PI classique.

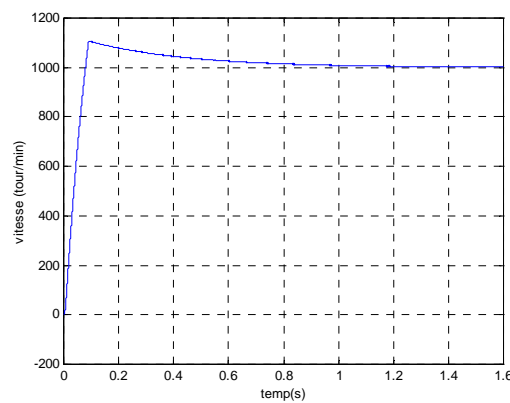


Figure (IV-4) évolution de la vitesse rotation en fonction du temps

Pendant la phase transitoire la vitesse atteint 1106 tour/min ce qui signifie présence d'un dépassement de l'ordre de 10%. Au bout de 1.3 s la vitesse atteint sa consigne qui correspond à 1000 tour/min avec une erreur statique de 0.3%.

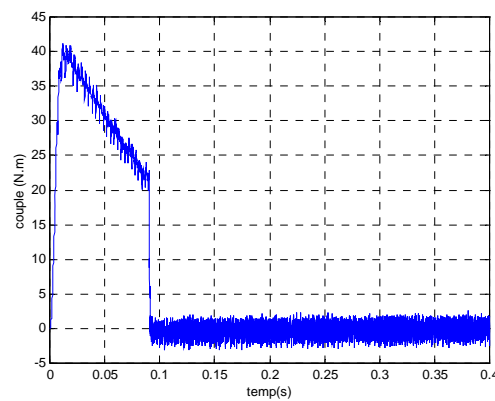


Figure (IV-5) évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

Nous remarquons que pendant la phase transitoire le couple électromagnétique atteint 41N.m, pour ensuite s'annulé en raison d'absence de la charge.

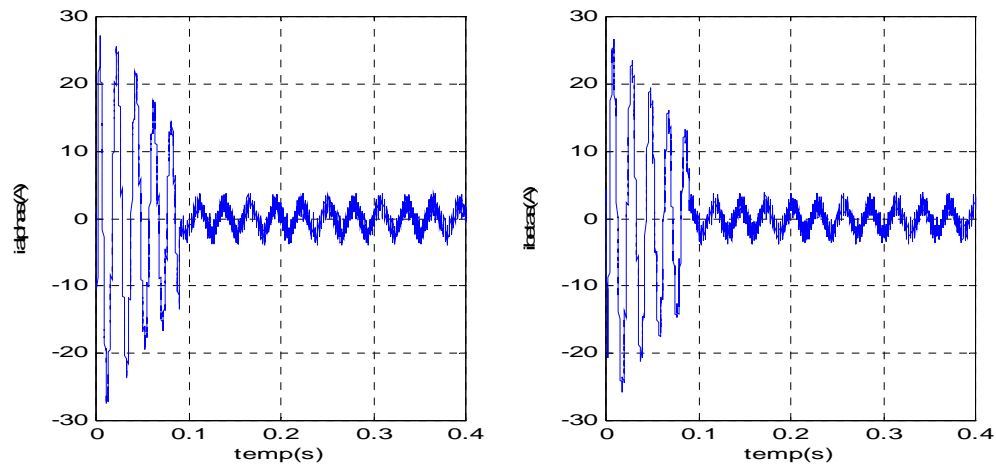


Figure (IV-6) allures des deux composantes du courant statorique

Les deux courants sont pulsatoires pendant la phase transitoire, au bout de 0.09 s les deux courants prennent une allure quasi sinusoïdale.

IV-10-2-Méthode de CHIEN-HRONES-RESWICK

Les résultats des figures (IV-7), (IV-8) et (IV-9) présentent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps, l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps et les allures des deux composantes du courant statorique pour le régulateur PI classique lorsqu'on calcul les paramètres de ce régulateur par la méthode de CHIEN-HRONES-RESWICK.

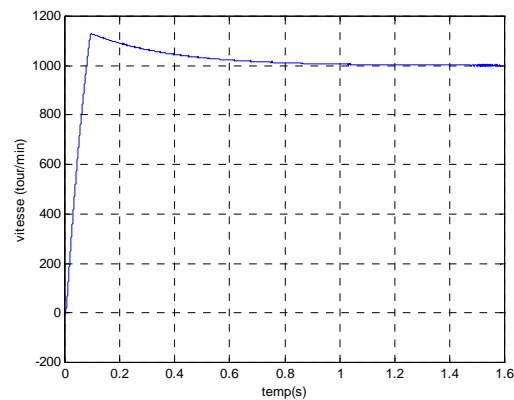


Figure (IV-7) évolution de la vitesse de rotation en fonction du temps

Nous remarquons que pendant la phase transitoire la vitesse atteint 1130 tour/min ce qui signifie une présence de dépassement de (13%). Au bout de 1.3 s la vitesse atteint sa consigne qui correspond à 1000tour/min avec une erreur statique de 0.2%.

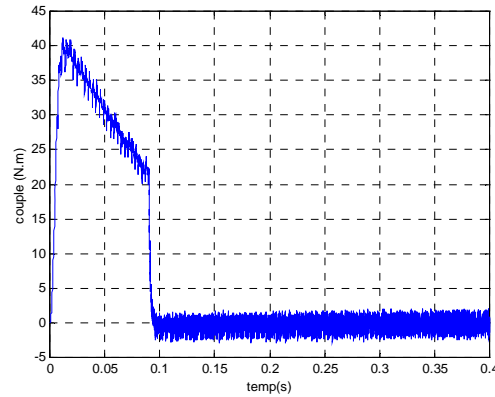


Figure (IV-8) évolution du couple électromagnétique en fonction de temps

Pendant la phase transitoire le couple atteint 41N.m, au bout de 0.095s le couple électromagnétique s'annule par suite de l'absence de charge.

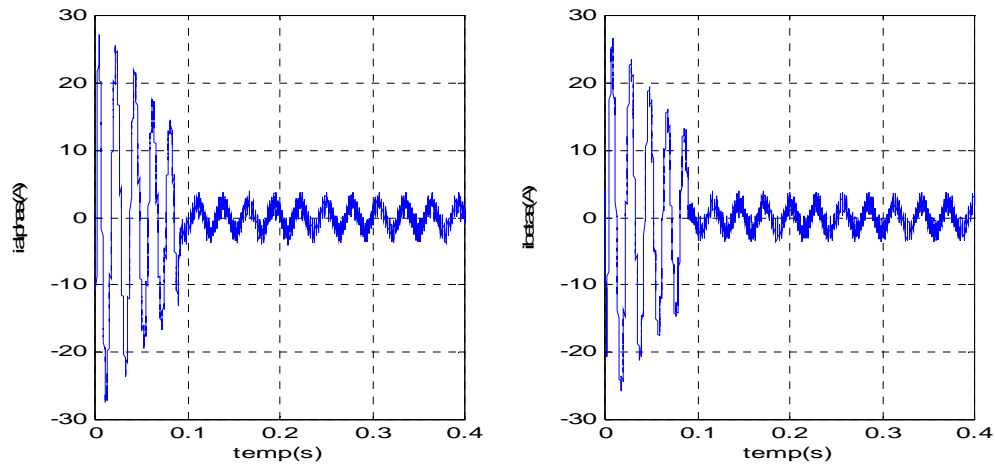


Figure (IV-9) allures des deux composantes du courant statorique.

Les deux courants sont pulsatoires pendant la phase transitoire, au bout de 0.95 s les deux courants prennent une allure quasi sinusoïdale.

IV-10-3-Contrôleur VGPI

Les résultats des figures (IV-10), (IV-11) et (IV-12) représentent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation en fonction de temps, l'évolution du couple électromagnétique en fonction de temps et les allures des deux composantes du courant statorique lorsqu'on remplace le PI classique par un contrôleur VGPI.

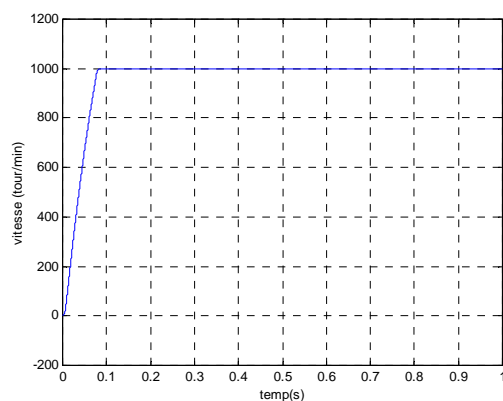


Figure (IV-10) évolution de la vitesse de rotation en fonction de temps

Nous remarquons que la vitesse atteint sa valeur de référence (1000 tour/min) au bout de 0.09 s et sans dépassement, cela signifie que le régulateur VGPI est plus précis avec une dynamique plus rapide que celle de PI classique.

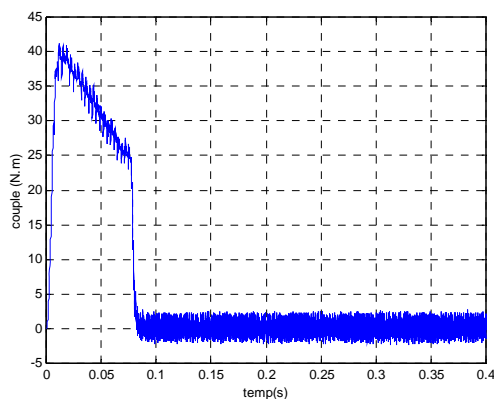


Figure (IV-11) évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

Pendant la phase transitoire le couple atteint 41 N.m, au bout de 0.08 s le couple électromagnétique s'annule. Nous remarquons que le couple électromagnétique s'annule rapidement pour le VGPI en le comparant avec le PI classique.

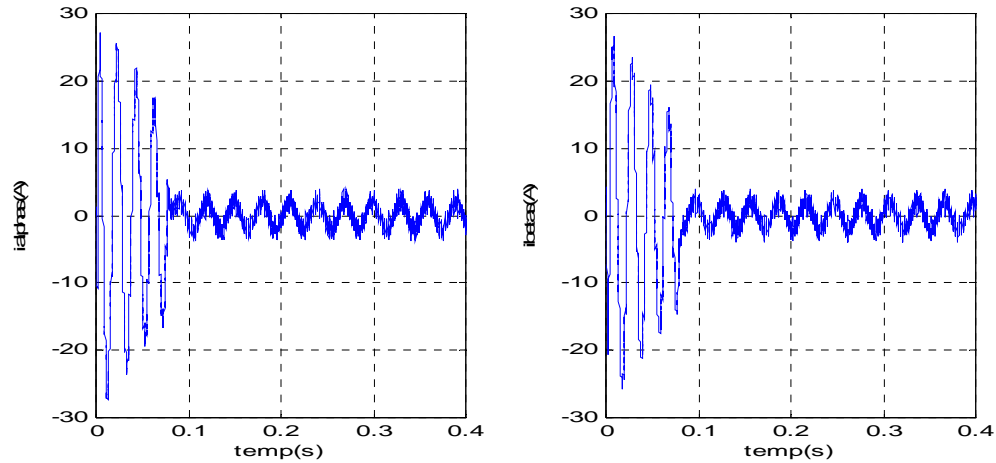


Figure (IV-12) allures des deux composantes du courant statorique

Les deux courants sont pulsatoires pendant la phase transitoire, au bout de 0.08s les deux courants prennent une allure quasi sinusoïdale.

VGPI pour un $C_r=23$ (couple de charge)

Les figures (IV-13), (IV-14) et (IV-15) représentent respectivement l'évolution de la vitesse de rotation en fonction de temps, l'évolution du couple électromagnétique en fonction de temps, les allures des deux composantes du courant statorique lorsqu'on remplace le PI classique par un contrôleur VGPI en appliquant un couple de charge $C_r = 23\text{N.m}$.

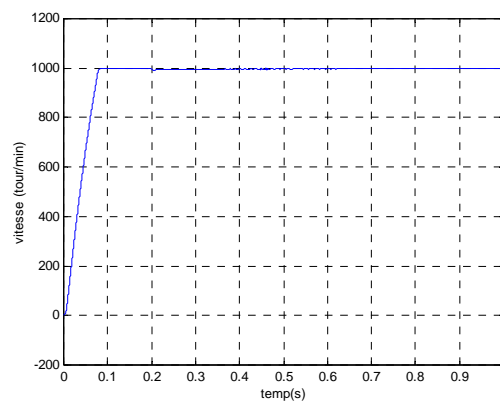


Figure (IV-13) évolution de la vitesse de rotation en fonction de temps

Sur la figure (IV-13) à $t=0.2s$ en appliquant le couple de charge on remarque une diminution de la vitesse qui atteint (990 tour/min), mais au bout de (0.7s) la vitesse reprend sa consigne de (1000tour / min).

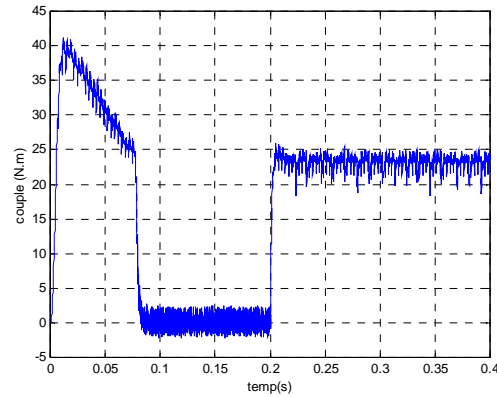


Figure (IV-14) évolution du couple électromagnétique en fonction du temps

Lorsqu'on applique un couple de charge de 23 N.m à $t = 0.2s$ le couple électromagnétique réagit en prenant une valeur de 23 N.m.

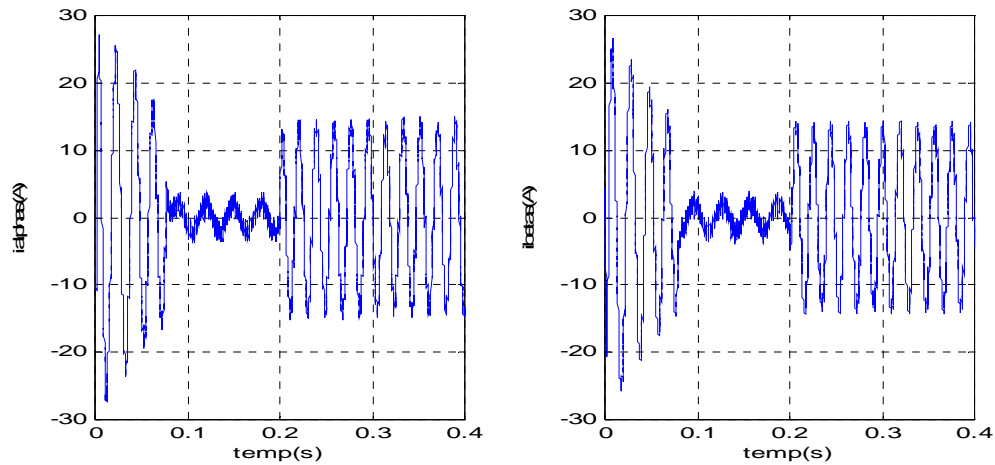


Figure (IV-15) allures des deux composantes du courant statorique

Au moment de l'application de la charge, les courants absorbés par la machine augmentent brusquement.

Influence de degré du régulateur

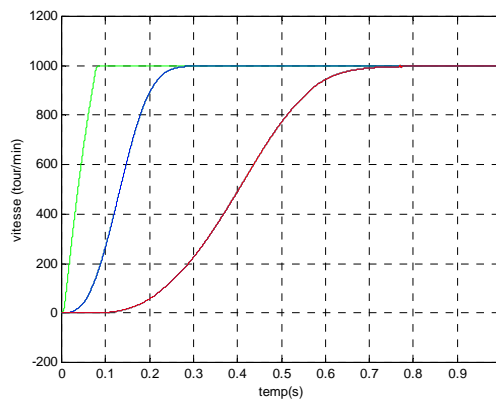


Figure (IV-16) Influence de degré du régulateur sur les performances de VGPI

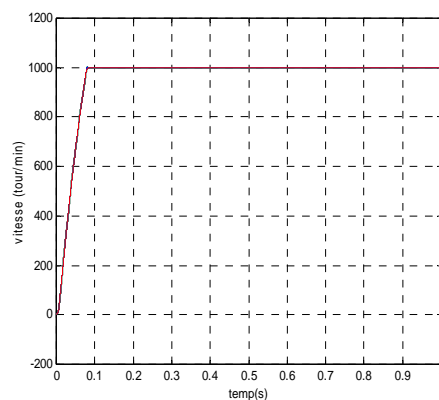
La figure en vert ($n=1$)

La figure en bleu ($n=2$)

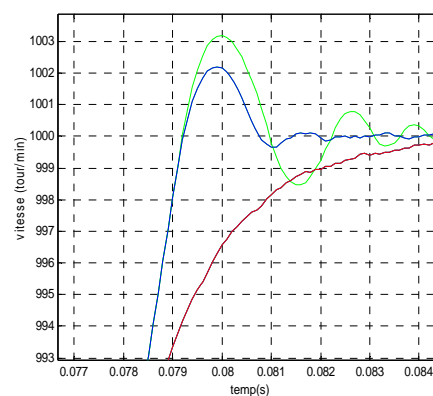
La figure en rouge ($n=3$)

La figure (IV-16) révèle l'influence du degré du régulateur sur la réponse en vitesse du VGPI. En effet, nous pouvons remarquer que pour un VGPI réglé à l'optimum, la réponse en vitesse de ce dernier est d'autant plus lente que le degré de régulateur est élevé. Un VGPI de premier ordre constitue donc un bon choix pour notre application.

Influence de T_s



(a)



(b)

Figure (IV-17) Influence de temps de saturation sur les performances de VGPI

La figure (IV-17) montre l'influence de T_s sur les performances de VGPI. (IV-17-b) est un zoom de la figure (IV-17-a) dans l'intervalle de $[0.077, 0.084]$ s.

La figure en vert ($T_s=0.01$)

La figure en bleu ($T_s=1$)

La figure en rouge ($T_s=10$)

La courbe en vert est oscillatoire et faiblement amortie. A première vue elle semble caractériser un système de deuxième ordre. Elle présente un dépassement de (0.32%).

La courbe en bleu est mieux amortie que la précédente. Elle présente un dépassement de (0.22%).

La courbe en rouge est apériodique. Elle fait référence à un système de premier ordre avec un temps de réponse long.

En comparant les trois figures, on voit bien que pour un temps de saturation élevé les dépassements seront éliminés.

IV-11-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une manière brève des notions de base sur le régulateur PI et son influence sur un système en boucle fermé. Ceci dans le but de faire une synthèse qui sert à déterminer les différents paramètres du régulateur. Ensuite nous avons exposé deux méthodes de synthèse l'une de ZEIGLER et NICHOLS, l'autre de RESWICK plus utilisées dans l'industrie ; et en comparant ces deux méthodes on constate qu'elles présentent des dépassements lors de l'établissement de la réponse en vitesse.

Ensuite nous avons présenté la structure de régulateur PI à gain variable (VGPI) qui est très intéressante.

En comparant le PI à gain fixe et le PI à gain variable, nous avons constaté que le VGPI a apporté de hautes performances (une bonne précision et un rejet rapide de perturbation) par rapport au PI classique.

Nous avons constaté aussi que le degré du VGPI pour $n=1$ est largement suffisant pour atteindre les performances souhaitées sans trop l'augmenter.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a porté sur l'introduction d'une boucle de vitesse pilotée par un régulateur proportionnel intégral à gains variables, dans une structure de commande de type DTC.

Dans un premier temps, nous avons présenté un modèle mathématique biphasé d'une machine asynchrone triphasée dans un référentiel lié au stator. Ensuite nous avons procédé à la validation en simulation numérique du comportement de la machine en régime à vide et en charge.

Ainsi, nous avons présenté les différentes caractéristiques de fonctionnement de la machine sous alimentation sinusoïdale et nous avons pu mettre en évidence, sous l'hypothèse d'un régime non saturé, le fort appel du courant, habituel au démarrage, et les oscillations du couple qui en résultent. Ceci nous permet d'affirmer que le modèle choisi est en accord avec le fonctionnement réel de la machine.

En second lieu, nous avons abordé la modélisation du système d'alimentation par convertisseur statique en vue de commander la machine. Ainsi, un modèle vectoriel d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux a été présenté.

Au troisième chapitre, nous avons exposé théoriquement les principes généraux du contrôle direct du couple appliqués à une machine asynchrone triphasée. L'examen des résultats des simulations révèle de hautes performances dynamiques, lors de l'établissement du flux statorique et du couple électromagnétique, et un bon suivi de consigne en régime permanent. De plus, la structure de commande ne nécessite aucune information sur la vitesse de rotation de la machine, ce qui rend la stratégie de contrôle souple et fiable.

En dernier lieu, nous avons envisagé de générer le couple de référence de la structure DTC via, un régulateur de vitesse à gains variables. Ainsi, nous avons mis en œuvre deux structures de régulation de la vitesse de rotation de la machine. La première est basée sur un régulateur PI classique, la seconde utilise un PI à gains variables. L'analyse comparative des résultats obtenus avec les deux régulateurs montre que le seconde est caractérisé par une réponse en vitesse sans dépassement, contrairement au PI classique. De plus, la boucle de vitesse ainsi formée hérite de la haute dynamique de la structure DTC du départ. En effet, nous avons pu observer des temps de réponse en vitesse ne dépassant guère les 90ms, associées à un bon suivi de consigne et un rapide rejet de perturbations. Par ailleurs, nous avons pu nous rendre compte que, pour un VGPI optimal, la réponse en vitesse est d'autant plus lente que le degré du régulateur est élevé ; ce qui nous permet de conclure qu'un VGPI de premier ordre convient parfaitement à notre application.

Signalons enfin que la structure proposée nécessite la connaissance de la vitesse de rotation de la machine, ce qui peut être obtenu par le biais d'un estimateur de vitesse et donc sans faire appel à un capteur mécanique. D'autre part, une analyse énergétique de la structure proposée permettrait de générer le flux de référence en fonction du couple de référence, ce qui va se traduire par un contrôle optimal de l'état magnétique de la machine.

Nomenclature et Annexes

Annexe 1

Caractéristique de la machine

Type	Machine asynchrone 3
Puissance nominale	1.5kW
Fréquence nominale	50 Hz
Facteur de puissance	0.9
Tension nominale	220 V
Résistance statorique	4.67 Ω
Résistance rotorique	8 Ω
Inductance cyclique stator	374.10 ⁻³
Inductance cyclique rotor	374.10 ⁻³
Inductance mutuelle cyclique	366.10 ⁻³
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.023 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.0014 N.m/rd
Vitesse nominale	1480 tr/min

Annexe 2

Identification des paramètres du régulateur

Régulateur PI classique :

La méthode de ZIEGLER et NICHOLS

$$K_p = \frac{0.9T}{\tau} = 21.6$$

$$K_i = \frac{1}{3.3\tau} = 60.6$$

Méthode de CHIEN-HRONES-RESWICK

Dans le cas ou le dépassement $D = 0\%$

$$K_p = 0.6 \frac{T}{\tau} = 14.4$$

$$K_i = \frac{1}{4\tau} = 50$$

Dans le cas ou le dépassement $D = 20\%$

$$K_p = 0.7 \frac{T}{\tau} = 16.8.$$

$$K_i = \frac{1}{2.3\tau} = 86.95.$$

b- Régulateur VGPI

Les paramètres de VGPI sont les suivants :

$$K_{pi} = 0.$$

$$K_{pf} = 1000.$$

$$K_{if} = 0.855.$$

$$n = 1 .$$

$$T_s = 8s.$$

Nomenclature

a,b,c :	Indices correspondant aux trois phases (a),(b),(c) ;
s,r :	Indices respectifs du stator et du rotor ;
d,q :	Indices correspondants aux axes magnétiques dans le repère de Park ;
α, β :	Indices correspondants au référentiel lié au stator ;
P :	nombre de paire de pôles ;
R_s, l_s :	Résistance et inductance propre d'une phase statorique ;
R_r, l_r :	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique ;
M_s :	Inductance mutuelle entre deux phases du stator ;
M_r :	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor ;
θ :	La position angulaire du rotor par rapport au stator ;
T_s :	Constante de temps statorique ;
T_r :	Constante de temps rotorique ;
f_s :	Fréquence des courants statoriques ;
f_r :	Fréquence des courants rotoriques.
ω_r :	Vitesse de rotation électrique du rotor;
ω_s :	Vitesse électrique du champ tournant ;
Ω :	Vitesse de rotation mécanique de rotor ;
C_r :	Couple de charge ;
Γ_{elm} :	Couple électromagnétique ;
J :	Moment d'inertie ;
σ :	Coefficient de dispersion de Blandel ;
K_f :	Coefficient de forttement visqueux ;
g :	Glissement ;
U_0 :	Tension continue à l'entrée de l'onduleur ;
T_e :	Période d'échantillonnage ;

γ :	Angle entre le flux statorique et le flux rotorique ;
φ_{ref} :	Flux de référence ;
Γ_{ref} :	Couple de référence ;
$\Delta\varphi$:	Écart d'hystérésis du correcteur de flux ;
$\Delta\Gamma$:	Écart d'hystérésis du correcteur de couple ;
$cflx$:	Grandeur de sortie de correcteur de flux ;
$ccpl$:	Grandeur de sortie de correcteur de couple ;
N_i :	Numéro de zone de position du flux statorique ;
K_p :	Gain proportionnelle de régulateur ;
K_i :	Gain intégral de régulateur ;
K_{pi} :	Valeur initiale du gain proportionnel K_p ;
K_{pf} :	Valeur finale du gain proportionnel K_p ;
K_{if} :	Valeur finale du gain intégral K_i ;
n :	Le degré n du gain polynomial ;
T_s :	Temps de saturation qui est le moment où le gain atteint sa valeur finale ;
Ω_{ref} :	Vitesse de référence ;

Bibliographie

- [1]- J.L.DALMASSO, «Electronique de puissance-convertisseurs statiques», Tome 2, édition Belin-Paris, 1984.
- [2]- R. MERAT, R. MOREAU, L. ALLAY, J. P. DUBOIS, J. LAFARGUE, R. LE GOLF, «Electrotechnique», Edition Berti-Paris, 2004.
- [3]- MICHEL PINARD, «commande électrique des moteurs », Série /EEA édition, 2004.
- [4]- M. BELAID, «Etude par simulation numérique de l'association onduleur multi niveaux-machine asynchrone», Thèse d'ingénieur en électrotechnique, 2000.
- [5]- N. OUKACINE, S. SLIMANI, « Contribution à la mise en œuvre des réseaux de neurones artificiels pour le contrôle direct du couple d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, TO, 2007.
- [6]- S.OUBLIL, D.TALLAH, « Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire d'ingénieur ,2008.
- [7]- M. SADOON, H. HAMDANI, « Influence de la résistance statorique sur les performances du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique ,2004.
- [8]- R. ZAIEDDINE, « Contribution à l'étude du contrôle direct d'une machine asynchrone sans capteur mécanique-application au véhicule électrique », Thèse de magistère, EMP, Alger, 1999.
- [9]- SORINAMA, TOLEDO, AARON, « Commande direct et observation des convertisseurs de puissance a application à l'onduleur de tension triphasée », Thèse de docteur en génie électrique, 2000.
- [10]- O. HABET, A. HACHMI, S. YESLI, « Synthèse d'un correcteur proportionnel intégral dérivé optimal basée sur la commande linéaire quadratique(LQR) », Thèse d'ingénieur, 2006.

[11]- M. ZELAZNY, F. GIRI, T. BENNANI, «Systèmes asservis : commande et régulation», Tome 2, synthèse, application, instrumentation, édition eyrolles.

[12]- A. MILOUDI,A. ALRADADI,A. DRAOU, Y. MILOUD « Simulation and modeling of a variable gain PI controller for speed control of a direct torque neuron fuzzy controlled induction machine drive », cnf.rec.pesc'o4'aachen.Turkie,20-25june,2004.

[13]- CARLOS CANUDAS DE WIT, «Modélisation, contrôle vectorielle et DTC : commande des moteurs asynchrones», Volume1, édition HERMES Science Europe.ltd ,2000.

[14]- BARRET PHILLIPE, «Régimes transitoire des machines tournantes électriques», Édition eyrolles, 1987.