



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique
Université Echahid Hamma Lakhdar'El-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité:

Machines Electriques

Thème

Commande DTC-Mode Glissant
d'une Machine Asynchrone

Réalisé par:

- BAHA Sadok
- MERAGHNI Laid
- MEHELLOU Messaoud

Encadré par:

Mr : BABA ARBI Idriss

Soutenu en Juin 2021



Dédias

À nos parents,

À nos sœurs et nos frères,

À tous nos amis,

À toutes nos familles

Nous dédions ce modeste travail



Merci et appréciation

Nous remercions tous ceux qui nous ont aidés à faire

Passer ce travail des ténèbres à la lumière

Alors que nous donnons ce travail à nos pères et mères.

Nous tenons également à remercier tous les professeurs qui nous ont enseigné, en particulier le superviseur qui a supervisé ce travail. *

Babaarbi Idriss* et *** Serhoud Hicham*** et à tous les amis qui ont étudié avec nous à l'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El oued, Nous dédions ce travail à tous.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral.....

ملخص:

في هذه المذكرة نقوم بعرض تحليل رياضي للمحرك اللائزمني و تغذيته بواسطة موج ثلاثي الأطوار، ثم نقوم بتفصيل إستراتيجية التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي و التدفق المغناطيسي. في محاولة لتحسين أداء هذه الإستراتيجية نقوم بإدخال تقنية التحكم الانزلاقي هذا التعديل يكمن في استبدال المتحكم التناسبي التكاملي بمتحكم إنزلاقي للحصول على العزم المرجعي.

كلمات مفتاحية:

المحرك اللائزمني، إستراتيجية التحكم المباشر في العزم، التحكم الانزلاقي.

Résumé

Ce travail concerne la modélisation du Moteur asynchrone (MAS) et de son alimentation

Constituée d'un onduleur de tension triphasé

Une stratégie de commande directe du couple électromagnétique et du flux statorique

abrégée (DTFC) est appliquée a la machine asynchrone suivi d'une conception d'un régulateur

Par mode glissant à la place d'un régulateur PI pour avoir le couple référence.

Mot clés :

Machine asynchrone, Commande directe de couple, Commande par mode glissant

Abstract

This work concerns the modeling of the Asynchronous Motor (MAS) and its power supply

Consisting of a three-phase voltage inverter .

A direct control strategy of electromagnetic torque and flux (abbreviated DTFC) is applied to

The asynchronous machine followed by a design of a sliding mode controller instead of a PI

Controller to have the reference torque

Key Words:

Asynchronous machine, direct torque control, sliding mode control.

Liste des indices et symboles :

a, b, c : Variables exprimées dans le repère fixe triphasé.

d, q : Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone.

α, β : Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β).

x, y : Variables exprimées dans le repère rotorique biphasé (x, y).

T : La période d'échantillonnage.

N : Numéro de zone de position du flux statorique.

S : Surface de glissement.

ϵ_ϕ : Erreur du flux.

ϵ_τ : Erreur du couple.

M : Facteur d'appartenance des variables linguistiques.

MAS : Machine asynchrone.

DTC : Command direct du couple .

M G : Mode glissant.

(s) : indice grandeurs statoriques.

d : indice grandeurs liées à l'axe d.

q : indice grandeurs liées à l'axe q.

α : axe α du repère tournant (α, β).

β : axe β du repère tournant (α, β).

N : grandeur nominale.

σ : Coefficient de dispersion.

P : nombre de paires de pôles.

R_s : résistance statorique.

L_s : inductance statorique.

R_r : résistance rotorique.

L_r : inductance rotorique.

L_d : inductance directe.

L_q : inductance transversale.

U_c : tension d'entrée de l'onduleur.

V_{sd} : tension statorique directe.

V_{sq} : tension statorique transversale.

V_{sa} : tension statorique sur l'axe α .

V_{sb} : tension statorique sur l'axe β .

I_{sd} : courant statorique direct.

I_{sq} : courant statorique transversale.

I_{sa} : courant statorique sur l'axe α .

I_{sb} : courant statorique sur l'axe β .

Φ_{sd} : flux statorique direct.

Φ_{sq} : flux statorique transversale.

Φ_{sa} : flux statorique sur l'axe α .

Φ_{sb} : flux statorique sur l'axe β .

J : moment d'inertie des pièces tournantes.

Ω : vitesse angulaire du moteur.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

$\hat{x}$: Estimation de x

X_{ref} : référence de x

PI :Proportionnel-intégrale .

$S(x)$:Surface de glissement.

Liste de figures :

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Figure I. 1 Représentation schématique d'une machine asynchrone.....	03
FigI-2 Moteur asynchrone.....	03
Fig.I.3 : La forme du courant alternatif.....	04
Fig.I.4 : le champ magnétique résultante.....	04
Fig.I.5 : Les formes des 3 champs magnétiques.....	04
Fig.I.6 : Schéma équivalent du régime permanent de la machine asynchrone ramenée au stator.....	05
Fig I-7 Modèle aux inductances couplées de la MADA en régime permanent.....	08
Fig.I.8 Schéma équivalent d'une phase.....	09
Fig.I.9 Modèles des fuites totalisées.....	09
Fig I.10. Schéma équivalent ramené au stator.....	10
Fig. II-11 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS.....	13

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

Fig II.1: Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement.....	20
Fig II. 2: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.....	25
Fig II.3: Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux.....	27
Fig II.4: Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.....	28
Fig II.5: Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	31

Chapitre III Commande par mode glissant:

Fig. III. 1: Glissement idéal.....	33
Fig. III.2: Glissement réel.....	33
Fig. III.3 : Linéarisation exacte de l'écart.....	36
Fig. III.4 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	38
Fig. III.5 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	39
Fig. III.6 : La valeur v_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre V_{Max}	40
Fig. II.7 : Représentation de la fonction « Signe ».....	41
Figure III.8: Commande "relais" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique.....	42
Fig. III.9: Fonction « SAT ».....	43.
Figure III.10: Commande discontinue de type "saturation" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique.....	43

Chapitre IV Commande DTC par mode glissant d'une MAS

Fig IV.1: Schéma commande DTC d'une machine asynchrone.....	45
Fig IV.2- Comparaison vitesse entre DTC mode glissant et par PID.....	47
Fig IV.3- Comparaison couple entre DTC mode glissant et par PID.....	47
Fig IV.4- Comparaison flux entre DTC mode glissant et par PID.....	47
Fig IV.5- Comparaison courant entre DTC mode glissant et par PID.....	48
Fig IV.6- Comparaison flux alfa-beta entre DTC mode glissant et par PID.....	48

Liste des tableaux :

Tableau. (II.1) Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions.....	29
Tableau. (II. 2) Table de commutation définit par Takahashi.....	29
Tableau. (II.3) Table de commutation sans séquences nulles.....	30

Table des matières :

• Remerciements	
• Dédicaces	
• Résumé	
• Sommaire	
• Notations et symboles	
• Introduction générale.....	01
Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone	
• I. Introduction.....	02
• I.1 Présentation d'une machine asynchrone.....	02
• I.2 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	03
• I.3 Equations électriques et magnétiques.....	05
• I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	05
• I.3.2 Equations des tensions.....	06
• I.3.3 Equations des flux.....	06
• I.4 Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone en régime permanent.....	07
• I.4.1 Modèle à inductances couplées.....	07
• I.4.2 Modèle à inductances réparties.....	08
• I.4.3 Modèle à fuites totalisées au rotor.....	09
• I.4.4 Modèle à fuites totalisées au stator.....	10
• I.4.5 Equation du couple électromagnétique.....	10
• I.5 Transformation triphasé-biphasé.....	11
• I.5.1 Transformation de Clarke.....	12
• I.5.2 Transformation de Concordia.....	12
• I.5.3 Transformation de Park.....	12
• I.5.3.1 Principe de la transformation de Park.....	12
• I.5.3.2 Matrice de passage.....	13
• I.5.3.3 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone.....	14
• I.5.3.3.1 Equations électriques.....	14

• I.5.3.3.2 Equations magnétiques.....	14
• I.5.3.3.3 Expression du couple électromagnétique.....	15
• I.5.3.3.4 Equation de mouvement.....	16
• I.6 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	16
• I.7 Conclusion.....	18

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

• II.1 Introduction.....	19
• II.2 principe de la commande directe du couple.....	19
• II.3 Contrôle du flux et du couple.....	19
• II.3.1 Contrôle du flux.....	20
• II.3.2 Contrôle du couple.....	21
• II.4 Stratégie de la commande directe du couple.....	23
• II.5 Estimateurs.....	23
• II.5.1 Estimateur du flux statorique.....	23
• II.5.2 Estimateur du couple électromagnétique.....	24
• II.6 Correcteurs.....	24
• II.6.1 Correcteur de flux.....	24
• II.6.2 Correcteur de couple.....	25
• II.7 Choix du vecteur tension.....	28
• II.8 Elaboration des tables de commutation.....	29
• II.8.1 Table de commutation avec séquences nulles.....	29
• II.8.2 Table de commutation sans séquences nulles.....	30
• II.10 Conclusion.....	31

Chapitre III Commande par mode glissant

• Introduction.....	32
• Principe de la commande par mode glissant.....	32
• Conception de l'algorithme de commande par mode glissant.....	34
• Choix de la surface de glissement.....	34
• Condition d'existence et de convergence.....	36
• Détermination de la loi de commande.....	38
• Conclusion.....	44

Chapitre IV Commande DTC par mode glissant d'une MAS

• Introduction.....	45
• Remplacement de régulateur PI dans la commande DTC par un contrôleur par mode glissant.....	45
• Simulation avec les mêmes paramètres (chapitre II).....	46
• Etude comparative.....	48
• Conclusion.....	50
• Conclusion Générale.....	51
• Référence bibliographies	
• Bibliographiques	

Introduction générale

Introduction Générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe [14].

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

L'objectif de ce mémoire est de donner un éclairage des différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone.

La commande DTC conventionnelle utilise un régulateur PI afin d'obtenir le couple électromagnétique référence, et dans notre étude on va remplacer ce régulateur PI par une commande à structure variable par mode glissant connue par sa robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et les perturbations externes.

Ce mémoire est structuré comme suit :

Dans le premier chapitre, on présentera une étude générale de la machine asynchrone, sa structure et sa modélisation.

Dans le deuxième chapitre, on présentera le principe de la commande directe de couple de la machine Asynchrone.

Ensuite et dans le troisième chapitre, on donne une présentation de la technique de commande par mode glissant.

On termine par le quatrième chapitre, avec l'application de la commande DTC-Mode glissant d'une MAS puis une Etude comparative, et enfin une conclusion générale.

Chapitre I :
Modélisation de la machine
asynchrone

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

I. Introduction

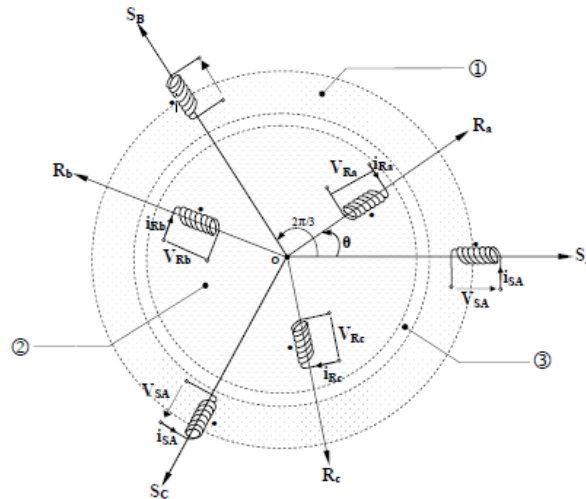
La modélisation des machines électriques est d'une grande importance aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. au niveau de la conception, les équations de maxwell offrent une analyse parfaite du comportement de la machine alors qu'au niveau de la commande, Un modèle basé sur les équations électriques est suffisant pour sa synthèse [1].

Dans ce chapitre, nous allons présenter une introduction sur la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation et son intérêt dans les applications requérant de la vitesse variable. Nous allons décrire à travers les concepts physiques de base régissant le fonctionnement de tout mode moteur (hypo et hyper synchrone) et en mode générateur (hypo et hyper synchrone). Nous aborderons à la fin de ce chapitre le transfert de puissance dans la machine dans ces deux modes de fonctionnement[2]. [3] [19].

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé le moteur d'induction triphasé) comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant) [4].

I.1 Présentation d'une machine asynchrone

La première apparition de cette machine date de l'année 1899 il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation La machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation[5].



1Partie fixe : Stator. 2Partie mobile : Rotor. 3Entrefer constant. [6].

Fig I-1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone

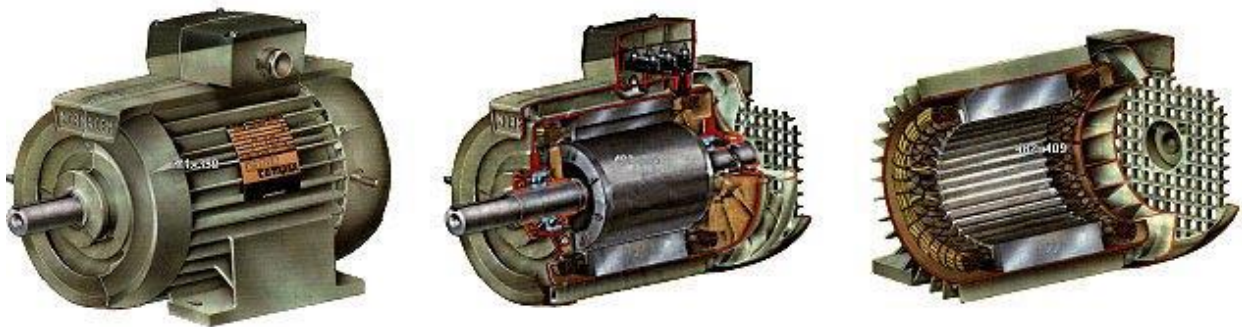


Fig I-2 : Moteur asynchrone[7]

I.2 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Les courants de fréquence (f) fournis par la source triphasée créent dans l'entrefer une force magnétomotrice tournant à la fréquence synchrone n_s définie par [8]:

$$n_s = \frac{f}{p} \text{ en (tr/s)} \quad (\text{I. 1})$$

Les pôles de cette f.é.m. tirent les pôles du rotor et font entrainer celui-ci à la vitesse synchrone. D'où le nom du moteur synchrone est donné à cette machine [9].

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant [7].

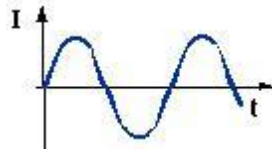


Fig I-3: La forme du courant alternatif

Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres [7].

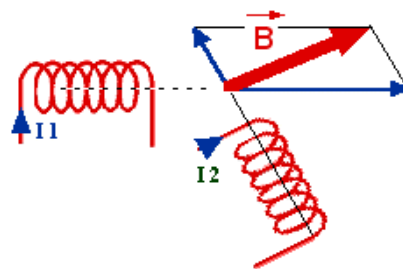


Fig I-4: le champ magnétique résultante.

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit **50 tr/s**.

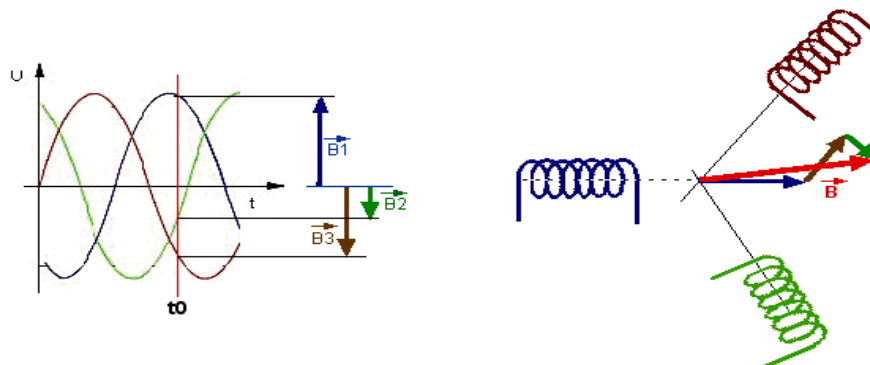


Fig I-5: Les formes des 3 champs magnétiques

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

I.3 Equations électriques et magnétiques

I.3.1 Hypothèses simplificatrices [4] [11] [12].

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes

Obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [CAN00] [CAR 95]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
 - Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
 - Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de Peau.
 - Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
 - Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.é.m.) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
-
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

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

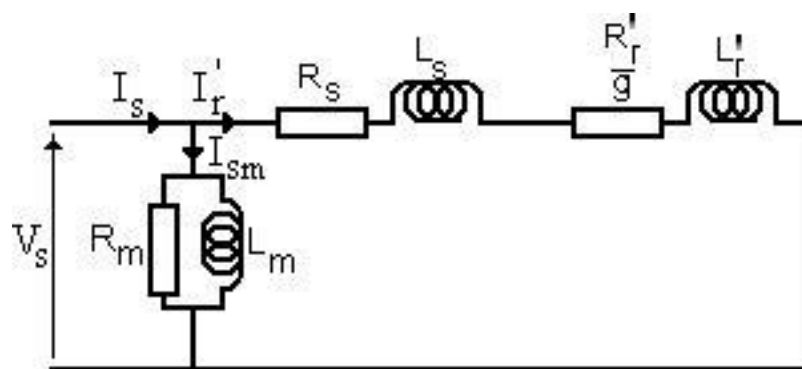


Fig I-6: Schéma équivalent du régime permanent de la machine asynchrone ramené au stator

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

I.3.2 Equations de la tension [10].

Pour les trois phases statorique on résume cette écriture par l'écriture matricielle Condensée :

$$[V_{Sabc}] = [R_S][I_{Sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{Sabc}] \quad (\text{I. 2})$$

Donc on à :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [R_S] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 3})$$

De même pour le rotor:

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{I. 4})$$

I.3.3 Equations des flux [4]

$$[P(\theta_s)]^{-1} [\Phi_{dqs}] = [L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} [I_{dqs}] + [M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqr}] \quad (\text{I. 5})$$

$$[\Phi_{dqs}] = [P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} [I_{dqs}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} [I_{dqr}] \quad (\text{I. 6})$$

Après un calcul:

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

Et:

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 8})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I. 9})$$

D'après l'égalité:

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 10})$$

On introduit les inductances cycliques:

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ L_m = \frac{2}{3} M_{sr} \end{cases} \quad (\text{I. 11})$$

L'expression devienne :

De la même manière on aura:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 12})$$

I.4 Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone en régime permanent

I.4.1 Modèle à inductances couplées [13]

Le modèle aux inductances couplées est le premier modèle que nous devons chronologiquement bâtir. Si nous nous basons sur l'équation donnée en régime permanent (Eq. 2.5), nous pouvons donner les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I. 13})$$

Autrement dit :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s - j\omega_s \Phi_s \\ \quad = R_s I_s + j\omega_s (L_s I_s + M_{sr} I_r) \\ V_r = R_r I_r - j\omega_r \Phi_r \\ \quad = R_r I_r + j\omega_r (L_r I_r + M_{sr} I_s) - j\omega (L_r I_r + M_{sr} I_s) \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Nous déliions une force électromotrice $e_{dq}(t)$ telle que :

$$e_{dq}(t) = j\omega(L_r I_r + M_{sr} I_s) \quad (\text{I. 15})$$

$$V_r = R_r I_r + j\omega_r(L_r I_r + M_{sr} I_s) - e_{dq}(t) \quad (\text{I. 16})$$

Ces équations, nous permettent décrire le système sous forme d'un modèle "aux inductances couplées" donne sur la (fig I-7)

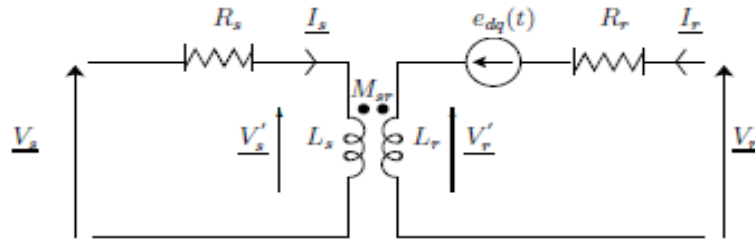


Fig I-7 Modèle aux inductances couplées de la MADA en régime permanent.

Il s'agit du schéma équivalent par phase, vu des enroulements satiriques les Inductances cycliques L_s et L_r sont couplées par la mutuelle inductance M_{sr} .

I.4.2 Modèle à inductances réparties [9] [14] [15]

Les équations peuvent êtres réécrites comme suit:

$$V_s = R_s I_s - j\omega_s \Phi_s \quad (\text{I. 17})$$

$$V_s = R_s \bar{I}_s - j\omega_s(L_s - M_{sr})\bar{I}_s + j\omega_s M_{sr}(\bar{I}_r + \bar{I}_s) \quad (\text{I. 18})$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g}\right)\bar{I}_r + j\omega_s(L_r - L_{sr})\bar{I}_r + j\omega_s M_{sr}(\bar{I}_s + \bar{I}_r) \quad (\text{I. 19})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Ces équations permettent de dessiner le schéma ci-dessous:

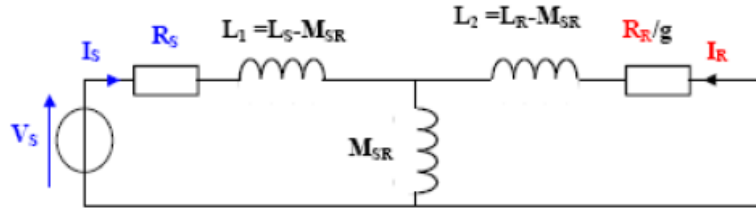


Fig.I.8 Schéma équivalent d'une phase.

L_1 : inductance cyclique de fuite du stator.

L_2 : inductance cyclique de fuite du rotor.

Dans un moteur sans fuites les inductances L_1 et L_2 sont nulles.

I.4.3 Modèle à fuites totalisées au rotor[14]

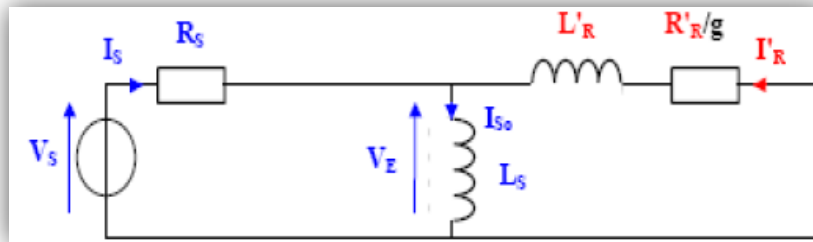


Fig.I.9 Modèles des fuites totalisées.

Par équivalence des deux schémas précédents on peut identifier les nouveaux paramètres du schéma ci-dessus I_{s0} Courant absorbé à vide ($g=0$).

$$I'_r = \frac{M_{sr}}{L_s} I_r \quad (\text{I. 20})$$

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{M_{sr}} \right)^2 R_r \quad (\text{I. 21})$$

$$L'_r = \sigma \left(\frac{L_s}{M_{sr}} \right)^2 L_r \quad (\text{I. 22})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \quad (\text{I. 23})$$

Coefficient de dispersion de BLONDEL

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

I.4.4 Modèle à fuites totalisées au stator [9] [14]

On peut ramener les fuites au niveau du stator et on aura le schéma suivant.

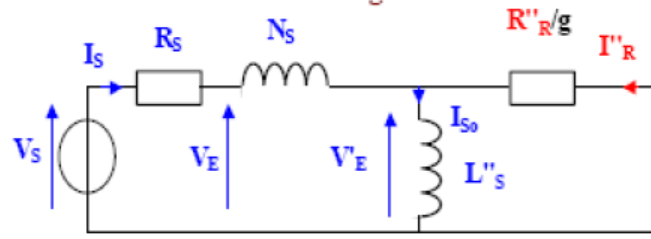


Fig I.10. Schéma équivalent ramené au stator.

L'équivalence de ce schéma avec le schéma de la figure I.3 nous conduit au calcul des nouveaux paramètres qui sont comme suit:

$$V'_E = J\omega_s \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right) \phi_r \quad (\text{I. 24})$$

$$L''_s = (1 - \sigma)L_s = \frac{M''_{sr}}{L_r} = \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 L_r \quad (\text{I. 25})$$

$$R''_s = \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 L_r \quad (\text{I. 26})$$

$$N_s = \sigma L_s \quad (\text{I. 27})$$

I.4.5 Equation du couple électromagnétique [14]

Les relations donnant le couple électromagnétique sont nombreuses et dépendent du modèle choisi.

En se référant au schéma de la figure I.4, le couple électromagnétique en régime permanent s'écrit:

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \frac{P}{\omega_s} \frac{R}{g} (L'_r)^2 \quad (\text{I. 28})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Si on néglige la résistance statorique on aura:

$$I'_r = \frac{V_s^2}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{\mathfrak{g}}\right)^2 + (L'_r \omega_s)^2}} \quad (\text{I. 29})$$

Pour un glissement faible on peut écrire:

$$C_e = 3 \frac{P}{\omega_s} V_s^2 \frac{\mathfrak{g}}{R'_r} \quad (\text{I. 30})$$

Le couple varie linéairement en fonction du glissement ($\mathfrak{g}$).

Le couple maximum correspond à:

$$\left(\frac{R'_r}{\mathfrak{g}}\right)^2 = (L'_r \omega_s)^2 \quad (\text{I. 31})$$

$$\mathfrak{g}_m = \frac{R'_r}{L'_r \omega_s} \quad (\text{I. 32})$$

On aura alors:

$$C_{emax} = \frac{P}{L'_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{I. 33})$$

I.5 Transformation triphasé-biphasé [14]

I.5.1 Transformation de Clarke

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}_{cad} [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}] \quad (\text{I. 34})$$

Avec,

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 35})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Le passage inverse s'écrit:

$$[X_{abc}] = C_{32}[X_{\alpha\beta}] \text{ Avec } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 36})$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur.

I.5.2 Transformation de Concordia

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}_{cad} \quad [X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}] \quad (\text{I. 37})$$

Avec (I. 38)

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T_{32}[X_{\alpha\beta}] \text{ Avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 39})$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

I.5.3 Transformation de Park

I.5.3.1 Principe de la transformation de Park[2] [9]

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de

rotation.

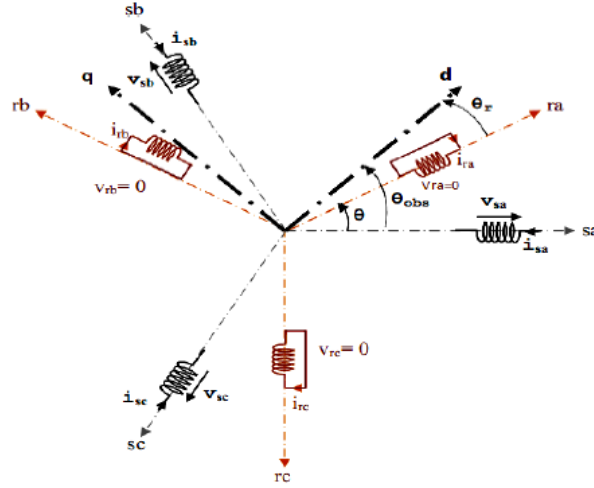


Fig. II-11 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

I.5.3.2 Matrice de passage [8]

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est définie comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 40})$$

Sous forme plus compacte.

$$[X_{0dq}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad (\text{I. 41})$$

$$p(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 42})$$

$$p(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 43})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

I.5.3.3 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone

I.5.3.3.1 Equations électriques[14]

L'expression des vecteurs tensions dans la base de découplage Bd est la suivante :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s]\vec{I}_s + \frac{d}{dt}\vec{\Phi}_s \\ \vec{V}_r = \vec{0} = [R_r]\vec{I}_r + \frac{d}{dt}\vec{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{I. 43})$$

On bascule à l'écriture matricielle de ces équations, on obtient :

$$\begin{pmatrix} [v_{s0}] \\ [v_{s1}] \\ [v_{s2}] \\ [v_{s3}] \\ [v_{s(n-1)}] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [R_s] & 0 & & & \\ 0 & [R_s] & & & \\ & 0 & [R_s] & 0 & \\ & & 0 & [R_s] & \\ & 0 & & & [R_s] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [i_{s0}] \\ [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_{s3}] \\ [i_{s(n-1)}] \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [\phi_{s0}] \\ [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_{s3}] \\ \vdots \\ [\phi_{s(n-1)}] \end{pmatrix} \quad (\text{I. 44})$$

I.5.3.3.2 Equations magnétiques[14] [16]

L'expression matricielle des trois équations des flux satiriques est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 45})$$

Ou sous forme condensée :

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I. 46})$$

L'équation matricielle des flux rotoriques prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{As} \\ \varphi_{Bs} \\ \varphi_{Cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + m_{rs} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 47})$$

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} & \ddots & & \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r0} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ \vdots \\ i_{r(n-1)} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{r0} \\ \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \phi_{r3} \\ \vdots \\ \phi_{r(n-1)} \end{pmatrix} \quad (\text{I. 48})$$

Il est à noter que les matrices résistances statorique et rotorique peuvent se former par plusieurs sous-matrices de dimension 2x2 et 1x1. Ces dernières représentent les machines fictives.

I.5.3.3.3 Expression du couple électromagnétique

On sait que la transformation de PARK conserve la puissance instantanée ce qui nous permet d'écrire:

$$P_e = V_{s1}i_{s1} + V_{s2}i_{s2} + V_{s3}i_{s3} = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \quad (\text{I. 49})$$

$$P_e = \left[R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \right] I_{sd} + \left[R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \right] I_{sq} \quad (\text{I. 50})$$

$$P_e = [R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2] + \left[\frac{d\varphi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} I_{sq} \right] + [\omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd})] \quad (\text{I. 51})$$

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

Le premier terme de cette expression représente les pertes joules dans les enroulements satiriques et rétorques.

Le deuxième terme correspond à l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique.

Le dernier terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique, puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$$p_e = C_e \Omega_s = \omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I. 52})$$

$$C_e = p (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I. 53})$$

I.5.3.3.4 Equation de mouvement[17] [18]

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...).L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$C_e - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I. 54})$$

I.6 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

La modélisation de la machine revient à mettre l'ensemble des équations régissent le fonctionnement de la machine sous forme d'état : [10][9] [3]

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I. 55})$$

[X]: Vecteur d'état.

[U]: Vecteur de commande

[A]: Matrice d'évolution

[B]: Matrice de commande

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif de la commande. Pour la modélisation qui suit le vecteur d'état est :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qr} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 56})$$

Le modèle de la machine est donné par l'écriture matricielle suivante:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{MT_r} \right) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \frac{\omega_r}{M} \\ -\omega_r & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \left(\frac{\omega_r}{M} \right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{MT_r} \right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 57})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 58})$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 59})$$

D'après ce système matriciel, on peut définir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\left(R_r + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \quad (\text{I. 60})$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\sigma L_s \omega_s I_{ds} - \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} + \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \quad (\text{I. 61})$$

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \quad (\text{I. 62})$$

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} \quad (\text{I. 63})$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2 M}{J L_r} (I_{qs} \varphi_{dr} - I_{ds} \varphi_{qr}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (\text{I. 64})$$

$$\varphi_{qs} = \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} + \sigma L_s I_{qs} \quad (\text{I. 65})$$

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} - \frac{M}{L_r} I_{ds} \quad (\text{I. 66})$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} - \frac{M}{L_r} I_{qs} \quad (\text{I. 67})$$

I.7: Conclusion [18].

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimentée en tension et le modèle de Park (biphasée) équivalent. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en courant par un hystérésis. Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des nonlinéarités. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande directe de couple DTC qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre II :
Commande DTC conventionnelle
d'une MAS

II.1. Introduction.

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [20].

La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [2].

II.2. Principes de la commande directe du couple.

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

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

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

II.3. Contrôle du flux et du couple.

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [1].

II.3.1. Contrôle du flux

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [21] :

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

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

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

$$\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{II.3})$$

Donc:

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

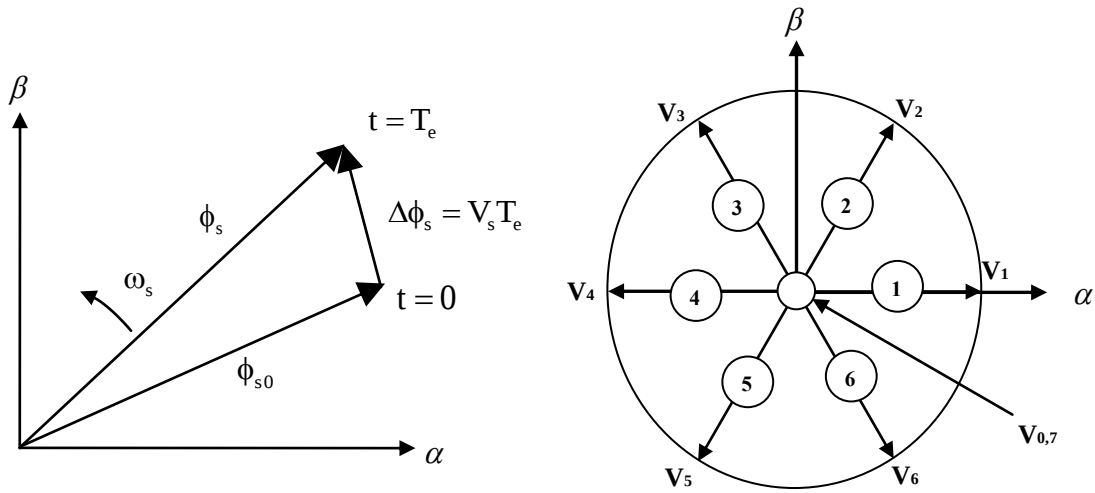


Fig II.1: Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

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

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

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

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

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

II.3.2. Contrôle du couple

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [21]:

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = 0 = R_r \overline{I_r} + \frac{d\overline{\Phi_r}}{dt} - j\omega \overline{\Phi_r} \end{cases} \quad (II.4)$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi_s} = L_s \overline{I_s} + M \overline{I_r} \\ \overline{\Phi_r} = L_r \overline{I_r} + M \overline{I_s} \end{cases} \quad (II.5)$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I_r} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi_r}}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\Phi_s} \right) \quad (II.6)$$

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

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi_r}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \overline{\Phi_s} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

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

Ces relations montrent que:

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

$$\overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\Phi_s}}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{II.8})$$

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

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

Avec:

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right) \quad (\text{II.10})$$

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

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

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

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$ et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$, donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension $\overline{V_s}$ est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [2].

II.4. Stratégie de la commande directe du couple.

La stratégie de commande de la commande directe du couple et de flux qui a été proposée par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- ✚ pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- ✚ on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✚ le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- ✚ on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✚ on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit [22].

II.5. Estimateurs .

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

II.5.1. Estimation du flux statorique.

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

$$\overline{\Phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (II.11)$$

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

$$\overline{\Phi_s} = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (II.12)$$

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

$$\overline{I_s} = I_{s\alpha} + j.I_{s\beta} \quad (II.13)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient [5]:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

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

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.16})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.17})$$

II.5.2. Estimation du couple électromagnétique.

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [23]:

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.18})$$

II.6 Correcteurs.

II.6.1 Correcteur de flux.

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (II.2). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (C_{flx}), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx}=1$) ou diminuée ($C_{flx}=0$) de façon à maintenir [22] :

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{II.19})$$

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

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

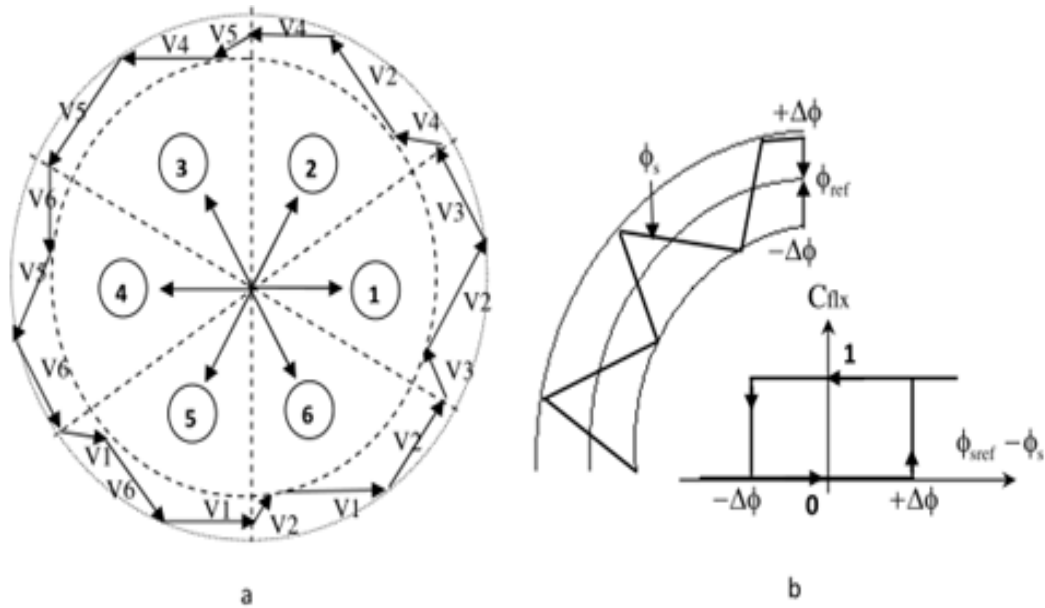


Fig II-2:Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt > 0 \text{ alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt < 0 \text{ alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_{ref} et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.2.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur $C_{flx} = +1$ pour augmenter le flux ($C_{flx} = 0$ pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique ϕ_s . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux ϕ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [24].

II.6.2 Correcteur de couple.

On définit l'erreur sur le couple, noter ζ_{cem} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée[25].

$$\zeta_{cem} = |C_{emref} - C_{em}| \quad (II.21)$$

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

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (II.21)$$

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

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

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

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

➤ Correcteur à deux niveaux

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

Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens le correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [20].

➤ Correcteurs à trois niveaux

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

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé $\hat{C}_e$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur $C_{cpl}=1$,

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

pour augmenter le couple, $C_{cpl} = -1$, pour le réduire et dans le cas $C_{cpl} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux[24].

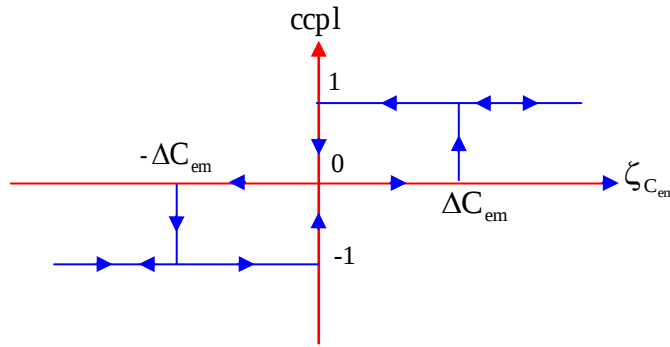


Fig II-3:Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.22})$$

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé $\hat{C}_e$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (II.4), celui-ci génère la valeur $C_{cpl} = 1$, pour augmenter le couple, $C_{cpl} = -1$, pour le réduire et dans le cas $C_{cpl} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [24].

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} .

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

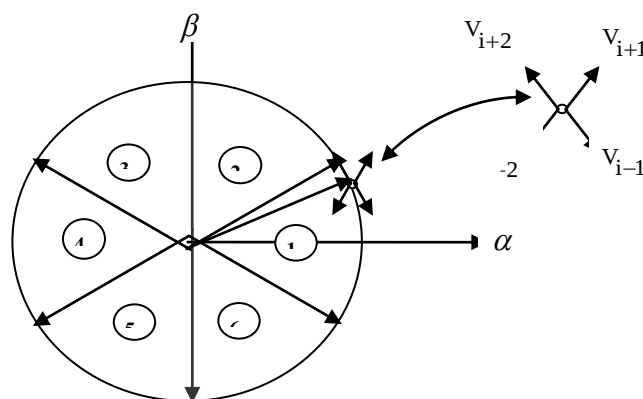
Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux ϕ_r rattrapera d'autant plus vite le flux ϕ_s que ce dernier ne se contente pas seulement de " l'attendre: cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de ϕ_s .

II.7 Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension V_s par les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\overline{\Phi_s}$ de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\overline{\Phi_s}$, du sens de rotation de $\overline{\Phi_s}$, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\overline{\Phi_s}$ dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones ($N=i$), avec ($i=1, \dots, 6$), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur (figII.4) [26].

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

- ❖ Si V_2 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ croît et C_{em} croît.
- ❖ Si V_6 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ croît et C_{em} décroît.
- ❖ Si V_3 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ décroît et C_{em} croît.
- ❖ Si V_5 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ décroît et C_{em} décroît.
- ❖ Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux $\overline{\Phi_s}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du vecteur $\overline{\Phi_s}$ reste inchangé [27].



FigII-4 : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

Cependant l'application des vecteurs tensions V_s dépend de la position du vecteur flux de la zone N, en début de la zone N=1, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux $\overline{\Phi_s}$, ce qui signifie que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux ne change pas considérablement et pour les deux vecteurs V_6 et V_3 , correspond un composant du couple très petit. Les variations des flux sont importantes.

Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple [27].

II.8 Elaboration des tables de commutation

II.8.1 table de commutation avec séquences nulles

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables $K\phi$ et Kc et le secteur du flux statorique.

L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} , V_{i-2} qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant :

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
$K\phi$				
Kc				

Tableau. (II.1) Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où $K\phi = 1$, $Kc = 1$, $S_i = 1$. Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives. Sur la figure II.2, nous voyons que les

$K\phi$	Kc	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	1-	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau. (II.2) Table de commutation définie par Takahashi.

Chapitre II Commande DTC conventionnelle d'une MAS

tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple. On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisit une séquence nulle toutes les fois où $K_c=0$, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation. En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi. [28]

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

II.8.2 table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas on n'utilise que les séquences actives. Cette stratégie est plus simple à mettre en œuvre et permet d'éviter le caractère aléatoire lorsque la machine fonctionne en régime générateur.

La table suivante illustre cette modification. [28]

K_ϕ	K_c	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau. (II.3) Table de commutation sans séquences nulles

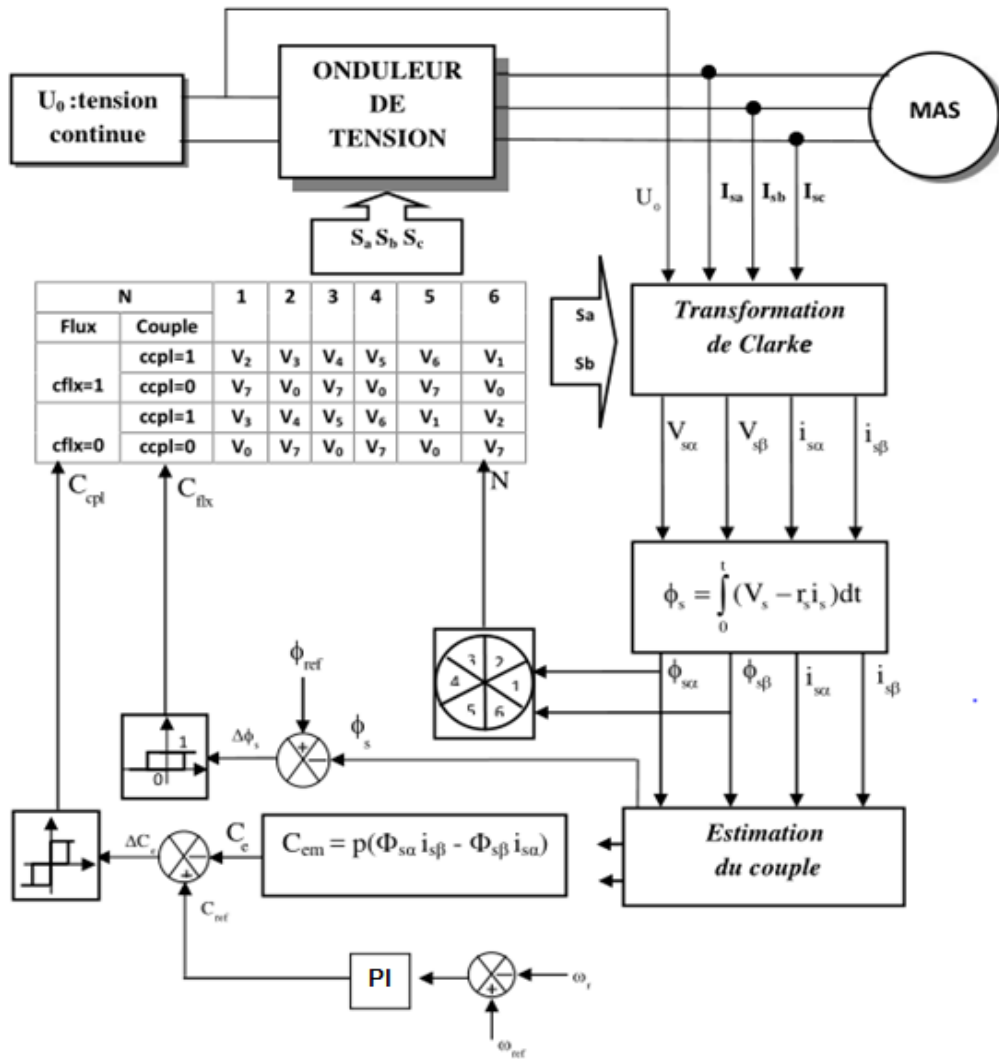


Fig II-5: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple[29] [30].

II-12-Conclusion .

Le principe du contrôle direct du couple (DTC) présente dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. La DTC obtenue est très performante et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision de contrôle. L'étude de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, ou l'on considère la vitesse assez élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique, suivi e par une étude sur le choix des bandes d'hystérésis pour diminuer le plus possible l'ondulation du couple et flux, puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audibles, qui entraine le vieillissement précoce de la machine [9].

Chapitre III :

Commande par mode glissant

III. Introduction

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commandes insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise la commande par mode de glissement et la commande synergétique [31] [32] [33] [34] [35]

.

III.1. Principe de la commande par mode glissant:

La commande par mode glissant (sliding mode) est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. Cette commande est utilisée pour le contrôle des systèmes linéaires et non linéaires en robotique, en aviation militaire ainsi qu'en milieu sous-marin dans la commande des véhicules amphibies....

La commande synergétique est une technique de contrôle assez proche de la commande par mode glissant dans le sens où l'on force le système considéré à évoluer avec une dynamique pré-choisie par le concepteur. Elle en diffère dans le fait que la commande est toujours continue et utilise une macro-variable qui peut être fonction de deux ou plusieurs variables d'état du système[31] [32] [33] [34] [35]

.

III.1.1 Notion de base du régime glissant:

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

III.1.1.2. Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Fig. II.3) [18].

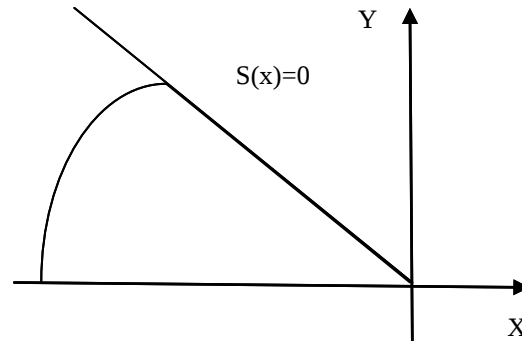


Fig. III. 1: Glissement idéal

III.1.1.2. Régime glissant réel:

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité

(Fig. III.4) [31] [32] [33] [34] [35]

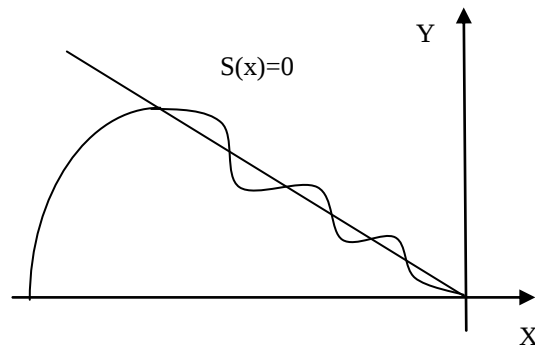


Fig. III.2: Glissement réel

III.1.2. Domaine d'application du réglage par mode glissant :

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il

existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Ces valves admettent des fréquences de commutation de quelques 10Hz.

III.1.3. Les avantages de la commande par mode glissant :

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- _ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations .
- _ Il suffit de connaître une borne pour v , ce qui simplifie le réglage .
- _ Le choix de la surface de commutation est assez libre .
- _ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de v [31] [32] [33] [34] [35]

III.2. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant:

Soit le système décrit par l'équation suivante:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, t) + g(x, t)u + w(x, t) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$x(t) \in \mathbb{R}^n$: représente le vecteur d'état, tel que $x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{n-1})^T$

$u(t) \in \mathbb{R}^m$: Vecteur de commande.

$w(x, t) \in \mathbb{R}^n$: Vecteur de perturbation

$f(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et $g(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande telle que (étant donné une trajectoire désirée $x_d(t)$) l'erreur de poursuite tend vers zéro malgré la présence des perturbations.

L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(t) = x(t) - x_d(t).$$

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en oeuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- 1-Le choix de la surface de glissement.
- 2-L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- 3-La détermination de la loi de commande.

$\Re$: Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(x, t) \\ y = C^m x \end{cases} \quad y \in \mathbb{R}^m \quad (\text{III.2})$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile [31] [32] [33] [34] [35].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan déphase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée:

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

$e(t)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

-Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

-Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda x e(x) + e'(x)$

-Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda^2 x e(x) + 2 \lambda x e'(x) + e''(x)$.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant

La condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

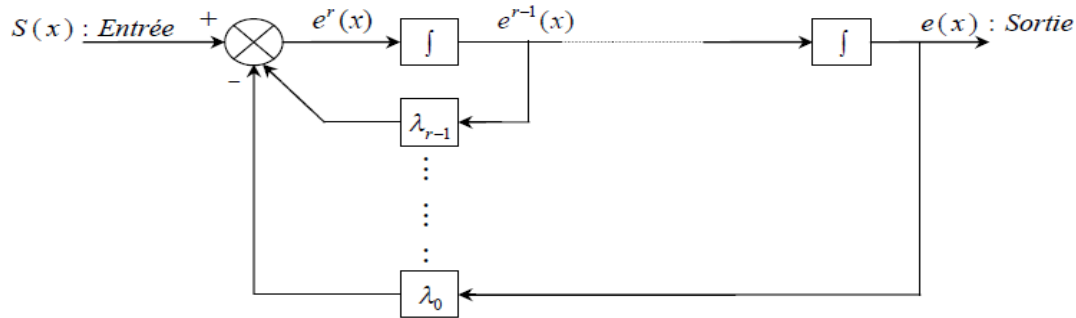


Fig III.3 Linéarisation exacte de l'écart

Dans le contrôle de la machine, il faut assurer le contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, où de la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui i sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre[31] [32] [33] [34] [35].

- pour la vitesse ω

$$S_1 = K_1 \times (\omega - \omega_{\text{ref}}) + (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{\text{ref}}) \quad (\text{III. 4})$$

Si on introduit l'erreur en vitesse:

$$\varepsilon_{\omega} = \omega - \omega_{\text{ref}}$$

On aura:

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\omega} + \dot{\varepsilon}_{\omega} \quad (\text{III. 5})$$

pour le flux Φ

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{r \text{ ref}}) + (\Phi'_r - \Phi'_{r \text{ ref}}) \quad (\text{III. 6})$$

Avec l'erreur en flux:

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi - \Phi_{r \text{ ref}}$$

On aura:

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (\text{III. 7})$$

Où: K_1 et K_2 sont des gains positifs.

III.4. Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles [31] [32] [33] [34] [35]

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\omega - \omega_{ref}) + K_1 \cdot (\omega - \omega_{ref}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0 \end{cases}$$

Par conséquent, pour une surface de glissement nulle ($S_1=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors, pour suivre ω_{ref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i = 0$).

III.4.1 Fonction directe de commutation:

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad \text{(III -8)}$$

III.4.2 Fonction de LYAPUNOV:

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$ &), l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande V tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [31] [32] [33] [34] [35]

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III -9})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III -10})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III -11})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $(S(x))^2$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés Figure(II.6) .Cette condition suppose un régime glissant idéal.

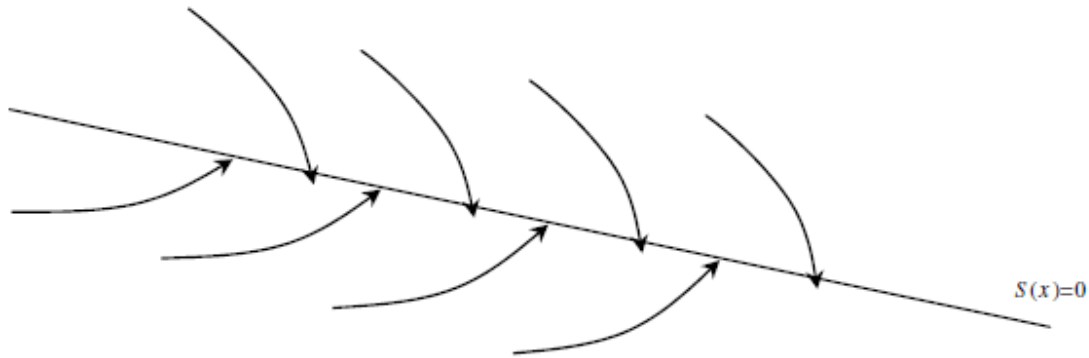


Fig. III.4 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

III .5.Détermination de la loi de commande

III.5.1. Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre V_{Max} et V_{Min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (fig III.5). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « broutement » ou « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement [31] [32] [33] [34] [35].

.

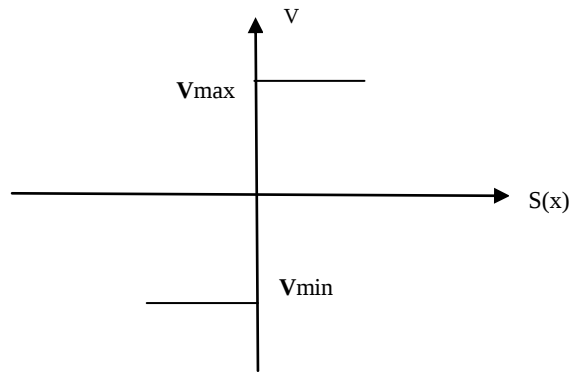


Fig. III.5 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III.5.2. Définition des grandeurs de commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe

Pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures[31] [32] [33] [34] [35].

Nous posons donc :

$$V(t) = V_{eq}(t) + V_n \quad (\text{III. 12})$$

$v_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente.

Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = \dot{e}(x) = 0 \quad (\text{III.13})$$

$v_n(t)$: est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :

$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$, Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de

Convergence. Donc cette commande est garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement.

Le terme v_N est donné par :

$$v_N = \dot{S}(x) = -K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.14})$$

Avec :

$$K > 0; S(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre V_{Max} et V_{Min} .

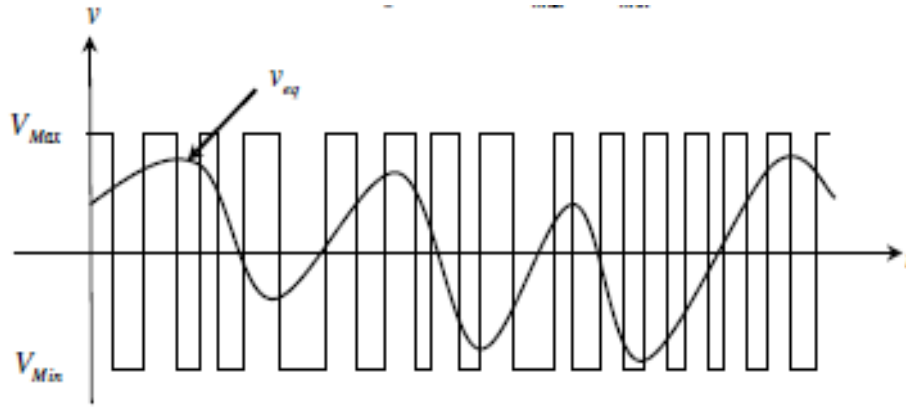


Fig. III.6 : La valeur v_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre V_{Max} et V_{Min} .

III.5.2.1 Expression analytique de la commande:

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (II-10).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)v(t) \quad (\text{III -16})$$

Le vecteur v est composé de deux grandeurs : v_{eq} et v_N , soit :

$$v(t) = v_{eq}(t) + v_N \quad (\text{III -17})$$

A partir des équations (III -10) et (III -11), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)v_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)v_N\} \quad (\text{III -18})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$v_{eq}(t) = -\left\{\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t)\right\}, v_N = 0 \quad (\text{III -19})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme v_{eq} par sa valeur (II-13) dans l'équation (II-10), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) v_N\} \quad (\text{III -20})$$

Le problème revient à trouver v_N tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) v_N\} < 0 \quad (\text{III -21})$$

La solution la plus simple est de choisir v_N sous la forme de relais (Fig II.9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$v_N = K \cdot \text{signe}(S(x)) \quad (\text{III -22})$$

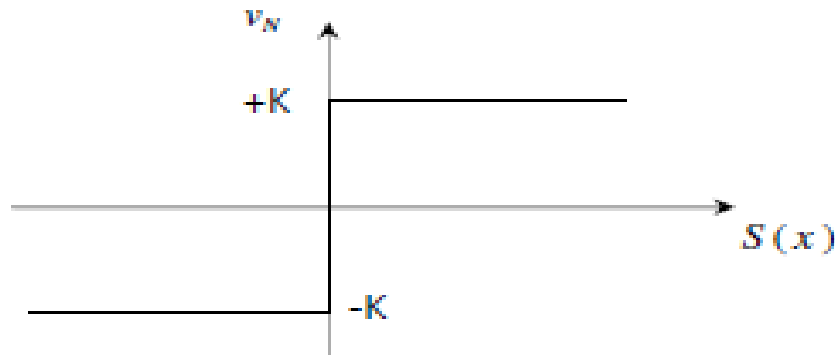


Fig. II.7 : Représentation de la fonction « Signe »

En remplaçant l'expression (III-16) dans (III-15), on obtient [31] [32] [33] [34] [35]:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t) K \cdot S(x)\} < 0 \quad (\text{III -23})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

III.9.1.1 Commande de type relais (commande sign):

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III -17). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

La fonction "relais" est définie par: $u_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$. Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long. Si K est très grand, le temps de réponse sera rapide, mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent.

La (fig III.8) représente les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour une

référence de (157 rad / s), l'application de charge de 3.5 Nm est effectuée à l'instant $t = 0.5s$.

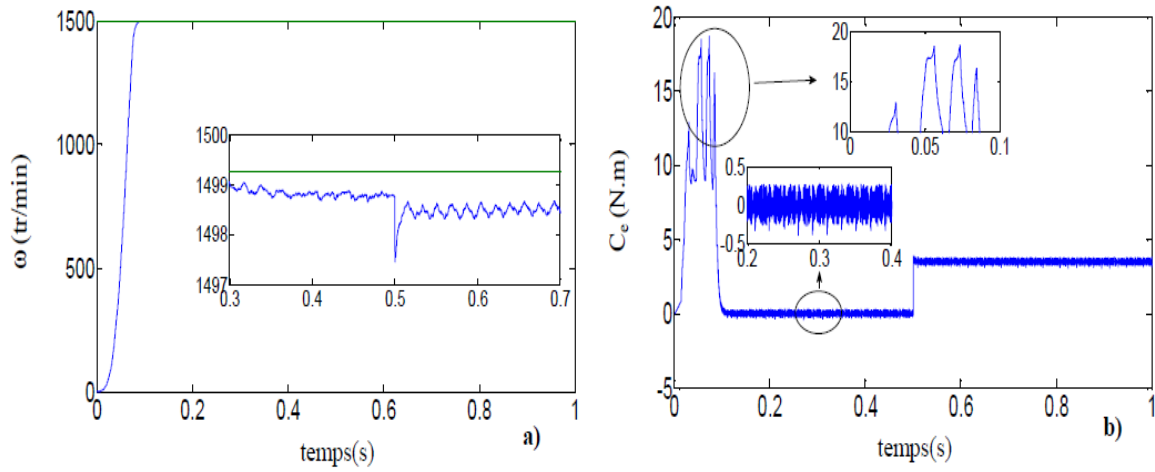


Figure III.8: Commande "relais" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique

Les oscillations de haute fréquence et d'amplitude élevée que l'on remarque sur les courbes de la vitesse et du couple (fig III.8) sont dues à la partie discontinue de la commande qui prend des valeurs importantes [31] [32] [33] [34] [35]

.

III.9.1.2 Fonction de saturation

Les résultats sont représentés sur la figure suivante (fig III.10) sont obtenus en remplaçant la fonction "relais" par une fonction de saturation (sat) [31] [32] [33] [34] [35]

.

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si & S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si & S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si & |S| < \mu \end{cases} \quad (III.24)$$

μ : un parametre petit et positive

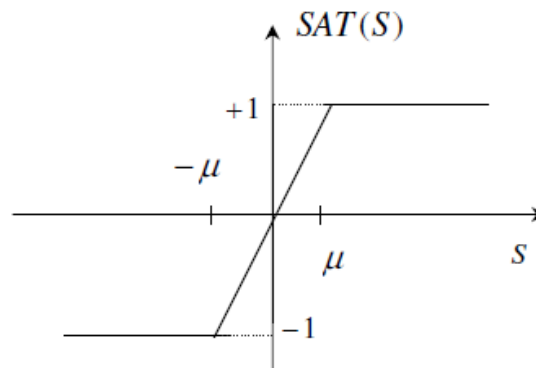


Fig. III.9: Fonction « SAT ».

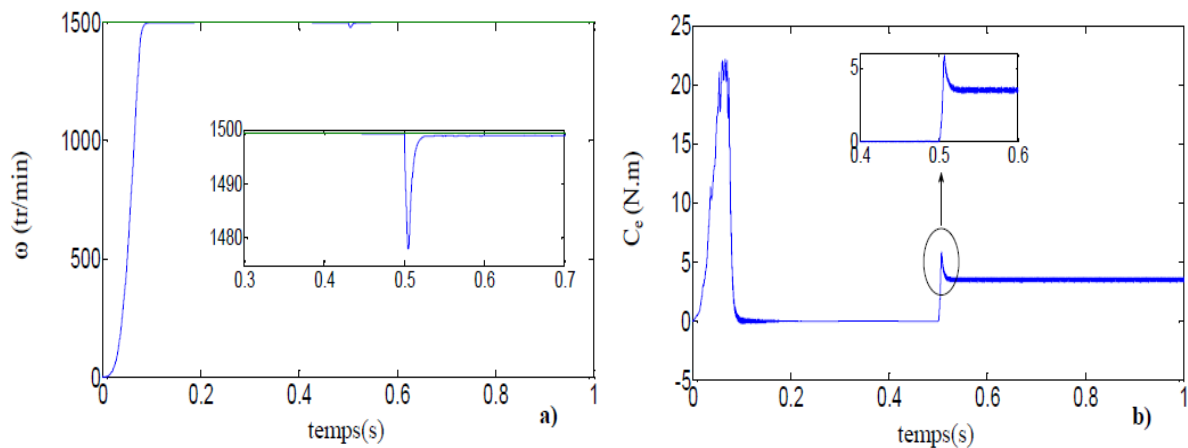


Figure III.10: Commande discontinue de type "saturation" (a): vitesse de rotation (b): couple électromagnétique

On y remarque qu'il n'y a plus d'oscillations sur la réponse du couple. La vitesse chute à des valeurs considérables. Le couple électromagnétique subit un pic provoqué par la perturbation de la charge. Pour palier, cet inconvénient, le recours à une autre forme de commande dite intégrale est obligatoire.

III.4. 4 Elimination du phénomène de Chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « Signe » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Fig III.9) [31] [32] [33] [34] [35].

IV. Conclusion.

Dans ce chapitre, la théorie du mode glissant a été brièvement présentée, avec quelques notions sur la commande à structure variable avec surface de commutation non linéaire. Nous avons appliqué, à une modélisation une stratégie de régulation à mode glissant à la fois sur les modes lents (mécaniques) et rapide (liés aux courants). La commande par mode de glissement a montré de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne de vitesse et de rejet de la perturbation [5].

Chapitre IV :

Commande DTC par mode glissant d'une MAS

Chapitre IV Commande DTC par mode glissant d'une MAS

On remarque qu'au démarrage il atteint un pic puis il s'annule, jusqu'à application du couple de charge où il suit parfaitement sa valeur de consigne comme le montre.

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

II.10.2 Inversion de sens de rotation

Le résultat de simulation de l'inversion de sens de rotation. Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de la vitesse de $\omega_{ref}=120 \text{ (rad/s)}$ à $\omega_{ref}= -120 \text{ (rad/s)}$ à $t=0.5$ sans charge. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la poursuite en vitesse s'effectue et suit parfaitement la valeur de la référence, de même pour le couple sauf que lui subit un dépassement à l'instant $t=0.5$ (l'instant d'inversion de la vitesse) avant de se stabiliser.

1. Simulation avec les memes paramètres (chapitre II)

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur asynchrone.
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ❖ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- ❖ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ❖ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

Chapitre IV Commande DTC par mode glissant d'une MAS

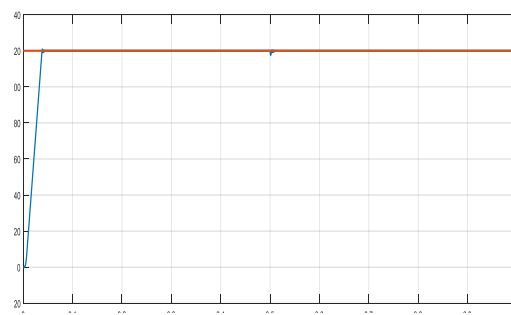
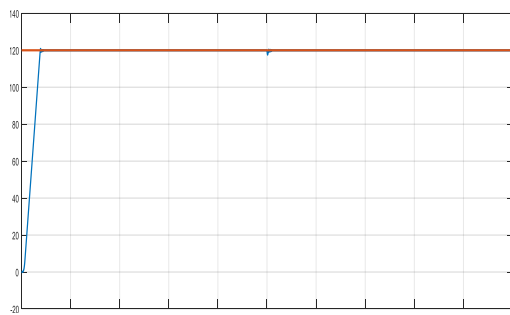


Fig IV.2-Comparaison vitesse entre DTC mode glissant et par PID

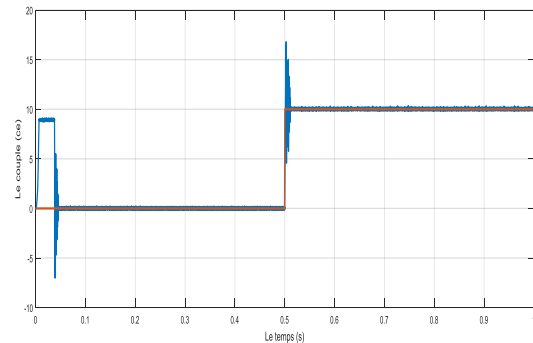
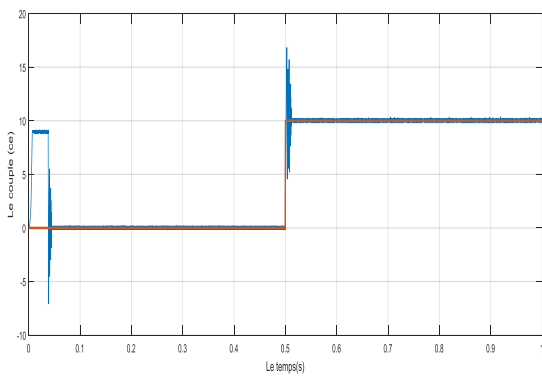


Fig IV.3-Comparaison couple entre DTC mode glissant et par PID

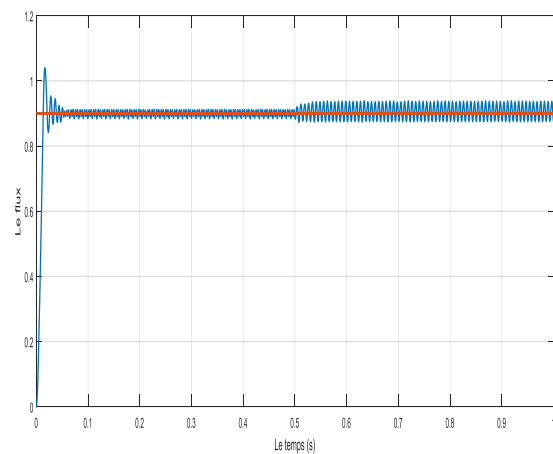
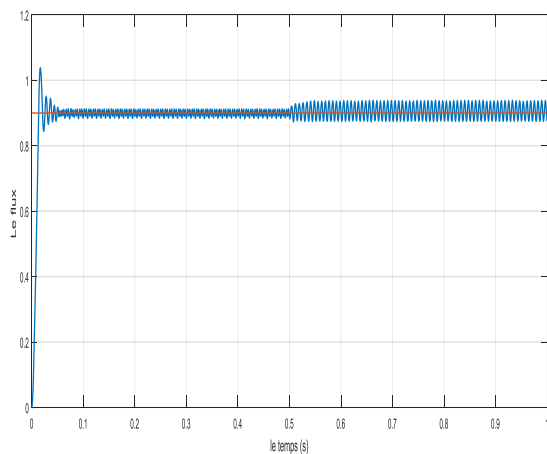


Fig IV.4- Comparaison flux entre DTC mode glissant et par PID

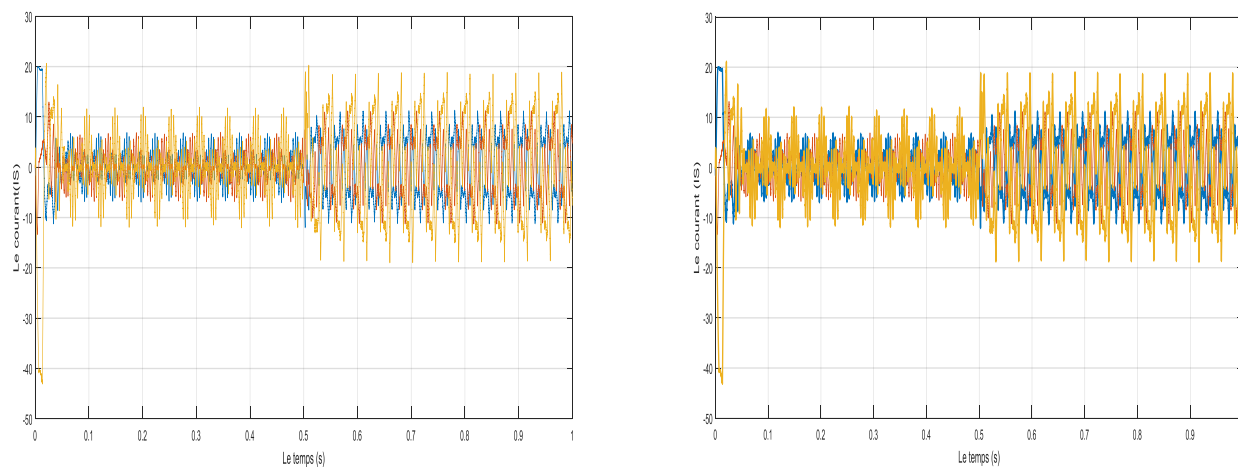


Fig IV.5- Comparaison courant entre DTC mode glissant et par PID

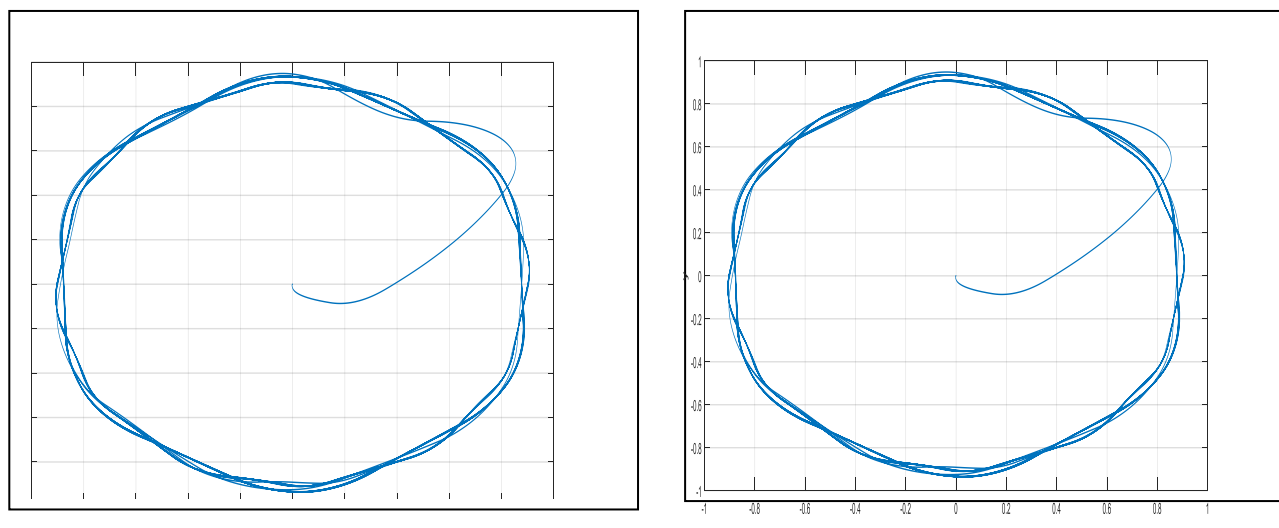


Fig IV.6- Comparaison flux alfa-beta entre DTC mode glissant et par PID

3. Présentation de résultat de simulation

On à présente une étude comparative de deux structures de la MAS dans les mêmes conditions de fonctionnement. La première structure utilisée un régulateur classique de type PI et la seconde structure basée sur un régulateur a commande par mode glissant. le but de cette étude est valide avec simulation numérique de la technique de commande par mode glissant.

Nous avons présenté les réponses de la MAS pour les deux types de commande PI et MG. Les figure représente les réponses de la vitesse et du couples dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale (120 rad/s) suivi d'un échelon de couple résistant nominale (10 Nm) pour $t=0.5s$. Au démarrage la vitesse du commande à mode glissant(MG) fait apparaître un transitoire de même que celui à commande PI, mais maintenu plus longtemps à sa valeur nominale. Cela explique la plus grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la MG.

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec mode glissant est plus robuste par rapport à la commande PI. On remarque que le temps de réponse de la MG est plus rapide que la commande par PI.

D' autre part les résultats de simulation montrent que le couple obtenu par la commande du mode glissant diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la commande PI est retenue a sa valeur maximale plus longtemps.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe du comportement de la commande DTC –Mode Glissant d'une machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

En somme, cette technique apporte une solution concrète aux problèmes rencontrés dans les autres techniques de contrôle des moteurs à courant alternatif.

A partir de ces résultats on peut dire que le contrôle du couple de la MAS est basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques, la robustesse vis-à-vis de la charge et vis-à-vis de l'inversion de vitesse, le temps de réponse extrêmement court en régulation du couple, et une bonne précision.

Néanmoins, malgré que la DTC soit insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation du flux et du couple reste dépendants de la résistance statorique lors d'une régulation de la vitesse de rotation en régime transitoire utilisant un PI classique.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative entre la commande directe de couple conventionnelle d'une machine asynchrone et la DTC à base d'un régulateur par mode glissant.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre la modélisation de la machine asynchrone et l'utilisation de transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère à deux phases, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI sinus-triangle.

Ensuite, on a présenté dans le deuxième chapitre la commande DTC de la MSAP pour son asservissement en vitesse, les résultats de simulation de l'association (commande DTC), sont acceptables.

La commande par mode glissant on a fait l'objet d'une troisième chapitre. nous nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle. Parmi les techniques modernes les plus utilisés actuellement, le réglage par mode glissant.

Ensuite, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus entre la DTC conventionnelle et la commande utilisant le mode glissant. Nous concluons que produit une commande plus robuste avec des réponses plus rapide et plus précis, en comparaison avec la DTC classique

Enfin on propose quelque perspective pour l'avenir:

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'application du mode glissant d'ordre supérieure pour l'obtention de couple référence.
- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.

Référence bibliographies

Références et Bibliographies

Reference bibliographies

```
:clear all
:close all

:Us=380
:Rs=5.717
:Rr=4.282
:Ls=0.464
:Lr=0.464
:M=0.441
:J=0.0049
:f=0.00038
:p=2
:phi_f=0.9
:wref=120
:Tinv=0.5
:Tr=Lr/Rr
:Ts=Ls/Rs
:Cr=10
:Kmg=2000
:ep=0.01
:Tc=0.5
:(S=1-(M^2)/(Ls*Lr)
:H=1.8265
:((a11=-(1/(Ts*S)
:a22=a11
:(c14=(1-S)/(S*M)
:(b11=1/(Ls*S)
:b22=b11
:A1=[a11 0 0 0
:a11 0 0 0
:0 0 0 0
:[0 0 0 0
:A2=[0 0 0 c14
:c14 0- 0 0
:1- 0 0 0
:[0 1 0 0
:B=[b11 0
:b11 0
:0 0
```

Références et Bibliographies

```
      : [0 0
      : (d11=- (1-S) / (Lr*S
      : (d13= (1-S) / (S*Lr*M
      : d22=d11
      : d24=d13
      : d31=M/Lr
      : d33=-1/Lr
      : d42=d31
      : d44=33
      : D=[d11 0 d13 0
      : d11 0 d24 0
      : d31 0 d33 0
      : [d31 0 d33 0
g=1/ (S*Ts) + (1/Tr) * (1-
      : S) / S
      : (m= (p*M) / (J*Lr
      : (i=1/ (J*M
      : o= (1/Tr) +g
      : (r= ( (1-S) / S) * (1/M
      : n= (3/Tr) +g
      : q= (2+ (M*r) ) / Tr
      : ( (Rt=Rr+ (M/ (Tr*Lr
      : (mg1= (2*Lr) / (p*M
lamda= (Rs/ (S*Ls) ) + (1/T
      : ( (r* ( (1-S) / S
      : (delta= ( (1-S) / S) * (1/M
      : gs=0.002
      : gsd=0.002
      : GP=5
      : GI=0.25
      Kp=50
      : Ki=2.5
```

```
(figure(1
(plot(t,flux
(figure(2
(plot(t,Is
(figure(3
(plot(x,y
(figure(4
(plot(t,Ce
(figure(5
plot(t,W
```

Bibliographiques

- [1] S.Mebarek «Commandes non linéaires de la machine asynchrone», du diplôme de Master, université Msila 12/13.
- [2] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [3] A. AISSA «commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants», diplôme de MAGISTER université d Batna 2005.
- [4] B. Walid «Commande de la machine asynchrone par la cascade hypo synchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB», du diplôme de **MAGISTER**, université SETIF 1 2013.
- [5] A.Houaria «Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation», diplôme de MAGISTER université d'Oran.
- [6] B. OMAR FETHI «application des techniques de l'intelligence artificielle (**IF-RN**) pour le controle direct du couple d'une **mas** alimentee par des **onduleurs multi niveaux**», du diplôme de Master, université d'Oran 2013
- [7] L. Ahmed et A . Ahmed «Commande vectorielle de la machine asynchrone», du diplôme de Master, université Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent 15/16.
- [8]B.ELhadj, «Commande vectorielle sans capteur du vitesse d'une machine asynchrone double étoile », diplôme de MAGISTER université d'chlef 2008
- [9] B.Sebti, «Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones», diplôme de MAGISTER université d'Batna2013.
- [10] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, «Commande scalaire d'un Moteur Asynchrone » ,Thèse MASTER, université de MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2018.
- [11] B. Boubakr, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux», diplôme de MAGISTER université d'Alger 2010.
- [12] D. Lakhdar «contribution a la commande prédictive directe du couple de la machine à induction», du diplôme de DOCTORAT, université DE BATNA 2016.
- [13] Paul-Etienne VIDAL, «Commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation», diplôme de DOCTORAT 2004.
- [14] A. KAMEL, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», diplôme de MAGISTER université d'ANNABA2007.
- [15] N.KHALIL, «Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue», diplôme de MAGISTER L'Université de Constantine2006.
- [16] A. Nabil et B. Amine «Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI», diplôme de MASTER université d' Boumerdes2015/2016.
- [17] H. LALLOUANI «Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile», du diplôme de DOCTORAT, université Msila 2020.

Références et Bibliographies

- [18] T.Hanene, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone», diplôme de MAGISTER université d'Batna2006.
- [19]Z.RAITER, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone avec défaut », diplôme de MAGISTER université de Biskra 2013.
- [20] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [21] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Mémoire d'ingénieur , université de Batna 2010.
- [22] A. Belhani et F. Mehazzem, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [23] S. Rebouh et S. Benaïcha, «commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [24] Ridha Kechida "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magister, université d'El-oued 2010.
- [25] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [26] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [27] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [28] B. Tahar «Contrôle DTC d'une machine asynchrone» diplôme de MASTER université d' **ANNABA** 2017.
- [29] M. M^{ed}Ibrahim et R. M^{ed}Mokhtar «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone»du diplôme de Master,université EL-Oued2014.
- [30] M. BACHIR «DTC intelligente appliquée à la commande de la machine asynchrone » université de Batna 2014.
- [31] Z.Yamina «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone», du diplôme de Magister, université de Setif 2010.
- [32] L. Salah «Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)», du diplôme de Magister, université DE ANNABA 2006.
- [33] A.Ahmed «Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage», du diplôme de Magister, université DE Biskra 2011.
- [34] A. Hadjer «Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires», du diplôme de Magister, université de Setif2014.
- [35] T. Hicham «Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts», du diplôme de Doctorat université de Biskra 2016.