

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



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Réseaux Electrique

Thème

**Commande par mode glissant sans capteur de la
machine Asynchrone**

Encadré par :

SERHOUD Hicham

Présenté par :

BEKAKRA Ahmed
SEBBAK Mohammed Ismail
ZERIG Sadok

Année Universitaire 2018/2019

Remerciements

Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur

*Monsieur **SRHODE HICHAM** pour l'aide qu'il nous a apportée, ses excellents
conseils, son attention si aimable et sa grande patience.*

*Nos remerciements vont également à nos camarades et amis de la promotion et que tous
nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent l'expression de notre
profonde gratitude, et en particulier les enseignants de notre institut.*

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidés à élaborer ce modeste travail.

بسم الله الرحمن الرحيم



وقل ربي ارحمهما كما ربياني صغيرا



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

À ma mère avec toute mon affection.

À mon père avec toute ma reconnaissance.

À mon grand-père et ma grand-mère que dieu les gardes.

À mes frères et ma sœur.

À ma famille.

À tous mes amis.

À tout mes enseignants depuis mon primaire jusqu' à la master

Résumé :

Ce mémoire présenté la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone(MAS) à partir de MRAS observateur . Le commande classique de type PI appelée commande vectorielle s'est avérée insuffisante car elle est moins robuste. actuellement la technique de la commande par mode glissant d'un moteur asynchrone présente plusieurs avantages à savoir: la robustesse, la précision, la stabilité, la simplicité et, un temps de réponse assez faible. ces derniers critères ont été bel et bien prouvés par des tests de robustesse. les résultats de simulations numériques obtenus dans notre travail montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les entraînements électriques à vitesse variable.

Mots clés:

Machine Asynchrone, Commande Vectorielle, Régulateurs classique PI, Commande à structure variable (mode glissant), Observateur (MRAS).

ملخص:

قدم في هذا العمل التحكم في وضع الانزلاق الميكانيكي الخالي من المستشعر للمحركات اللائزامية بواسطة تقنية MRAS. ثبت أن المنظمات من نوع PI الكلاسيكي غير كافٍ لأنه أقل قوة حاليًا ، تتميز تقنية التحكم في الوضع المنزلق للمحرك غير المتزامن بالعديد من المزايا وهي: المتانة والدقة والثبات والبساطة ووقت استجابة منخفض إلى حد ما. وقد أثبتت هذه المعايير الأخيرة بشكل جيد وحقيقي من خلال اختبارات الصلابة. تظهر نتائج عمليات المحاكاة الرقمية التي تم الحصول عليها في عملنا الاهتمام المتزايد لمثل هذا التحكم في المحركات الكهربائية ذات السرعة المتغيرة

كلمات البحث : آلة غير متزامنة، تحكم PI تقليدي ، تحكم متغير (وضع انزلاق) ، مراقب.(MRAS)

Sommaire



Sommaire

I.1 Introduction générale.....	01
--------------------------------	----

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction.....	03
I.2. Généralités sur les machines asynchrones.....	03
I.2.1. Description et principe de fonctionnement.....	03
I.2.2. Hypothèse simplificatrices.....	04
I.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé.....	05
I.3.1. Equations électriques.....	06
I.3.2. Equations magnétiques.....	06
I.4 Transformation de Park.....	08
I.4.1 Modèle du moteur dans le système biphasé.....	10
I.4.1.1. Equations électriques.....	10
I.4.1.2. Equations magnétiques.....	10
I.4.2 Définitions des différents référentiels.....	10
I.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator.....	11
I.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor.....	11
I.4.2.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant.....	12
I.4.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance.....	12
I.4.4 Equation mécanique.....	13
I.5. Mise en équation d'état.....	14
I.5.1 Equations électromagnétiques.....	14
I.5.2 Equations mécaniques.....	15
I.6 Simulation de la machine asynchrone.....	15
I.6.1 Schéma de simulation.....	16
I.7. Résultats de simulation.....	17

I.8. Interprétation des résultats.....	18
I.9 Conclusion.....	19

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction.....	20
II.2 Description.....	21
II.3 Principe général de la méthode.....	21
II.3.1 Commande vectorielle directe.....	22
II.3.2 Commande vectorielle indirecte.....	23
II.4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	23
II.4.1 Modèle de la MAS d'estimé par la C.V.O.F.R.....	24
II.4.2 Découplage entré-sortie.....	26
II.4.2.1 Découplage par compensation.....	26
II.4.3 Bloc de défluxage.....	27
II.5 Régulation.....	28
II.5.1 Conception des régulateurs.....	28
II.5.1.1 Action proportionnelle.....	28
II.5.1.2 Action intégrale.....	28
II.5.2 Caractéristiques des régulateurs.....	29
II.5.2.1 Stabilité.....	29
II.5.2.2 Précision.....	29
II.5.2.3 Rapidité.....	29
II.5.3 Calcul des régulateurs.....	29
II.5.3.1 Régulation de courant statorique i_{sq}	29
II.5.3.2 Régulation de courant statorique i_{sd}	30
II.5.3.3 Calcul de régulateur de vitesse.....	31
II.6 Commande des onduleurs.....	32
II.6.1 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	32
II.6.2 Différentes techniques de modulation en MLI.....	32
II.6.3 Principe de la commande analogique.....	32

II.6.4 Schéma de principe de la commande par MLI (PWM).....	33
II.7 Schéma bloc de commande vectorielle.....	33
II.8 Résultat de simulation.....	34
II.9	
Conclusion.....	36

Chapitre III

Commande par Mode Glissant de la Machine Asynchrone

III.1 Introduction.....	37
III.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement.....	38
III.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	38
III.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	39
III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente.....	39
III.3 Principe de la commande par mode de glissement.....	41
III.4 Conception de l'algorithme de commande par mode de Glissement.....	42
III.4.1 Choix de la surface de glissement.....	42
III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	43
III.4.2.1 La fonction discrète de commutation.....	43
III.4.2.2 La fonction de Lyapunov.....	43
III.4.3 Détermination de la loi de commande.....	44
III.5 Application de la commande par mode de glissement au MAS.....	47
III.5.1 Surface de régulation de la vitesse.....	48
III.5.2 Surface de régulation du flux rotorique.....	49
III.5.3 Surface de régulation du courant statorique directe.....	50
III.5.4 Surface de régulation du courant statorique quadrature.....	51
III.6 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux rotoriques et des courants statorique par mode de glissement.....	52
III.7 Résultats de simulation.....	52
III.7.1 Interprétation des résultats.....	53
III.8 Conclusion.....	54

Chapitre IV

Commande Par Mode Glissant Sans Capteur De Vitesse Mécanique

IV.1 Introduction.....	55
IV.2 Commande sans capteur de position.....	55
IV.3 Principe d'un observateur.....	55
IV.3.1 Filtre de Kalman.....	56
IV.3.2 Observateur de type Luenberger.....	57
IV.3.3 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS.....	57
IV.4. MRAS base sur l'estimation du flux rotorique.....	58
IV.5. Schéma globale de la commande Vectorielle sans capteurs.....	60
IV.6. Résultats de simulation.....	61
IV.7. Conclusion.....	65
 CONCLUSION GENERALE.....	 66
 Annexe	
Bibliographie	

Listes des Figures :

Figure (I.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	05
Figure (I.2) Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé.....	08
Figure (I.3) Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.....	11
Figure (I.4) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.....	16
Figure (I.5) Résultats de simulation du modèle en tension de la machine asynchrone dans référentiel (α , β) lors de démarrage (à vide, et en charge).....	17
Figure (II.1) Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	21
Figure (II.2) Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS.....	22
Figure (II.3) Schéma-bloc de découplage.....	25
Figure (II.4) Reconstitution des tensions.....	27
Figure (II.5) Bloc de défluxage.....	28
Figure (II.6) Représentation de la commande par PI.....	28
Figure (II.7) schéma bloc de la régulation du courant statorique isq.....	29
Figure (II.8) schéma bloc de la régulation du courant statorique isd.....	30
Figure (II.9) schéma bloc de la régulation de la vitesse.....	31
Figure (II.10) Schéma de principe de la commande par MLI.....	33
Figure (II.11) schéma de commande vectorielle indirect de la M.AS alimentée en tension....	33
Figure (II.12) Résultat de simulation de la commande vectorielle indirect de la M.AS alimentée en tension (avec et sans onduleur).....	34,35
Figure (III.01) Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	38
Figure (III.02) Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	39
Figure (III.03) Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	40
Figure (III.04) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	41
Figure (III.05) Interprétation de U_{eq}	44
Figure (III.06) Fonction sgn (Commande de type relais).....	46
Figure (III.07) Fonction de saturation(Commande adoucie).....	47
Figure (III.08) Définition de la fonction (Smooth).....	47

Figure (III.09) Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux rotoriques et des courants statorique par mode de glissement.....	52
Figure (III.10) Résultat de simulation de la MAS de la commande par mode de glissement.....	53
Figure(IV.1) Schéma de Principe d'un observateur	58
Figure(IV.2) structure MRAS	59
Figure(IV.3) Schéma de Principe d'un observateur MRAS.....	61
Figure (IV.4) Schéma de la structure générale du contrôle mode glissant sans capteur de vitesse par la technique MRAS.....	60
Figure (IV.5.6.7.8.9) Teste de démarrage a vide - charge variable -basses vitesses et inverse le sens de rotations.....	63.64.65
Figure (IV.10.11.12.13) Test de robustesse aux basses vitesses.....	56.66

Notations et Symboles



Notations et symboles

R_r, R_s : Résistance statorique et rotorique (Ohm).

L_s, L_r : Inductances cycliques statoriques et rotoriques (H).

σ : Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.

T_r, T_s : Constant de temps rotorique (statorique).

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de Park.

$[P(\theta_a)]^{-1}$: Matrice inverse de Park.

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique « sa » et l'axe rotorique ra (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

g : Coefficient de glissement.

$\omega = n_p \Omega$: Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

n_p : Nombre de paires de pôles.

ω_s : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

ω_r : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

$\widehat{\omega}_r$: Pulsation des courants rotoriques estimée.

$\Phi_{r \text{ nom}}$: Flux rotorique nominal.

$\widehat{\Phi}_r$: Flux rotorique estimée.

$\Omega_{r \text{ nom}}$: Vitesse rotorique nominal.

$P = d/dt$: Opérateur dérivé de Laplace.

t_{rBO} : Temps de réponse en boucle ouvert.

t_{rBF} : Temps de réponse en boucle fermée.

$T_m = J/f$: Constant du temps mécanique

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constant du temps statorique

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constant du temps rotorique

$C_{I_{sd}}, C_{I_{sq}}$: Fonction d'un régulateur PI du courant statorique selon les axes

«d, q»

Max : Valeur maximale.

Min : Valeur minimale.

eq : Equivalent.

S : La surface de glissement.

$\dot{S}$: Dérivé de la surface.

$\frac{\partial S}{\partial x}$: La dérivé partielle de la surface.

U_n : Commande non linéaire (stabilisante).

$V(x)$: Fonction de Lyapunov.

$x(t)$: Vecteur d'état d'un système non-linéaire.

e : Erreur de vitesse.

$S(\Omega)$, $S(\Phi_{rd})$, $S(I_{sd})$, $S(I_{sq})$: Surfaces de glissement de (vitesse, flux rotorique et des courants statorique selon l'axe d , q).

*, réf : Indice indiquant la référence (la consigne).

ε : Constante d'amortissement.

k_p, k_i : Gain proportionnel, (intégral) d'un régulateur PI des courants statorique selon les axes « d, q ».

k_Ω : Gain proportionnel d'un régulateur PI du contrôleur de vitesse.

Sigles utilisés :

MAS : Machine Asynchrone.

CVD : Commande Vectorielle directe.

FOC: Field Oriented Control.

IFOC: Indirect Field Oriented Control.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

PI : Proportionnel Intégral.

FTBO : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

MG : Mode de Glissement.

CSV : Commande à structure variable.

SMC : Sliding Mode Control.

f.m.m : Force magnétomotrice.

f.é.m : Force électromotrice.

SVM : Space Vector Modulation.

PWM : Pulse Width Modulation.

MC : Le mode de convergence.

MRP : Le mode du régime permanent.

MRAS: Model Référence Adaptive System.

Introduction Générale



Introduction générale :

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et des micro-informatique, le domaine entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. en effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performantes, dans les application industrielles. On trouve souvent le moteur asynchrone le plus utilisé dans ce domaine, car ce dernier à une construction mécanique simple et robuste.

Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliquées que ceux du moteur à courant continu.

Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un entraînement avec moteur a courant continu.

L'une de ces stratégies de commande vectorielle qui est la méthode le plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robuste et la haute performance.

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes surtout lorsque les exigences sur la précisions et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes .on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Les lois de commande dite par mode de glissement ou à structure variable constitue une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique .la commande par mode de glissement est par sa nature une commande non linéaire .La caractéristique principale de ce système est que sa loi de commande se modifié d'une manière discontinue.

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'états, utilisées pour créer une « variété » ou « hypersurface » dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système à suivre celle définie par l'équation de l'hypersurface .quand l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, le système est dite en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et à certaines perturbations.

Néanmoins, cette technique a aussi des inconvénients inhérents à l'utilisation des capteurs mécaniques, beaucoup de travaux ont porté l'intérêt sur la suppression de ces derniers, cela nous a incité à améliorer notre commande en choisissant une des meilleures techniques qui existent à cet objectif, qui est la MRAS (Model Reference Adaptive System). En première partie on procèdera à l'étude théorique de la technique MRAS, puis on passera à la simulation et l'interprétation des résultats obtenus.

Chapitre-I



Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, sera présentée la modélisation de PARK d'une machine asynchrone, suivi d'une vérification par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe [A].

I.2. Généralités sur les machines asynchrones :

I.2.1. Description et principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire), portant un bobinage triphasé logé dans les encoches, relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. [2]

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction : [2]

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigide, est liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{n_p} \quad (tr/min) \quad (I - 01)$$

On désigne par " n_p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_m , différente de Ω_r (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [2, 3]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{n_p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone. [6]

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

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I - 02)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. [2, 3]

1.2.2. Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [1]:

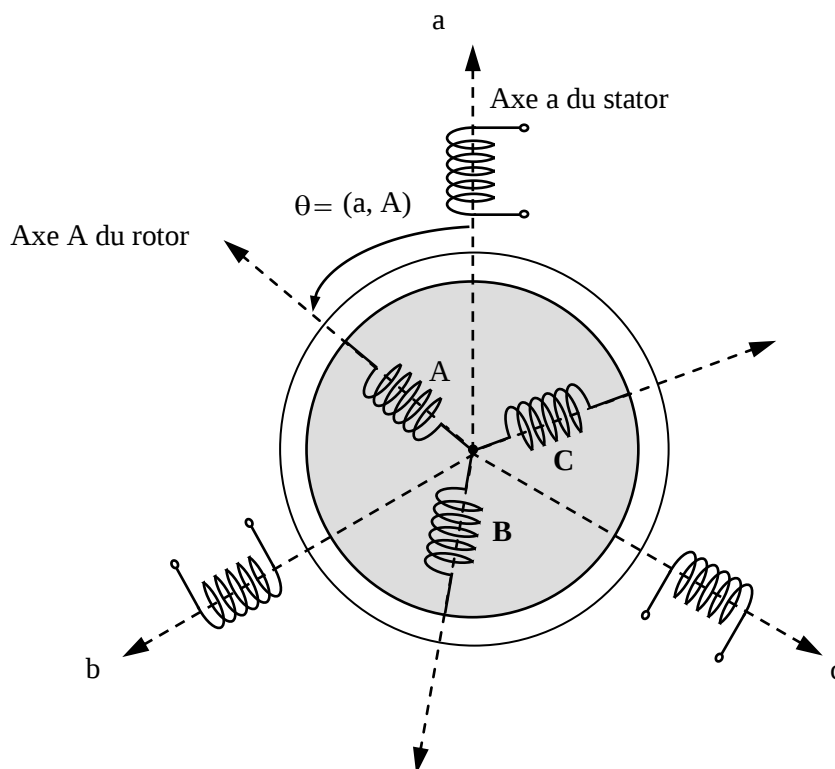
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

- L'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé :

Pour avoir le modèle simplifié de la machine on utilise les hypothèses précédentes : [7]

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec Ω par rapport aux axes statoriques fixes comme le montre la Figure (I.01).



Figure(I.01) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I.3.1. Equations électriques :

En partant de la Figure (I.01), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I - 03)$$

Ousous la forme compact comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I - 04)$$

Ou sous la forme compact comme suit :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T$ Vecteur de tension statorique.

$[V_r] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T$ Vecteur de tension rotoriques.

$[I_s] = [I_{sa} I_{sb} I_{sc}]^T$ Vecteur du courant statorique.

$[I_r] = [I_{ra} I_{rb} I_{rc}]^T$ Vecteur du courant rotoriques.

$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T$ Vecteur de flux statorique.

$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T$ Vecteur de flux rotorique.

Avec :

A, B, C : trois phases du rotor.

a, b, c : trois phases du stator.

I.3.2. Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{cs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} \quad (I - 05)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_{cr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} = [L_{cr}] \begin{bmatrix} I_{rA} \\ I_{rB} \\ I_{rC} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (I - 06)$$

Tel que:

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

On désigne par:

$[L_s]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice de d'inductance mutuelle statorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle rotorique.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I - 07)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I - 08)$$

Avec :

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

Ainsi :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I - 09)$$

Avec :

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes des références.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (I-05) et (I-06) ainsi obtenues sont à coefficients variables, entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I-03) et (I-04). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.4 Transformation de Park :

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles (a, b, c) leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature (o, u, v) [2, 5].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «xa, xb, xc» présentés dans la Figure (I-02). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique [2].

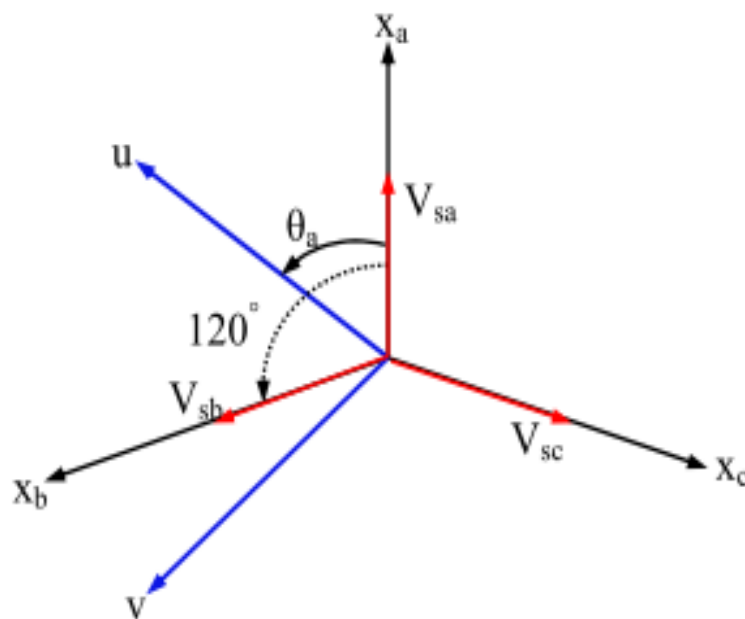


Figure (I.02) Représentation des deux systèmes triphasé et biphasé.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la Figure (I.02) la projection du vecteur (V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne [2]:

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} [V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (I - 10)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I-10) pour équilibrer la transformation [2]

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I - 11)$$

Pour les systèmes triphasés équilibrés, cette composante est nulle. D'après les équations (I-10) et (I-11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I - 12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $p(\theta_a)$

$$[p(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I - 13)$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$p(\theta_a)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I - 14)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. [2]
- Le système « u.v » tourne à la vitesse ($\omega_a - \omega_r$) par rapport au rotor.

I.4.1 Modèle de la MAS dans le système biphasé :

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

I.4.1.1 Equations électriques :

En multipliant les deux équations (I-03) et (I-04) par la matrice de transformation de PARK $[p(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, on obtient [2] :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I - 15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I - 16)$$

I.4.1.2 Equations magnétiques :

Par la même méthode les équations (I-05) et (I-06) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (I - 17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (I - 18)$$

I.4.2 Définitions des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [3]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.03).

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

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

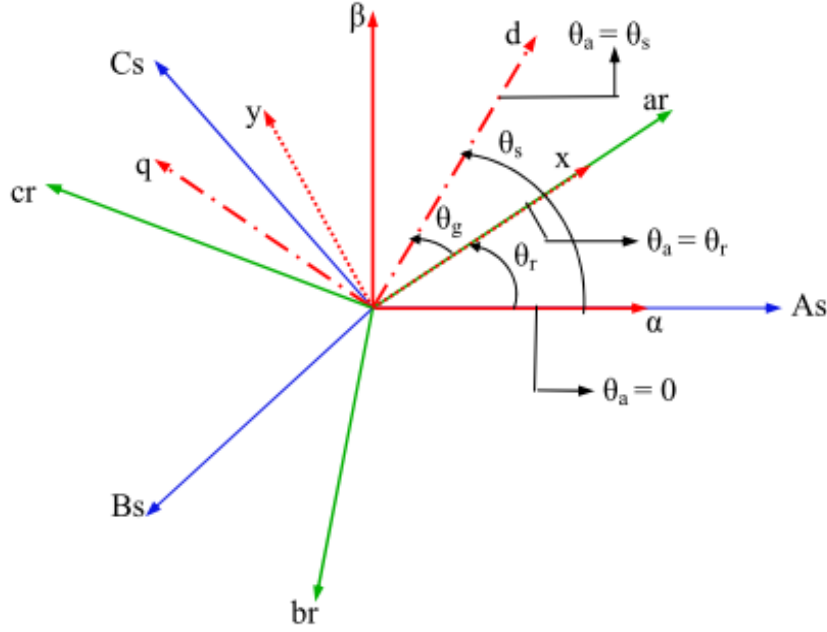


Figure (I.03) Orientation des axes (u, v) par rapport aux différents référentiels.

I.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator :

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ Et } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 20)$$

I.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \text{ Avec } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 22)$$

I.4.2.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \text{ Avec } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I - 23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I - 24)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques.

I.4.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance :

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par [2]:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (I - 25)$$

$$\theta = \frac{\theta_{ele}}{n_p} \quad (I - 26)$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

n_p : Nombre de paires de pôles.

L'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (I - 27)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (I - 28)$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (I - 29)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leur expression (I-15):

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I - 30)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$: représente les chutes ohmiques.
- $\frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$: représente la variation de l'énergie magnétique.
- $\frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$: représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \omega_a$$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2} [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \frac{M}{L_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I - 31)$$

I.4.4 Equation mécanique :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier le régime transitoire, met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit [8]:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I - 32)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient des frottements visqueux.

J : Moment d'inertie.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.5 Mise en équation d'état :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ et comme perturbation le couple résistant C_r . Dans notre étude le vecteur d'état est constitué par les courants statoriques et les flux rotoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta})$.

En remplaçant les expressions (I-17) et (I-18) dans les équations (I-19) et (I-20), on obtient le système suivant [4] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega \cdot L_r i_{r\beta} + \omega \cdot M i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega \cdot L_r i_{r\alpha} - \omega \cdot M i_{s\alpha} \end{cases} \quad (I - 33)$$

I.5.1 Equations électromagnétiques :

On cherche à obtenir un système s'écrit sous forme d'équation d'état : [9]

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BV \\ C_e = \frac{3}{2} n_p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \end{cases} \quad (I - 34)$$

$[X] = [i_{s\alpha} i_{s\beta} i_{r\alpha} i_{r\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]$: Vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

Donc

$$\dot{X} = [L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [V] \quad (I - 35)$$

Avec

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}; \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$V = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta} \quad 0 \quad 0]^T$$

A partir de l'expression (I-35) on peut écrire

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[V] \quad (I - 36)$$

A la fin de calcul on trouve :

$$A = -[L]^{-1}[R] ; B = [L]^{-1} \text{ et } [R] = [R_1] + \omega_r [R_2] .$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

I.5.2 Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la vitesse et du couple électromagnétique sont définies par :

[10]

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} n_p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \dot{\Omega} = \frac{C_e}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (I - 37)$$

I.6 Simulation de la machine asynchrone :

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone dont les paramètres sont donnés en annexe [A] permet de faire la simulation.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel dont les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement moteur. On a choisi le référentiel lié au stator.

Pour faire cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les expressions (I-34) et (I-37).

I.6.1 Schéma de simulation :

La structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la Figure (I.04).

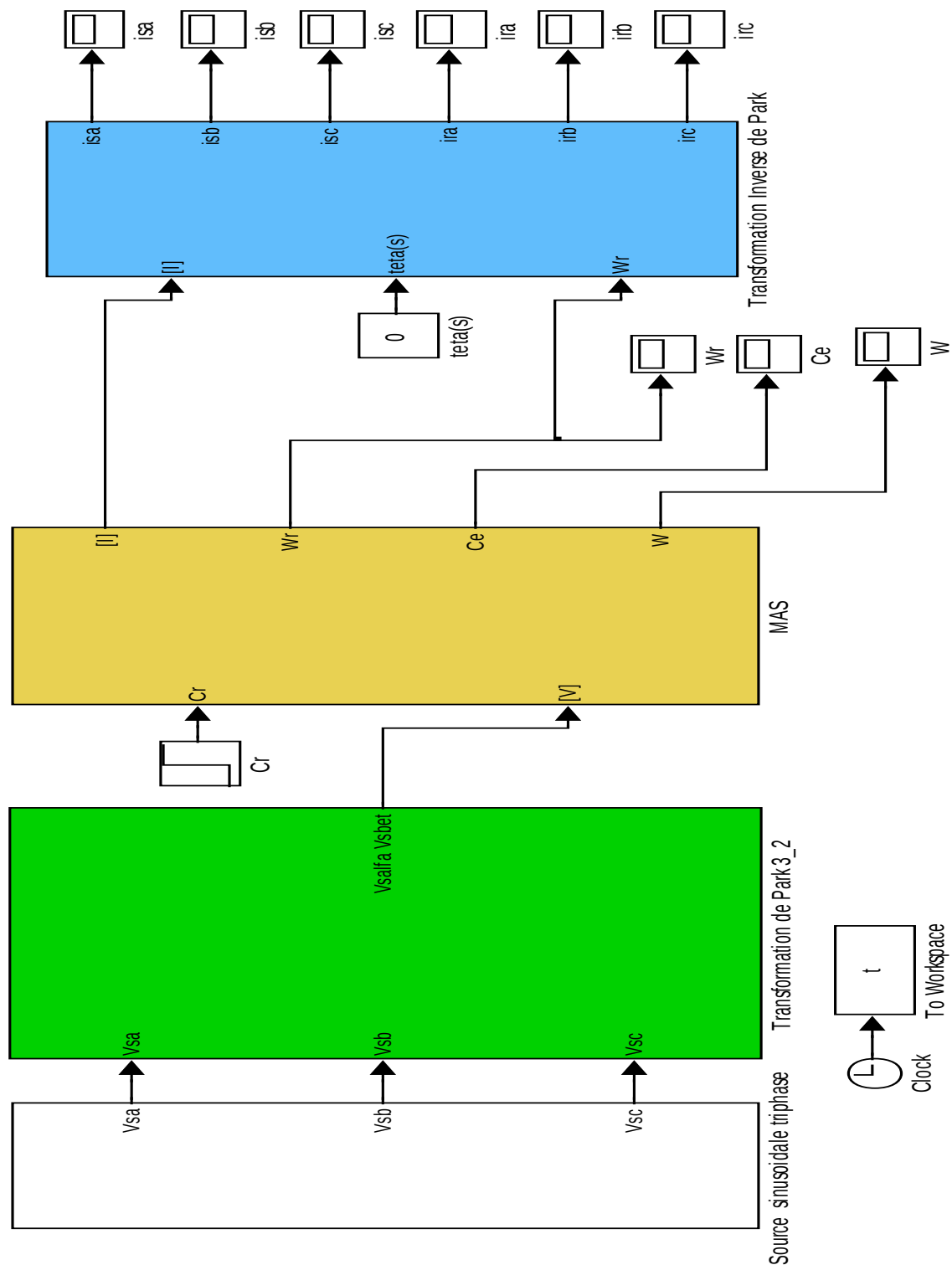


Figure (I.04) Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

I.7 Résultats de simulation :

Démarrage (à vide, et en charge) : ($C_r=25$ N.m à $t=2$ s)

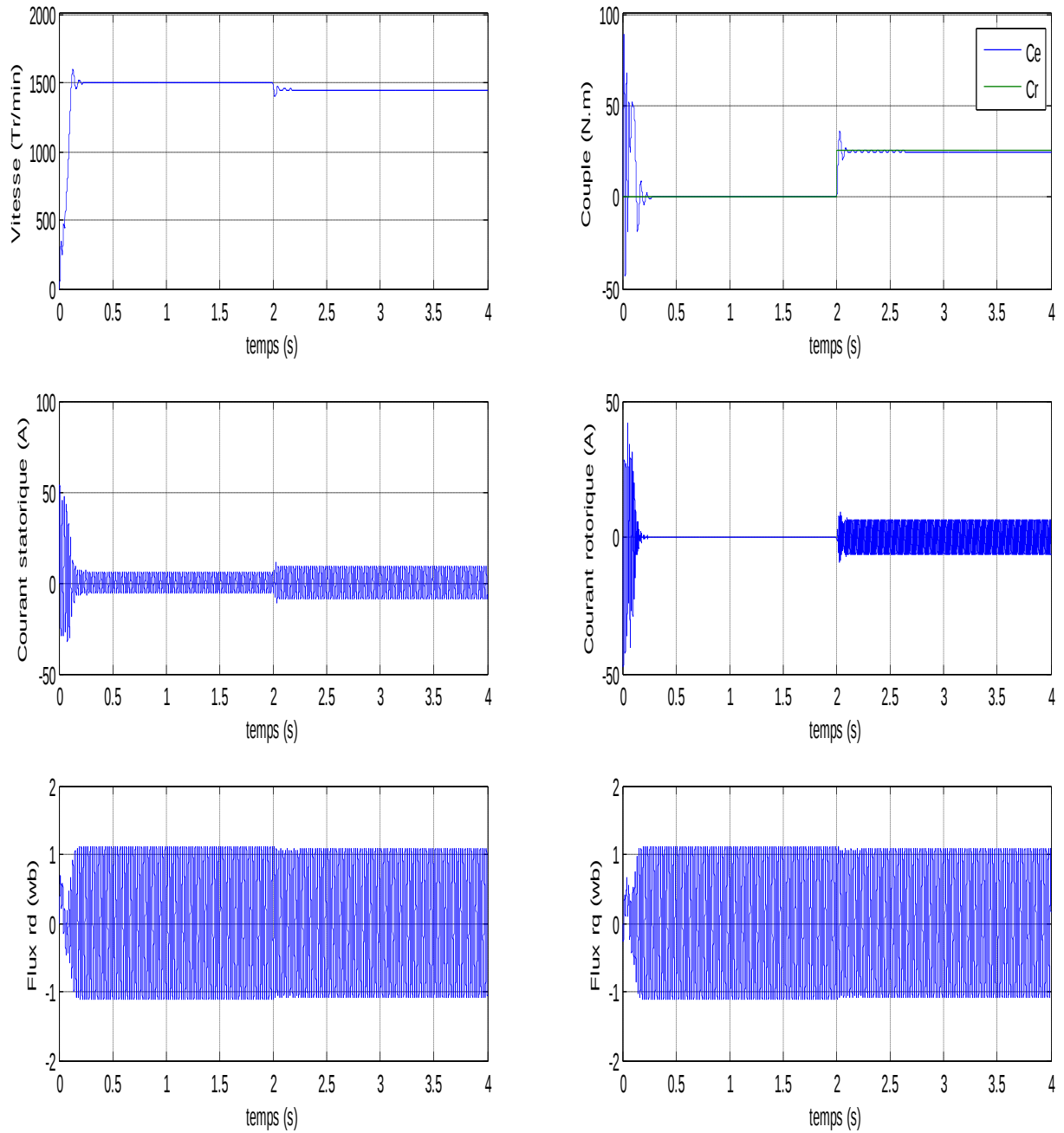


Figure (I.05) Résultats de simulation du modèle en tension de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lors de démarrage (à vide, et en charge).

I.8 Interprétation des résultats :

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

La Figure (I.05) représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. En régime transitoire, on remarque un accroissement linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement du aux faible valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 2s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t=2s$ (ou bien d'un régime en charge vers un autres) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement.

Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=25N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant $(t=2s)$ et les résultats de simulation sont regroupés dans la Figure(I.05)

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

I.9 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone alimentée par le réseau. Ce chapitre a permis essentiellement de valider ce modèle par une simulation effectuée par Simulink sous MATLAB.

Cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Toutefois, la machine en boucle ouverte ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre-II



Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction :

Le grand intérêt porté aux variateurs de vitesse constitués l'ensemble machine asynchrone, convertisseur statique et le développement des semi-conducteur de couplage existant entre les grandeurs interne et externe de la machine alternative que sont le flux et le couple électromagnétique.

Le principe de la méthode a été présenté par des chercheurs allemands « Blaschke et Hass », ce principe consiste à orienter le flux avec une direction déterminée, d'où l'application « commande par flux orienter », avec une phase et une amplitude imposée à partir des référence souhaitées d'où l'autre application « commande vectorielle », la machine à courant continu en régime permanent qu'en régime dynamique présente des inconvénients comme son cout élevé des à sa construction complexe (balais, collecteur) qui demande des entretiens régulier qu'elle nécessite. Il faut noter par ailleurs son inadaptation pour les milieux sévère (étincelles), par opposition la machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse.

Dans ce chapitre, nous introduirons le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone basée sur l'orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.

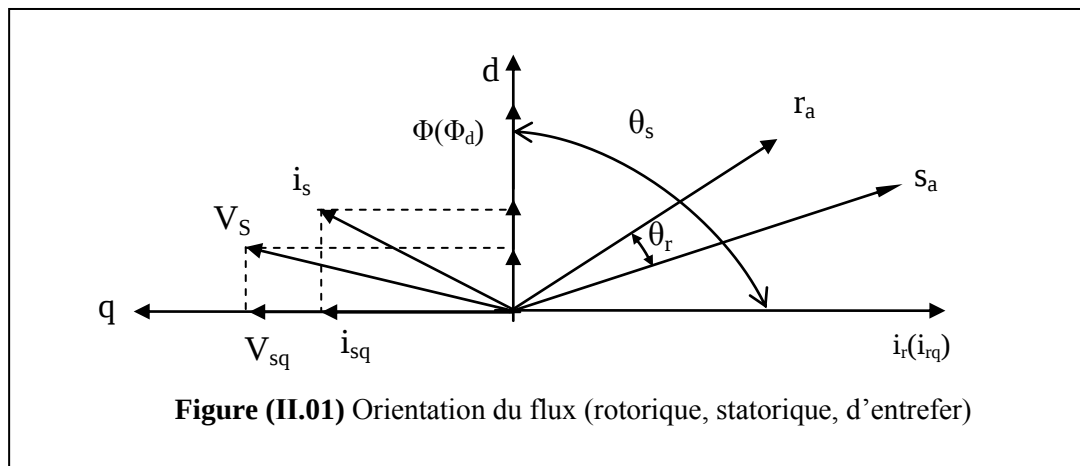
II.2 Description :

Dans le modèle de PARK de la machine asynchrone, nous choisissons un référentielle lié au champ tournant tel que l'axe <<d>> coïncide avec la direction désirée du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

-flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et $\Phi_{rq} = 0$

-flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$ et $\Phi_{sq} = 0$

-flux d'entre fer : $\Phi_{md} = \Phi_{mr}$ et $\Phi_{mq} = 0$



Nous pouvons donc orienter le flux rotorique avec la condition suivante :

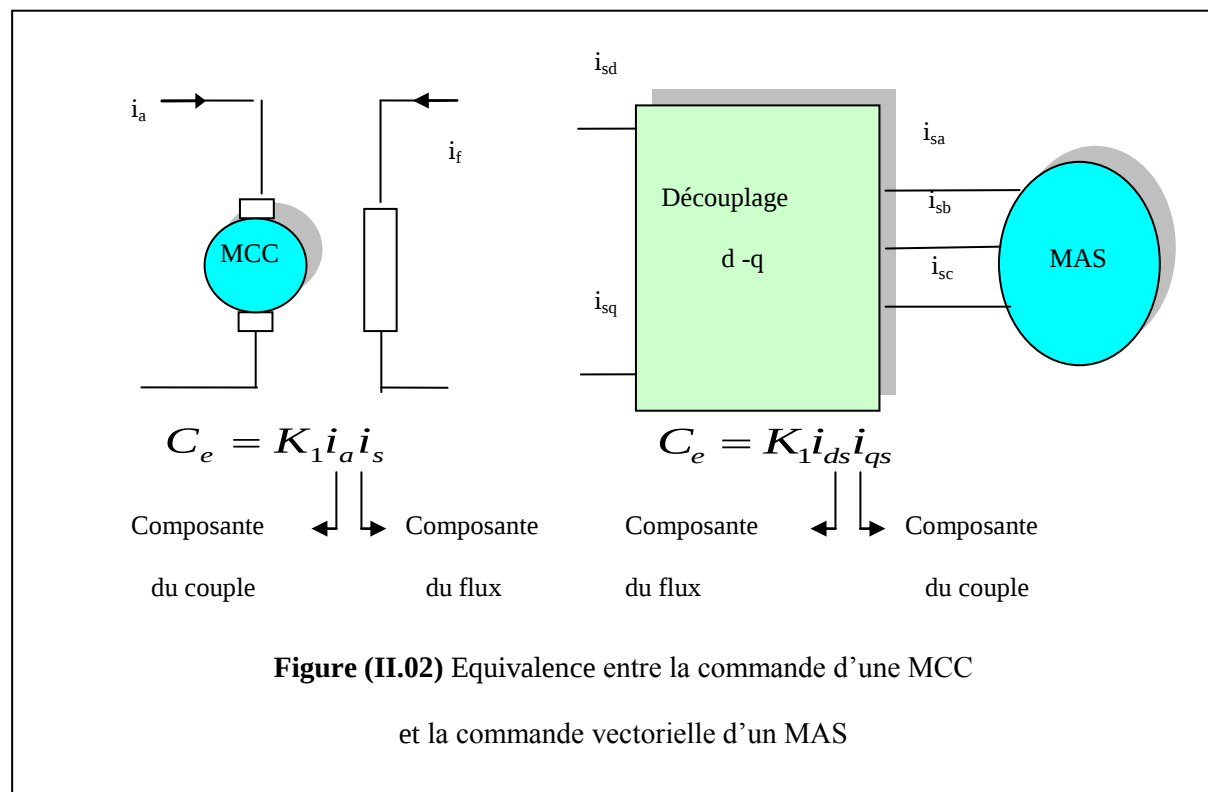
$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0$$

II.3 Principe général de la méthode :

La commande par flux orienté, ou par orientation du champ, ou vectorielle est une méthode qui traite la technique du contrôle des moteurs électriques alternatifs en se basant sur une notion élémentaire, à savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique et le produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ, il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ données quand le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ.

Si le principe est naturellement utilisé dans les moteurs à courant continu, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif, par conséquent le contrôle par flux orienté de la machine alternative est une commande par orientation de ces deux grandeurs, et ceci explique pourquoi on le désigne également sous le nom de commande vectorielle. [11]

Le principe de la méthode est d'éliminer le couplage entre le stator et le rotor, en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un repère de référentiel lié aux flux rotorique de telle sorte que l'une des composantes commande le couple et l'autre commande le flux, ceci permet de ramener à un fonctionnement comparable à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.[11]



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes .la première appelée méthode directe qui a été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II.3.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué .Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux .Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement .Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente de considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. [12]

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

1- La non fiabilité de la mesure du flux :

Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).[12]

II.3.2 Commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor .cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (avec et sans convertisseur statique).[13]

II.4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor .Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

II.4.1 Modèle de la MAS d'estimé par la C.V.O.F.R :

Equation électrique :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + d \frac{\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + d \frac{\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + d \frac{\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + d \frac{\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II} - 01)$$

Equation du flux :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II} - 02)$$

Equation mécanique :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II} - 03)$$

A partir l'équation (II-01) on trouve

$$\begin{aligned} \checkmark \quad R_r \left(\frac{\Phi_r - M I_{sd}}{L_r} \right) + d \frac{\Phi_r}{dt} &= 0 \\ \frac{\Phi_r}{T_r} + d \frac{\Phi_r}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{sd} \end{aligned} \quad (\text{II} - 04)$$

$$\checkmark \quad R_r \frac{M I_{sq}}{L_r} + \omega_r \Phi_{rd} = 0$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (\text{II} - 05)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ Constant de temps rotorique

A partir l'équation (II-02) et on à $\Phi_{rq} = 0$ on trouve

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd} - M I_{sd}}{L_r} = \frac{\Phi_r - M I_{sd}}{L_r} \quad (\text{II} - 06)$$

A partir l'équation (II-08) et on à $\Phi_{rq} = 0$ on trouve

$$I_{rq} = -\frac{M}{L_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II} - 07)$$

$$C_{e=n_p} \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{sq} \quad (\text{II} - 08)$$

Dans le domaine de Laplace : (II-04) et (II-05)

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot P} I_{sd} \quad (\text{II} - 09)$$

$$\omega_r = \frac{M}{\Phi_r T_r} I_{sq} \quad (\text{II} - 10)$$

✓ **Estimation pour la commande :**

Dans la CV-OFR indirect Φ_r^* est imposé en référence

On a :

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot P} I_{sd} \Rightarrow I_{sd}^* = \frac{1 + T_r \cdot P}{M} \Phi_r^*$$

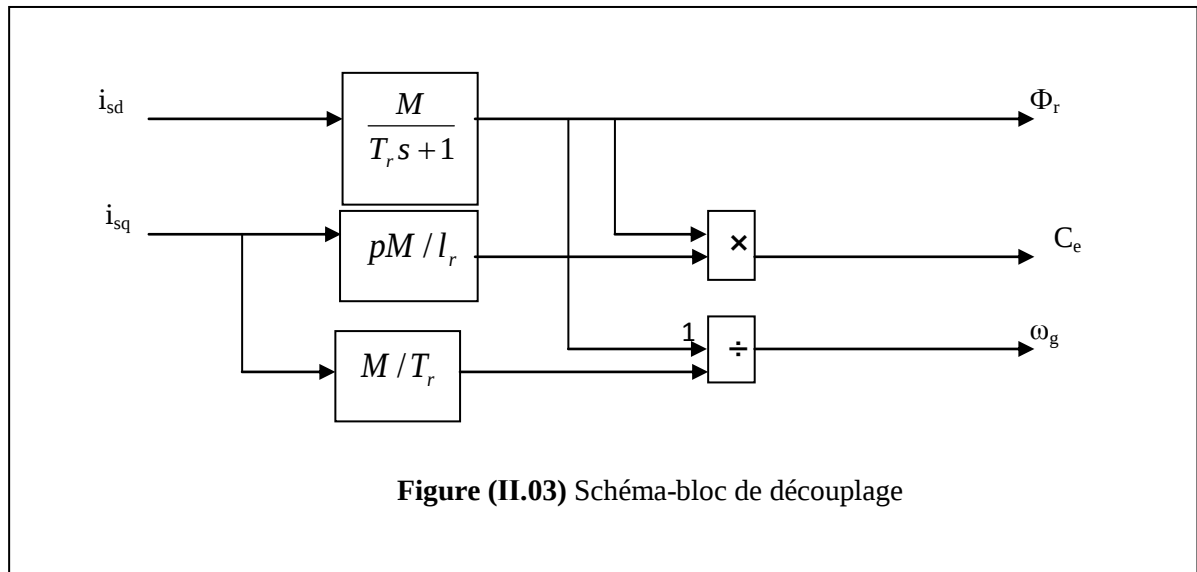
En régime permanent $P\Phi_r \rightarrow 0$ $\left(d \frac{\Phi_r}{dt} = 0\right)$

$$\Rightarrow I_{sd}^* = \frac{1}{M} \Phi_r^*$$

Et

$$C_{e=n_p} \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{sq} \Rightarrow I_{sq}^* = \frac{L_r C_e^*}{n_p M \Phi_r^*}$$

$$\begin{cases} I_{sd}^* = \frac{1}{M} \Phi_r^* \\ I_{sq}^* = \frac{L_r C_e^*}{n_p M \Phi_r^*} \\ \omega_r^* = \frac{M}{\Phi_r T_r} I_{sq}^* \end{cases} \quad (\text{II} - 11)$$



✓ **Estimation de ω_s :**

$$\omega_s = n_p \Omega + \omega_r^* (\text{autopilotage})$$

$$\Rightarrow \theta_s = \int \left(n_p \Omega + \frac{M}{\Phi_r \tau} I_{sd}^* \right) dt$$

II.4.2 Découplage entré-sortie :

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q .Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage[9].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle .les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II.4.2.1 Découplage par compensation :

A partir l'équation (II-01) on trouve

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II} - 12)$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ coefficient de fuites ou de dispersion

Dans le domaine de Laplace l'équation (II-12) devenir :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + \sigma L_s P) I_{sd} + \frac{M}{L_r} P \Phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + \sigma L_s P) I_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II} - 13)$$

On suppose que Φ_r varie lentement

Alors :

en régime permanent $d \frac{\Phi_r}{dt} = 0$

On remarque qu'il existe un couplage statique

On à

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + \sigma L_s P) I_{sd} - e_q \\ V_{sq} = (R_s + \sigma L_s P) I_{sq} + e_d \end{cases} \quad (\text{II} - 14)$$

$$e_d = \omega_s \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sd} \text{ fem de couplage selon l'axe ''d''}$$

$$e_q = \omega_s \sigma L_s I_{sq} \text{ fem de couplage selon l'axe ''q''}$$

Alors le modèle de la MAS

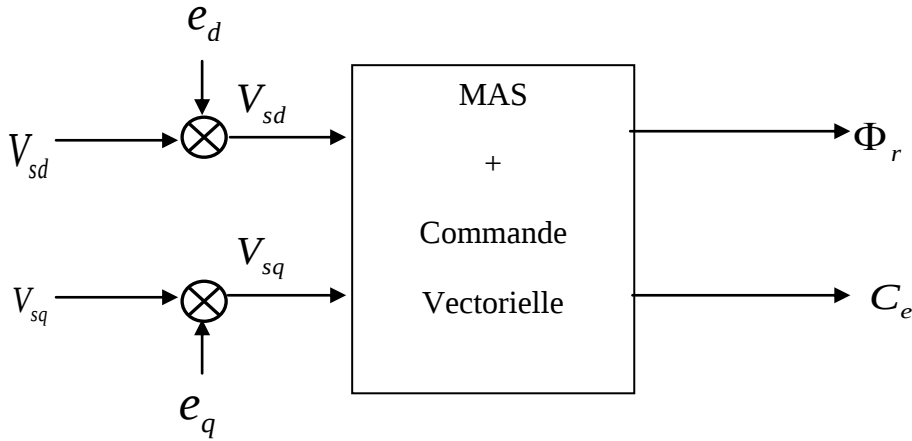


Figure (II.04) Reconstitution des tensions V_{sd} , V_{sq}

II.4.3 Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [15] :

- sous-vitesse :

$$\Phi_r = \Phi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

- sur-vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{rnom} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

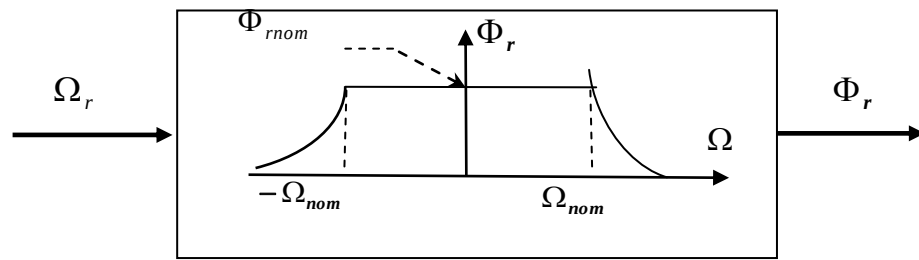


Figure (II.05) Bloc de défluxage

II.5 Régulation :

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).[16]

II.5.1 Conception des régulateurs :

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

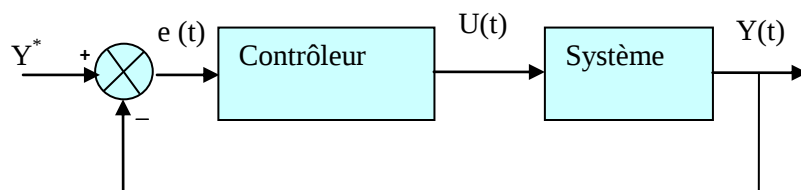


Figure (II.06) Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t)$$

II.5.1.1 Action proportionnelle :

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.5.1.2 Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.5.2 Caractéristiques des régulateurs :

II.5.2.1 Stabilité :

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

I.5.2.2 Précision :

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

I.5.2.3 Rapidité :

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation).Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II.5.3 Calcul des régulateurs :

II.5.3.1 Régulation de courant statorique i_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante quadratique du courant statorique i_{sq} est représenté par la Figure (II.07).

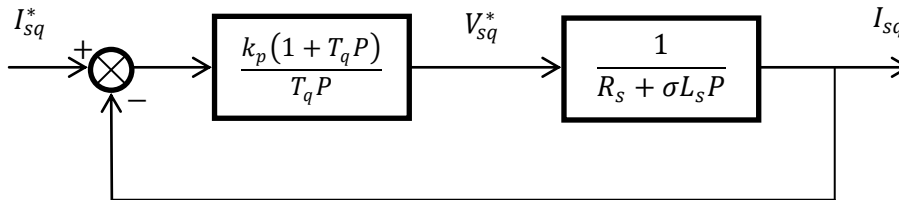


Figure (II.07) schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$FTBO = k_p \left(\frac{1 + T_q P}{T_q P} \right) \left(\frac{1}{R_s + \sigma L_s P} \right)$$

On choisit que $T_q = \sigma T_s$

$$\text{Où } T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FTBO = \frac{k_p / R_s}{\sigma T_s P}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \left(\frac{1}{1 + \frac{R_s T_q P}{k_p}} \right)$$

$$FTBO_{(sans correction)} = \frac{1}{1 + \sigma T_s P}$$

$$\text{Avec } T_{BO} (sans correction) = \sigma T_s$$

En BF : J'exige que

$t_{BF} = \frac{t_{BO}}{3}$ (Système en boucle fermée plus rapide 3fois par rapport Système en boucle ouvert).

$$t_{BO} = 3T_{BO} = 3 \sigma T_s$$

$$T_{qBF} = \frac{R_s T_q}{k_p} \Rightarrow k_p = \frac{R_s T_q}{T_{qBF}}$$

$$\text{Donc } T_{qBF} = \frac{R_s \sigma T_s}{k_p}$$

$$\text{On a } t_{BF} = 3T_{qBF} \Leftrightarrow \frac{\sigma T_s R_s}{k_p} = \frac{\sigma T_s}{3} \Rightarrow k_p = 3R_s$$

Donc le correcteur du courant I_{sq} est :

$$C_{I_{sq}} = 3R_s \left(\frac{1 + \sigma T_s P}{\sigma T_s P} \right)$$

II.5.3.2 Régulation de courant statorique i_{sd} :

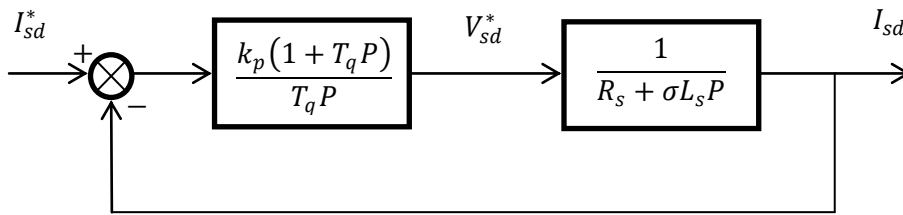


Figure (II.08) schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors le même paramètre de correcteur que précédemment.

$$C_{I_{sd}} = 3R_s \left(\frac{1 + \sigma T_s P}{\sigma T_s P} \right)$$

II.5.3.3 Calcul de régulateur de vitesse :

On suppose que la dynamique de courant très rapide à la dynamique de la vitesse (boucle du courant prioritaire par rapport le boucle de la vitesse).

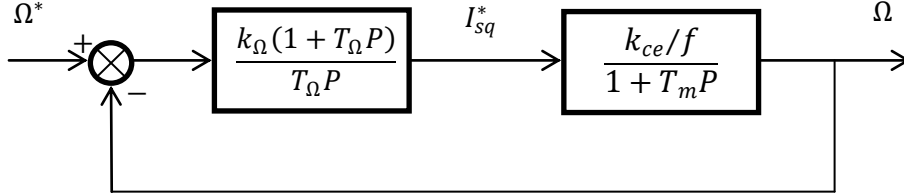


Figure (II.09) schéma bloc de la régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit comme :

$$FTBO = k_{\Omega} \left(\frac{(1 + T_{\Omega} P)}{T_{\Omega} P} \right) \left(\frac{k_{ce}/f}{1 + T_m P} \right)$$

On choisit $T_{\Omega} = T_m, \quad k'_f = \frac{k_{ce}}{f}$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$FTBO = \frac{K_{\Omega} k'_f}{T_{\Omega} P}$$

$$FTBO_{(sans \text{ correction})} = \frac{k_{ce}/f}{1 + T_m P} = \frac{k'_f}{1 + T_m P}$$

Avec :

$$T_m = J/f, \quad k_{ce} = n_p \frac{M}{L_r} \phi_r^*$$

$$t_{rBO} = 3 T_{BO} = 3 T_m$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF = \frac{K_{\Omega} k'_f}{T_m P + K_{\Omega} k'_f} = \frac{1}{T'_{\Omega} P + 1}$$

Avec : $T'_{\Omega} = \frac{T_m}{K_{\Omega} k'_f} \Rightarrow K_{\Omega} = \frac{4}{k'_f}$

On peut exiger que $t_{rBF} = \frac{t_{rBO}}{4}$ (le système en boucle fermée très rapide 4 fois par rapport le système en boucle ouvert).

Donc le correcteur de la vitesse est : $C_{\Omega} = \frac{4.f}{K_{ce}} \left(\frac{1 + T'_{\Omega} P}{T'_{\Omega} P} \right)$

II.6 Commande des onduleurs :

Il existe différentes stratégies de commande des onduleurs :

- 1/Commande par signaux carrés
- 2/ Commande par découpage
- 3/ Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) **ou** PWM : pulse width modulation.
- 4/ Commande (SVM) spacevector modulation [PWM vectorielle]. [15]

II.6.1 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

- **Principe de Base :**

Le principe de cette commande est basé sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire, ainsi la tension de sortie est formée d'un train de créneaux d'amplitude égale à la tension continu et de largeur variable suivant. [15]

II.6.2 Différentes techniques de modulation en MLI :

La génération de signaux de commande MLI peut être obtenue de deux manières :

- D'une manière analogique ou un signal sinusoïdale de référence de fréquence f_m est comparé à une onde triangulaire de fréquence f_p multiple de f_m .
- D'une manière numérique (microprocesseur, microcontrôleur, micro-ordinateur).

II.6.3 Principe de la commande analogique :

Elle utilise le principe de comparaison de fréquence de deux signaux :

- L'onde porteuse est un signal de haute fréquence en générale une onde triangulaire.
- L'onde modulatrice : est un signal image de l'onde de sortie recherchée en générale une onde sinusoïdale.[23]

Il existe deux paramètres qui caractérisant la commande MLI :

- **L'indice de modulation :** c'est le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice à celui de l'onde porteuse $MI = V_m/V_p$
- **Rapport de modulation :** étant le rapport de fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice $M_f = f_p/f_m$

II.6.4 Schéma de principe de la commande par MLI(PWM) :

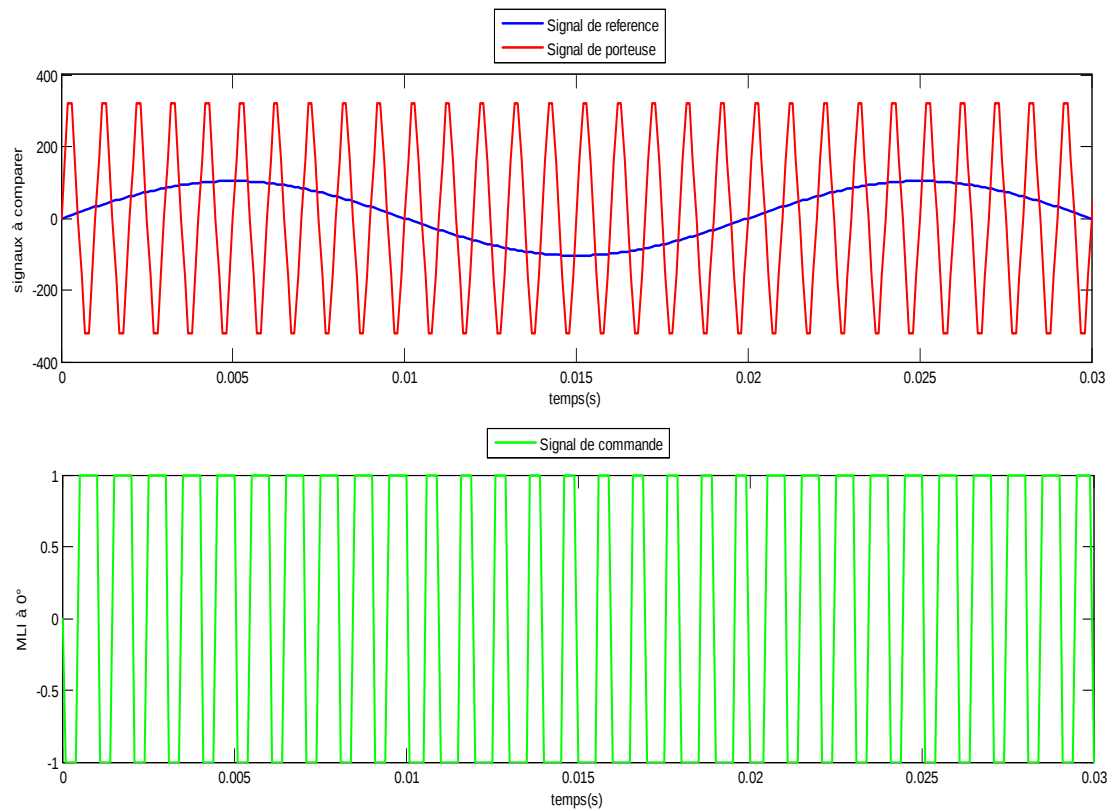


Figure (II.10) Schéma de principe de la commande par MLI

II.7 schéma bloc de commande vectorielle :

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une MAS alimentée en tension est représenté par la Figure (II.10).

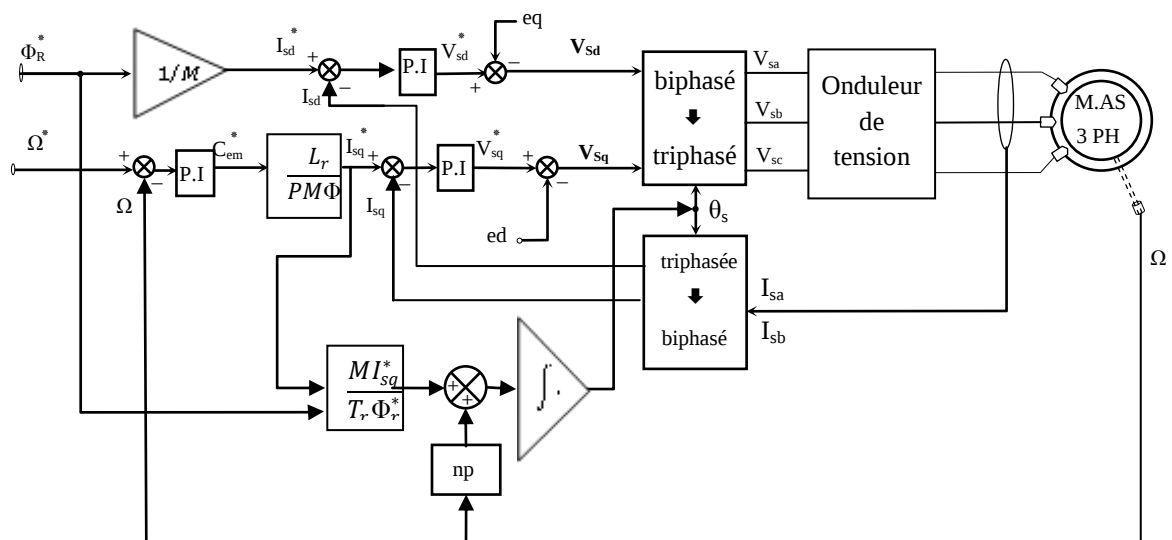
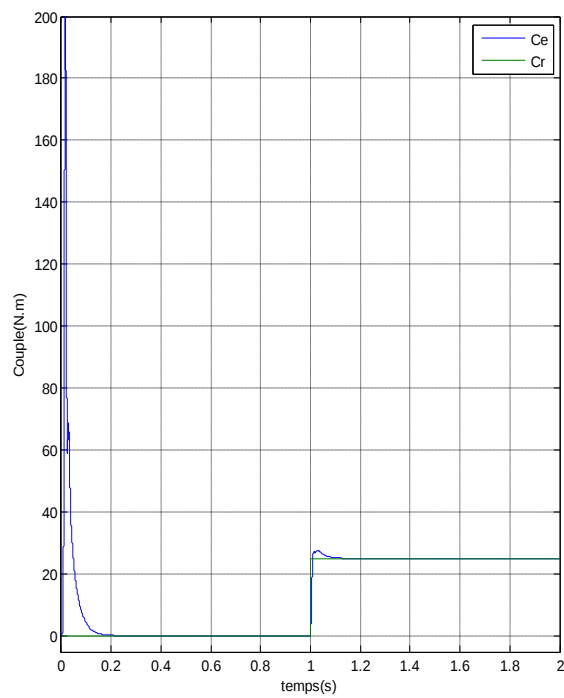
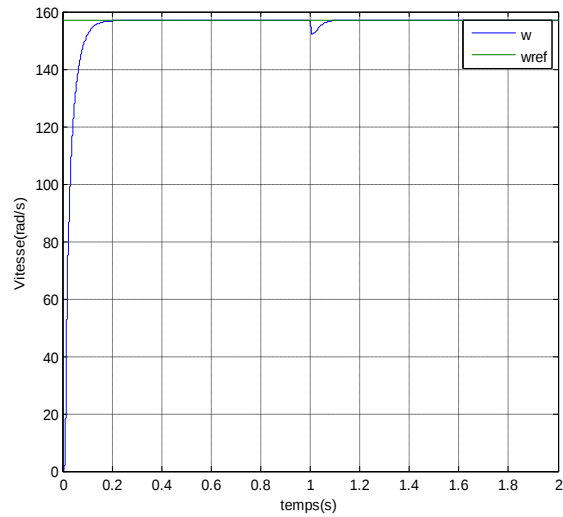


Figure (II.11) Schéma de commande vectorielle indirect de la M.AS alimentée en tension.

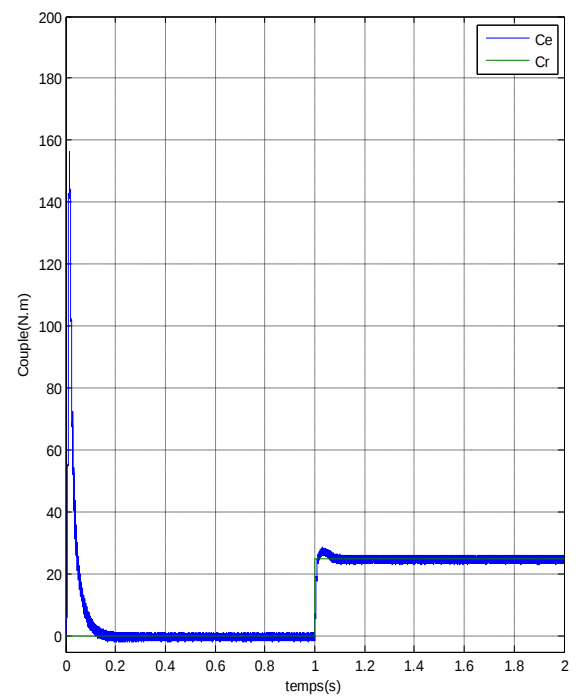
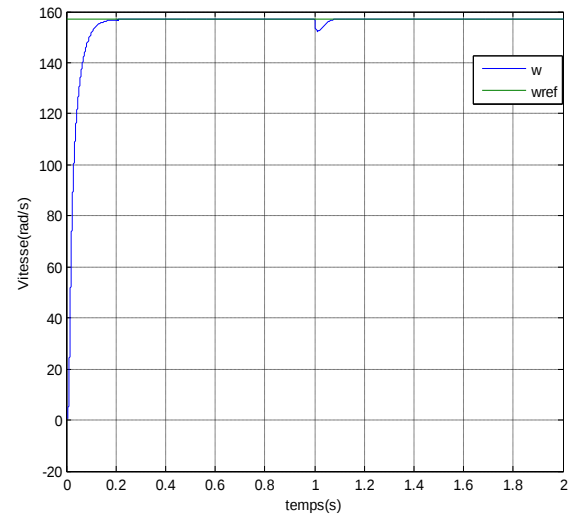
II.8 Résultat de simulation :

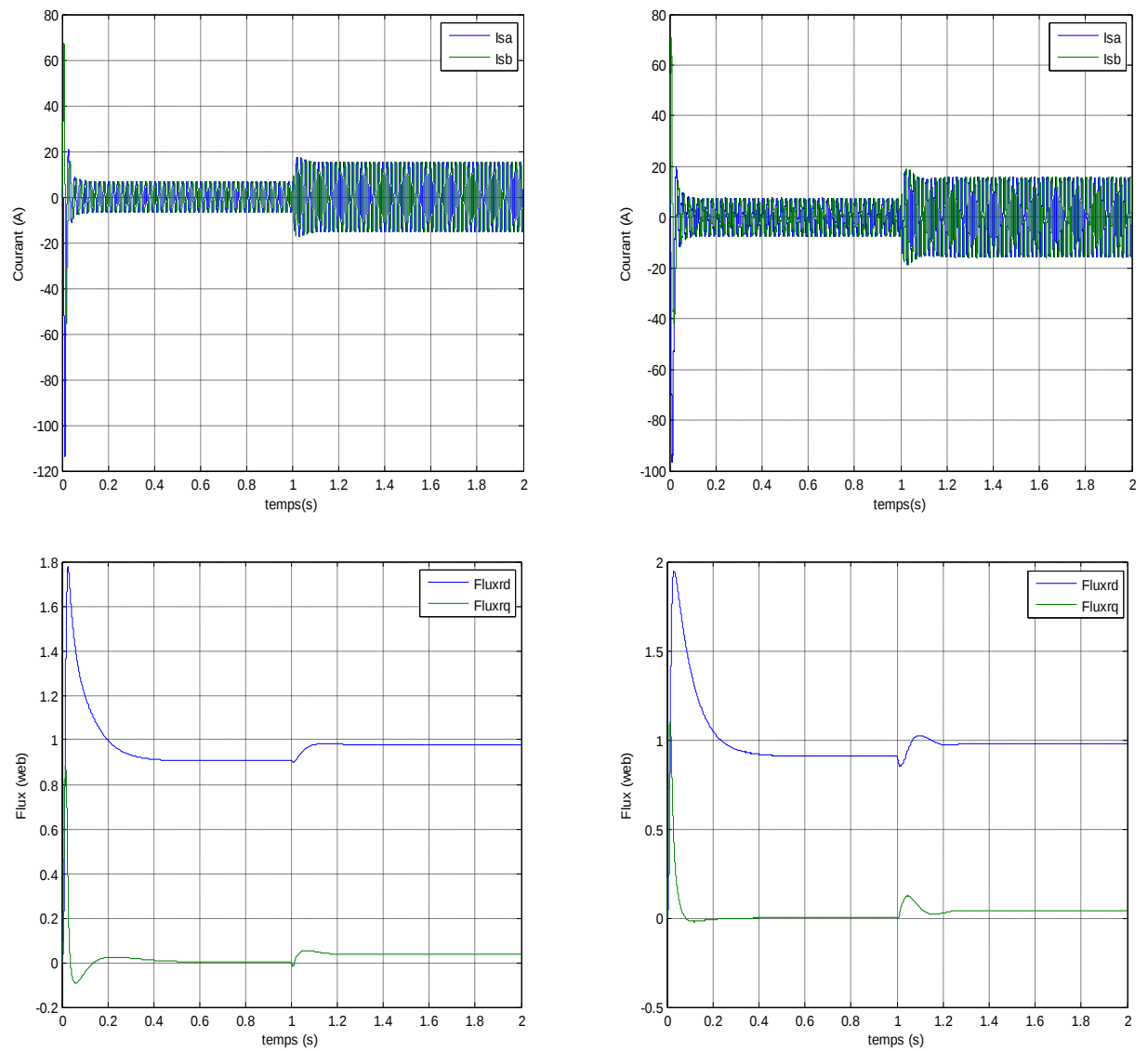
Démarrage (à vide, et en charge) : ($C_r=25$ N.m à $t=1$ s)

Sans onduleur



Avec onduleur





Figure(II.12) Résultat de simulation de la commande vectorielle indirect de la M.AS alimentée en tension (avec et sans onduleur).

II.9 Conclusion :

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. Elle permet de rendre la forme du couple du moteur asynchrone (MAS) similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

La commande vectorielle de la MAS que nous avons développé présente une poursuite satisfaisante de la référence, mais le régulateur classique PI ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en générale, les incertitudes des systèmes incertains.

Ces méthodes présentent plusieurs inconvénients telles que la dépendance aux variations paramétriques et l'incertitude de modélisation.

De notre part nous allons étudier la commande par le mode glissant. Ainsi, le deuxième chapitre sera consacré à l'étude théorique de cette technique.

Chapitre-III

Commande par Mode Glissant de la Machine Asynchrone

III.1 Introduction :

Les lois de commande classique du type PI donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires où 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 commande insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités [17].

Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

Le mode de glissement (en anglais : sliding mode), est un mode de fonctionnements particulier des systèmes de réglage à structure variable [18]. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMEL'YANOV, puis par d'autres collaborateurs comme UTKIN à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOV sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux ETATS-UNIS par SOLTINE, et au Japon par YOUNG, HARASHIMA et HASHIMOTO [19].

Ce n'est pas qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis.

Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle du moteur asynchrone (MAS). Pour cela, nous présentons tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes, nous donnons après l'application de la commande sur le MAS et nous allons enfin illustrer et visualiser les résultats de simulation.

III.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement :

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour notre étude.[18]

III.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la Figure (III.01). Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande de moteurs pas à pas.[24], [25]

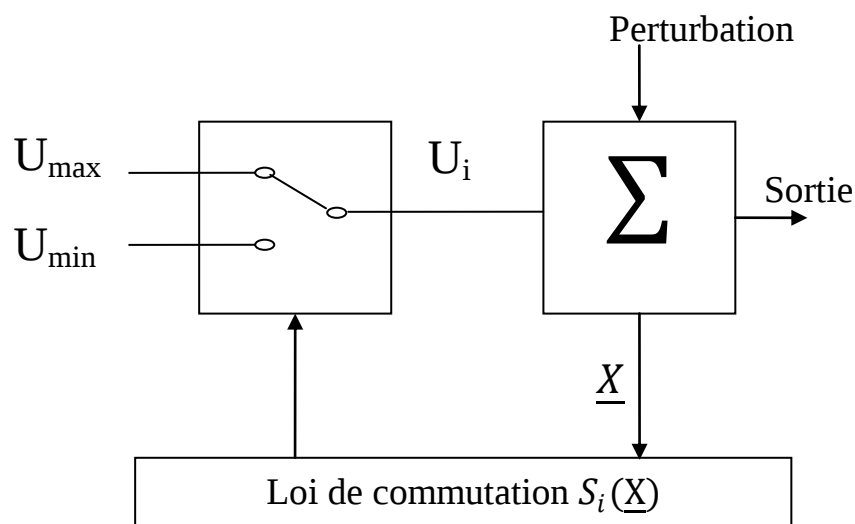


Figure (III.01) Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

III.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la Figure (III.02). D'après les études menées précédemment, c'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

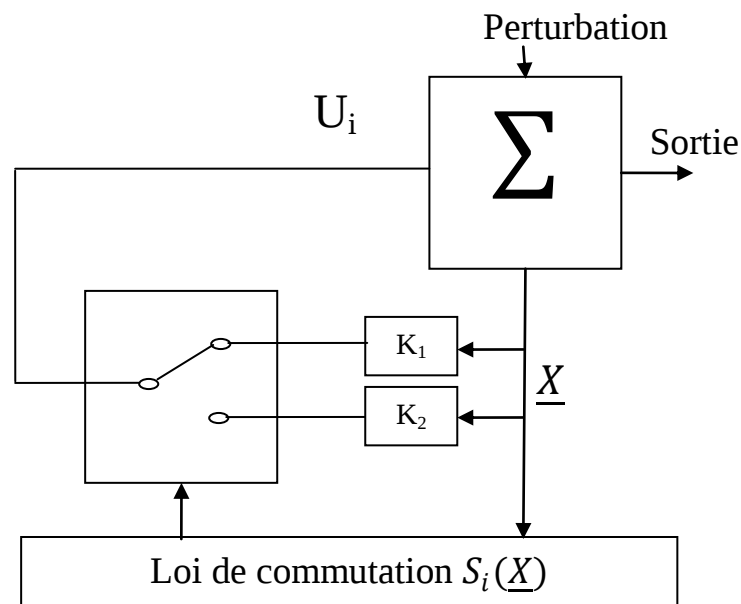


Figure (III.02) Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente :

Une telle structure dont le principe est montré sur la Figure (III.03), présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente.

Dans notre étude nous avons opté pour ce type de configuration de la commande, pour plusieurs raisons :

Une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble naturel d'ajouter la commande équivalente pour prépositionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état.

Cette méthode de commande a donné des résultats très satisfaisants pour des applications robotiques ainsi que des applications utilisant des machines électriques. Ce qui a été mentionné par plusieurs auteurs des articles et des thèses. [15], [20].

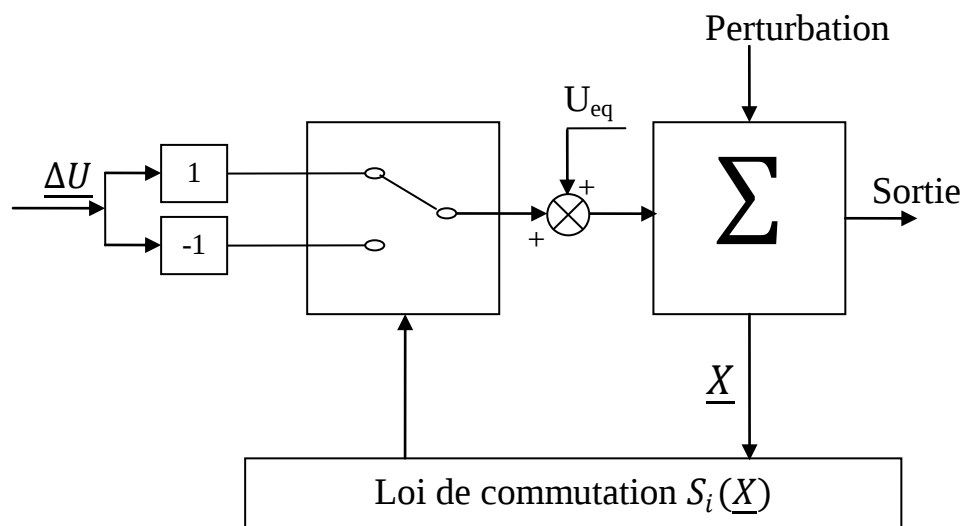


Figure (III.03) Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Avec :

U : vecteur de commande.

U_{eq} : vecteur de commande équivalente.

ΔU : vecteur de commande discontinu.

X : vecteur de variables.

S_i : vecteur surface de commutation

III.3 Principe de la commande par mode de glissement :

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [21] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes Figure (III.04).

❖ **Le mode de convergence (MC) :**

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x,y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

❖ **Le mode de glissement (MG) :**

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phases, La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,y) = 0$.

❖ **Le mode du régime permanent (MRP) :**

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

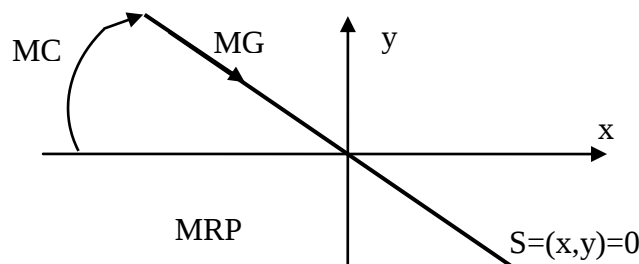


Figure (III.04) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

III.4 Conception de l'algorithme de commande par mode de Glissement :

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [18]:

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

III.4.1 Choix de la surface de glissement :

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant:

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t).u(x, t) \quad (\text{III} - 01)$$

Où : $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande, $f(x, t) \in \mathbb{R}^n$, $B(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$.

J.J.Slot in propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement [21], qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (\text{III} - 02)$$

Avec:

λ : coefficient positif.

$e = x_d - x$: écart de la variable à régler.

x_d : valeur désirée.

n : ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande [22].

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse “ e ” tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande [22].

III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [22]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.4.2.1 La fonction discrète de commutation :

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilianov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [22] :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III} - 03)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases}$$

III.4.2.2 La fonction de Lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive, $\dot{V}(x) < 0$ pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence, elle a la forme suivante [22] :

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III} - 04)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III} - 05)$$

La loi de la commande doit faire 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 concevoir une commande " U " tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$

III.4.3 Détermination de la loi de commande :

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n) [22]. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [18].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III} - 06)$$

U_{eq} correspond à la commande proposée par Filipov. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} Figure (III.05). La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

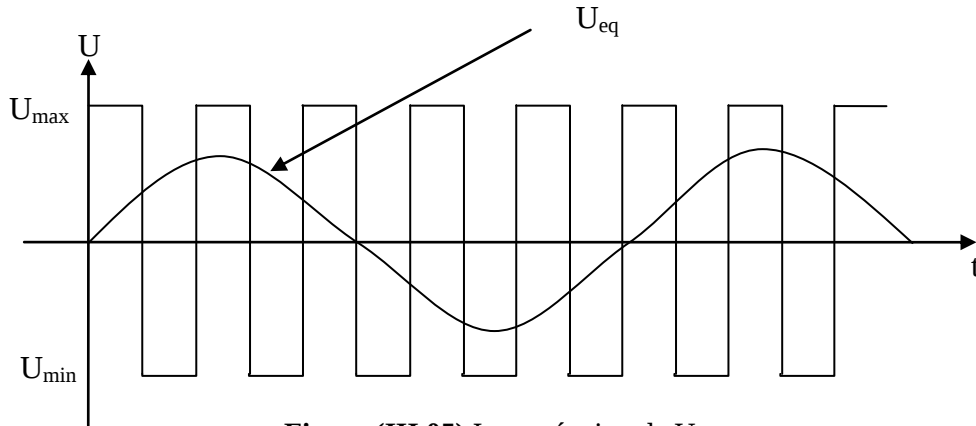


Figure (III.05) Interprétation de U_{eq}

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation III-01). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U . La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III} - 07)$$

En remplaçant les expressions (III-01) et (III-06) dans l'expression (III-07) on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \left(f(x, t) + B(x, t) \cdot U_{eq}(x, t) \right) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot U_n \quad (\text{III} - 08)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x, t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \quad (\text{III} - 09)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \neq 0 \quad (\text{III} - 10)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (III-09) dans l'expression (III-08), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot U_n \quad (\text{III} - 11)$$

et la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [22] :

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot U_n < 0 \quad (\text{III} - 12)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \quad [22].$$

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante :

$$U_n = k \cdot \text{sgn}(S(x, t)) \quad (\text{III} - 13)$$

Où :

k : est un gain.

Le signe de « k » doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)$

Pour une fonction définie $S(x)$ [18]

$$\text{sgn}(S(x)) = \begin{cases} 1, & \text{if } S(x) > 0 \\ 0, & \text{if } S(x) = 0 \\ -1, & \text{if } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III} - 14)$$

La Figure (III.06) représente la fonction de la commande discrète de type relais :

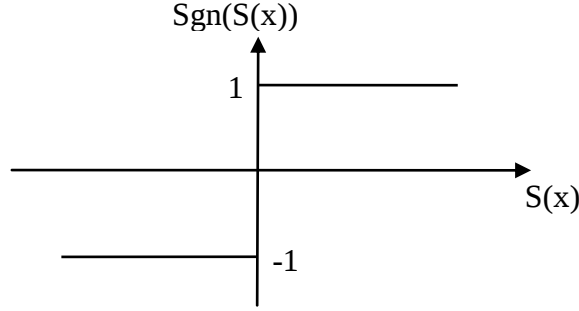


Figure (III.06) Fonction sgn (Commande de type relais)

Le principal inconvénient de la commande de type relais réside dans le phénomène bien connu de "chattering". En régime permanent, ce dernier apparaît comme une oscillation de haute fréquence autour du point d'équilibre, à cause de la nature très discontinue de la fonction signe (sgn).

Ce phénomène de chattering ou broutement est un sérieux obstacle pour les applications de commande par mode de glissement, car les oscillations dues à ce phénomène peuvent nuire le fonctionnement du circuit de puissance ce phénomène est presque toujours problématique et des efforts de recherche significatifs ont été dirigés de sorte à éliminer ou du moins réduire ses effets. L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation.

Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de saturation (sat), voir Figure (III.07), qui filtre les hautes fréquences, ou en remplacé la fonction sign par une fonction (commande lisse) smooth continu définie au voisinage des limites des surfaces, voir Figure (III.08), à la fonction signe (sgn) dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par [7] :

$$\text{sat}(S(x)) = \begin{cases} 1, & \text{si } S(x) > \varepsilon \\ 1, & \text{si } S(x) < -\varepsilon \\ \frac{S(x)}{\varepsilon}, & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III} - 15)$$

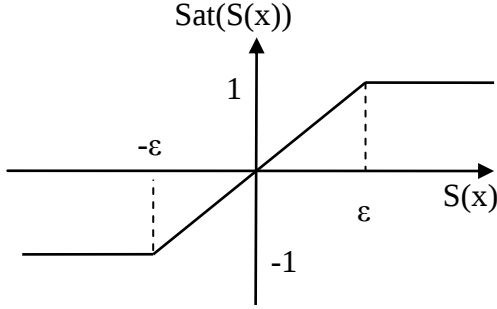


Figure (III.07) Fonction de saturation
(Commande adoucie)

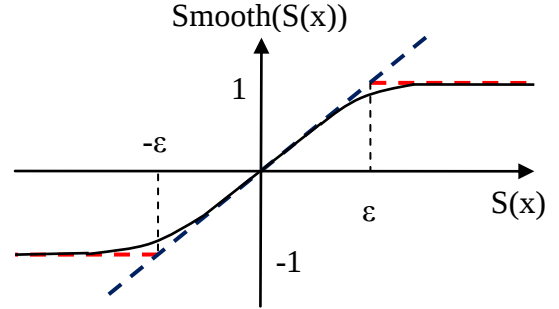


Figure (III.08) Définition de la fonction
(Smooth)

La fonction de smooth s'exprime comme :

$$\text{smooth}(S(x)) = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{III} - 16)$$

III.5 Application de la commande par mode de glissement au MAS :

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode de glissement au moteur asynchrone afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation. Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- ❖ d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- ❖ d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.
- ❖ limiter les amplitudes des tensions et de courants lors des régimes transitoires.

Maintenant, à partir du deuxième chapitre (partie de la commande vectorielle), on tire le système des équations d'états de la MAS suivant :

$$I_{sd}^* = \frac{1}{M} \Phi_r^* \quad (\text{III} - 17)$$

$$\dot{I}_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) I_{sd} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (\text{III} - 18)$$

$$\dot{I}_{sq} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_r - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (\text{III} - 19)$$

$$\dot{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{III} - 20)$$

$$\dot{\Omega} = \frac{n_p M}{L_r J} \Phi_r \cdot I_{sq} - \frac{Cr}{J} - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{III} - 21)$$

III.5.1 Surface de régulation de la vitesse :

L'erreur de vitesse est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III} - 22)$$

Pour $n = 1$, l'équation diverse de commande de vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (III-02) comme suivant :

$$e = S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III} - 23)$$

En substituant l'expression de $\dot{\Omega}$ de l'équation (III-21) dans l'équation (III-23), on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{n_p M}{L_r J} \Phi_r \cdot I_{sq} + \frac{Cr}{J} + \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{III} - 24)$$

Le courant de commande I_{sq} est défini par :

$$I_{sq} = I_{sqeq} + I_{sqn} \quad (\text{III} - 25)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0 \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad I_{sqn} = 0$$

Où la commande équivalente est donnée par :

$$I_{sqeq} = \frac{L_r J}{n_p M \Phi_r} \left[\dot{\Omega}_{ref} + \frac{Cr}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right] \quad (\text{III} - 26)$$

Et

$$I_{sqn} = K_{I_{sq}} \text{sat}(S(\Omega))$$

Avec :

$K_{I_{sq}}$: constante négative.

III.5.2 Surface de régulation du flux rotorique :

On a :

$$S(\Phi_r) = \Phi_{r\ ref} - \Phi_r$$

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_{r\ ref} - \dot{\Phi}_r \quad (III - 27)$$

En substituant l'expression de $\dot{\Phi}$ de l'équation (III-20) dans l'équation (III-27), on obtient :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_{r\ ref} - \frac{M}{T_r} I_{sd} + \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (III - 28)$$

Le courant de commande I_{sd} est défini par :

$$I_{sd} = I_{sdeq} + I_{sdn} \quad (III - 29)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(\Phi_r) = 0 \quad \dot{S}(\Phi_r) = 0 \quad \text{et} \quad I_{sdn} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$I_{sdeq} = \frac{1}{M} [T_r \dot{\Phi}_{r\ ref} + \Phi_r] \quad (III - 30)$$

Et

$$I_{sdn} = K_{I_{sd}} \text{sat}(S(\Phi_r))$$

Avec :

$K_{I_{sd}}$: constante positive.

III.5.3 Surface de régulation du courant statorique directe :

L'erreur de courant statorique directe est définie par :

$$e = I_{sdref} - I_{sd}$$

Pour $n = 1$, l'équation directe de commande de courant statorique directe peut être obtenue par :

$$S(I_{sd}) = I_{sdref} - I_{sd}$$

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sdref} - \dot{I}_{sd} \quad (\text{III} - 31)$$

En substituant l'expression $\dot{I}_{sd}$ de l'équation (III-18) dans l'équation (III-31), on obtient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sdref} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) I_{sd} - \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r - \omega_s I_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (\text{III} - 32)$$

La tension de référence de commande V_{sdref} est définie par :

$$V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sdn} \quad (\text{III} - 33)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(I_{sd}) = 0 \quad \dot{S}(I_{sd}) = 0 \quad \text{et} \quad V_{sdn} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$V_{sdeq} = \sigma L_s \dot{I}_{sdref} + \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) I_{sd} - \frac{M R_r}{L_r^2} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \quad (\text{III} - 34)$$

Et

$$V_{sdn} = K_{V_{sd}} \text{sat}(S(I_{sd}))$$

Avec :

$K_{V_{sd}}$: constante positive.

III.5.4 Surface de régulation du courant statorique quadrature :

L'erreur de courant statorique quadrature est définie par :

$$e = I_{sqref} - I_{sq}$$

Pour $n = 1$, l'équation diverse de commande de courant statorique quadrature peut être obtenue par :

$$S(I_{sq}) = I_{sqref} - I_{sq}$$

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sqref} - \dot{I}_{sq} \quad (\text{III} - 35)$$

En substituant l'expression $\dot{I}_{sq}$ de l'équation (III-19) dans l'équation (III-35), on obtient :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{i}_{sqref} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) I_{sq} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_r + \omega_s I_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (\text{III} - 36)$$

La tension de référence de commande V_{sqref} est définie par :

$$V_{sqref} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (\text{III} - 37)$$

Pendant le mode glissant et dans le régime permanent, on a :

$$S(I_{sq}) = 0 \quad \dot{S}(I_{sq}) = 0 \quad \text{et} \quad V_{sqn} = 0$$

Alors la commande équivalente est donnée par :

$$V_{sqeq} = \sigma L_s \dot{i}_{sqref} + \left(R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} \right) I_{sq} + \omega \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \quad (\text{III} - 38)$$

Et

$$V_{sqn} = K_{V_{sq}} \text{sat} \left(S(I_{sq}) \right)$$

Avec :

$K_{V_{sq}}$: constante positive.

Le choix des gains ($K_{I_{sd}}, K_{I_{sq}}, K_{V_{sd}}, K_{V_{sq}}$) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

III.6 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux rotoriques et des courants statorique par mode de glissement :

Le schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux rotorique et des courants statoriques par mode de glissement (MG) sur le MAS est illustré par la Figure (III.09).

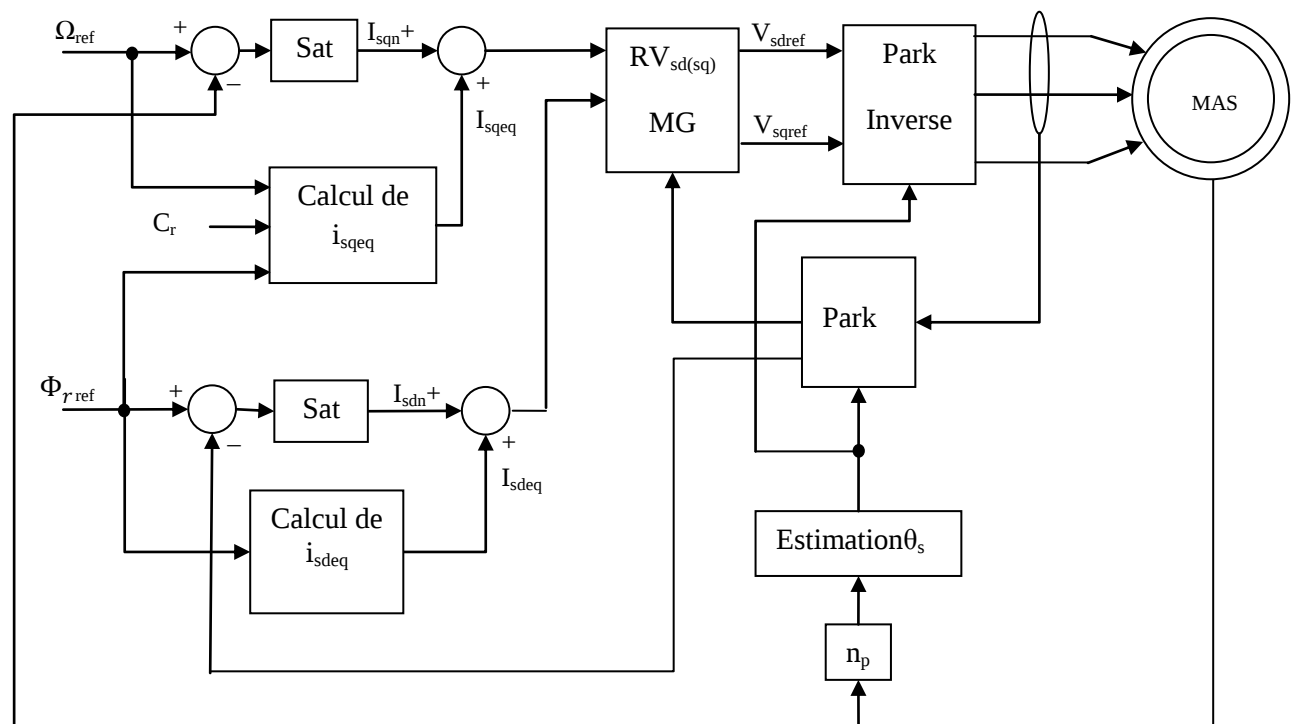
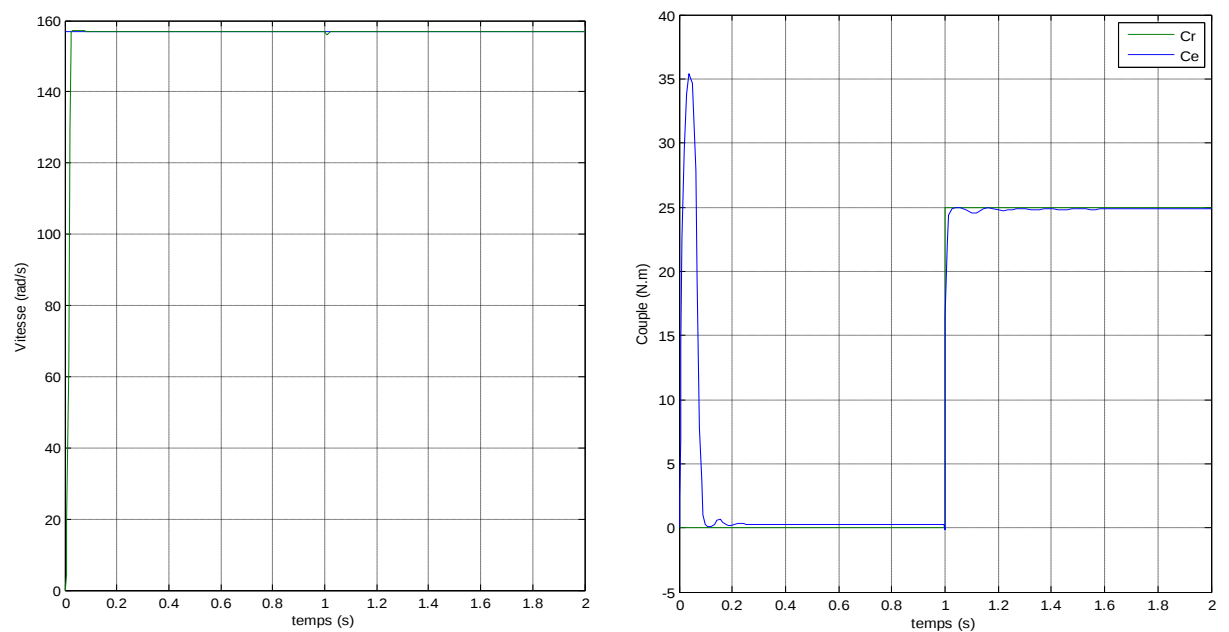


Figure (III.09) Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux rotoriques et des courants statorique par mode de glissement

III.7 Résultats de simulation : Démarrage (à vide, et en charge) :



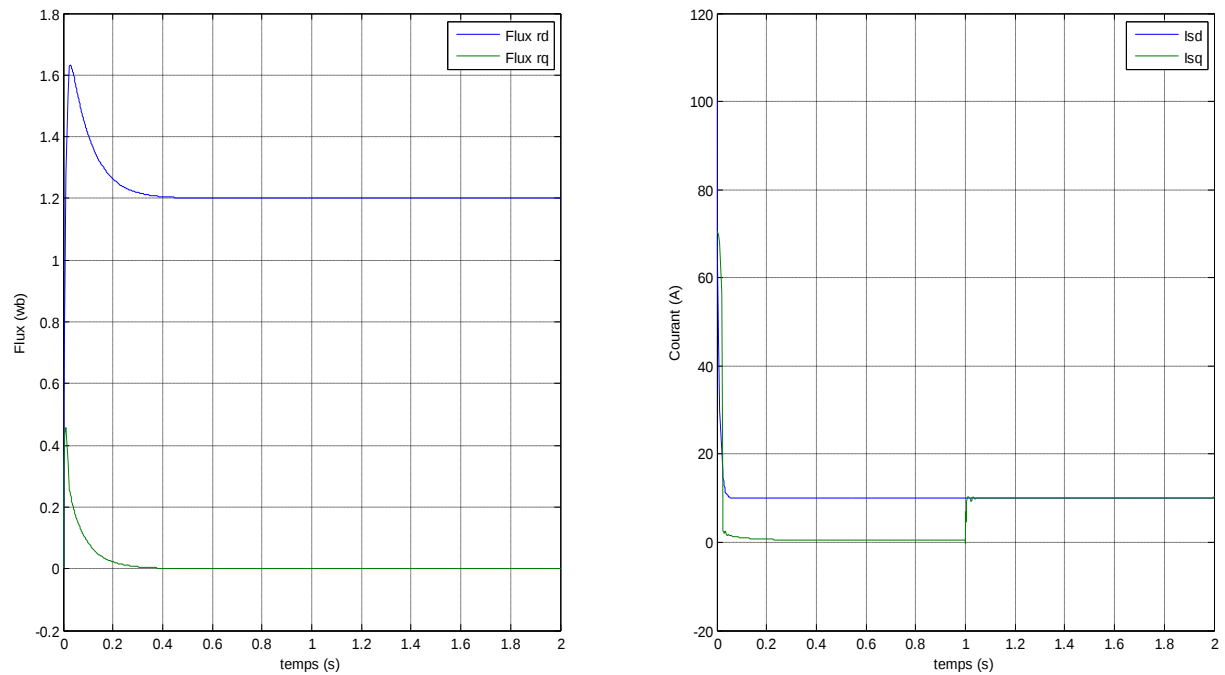


Figure (III.10) Résultat de simulation de la MAS de la commande par mode de glissement

III.7.1 Interprétation des résultats :

La Figure (III.10) représente les résultats de simulation de l'essai a vide et en charge, cette Figure montre que avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s).Après l'application de la charge ($C_r = 25 \text{ N.m}$), on constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

Le flux est orienté sur l'axe d, tout on respectant le principe de la commande vectorielle.

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. Après la présentation de la théorie de base de cette commande.

L'objectif était de concevoir une loi de commande admettant la présence des perturbations sur le système.

L'avantage de cette méthode se manifeste dans sa robustesse par rapport aux dérives paramétrique de la machine, avec des réponses rapides et précises de plus ce réglage présente l'avantage d'être facilement implémentable dans une commande par calculateur.

Néanmoins, cette technique a aussi un inconvénient du au phénomène « chattering » qui se présente particulièrement au niveau du couple.

Pour diminuer le phénomène de « **Chattering** » en appliquant une commande adoucissante (SAT) pour les quatre régulateurs non linéaire.

Chapitre-IV

Commande Par Mode
Glissant Sans Capteur
De Vitesse Mécanique

IV.1 Introduction :

La plupart des lois de commande des machines asynchrones nécessitent une bonne connaissance des grandeurs d'états et des paramètres du modèle. L'accès à ces grandeurs passe par la mesure au moyen de capteurs augmentant la complexité et le coût de l'installation. Dans ces conditions et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement ces capteurs doivent être supprimés. Pour remédier la technique d'automatique telle que les estimateurs et les observateurs des états (vitesse, flux) sont utilisées pour la reconstitution des variables dans les différentes structures de commandes dite performantes.

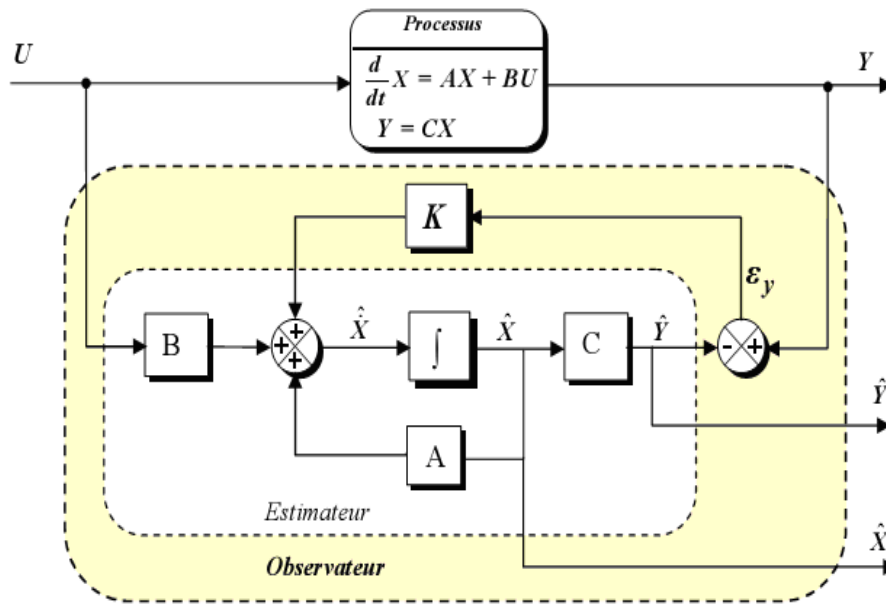
Dans ce chapitre on s'intéresse à l'application de la commande sans capteur mécanique du moteur asynchrone, en utilisant l'observateur MRAS pour l'estimation de la vitesse.

IV.2 Commande sans capteur de position :

Les structures présentées auparavant nécessitent l'utilisation d'un résolveur et d'un capteur de vitesse suivant la structure d'observateur de couple adoptée. Les capteurs de position sont coûteux, nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur (autopilotage dans le cas d'une commande ou d'une commande en vitesse) à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques [12].

IV.3 Principe d'un observateur :

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.



Figure(IV.1) Schéma de Principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (IV.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

- L'observation se fait en deux étapes : l'estimation se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système,
- La correction se fait en boucle fermée.

IV.3.1 Filtre de Kalman :

Le filtre de Kalman a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage de missiles, le nucléaire etc...

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés; de plus, les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure.

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état. Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme

d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récurrents perfectionné. On peut aussi envisager l'estimation simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au filtre de Kalman étendu [14].

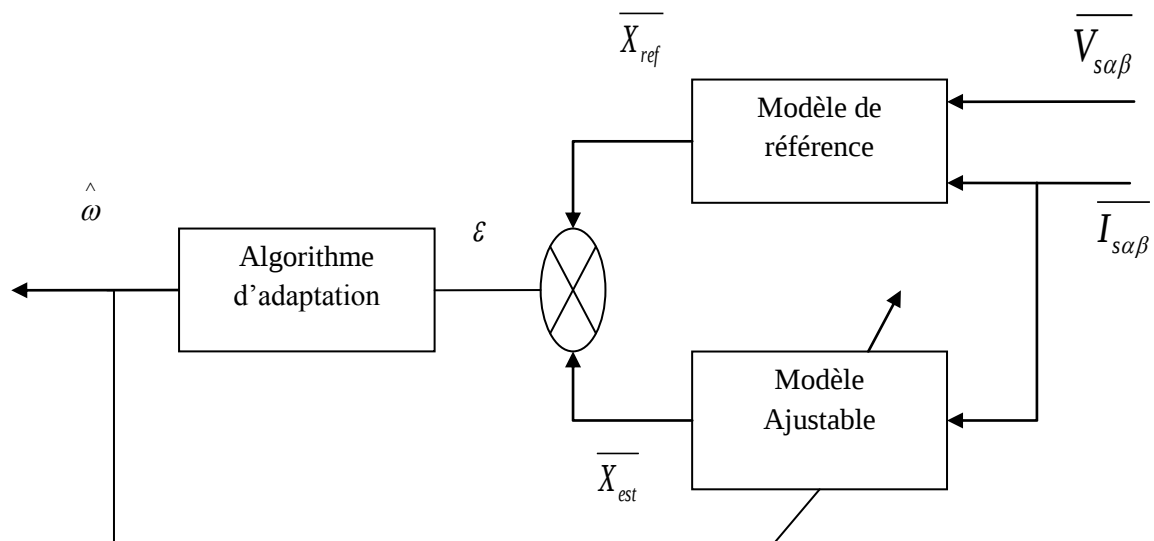
IV.3.2 Observateur de type Luenberger:

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur l'Annexe .elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de la prédiction et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gain L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [14].

IV.3.3 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS :

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone est proposée par Schauder. Elle est basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier appelé modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle ajustable (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation générant la vitesse estimée.

La figure (IV.2) illustre la structure MRAS [12].



Figure(IV.2) structure MRAS

IV.4. MRAS base sur l'estimation du flux rotorique :

La structure MRAS la plus courante se base sur les modèles tensions et courants de la machine asynchrone.

Soit $\widehat{\Phi_r}$ la valeur estime de Φ_r et $\widehat{\omega_r}$ la valeur estimée ω_r dans le référence du stator ($\alpha - \beta$)

a- pour le stator

$$V_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (IV.1)$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (IV.2)$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{M}{L_s} \left(V_s - R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right) \quad (IV.3)$$

Alors

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_s}{M} \int (V_s - R_s \bar{I}_s) dt - \frac{L_s}{M} \sigma L_s \bar{I}_s \quad (IV.4)$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s \quad (IV.5)$$

Alors

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s \right] dt \quad (IV.6)$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\bar{\Phi}_r} \frac{d}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s \quad (IV.7)$$

Le flux estimé :

$$\widehat{\bar{\Phi}_r} \frac{d}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \widehat{\bar{\Phi}_r} + \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s \quad (IV.8)$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \widehat{\bar{\Phi}_r} \quad (IV.9)$$

Alors l'erreur dynamique est donné par :

$$\bar{\varepsilon} = \Phi_{rq} \widehat{\Phi_{rd}} - \Phi_{rd} \widehat{\Phi_{rq}} \quad (\text{IV. 10})$$

À partir du critère de POPOV. Le mécanisme choisi dans notre cas est donné par [10][12] :

$$\widehat{\omega} = K_p (\Phi_{rq} \widehat{\Phi_{rd}} - \Phi_{rd} \widehat{\Phi_{rq}}) + K_i \int (\Phi_{rq} \widehat{\Phi_{rd}} - \Phi_{rd} \widehat{\Phi_{rq}}) dt \quad (\text{IV. 11})$$

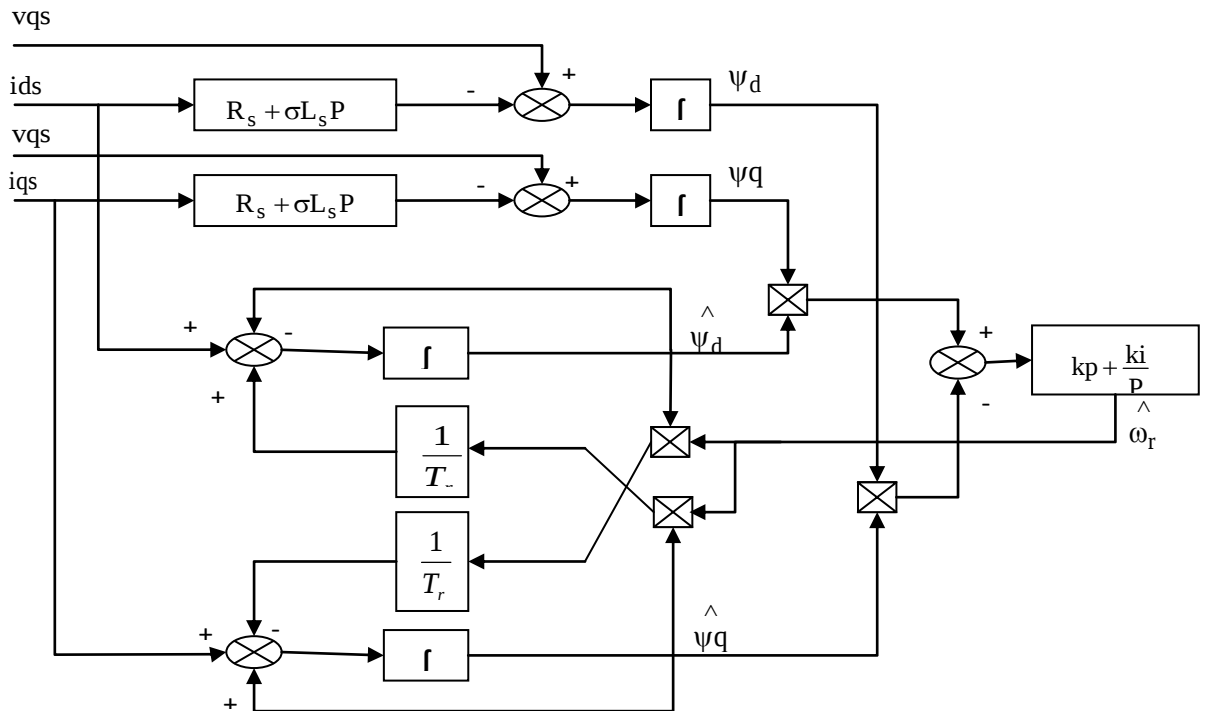
Avec : K_p , K_i des constantes positive

Remarque :

- L'action intégrale de l'estimateur est suffisante pour nous fournir la vitesse estimée.

Toute fois, une action proportionnelle sera ajoutée afin d'augmenter la dynamique de l'estimateur lors d'une variation de la vitesse. Ces paramètres de réglage sont choisis, la plupart du temps, d'une façon empirique.

- Le choix du gain K_i détermine la bande passante de l'estimateur donc son temps de réponse. Nous avons intérêt à augmenter ce gain pour accélérer la réponse de l'estimateur mais un gain trop élevé induit une mauvaise atténuation du bruit à l'entrée de l'estimateur (surtout celui de l'onduleur) et même peut conduire à un fonctionnement instable.



Figure(IV.3) Schéma de Principe d'un observateur MRAS

IV.5. Schéma globale de la commande mode glissant sans capteurs :

Le schéma global de la commande mode glissant sans capteurs mécaniques est représenté sur la figure (IV.4)

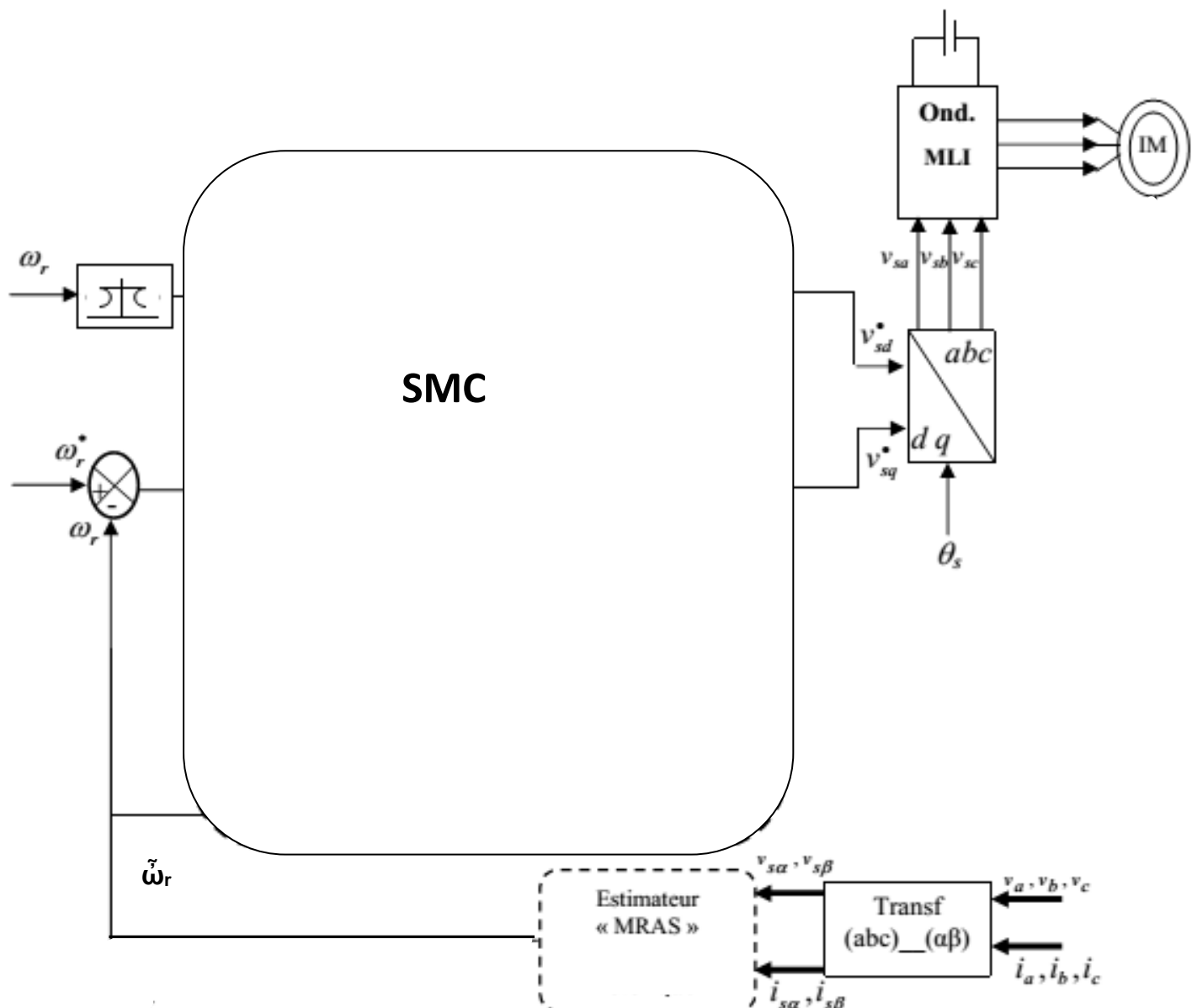
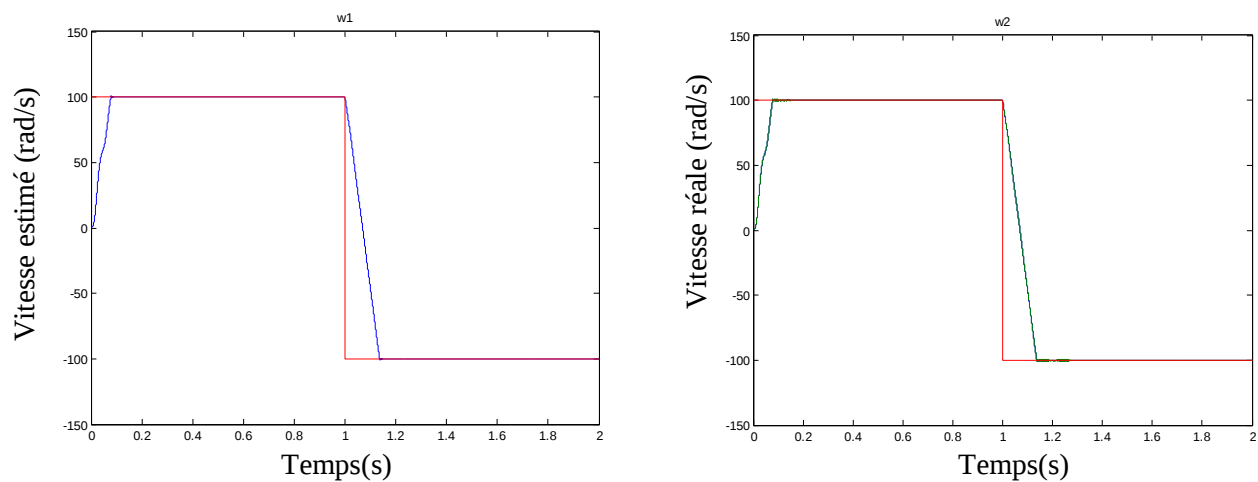


Figure (IV.4) Schéma de la structure générale du contrôle mode glissant sans capteur de vitesse par la technique MRAS

IV.6. Résultats de simulation :

Teste de démarrage a vide - charge variable -basses vitesses et inverse le sens de rotations :

Dans le souci de valider l'estimation de la vitesse par l'observateur (MRAS), des simulations ont été effectuées, du démarrage à vide du moteur à 100rad/s, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation, a $t=1$ s en inverse le sens de rotation. La figure ci dessous représente les profiles de références de la vitesse, la vitesse réelle et estimé et l'erreur d'estimation.



Figure(IV.5) Vitesse réelle -vitesse estimé (rad/s)

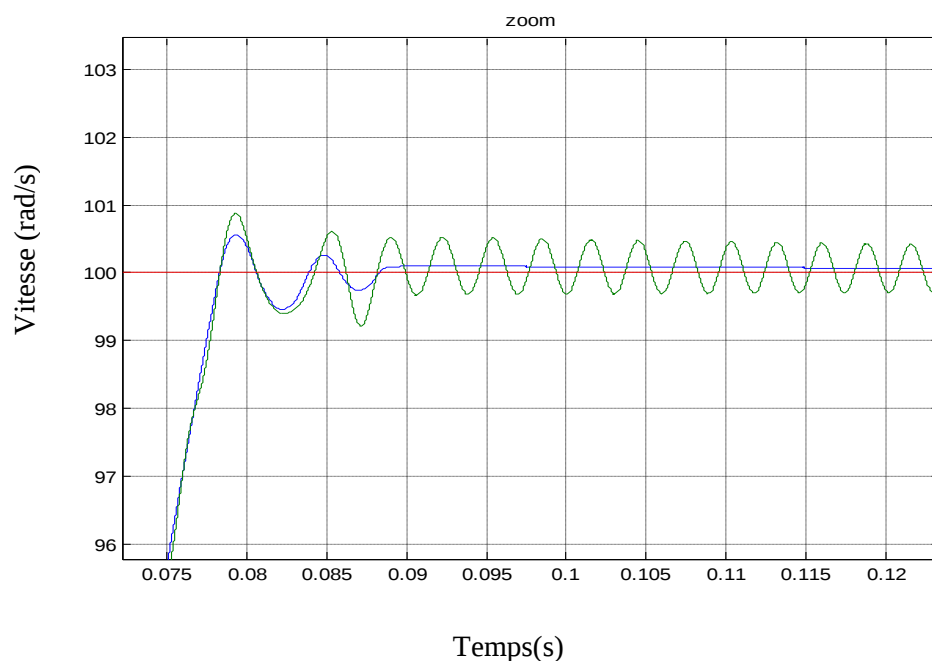


Figure (IV.6) Zoom Vitesse réelle -vitesse estimé

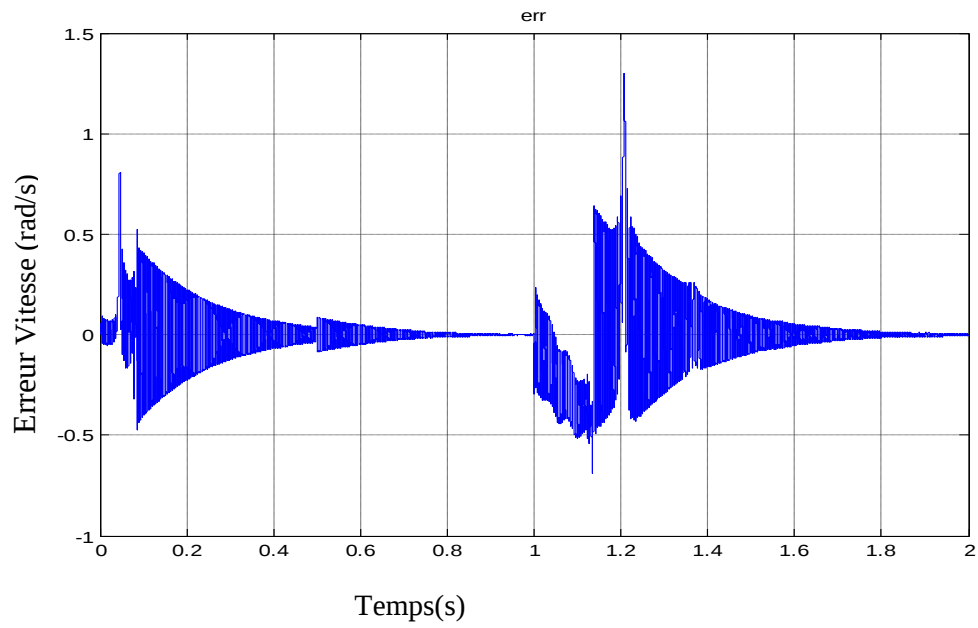


Figure (IV.7) l'erreur (rad/s)

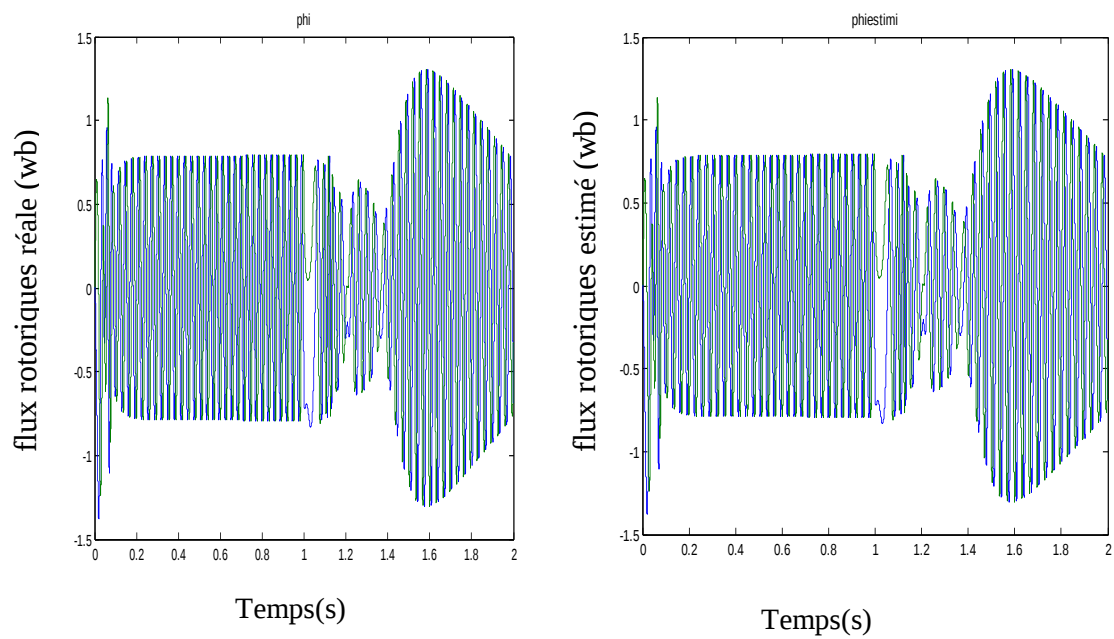
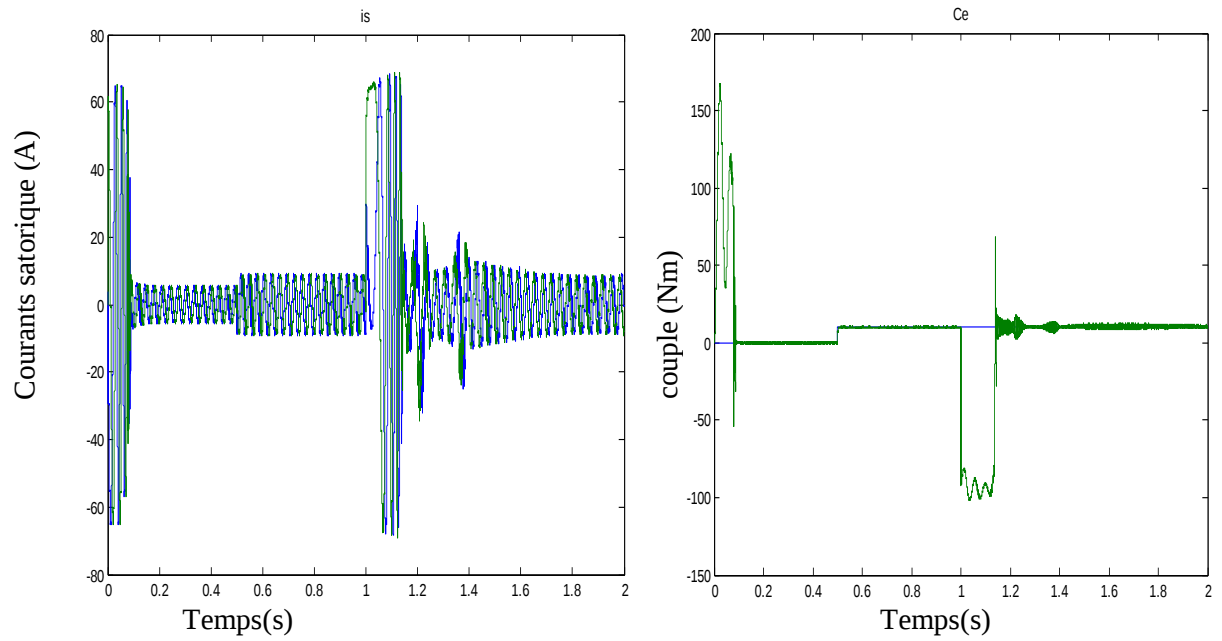


Figure IV.8 les flux rotoriques (alph-beta) a -réale - b-estimé



Figure(IV.9) courants satorique –couple

Test de robustesse aux basses vitesses :

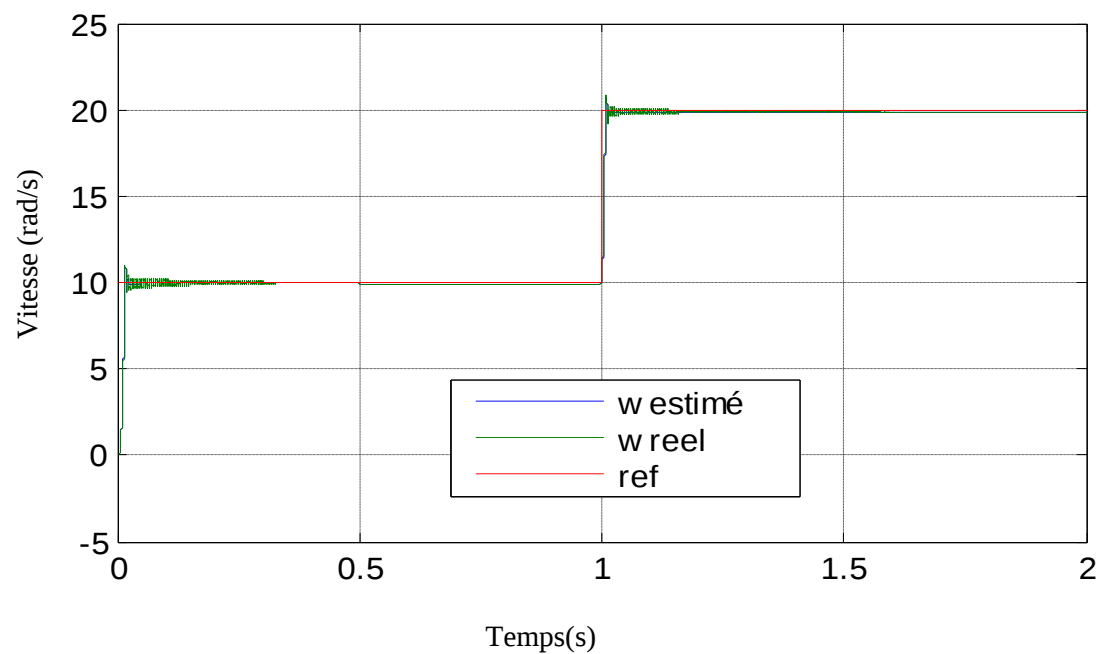


Figure (IV.10) Vitesse réelle -vitesse estimé (rad/s)

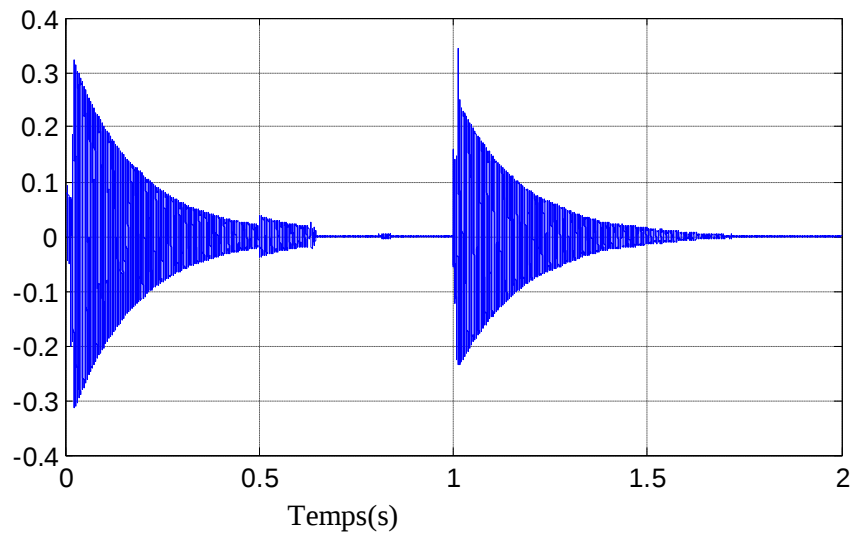


Figure (IV.11) l'erreur (rad/s)

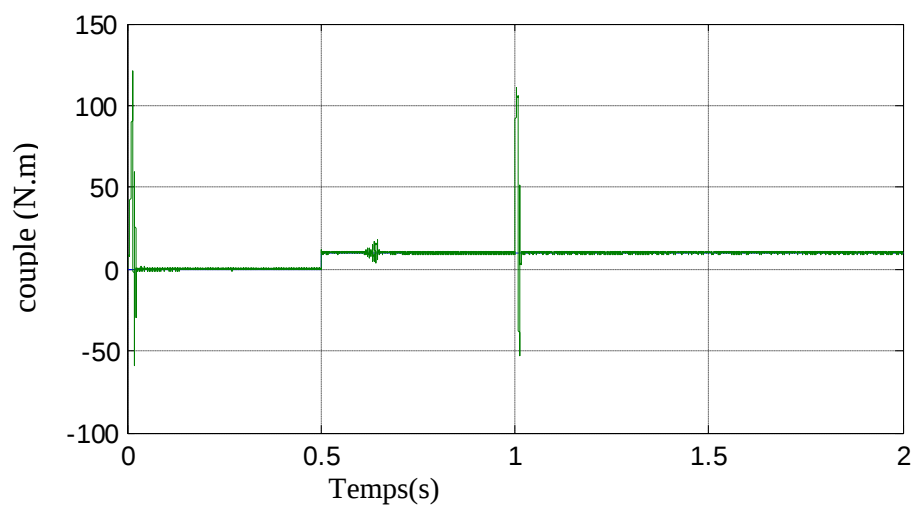


Figure (IV.12) Le couple (N.m)

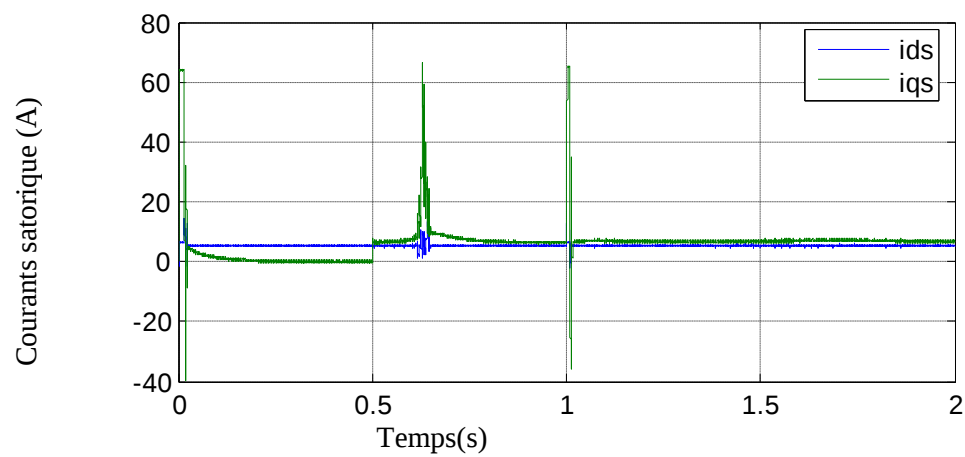


Figure (IV.13) Les courant statorique (isd-isq)

Interprétation des résultats

Les résultats de simulation de la commande vectorielle où L'observateur par MRAS est utilisé pour l'estimation de la vitesse, le test de robustesse est fait a basses vitesses et la inversion le sensé de rotation avec l'injection une charge.

D'après ces résultats on remarque que le flux et la vitesse estimés par MRAS suivent l'évolution de la vitesse réelle du moteur avec une erreur statique faible.

Les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité MRAS observateur .Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite pour démarrage à vide et on injecte une charge ainsi que l'inverse la sens de rotation et dans les basses vitesses

IV.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons développé la méthode d'estimation de la vitesse. En suite, les principes des observateurs d'états ont été traités, d'abord avec l'observateur de vitesse de type MRAS, Ces techniques sont exploitées dans une commande par Mode Glissant sans capteur de vitesse.

Les résultats de la simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global.

Concernant le fonctionnement à bases vitesses, et montré que la caractéristique de la vitesse estimée par la MRAS est satisfaisante et montre une bonne réponse dynamique

Conclusion Générale



Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande: la commande vectorielle indirecte et le réglage par mode glissant sans capteur mécanique basé sur cette dernière.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarité de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

En revanche on trouve une complexité plus grande de la commande, et particulièrement lorsqu'il s'agit d'une commande en tension, ce qui nécessite des boucles de régulation en plus.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle indirecte montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle; une alternative à cette dernière pour résoudre ce problème c'est le réglage par mode glissant.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur par mode glissant basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux; Nous concluons que le réglage par mode glissant est plus robuste que les régulateurs PI.

Dans le but d'éliminer le capteur de vitesse, et après avoir cité des commandes sans capteurs mécaniques, nous avons choisi la *MRAS*, car elle est la plus simple à implanter et se classe parmi les meilleures techniques.

La *MRAS* proposée dans ce travail utilise la puissance réactive qui élimine dans les équations plusieurs paramètres de la machine. Les performances de la méthode envisagée ont été mises en évidence par des changements de consigne, et application de perturbation de charge. La vitesse estimée par la *MRAS* a montré un bon suivi des consignes, avec des écarts satisfaisants même en basse vitesse.

Annexes

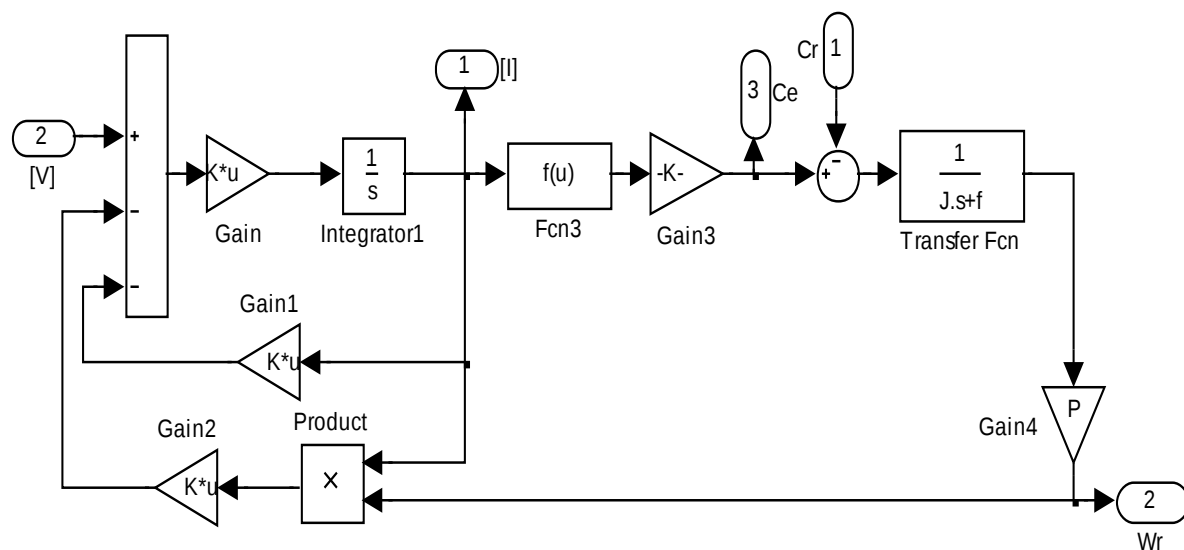


Annexe

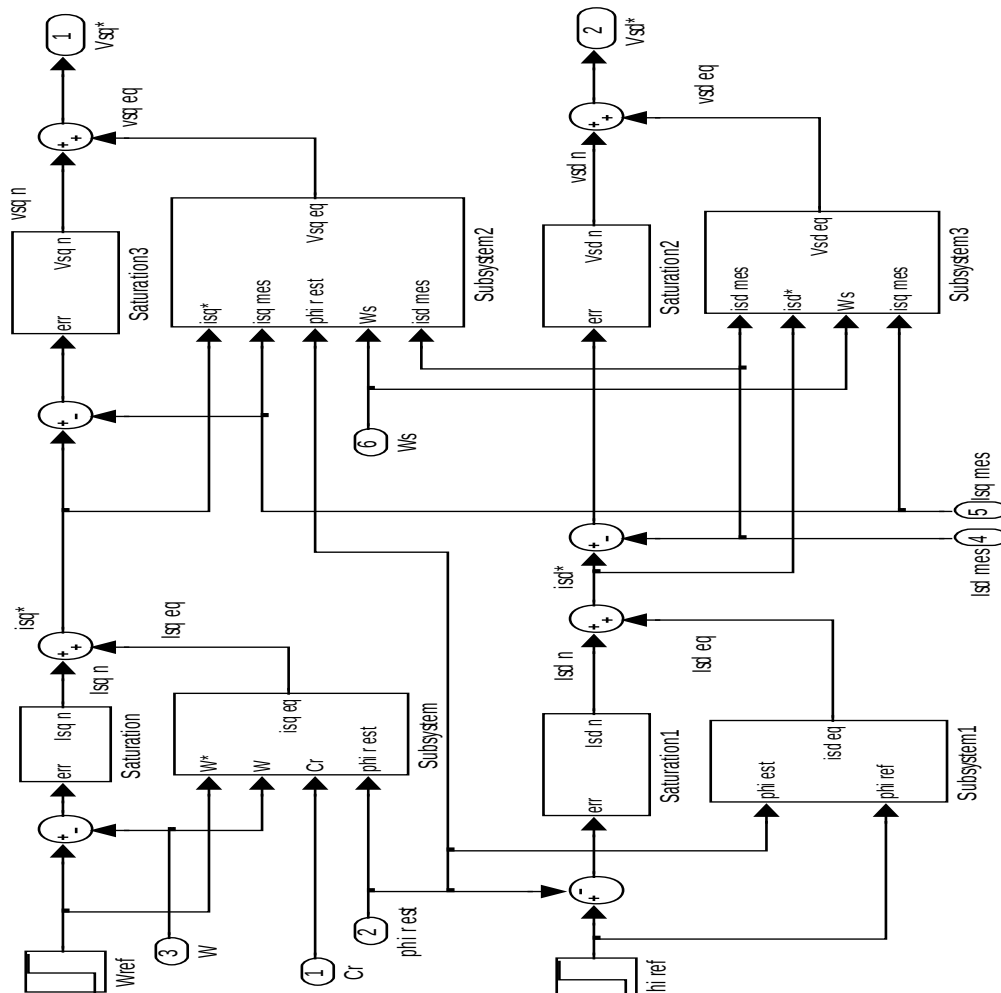
Les données du moteur asynchrone (MAS)

A	
Puissance nominale	$P_n = 4 \text{ KW}$
Tension nominale	$U_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 15 \text{ A}$
Résistance statorique	$R_s = 1,2 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 1,8 \Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0,158 \text{ H}$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0,156 \text{ H}$
Inductance cyclique mutuelle	$M = 0,15 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,07 \text{ kg.m}^2$
Le couple résistant	$C_r = 25 \text{ N.m}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$n_p = 2$
La vitesse nominale	$\Omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$
Coefficient de frottement	$f = 0.0004 \text{ I.S}$

➤ Le modèle de la MAS sous SIMULINK/MATLAB :



➤ **Le modèle de la commande par mode de glissement du MAS sous SIMULINK/MATLAB :**



➤ **Paramètres des régulateurs :**

K_{Vsd}	15
K_{Vsq}	10
K_{isd}	220
K_{isq}	150

Bibliographie



Bibliographie

- [1] P. VIDAL, “Commande non-linéaire d’une machine asynchrone à double alimentation”, « Thèse Doctorat, Toulouse (2004) ».
- [2] J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER, “Modélisation et Commande de la machine asynchrone”, « Editions TECHNIP, Paris (1995) ».
- [3] J. CHATELIN, “Machines électrique Tome 1”, « Editions DUNOD, Paris (1983) ».
- [4] M. PINARD, “Commande électronique des moteurs électriques”, « Editions DUNOD, Paris (2004) ».
- [5] L. BAGHLI, “Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone”, « Notes de Cours, IUFM de Lorraine – UHP (2005) ».
- [6] P. BRUNET, “Introduction à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones”, « Note de cours, LTEG Henri BRISSON, Vierzon (2006) ».
- [7] H. RAZIK “Modélisation de la machine asynchrone à cage. Application à la Simulation des moteurs à cage défaillante. Spectres des courants des moteurs défaillants”, « Notes de cours, Université Henry Poincaré Nancy (2007) ».
- [8] F. HAMERLAIN, “Stratégies de commande par modes glissants d’ordre supérieur appliquées á des robots mobiles à roues”, « Thèse Doctorat, Ecole centrale de Lille (2007) ».
- [9] S. ZAIDI, “Commande non Linéaire du moteur à induction”, « Mémoire Magister, Batna (2006) ».
- [10] B. DE FORNEL, “Machines asynchrones (Alimentation et caractéristiques)”, « Technique d’Ingénieur D3620 Toulouse (2008) ».
- [11] A. Achour, A. Aichouche, “Réglage par mode glissant d’une machine asynchrone” « mémoire d’ingénieur d’état, université de Mohamed Boudiaf M’sila (2005) ».
- [12] C.KAMEL et B.MOHAMED, “Application de la technique de linéarisation par retour d’état à la commande d’une machine asynchrone”, « Mémoire d’ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M’sila, (2004) ».
- [13] L.FADILA et G. HAKIMA, “Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d’une machine asynchrone”, « Mémoire d’ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M’sila, (2004) ».

- [14] M. Nait-Said. "Commande par modes glissants d'un moteur asynchrone", « Cours de Magistère. 2003, Université de Batna ».
- [15] F. Nasri. "Commande des machines électriques", « Cours de Master. 2012, Université de Batna ».
- [16] Yves Granjon AUTOMATIQUE, "Systèmes linéaires, non linéaires, à temps continu, temps discret, représentation d'état", « DUNOD ».
- [17] M. Bouharkat, "Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique", « Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006 ».
- [18] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement", « Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986 ».
- [19] K. K. Young, "Controller design a manipulator using theory of variable structure systems", « IEEE Trans. Syst. MAN. Cybe. Vol. SMC-8, N°. 2, 1978 ».
- [20] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques" « presses de l'université de Batna 1997 ».
- [21] D. Benattous, A. Golea, R. Abdelsemed, "Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone", « ICEL98, 5-7 Octobre 1998, UST Oran, Algérie ».
- [22] MELIANI Ahmed, HAMDJ Mohamed, "Commande de la machine asynchrone par le mode glissant", « Mémoire de fin d'études d'Ingénieur d'État Ecole Militaire Polytechnique ».
- [23] Zhiwen Ma, Zheng T, Fei Lin, "Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives", « Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006 ».
- [24] A. Sabanovic, B. V. Izozimov, "Application of sliding modes to induction motor control", « IEEE Trans. Idust. Applic. Vol. IA 13. N°. 1, pp.41, 1981 ».
- [25] N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi "Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive", « Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998 ».
- [26] Rezgui Salah Eddine "Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques Svpwm, Mode Glissant, MRAS", « MÉMOIRE Pour l'obtention du Diplôme de MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE ».