



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Echahid Hamma Lakdhar- EL Oued

Faculté de la Technologie
Département de Génie Mécanique

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de
MASTER

Spécialité: Electromecanique

Présenté par :

- KHEBBAR Ishak
- MESSAOUDI Ayoub
- TOUMI Ferhat Amine

Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone

Soutenue le :...../..... /2022

Devant le jury composé de :

Dr :

Président

Dr :

Examineur

Dr : DJOKHRAB Alaeddine

Encadreur

Année universitaire 2020/2021



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Echahid Hamma Lakdhar- EL Oued

Faculté de la Technologie
Département de Génie Mécanique

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de
MASTER

Spécialité: électromécanique

Présenté par :

- KHEBBAR Ishak
- MESSAOUDI Ayoub
- TOUMI Ferhat Amine

Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone

Soutenue le :...../..... /2022

Devant le jury composé de :

Dr :

Président

Dr :

Examineur

Dr : DJOKHRAB Alaeddine

Encadreur

Année universitaire 2021/2022

Dédicace

Je dédie ce travail à mes êtres chers, dont ma mère et mon père, et je dédie également ce travail à mes collègues qui y ont participé, à savoir abdelhafid khezane et bouaziz mohammed

Et à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin.

Ishak

Dédicace

*Je dédie ce travail à mes honorables père et mère et à tous
ceux qui ont tendu la main.*

*en particulier mes amis et camarades de classe tout au long de
ces cinq années pleines de beaux souvenirs.*

*et je ne peux pas oublier la mention de mon seul et cher frère
pour m'avoir soutenu et m'encourager et à la fin je dis merci à
tous.*

Ayoub

Dédicace

Je dédie ce travail à mes chers père et mère, je donne également ce travail en cadeau à tous mes amis et collègues du département de génie pétrochimique, et je ne peux pas oublier ma famille ,mes frères et soeurs et toute ma famille et mes voisins qui ont attendu mon succès alors je vous le dis à tous, que Dieu vous récompense.

Ferhat Amine

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu Tout-Puissant pour la grâce et le succès pour nous dans ce travail, et nous adressons également nos sincères remerciements au l'encadreur de cette recherche, Mr DJOKHRAB Alaeddine, pour son aide et ses conseils tout au long de cette période de recherche,

Nous remercions tous les professeurs de la faculté de Technologies, en particulier le personnel enseignant du Département de génie mécanique . Tout comme nous ne pouvons oublier nos frères et collègues étudiants du département, que nous avons accompagnés pendant cinq ans avec son amertume et sa douceur.

Résumé :

Les moteurs asynchrones constituent la plus grande partie des moteurs construits jusqu'à nos jours. Leurs domaines d'application sont aussi vastes que variés ; industriels, domestiques etc....

La loi de commande classique du type PI peut être insuffisante car elle est moins robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui a permis d'implanter une loi de commande plus robuste, qui est le réglage par mode de glissement. Ce mode est basé sur les systèmes à structure variable.

L'application de ce type de réglage (RMG) présente plusieurs avantages à savoir robustesse, précision, stabilité et simplicité, temps de réponse faible.

L'implantation de RMG associé à la commande connue (Commande vectorielle indirecte) présente plusieurs avantages, taux de réponse faible, le régime transitoire réduit, mais il reste insensible aux variations des paramètres internes de la machine.

Mots clés:

Moteur Asynchrone, Commande Vectorielle, PI, Mode Glissant.

ملخص:

تشكل المحركات غير المتزامنة غالبية المحركات التي تم بناؤها حتى الآن، ومجالات تطبيقها واسعة بقدر تنوعها (الصناعية والمنزلية وما إلى ذلك ...)

قد يكون قانون التحكم الكلاسيكي لنوع PI غير كافٍ لأنه أقل قوة، خاصة عندما تكون متطلبات الدقة والخصائص الديناميكية الأخرى للنظام صارمة.

بفضل التطور التكنولوجي الحديث للإلكترونيات الطاقة والحوسبة الدقيقة التي جعلت من الممكن تطبيق قانون تحكم أكثر قوة، وهو التعديل عن طريق الوضع المنزلق. يعتمد هذا الوضع على أنظمة الهيكل المتغير.

إن تطبيق هذا النوع من الضبط (RMG) له مزايا عديدة، وهي المتانة، والدقة، والاستقرار، والبساطة، ووقت الاستجابة المنخفض.

إن تنفيذ RMG المرتبط بالتحكم المعروف (التحكم الشعاعي المباشر) له مزايا عديدة، معدل استجابة منخفض، نظام عابر منخفض، لكنه يظل غير حساس للتغيرات في الإعدادات الداخلية للجهاز.

الكلمات الدالة:

محرك غير متزامن، تحكم في القوة الموجهة، PI، وضع انزلاق.

Sommaire

Dédicace

Remerciements

Résumé

Sommaire

Liste des figures

INTRODUCTION GENERAL..... 1

CHAPITRE I MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 introduction..... 4

I-2 Généralités sur les machines asynchrone triphasées..... 4

I-3 Modélisation du moteur asynchrone..... 4

I-4 Transformation de Park..... 9

I-5 Choix du référentiel..... 10

I-6 Représentation d'état..... 16

I-7 Equations mécaniques..... 17

I-8 Simulation de la machine asynchrone..... 18

I-9 Interprétation des résultats de simulation..... 19

I-10 Conclusion..... 22

CHAPITRE II COMMANDE VECTORIEL

II.1. Introduction..... 25

II.2. Commande vectoriel par orientation de flux..... 25

II.3. Découplage entrée-sortie..... 26

II.4. Structure de commande vectorielle a flux rotorique oriente 30

II.5. Régulation.....	35
II-6- Présentation des résultats de simulation.....	39
II-7 Conclusion.....	48

CHAPITRE III

REGLAGE PAR MODE GLISSANT

III. Introduction.....	50
III.1. Systèmes à structure variables.....	50
III.1.2. Définition	51
III.3. Théories des Modes glissants	52
III.4. Conception de la commande par modes de glissement.....	52
III.5. Application de la commande par mode de glissement a la MAS.	64
III.6.Simulation de la commande par mode glissement.....	68
III-7 Conclusion.....	74

CHAPITRE IV

Etude comparative

IV-1 Introduction.....	76
IIV-2 Comparaison au niveau de la variation de vitesse.....	77
IIV-3 Comparaison au niveau de la variation de la charge	78
IIV-4 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.....	80
IV-5 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique	81
IV-6 Conclusion.....	84
CONCLUSION GÉNÉRAL.....	86
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	88

Liste des figures

Chapitre I		
Figure (I - 1)	Modèle généralisée de la M.AS.triphasé	5
Figure (I-2)	Passage du repère triphasé au repère biphasé	9
Figure (I-3)	Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel ($\alpha \ \beta$)	13
Figure (I-4)	Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel ($x \ y$)	14
Figure (I-5)	Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel ($d \ q$)	15
Figure (I-6)	Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.	18
Figure (I-7)	Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide	20
Figure (I-8)	Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage en charge	21
Chapitre II		
Figure (II.1)	Orientation du flux rotorique	26
Figure (II.2)	Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	28
Figure (II.3)	Commande découplée-expression de Φ_r et C_e	29
Figure (II.4)	Bloc de compensation f_{emd}	30
Figure (II.5)	Bloc de compensation f_{emq}	30
Figure (II.6)	Représentation du bloc d'estimateurs	33
Figure (II.7)	Schéma général de la commande vectorielle directe à flux rotorique de la machine	33
Figure (II.8)	Bloc de régulateurs	34
Figure (II.9)	Bloc de défluxage	35
Figure (II.10)	Schéma bloc de régulation du courant i_{ds}	35
Figure (II.11)	Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}	36
Figure (II.12)	Schéma fonctionnel de régulation de flux	37
Figure (II.13)	Régulation de vitesse en boucle fermée.	38
Figure (II.14)	Schéma de simulation	40
Figure (II.15)	Résultats de simulation de CV-OFR DE de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge	41
Figure (II.16)	Test de robustesse pour la variation de la vitesse	43
Figure (II.17)	Test de robustesse pour la variation de la charge	44
Figure (II.18)	Test de robustesse pour l'inversion de vitesse	45

Figure (II.19)	Test de robustesse pour la variation de la résistance	47
Chapitre III		
Figure (III.1)	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	51
Figure (III.2)	Convergence du système glissement.	52
Figure (III.3)	Linéarisation exacte de l'écart	54
Figure (III.4)	Condition de glissement	56
Figure (III- 5)	Commande équivalent et réel	57
Figure (III.6)	Représentation de la fonction « SIGN ».	58
Figure (III.7)	Phénomène de réticence	60
Figure (III.8)	Définition de la fonction SIGN avec un seuil	60
Figure (III.9)	Définition de la fonction SIGN de la commande adoucie	61
Figure (III.10)	Définition de la fonction intégrale	62
Figure (III.11)	Définition de la fonction SAT	63
Figure (III- 12)	Fonction « SMOOTH »	63
Figure (III-13)	Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement	64
Figure (III.14)	Schéma de simulation	68
Figure (III.15)	Résultats de simulation de le RMG de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge	69
Figure (III.16)	Teste robuste pour la variation de la vitesse.	70
Figure (III.17)	Test de robustesse pour la variation de la charge	71
Figure (III.18)	Test de robustesse pour l'inversion de vitesse	72
Figure (III.19)	Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	73
Chapitre IV		
Figure (IV.01)	Réponse du système en charge pour la variation de la vitesse	78
Figure (IV.02)	Réponse du système en charge pour la variation de la charge	79
Figure (IV.03)	Réponse du système en charge pour l'inversion de la vitesse	81
Figure (IV.04)	Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique	84

INTRODUCTION

GENERAL

Introduction général

Grâce aux récentes avancées technologiques en électronique de puissance et en informatique, le domaine de la conduite électrique à vitesse variable a connu un très fort essor ces dernières années. En effet, des exigences de qualité croissantes et des cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de techniques de modification de plus en plus performantes dans les applications industrielles. Le moteur asynchrone est souvent le plus utilisé dans ce domaine, et ce parce qu'il a une structure mécanique solide et simple. D'autre part, l'alimentation électrique via le convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande est plus complexe que celle d'un moteur à courant continu. Cependant grâce à des opérations efficaces, il est possible de mettre en œuvre des stratégies de contrôle beaucoup plus complexes. On peut ainsi conférer à ce type de moteur des performances dynamiques élevées, égales à celles d'un moteur à courant continu. L'une de ces stratégies de contrôle vectoriel est la méthode très populaire qui prend en compte la structure dynamique de la machine pour obtenir des systèmes d'entraînement puissants et performants.

Les lois de commande classiques de type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires. Pour les systèmes non linéaires, ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes car elles sont moins robustes, en particulier lorsque les exigences de précision et d'autres propriétés dynamiques du système sont strictes. Nous devons utiliser des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités.

Les lois de commande dites à modèle glissant ou à structure variable sont une bonne solution à ces problèmes de commande classique. La commande en mode glissant est une commande non linéaire. La principale caractéristique de ce système est que sa loi de commande est modifiée de manière discontinue.

Les transformations de contrôle se font en fonction de variables d'état, utilisées pour créer une "diversité" ou "hyper-surface" appelée glissement et dont le but est de forcer la dynamique du système à suivre le déterminant à travers l'équation d'hyper-surface. Et lorsque l'état du système est maintenu sur cet hyperboloïde, on dit que le système est dans un système glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux changements de paramètres de processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations.

Ce type de contrôle présente de nombreux avantages tels que la durabilité, la grande précision, la simplicité, la stabilité et le faible temps de réponse.

Objectif du mémoire

L'objectif principal de ce travail est d'introduire la technique d'accord en mode glissant pour une machine asynchrone, basée sur le principe de la commande vectorielle .

Structure du mémoire

Le travail présenté dans cette thèse se répartit comme suit :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension.
- Une application de commande indirecte de vecteurs tension, sur une machine asynchrone, des tests de simulation et de pérennité de la commande seront présentés au second semestre.
- Le troisième chapitre est consacré aux réglages par mode de glissement appliquée à la machine asynchrone, étude et simulation, tests de robustesse de la commande.

On termine par une étude comparative entre les deux techniques de réglage **PI** et **RMG**.

CHAPITRE I

MODELISATION ET

SIMULATION DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

I-1 introduction

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [1].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande [2].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [3]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de park .la deuxième partie sera consacrer sur la validation par simulation numérique du modèle de la machine .

I-2 Généralités sur les machines asynchrone triphasées

I-2-1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique .La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I-2-2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor .Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° .La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

I-3 Modélisation du moteur asynchrone

I-3-1 Hypothèse simplificatrices

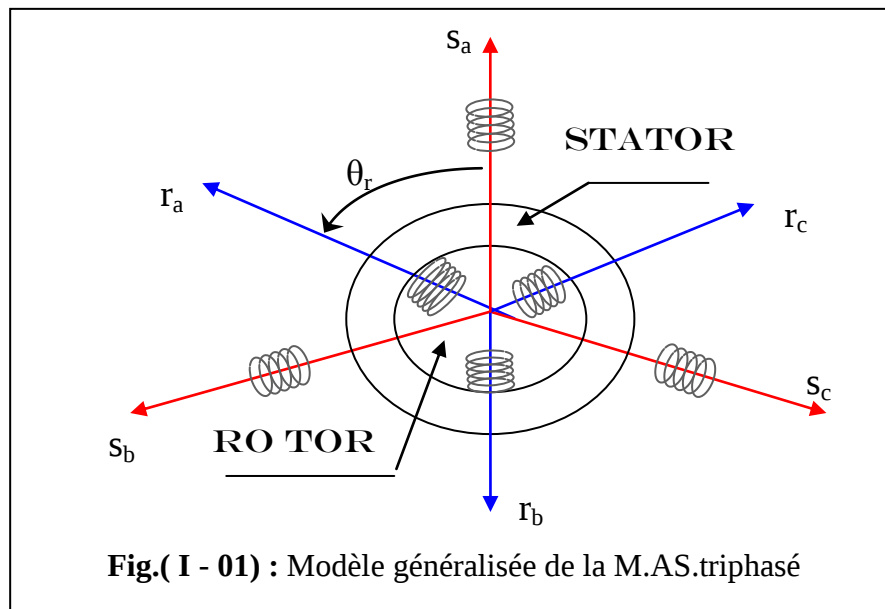
Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [04] :

- entrefer constant.

- effet des encoches négligé.
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- pertes ferromagnétiques négligeables.
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte. Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :
 - l'additivité des flux.
 - la constance des inductances propres.
 - la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I-3-2 Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donner par la figure (I-01).



Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

a-Equations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I-01)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I-02)$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

r_s : Résistance d'une phase statorique.

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-01) et (I-02) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

pour le stator :

Pour le stator I-3)

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

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I-04)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-05})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I-06})$$

b-equation magnétiques

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

Pour le sotor:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I-07})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{I-08})$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{I-09})$$

On désigne

par:

: Matrice des inductances statoriques.

$$[L_{ss}]$$

: Matrice des inductances rotoriques. $[L_{rr}]$

: Matrice des inductances mutuelles statoriques. $[M_{sr}]$

: Matrice des inductances mutuelles rotoriques. $[M_{rs}]$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Avec :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

θ_r : Angle qui défini la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phase statoriques et rotoriques.

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

c -Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I-13)$$

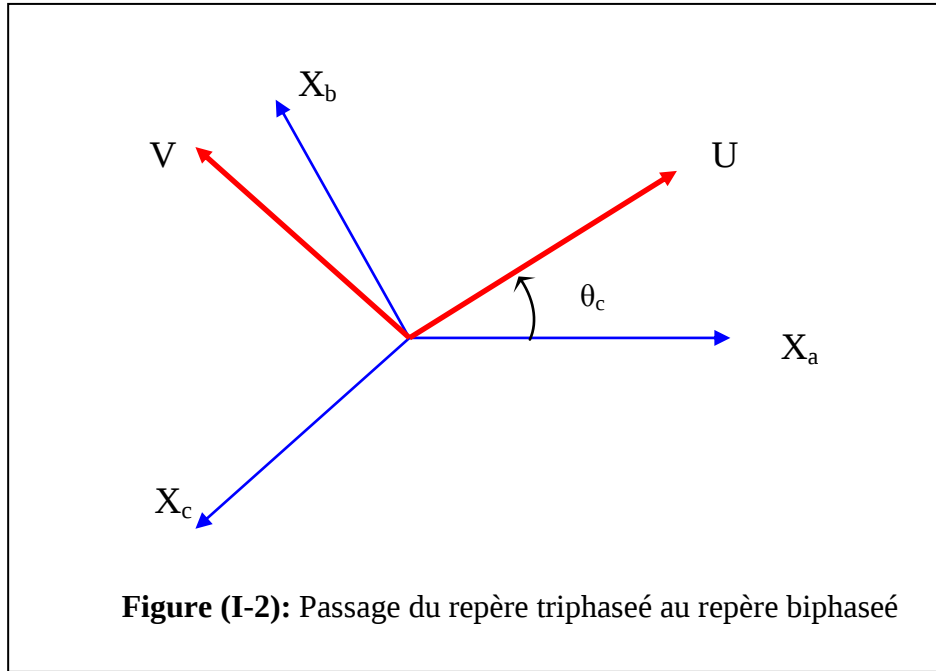
Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P[i_{sa}i_{sb}i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (I-14)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position .Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I-4 Transformation de Park

La transformation de park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.



Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé [uv] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante:

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_c)][X_{abc}] \quad (I-15)$$

Le passage inverse est donner par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1}[X_{uvo}] \quad (I-16)$$

Telque:

X : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_{\text{coor}})]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec:

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

La matrice de transformation $[P(\theta_c)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifié

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrique.

θ_c : La position angulaire du système d'axes(uv) par rapport au système d'axes réel (abc)

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_c : \text{Vitesse de coordonnée.}$$

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

a-Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (I-04) et (I-06), et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_c \Phi_{sv} \\ V_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_c \Phi_{su} \\ V_{ru} = 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - \omega_c \Phi_{rv} \\ V_{rv} = 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + \omega_c \Phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Le système (u, v) tourne à la vitesse ($\omega_c - \omega_r$) par rapport au rotor.

b- Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur les équations (I-07) et (I-08) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (I-20)$$

Avec:

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$l_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature rotor. $M = \frac{3}{2} m$ du

c- Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} \quad (I-21)$$

$$\theta_{géo} = \frac{\theta_{éle}}{P} \quad (I-22)$$

Avec:

W_e : Energie émmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{géo}$: Ecart angulaire de la partie (rotor parrapport au stator)

P : Nmbre de paires de pôle

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} \quad (I-23)$$

$$P(t) = V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv} + V_{so} i_{so} \quad (I-24)$$

Le système, étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}] \quad (I-25)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que:

$$P(t) = [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I-26)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

$$(\text{Représente les chutes ohmiques}). [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2]$$

$$\left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] \quad (\text{Représente la variation de l'énergie magnétique}).$$

$$\omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers}$$

l'entrefer (puissance électromagnétique)).

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega_c \quad (I-27)$$

Alors:

$$C_e = [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I-28)$$

Ou bien encore:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I-29)$$

I-5 Choix du référentiel

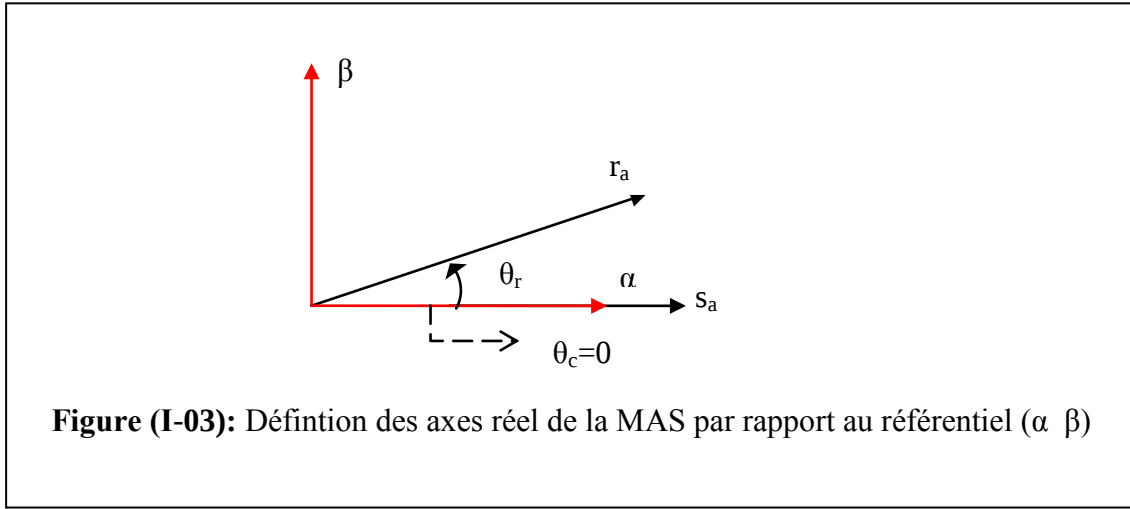
Le référentiel est choix en fonction de l'étude à réaliser dans la pratique il existe trois type de référentiels.

I-5-1 Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (I-30)$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient :



Les équations de système (I-19) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-31)$$

Les tensions dans ce système varient en fonction du temps comme des valeurs sinusoïdales. le courant $I_{s\alpha}$ dans ce système est un courant réel d'une phase statorique. C'est un avantage pour ce système d'axes puisqu'il ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

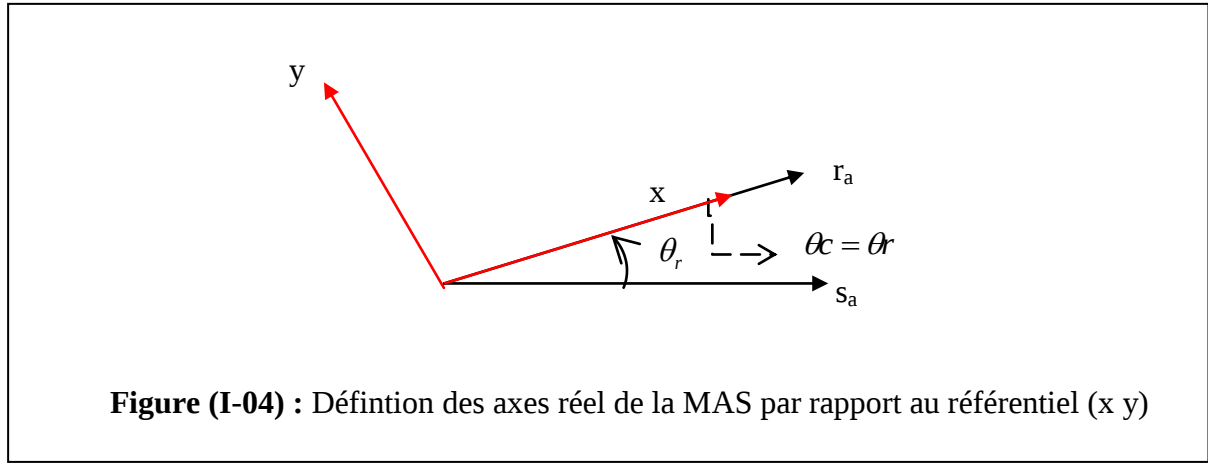
Ce système peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du rotor.

I-5-3 Référentiel immobile au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (I-32)$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y».



Les équations de système (I-17) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (I-33)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I -5-2 Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \quad (I-34)$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»,

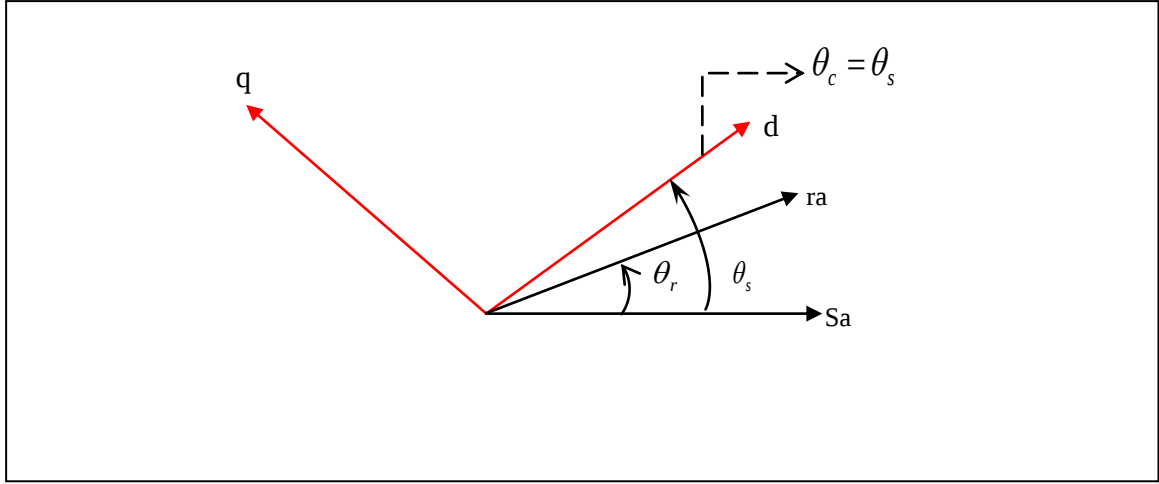


Figure (I-05) : Définition des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (d q)

Les équations de système (I-19) prennent la forme:

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-35)$$

Avec:

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (I-36)$$

Ce choix est préférable pour l'étude de la commande de la machine où l'on a besoin d'une orientation du flux il est à remarquer que ce repère est le seul qui n'introduit pas de simplification dans l'équation de la machine.

I-6 Représentation d'état

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β). Considérons les tensions ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$), la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état et le couple résistant comme perturbation.

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

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-37)$$

En substituant le système (I-22) dans (I-33), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_s & 0 & \frac{M}{l_r} & 0 \\ 0 & \sigma_s & 0 & \frac{M}{l_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I-38)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état le modèle sera de la forme

$$[X'] = [A] [X] + [B] [U] \quad (I-39)$$

Telque :

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

[A] : Matrice d'évolution d'état du système.

[B] : Matrice de commande du système.

[U] = [V_{sα} V_{sβ}]^T : Vecteur de commande.

Après tout les calculs fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}) & 0 & \frac{M}{\sigma_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma_s l_r} \omega_r \\ 0 & -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}) & -\frac{M}{\sigma_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-40)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-41)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} : \text{Le coefficient de fuite totale.}$$

: Constante de temps statorique. $T_s = \frac{l_s}{r_s}$

: Constante de temps rotorique. $T_r = \frac{l_r}{r_r}$

I-7 Equations mécaniques

L'équation du couple électromagnétique et de mouvement sont définies comme suit:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-42)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (I-43)$$

$$\text{Avec} \quad \omega_r = P \Omega_r \quad (I-44)$$

e :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

ω_r : Vitesse électrique rotorique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

I-8 Simulation de la machine asynchrone

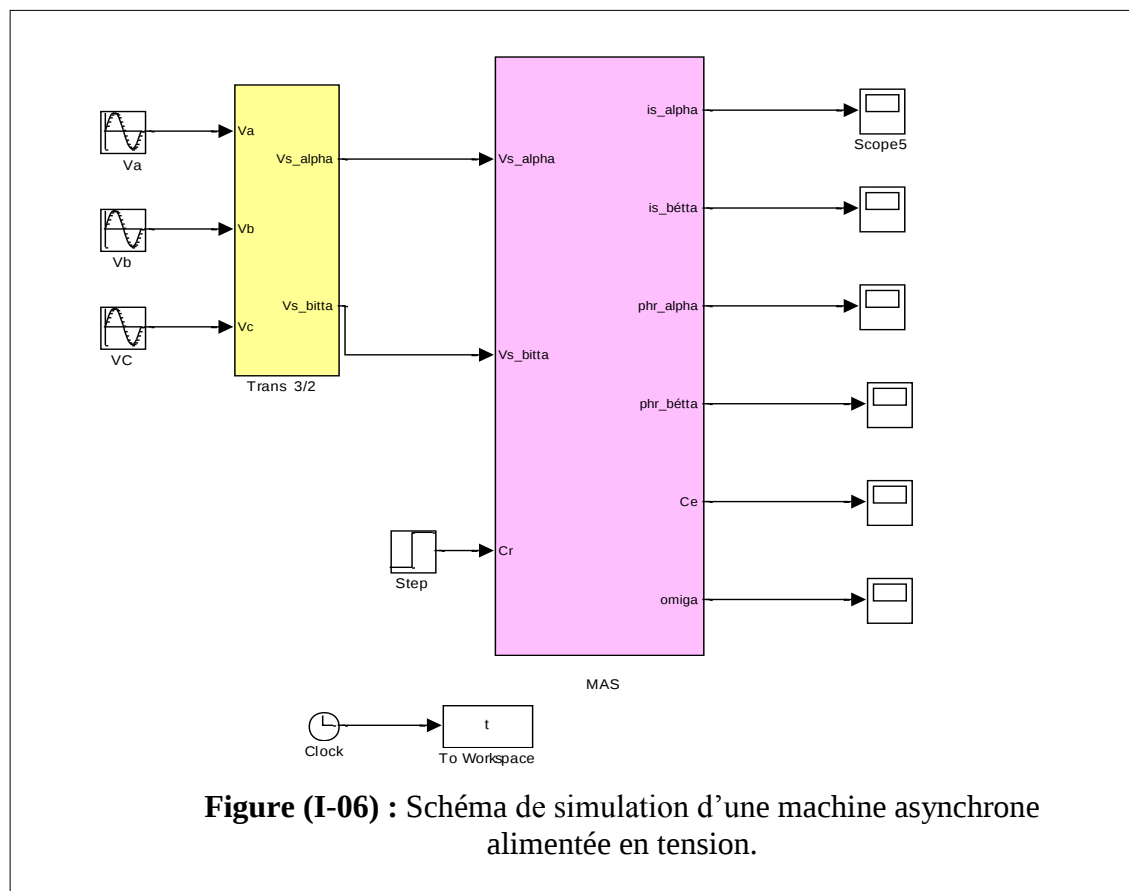
La simulation a été effectuée par le logiciel «simulink» sous «Matlab».

Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasé alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La figure (I-06) représente le schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone, ce schéma élaborer à partir des équations suivantes:

- L'équation d'état. (I-45)

- L'équation du couple électromagnétique. (I-46)

- L'équation du mouvement. (I-47)



I-9 Interprétation des résultats de simulation

Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe.

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r = 0$).

L'examen des courbes de la figure (I-06) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.4s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent

être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=5\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1.5\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure(I-7):

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 évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

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

Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m)

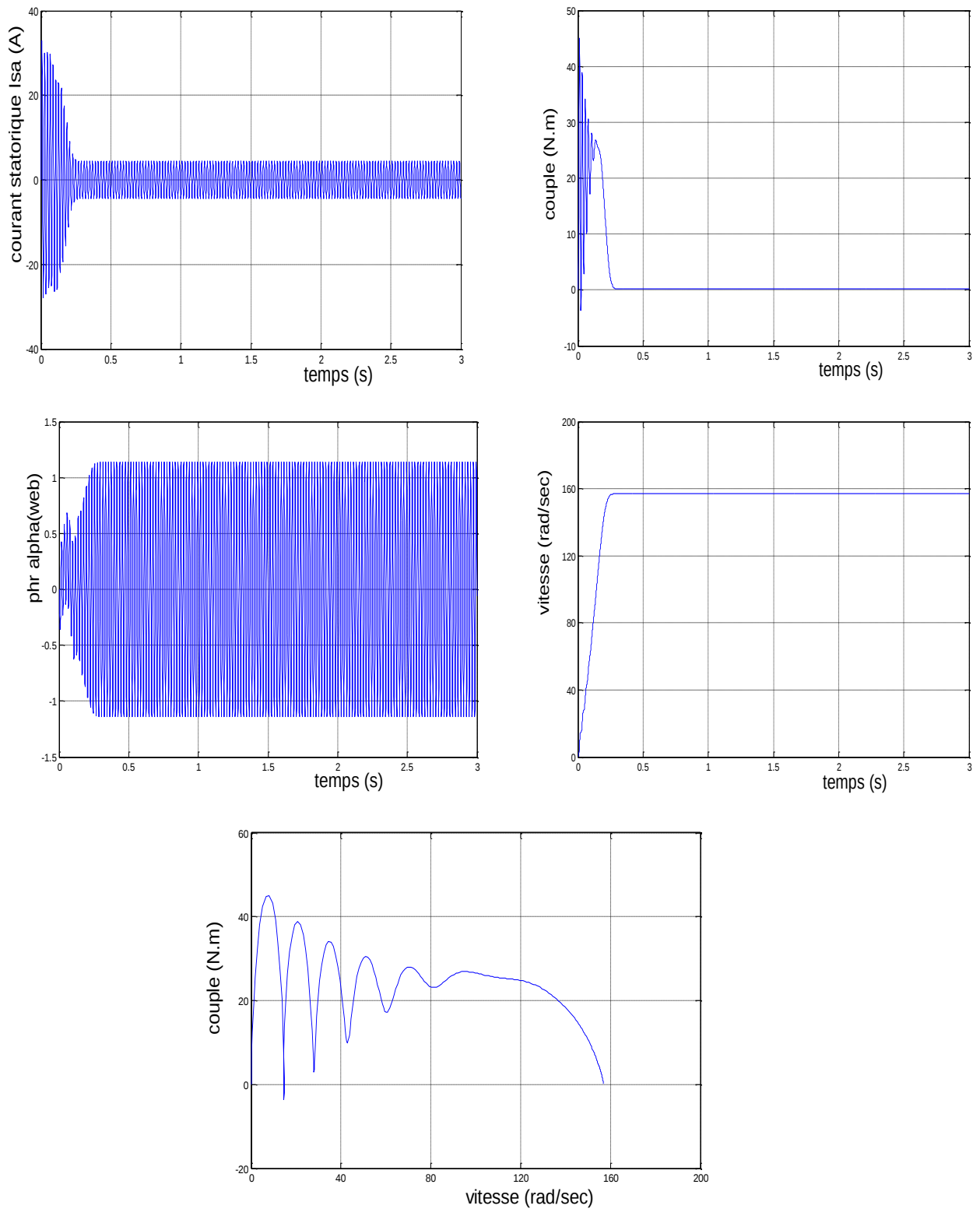


Figure (I-7) : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide

Démarrage en charge ($C_r=5$ N.m)

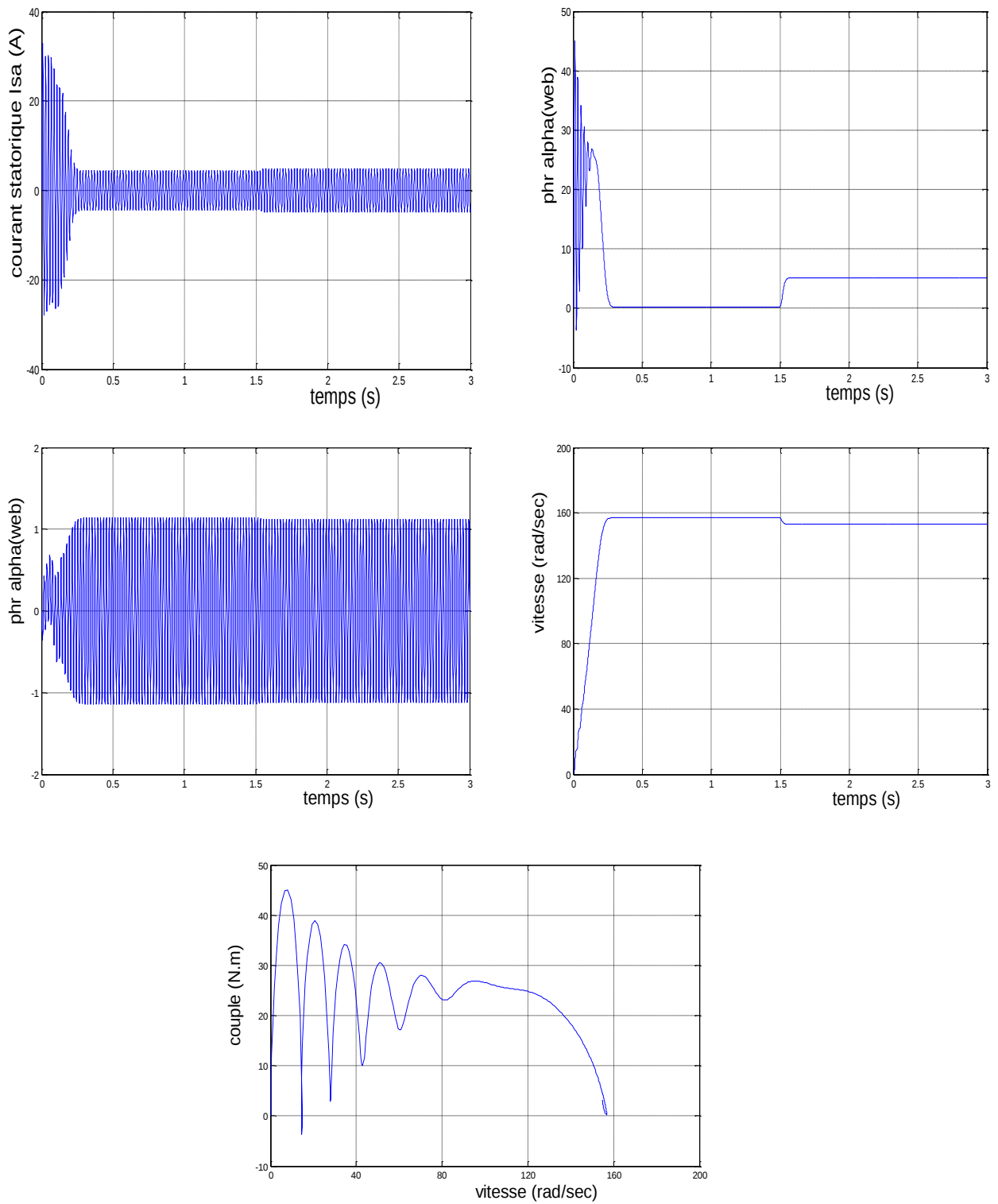


Figure (I-8) : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage en charge

I-10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré celà, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements 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 VECTORIEL

II.1. Introduction

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control) introduit par Kovacs en 1959 et repris par Blaschke en 1972, après une dizaine d'années. Elle a connu un développement important. Le FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution, car jusque-là, on n'utilisait que la commande scalaire [32].

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans les applications de haute performance où le moteur à courant continu était le seul satisfaisant pour ce type d'application. Donc, l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par un PI [31].

Après un survol des principales stratégies de mise en œuvre de la FOC, une stratégie particulière est développée. L'intérêt de celle-ci est de permettre de réduire le temps de calcul global et de faciliter la synthèse des régulateurs de vitesse ou de position. Dans le présent chapitre consacré à cette étude, nous traiterons la commande vectorielle directe à flux rotorique orientée d'une MAS alimentée en tension par un réseau triphasé équilibré, puis par un onduleur de tension commandé en courant par un régulateur à hystérésis, en utilisant un estimateur de flux rotorique [9].

II.2. Commande vectoriel par orientation de flux

III.2.1. Objectif de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé. Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela

réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC) [10].

II.2.2 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant direct et le couple par la composante en quadrature. Dans ce contexte, le choix adéquat du système (d, q) est très important, il doit être adapté à cette commande qui garantit le découplage entre le flux et le couple. La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence (d, q) lié au champ tournant. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{ds} suivant le flux rotorique et i_{qs} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On peut a priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. D'où on peut imposer les conditions de l'orientation du [11]:

- flux rotorique: $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$ (II.1)

- flux statorique: $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$ (II.2)

- flux d'entrefer: $\Phi_{dg} = \Phi_g$ et $\Phi_{qg} = 0$ (II.3)

II.2.2. Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

La commande par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe d du référentiel lié au champ tournant figure (II.1)

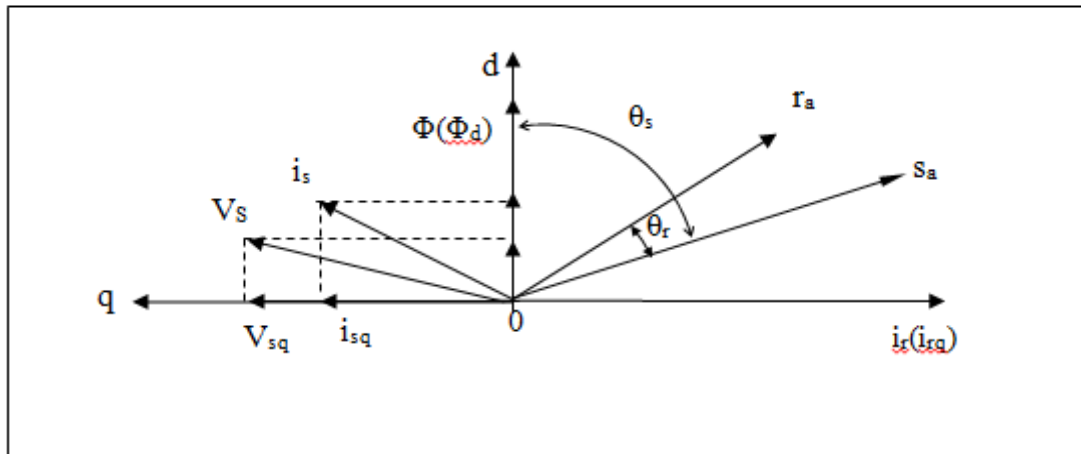


Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique

En agissant sur les variables I_{sd} et I_{sq} , les grandeurs φ_r et C_{em} sont commandées séparément, cela se traduit par : Alignement de vecteur du flux rotorique sur l'axe d :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad (II.4)$$

$$\varphi_{rq} = 0 \quad (II.5)$$

Les équations d'état dans le chapitre précédent s'écrivent comme suite :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma I_s \frac{dI_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} - \omega_s \sigma I_s I_{sq} - \frac{k_r \varphi_r}{\tau_r} \\ V_{sq} = \sigma I_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma I_s I_{sd} + r_\sigma I_{sq} + k_r \omega \varphi_r \end{cases} \quad (II.6)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \varphi_r + \tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M I_{sq}}{\tau_r \varphi_r} \end{cases} \quad (II.7)$$

L'expression du couple de la M.AS est donnée par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (II.8)$$

Donc le couple devient :

$$C_{em} = P K_r (\varphi_{rd} \varphi_{sq}) \quad (II.9)$$

Est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si $\varphi_{rd} = cte$, alors le C_{em} devient directement contrôlable linéairement par I_{sq} .

Les deux objectifs de la commande sont les suivants :

- De contrôler le flux rotorique φ_r qui dépend de la seule composante I_{sd}
- De contrôler la composante I_{sq} du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique.

Nous pouvons remarquer que seule la composante directe I_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique [33], [34]:

- Une commande indirecte : La phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.
- Une commande directe : La phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique [12].

II.3. Découplage entrée-sortie

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 monovariables 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 ces deux derniers types de découplage [13].

II.3.1 Découplage par compensation :

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que V_{sd1} n'agisse que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} . Nous présentons V_{sd} et V_{sq} comme suite :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \text{ Et } V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma I_s I_{sq} + \frac{k_r \varphi_r}{\tau_r} \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma I_s I_{sd} + k_r^2 R_r I_{sq} - k_r \omega_s \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} .

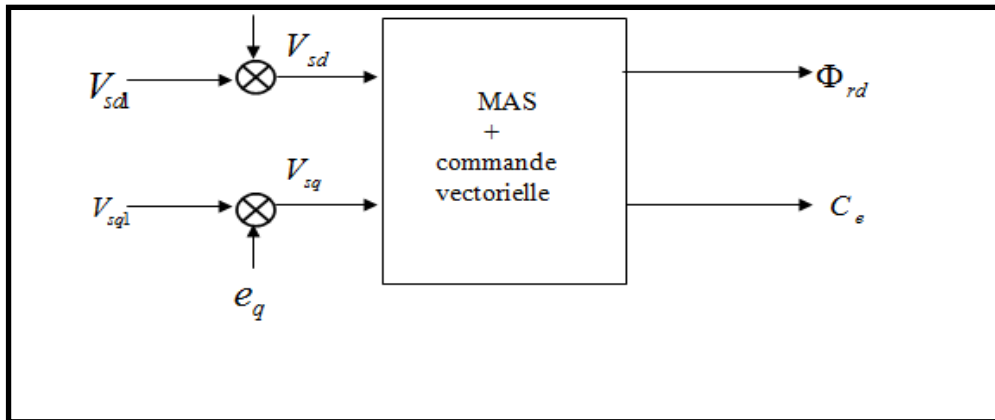


Figure (II.2) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

$f_{emd} = e_{sd}$ et $f_{emq} = e_{sq}$: des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma I_s \frac{dI_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma I_s \frac{dI_{sq}}{dt} + (R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Ce qui implique que :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + r_\sigma I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

A partir de ces équations, on peut faire apparaître d'une façon explicite les expressions du flux et de couple :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{\sigma L_s (s+\gamma)(\tau_r s+1)} V_{sd1} \\ C_s = \frac{\Phi_r k_r p}{\sigma L_s (s+\gamma)} + r_\sigma I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Telle que : $\gamma = \frac{r_\sigma}{\sigma L_s}$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées. En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple nous obtenons [12]:

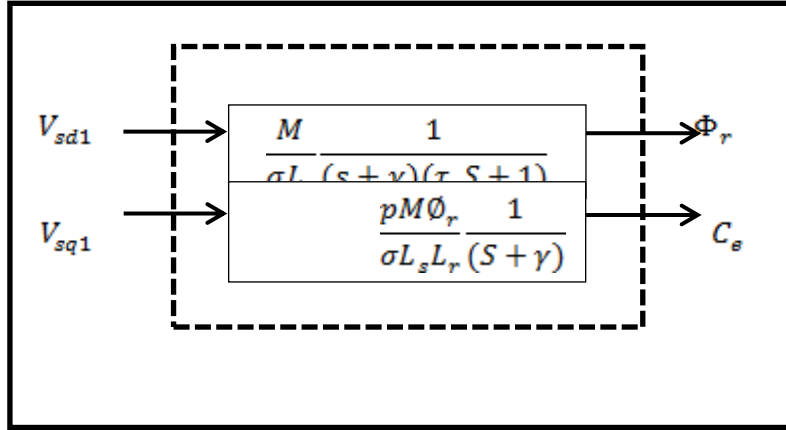
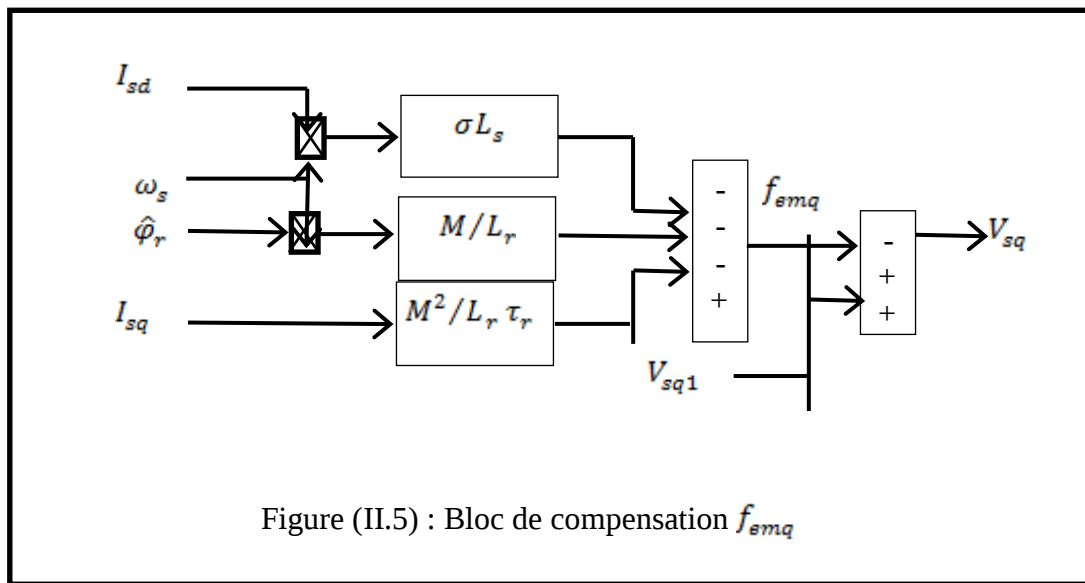
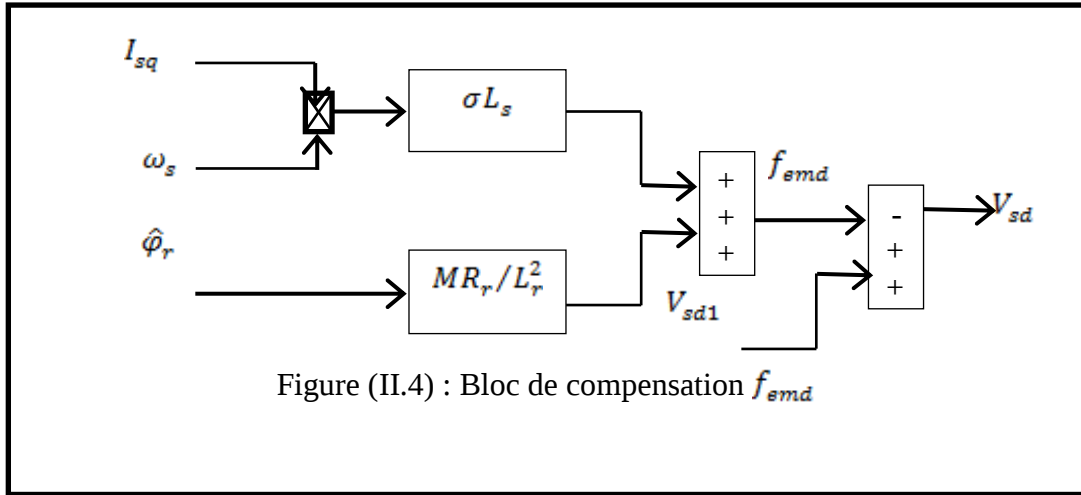


Figure (II.3) : Commande découplée-expression de Φ_r et C_s

II.3.2. Schéma de compensation :

Les forces électromotrices de compensation (f_{emd} et f_{emq}) que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur tension modulant appliquée à la machine.

Ces f.e.m de compensation permettent de confirmer le découplage. D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suite :



II.4. Structure de commande vectorielle a flux rotorique oriente

II.4.1. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

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, L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes [11] :

1. La non fiabilité de la mesure du flux :

- ✓ Problème de filtrage du signal mesuré.
- ✓ 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). [07]

II.4.2. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.4.2.1. Description

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} et V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s) [07].

II.4.2.2 Système d'équations liées au flux rotorique

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d, du repère lié au champ tournant ($\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$), les équations de la machine deviennent ainsi [11]:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} \frac{d\varphi_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\varphi_r}{dt} = -R_r I_{rd} \\ 0 = R_r I_{rq} + \omega_g \varphi_r \Rightarrow \omega_g = -\frac{R_r I_{rd}}{\varphi_r} \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec:

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{L_{rc}} (\varphi_{rd} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{sd}) \\ I_{rq} = \frac{3}{2} \frac{M_{sr}}{L_{rc}} I_{sq} = \frac{M'}{L_{rc}} I_{sq} \text{ Tel que } M' = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (II.15)$$

On a alors:

- Évolution du flux s'écrit:

$$\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{3}{2} M_{sr} I_{sd} \quad (II.16)$$

- pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = -\frac{3}{2} \frac{M_{sr} R_r I_{sq}}{L_{rc} \varphi_r} \quad (II.17)$$

Avec : $T_r = \frac{L_{rc}}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

Pour une MAS à cage alimentée en tension, V_{sd} et V_{sq} représentent les variables de commande, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_{sc} \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s I_{sd} - (\omega_s \sigma L_{sc} I_{sq} - \frac{N_r M_{sr}}{2 L_{rc}^2} R_r \varphi_r) \\ V_{sq} = \sigma L_{sc} \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s I_{sq} + \omega_s \sigma L_{sc} I_{sd} - \frac{N_r M_{sr}}{2 L_{rc}} \omega_s \varphi_r + \frac{3 N_r M_{sr}^2}{4 L_{rc} T_r} I_{sq} \end{cases} \quad (II.18)$$

Avec:

$\sigma = 1 - \frac{3 N_r M_{sr}^2}{4 L_{sc} L_{rc}}$: coefficient de la fuite totale.

Le bloc de découplage entre les tensions (V_{sd} et V_{sq}) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}).

À partir d'équation (II.18), nous avons :

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - E_d \\ V_{sq} = U_{sq} - E_q \end{cases} \quad (II.19)$$

À partir du système d'équations (II.19), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} E_d = \omega_s \sigma L_{sc} I_{sq} - \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc}} R_r \varphi_r \\ E_q = -\omega_s \sigma L_{sc} I_{sd} + \frac{N_r M_{sr}}{2L_{rc}} \omega_r \varphi_r \end{cases} \quad (II.20)$$

Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté

Comme nous l'avons déjà expliquée, on utilise trois estimateurs pour L'équation (II.16) permet d'estimer le flux $\hat{\varphi}_r$

$$\hat{\varphi}_r = \frac{M}{1+ST_s} I_{sd} \quad (II.21)$$

Les équations du système (II.16) et (II.18) permet d'estimer la pulsation statorique Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur, pour ne pas avoir une valeur indéterminée

$$\hat{\omega}_s = S\Omega + \frac{M}{T_r + \hat{\varphi}_r + 0.001} I_{qs} \quad (II.22)$$

$$\hat{\theta}_s = \frac{1}{s} \hat{\omega}_s \quad (II.23)$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

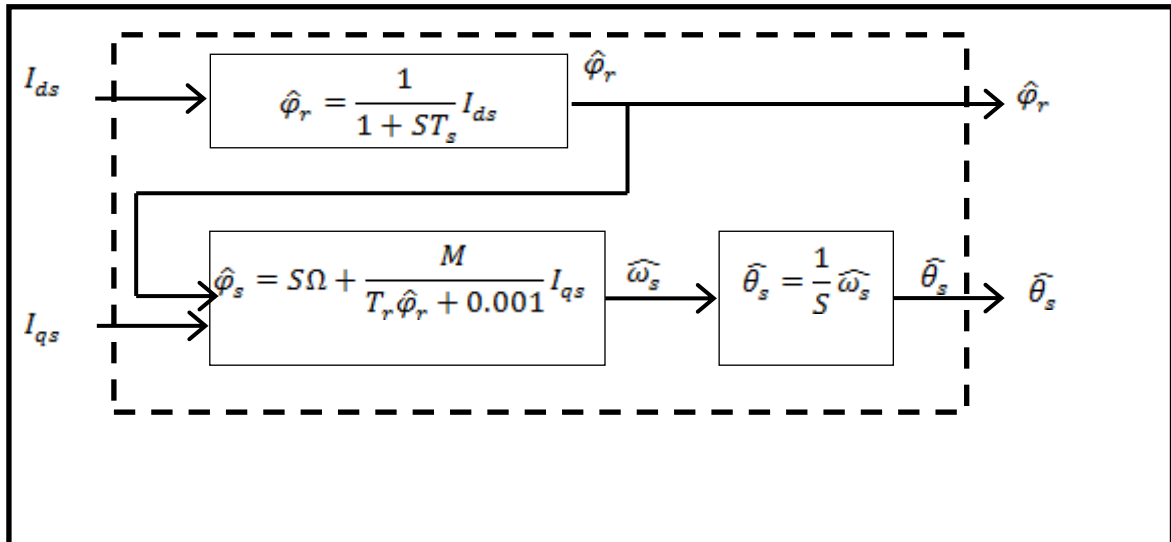


Figure (II.6) : Représentation du bloc d'estimateurs

II.4.2.3. Schéma général de la commande

Les expressions (II.16), (II.18) et (II.22) peuvent être exploitées directement pour réaliser la commande vectorielle directe de la machine, cette commande est représentée par le schéma général de fig.II.7 [14] :

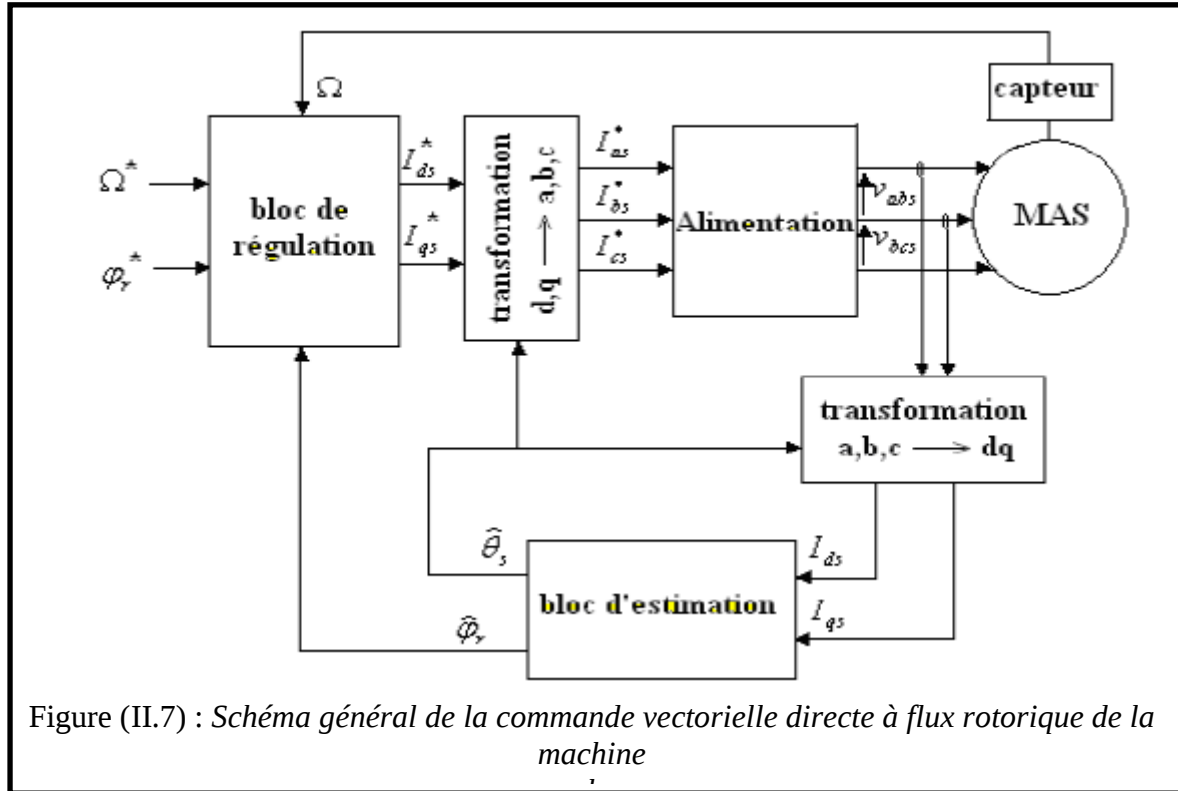
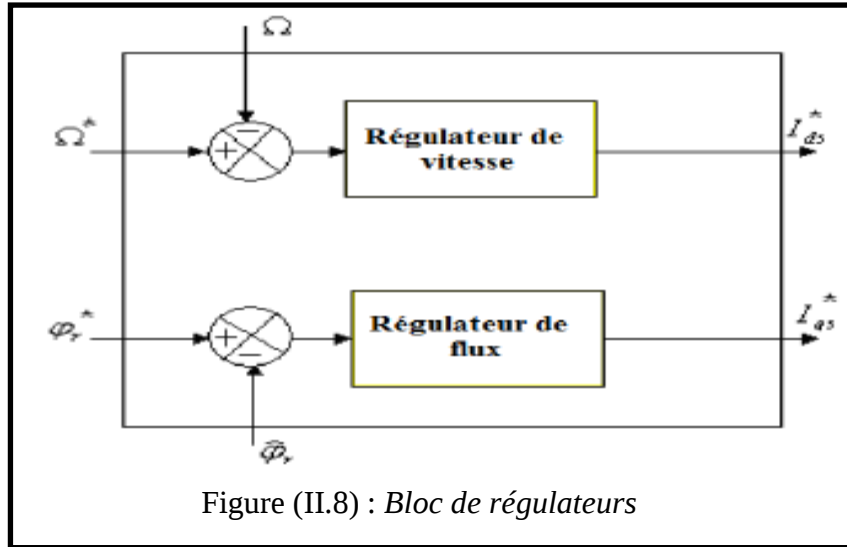


Figure (II.7) : Schéma général de la commande vectorielle directe à flux rotorique de la machine

Pour réaliser cette commande, on a besoin d'un bloc d'estimation dont les composantes sont définies précédemment (fig.II.6), d'un bloc de régulation, des capteurs de courant et un capteur de vitesse. La troisième valeur de courant est donnée par une somme des courants nulle. La vitesse de rotation est mesurée directement par un capteur (tachymètre ou décodeur incrémental) monté sur l'arbre du moteur. Nous régulons la vitesse de rotation et le flux rotorique de la machine. Le schéma définissant le bloc de régulation qui est utilisé est donné en fig.(II.8) [14].



II.4.3. Bloc de dé fluxage :

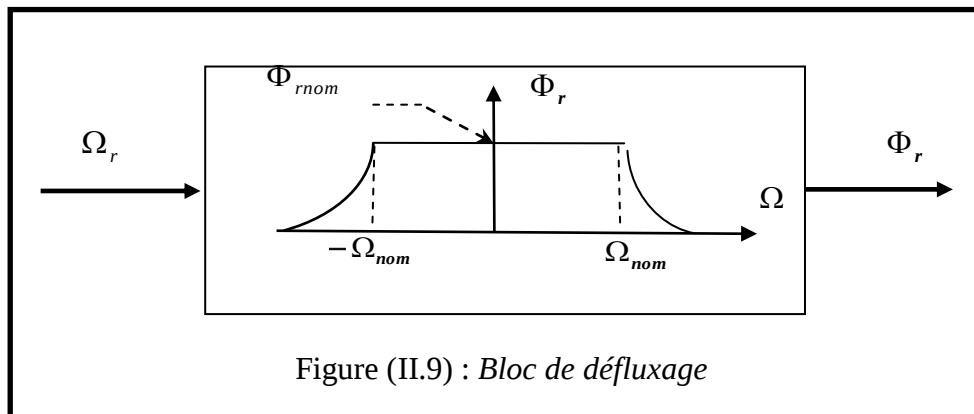
Le bloc de dé fluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à La vitesse, pour le fonctionnement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

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

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega|} \quad \text{pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

Avec : Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.



II.5. Régulation

II.5.1. Régulateur du courant (I_{ds})

Le régulateur du courant direct fournit la tension V_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence [16].

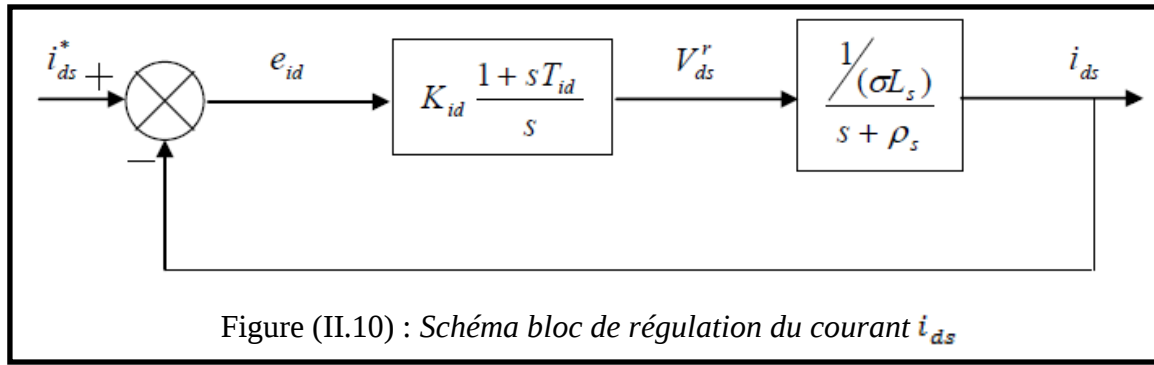
La fonction de transfert $\frac{I_{ds}}{V_{ds}^r}$ est donnée par :

$$\frac{I_{ds}}{V_{ds}^r} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$\rho_s = \frac{1}{\sigma T_s} \quad \text{et} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure (II .10).



La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite :

$$\frac{I_{ds}}{I_{ds}^*} = \frac{K_{id} (1 + sT_{id}) / (\sigma L_s)}{s^2 + s(\rho_s + K_{id} \frac{T_{id}}{\sigma L_s}) + \frac{K_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.25})$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle ferme. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire. En imposant les pôles $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$, le polynôme caractéristique s'écrit comme suite [16] :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.26})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \\ T_{id} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.5.2. Régulateur du courant (I_{qs})

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension V_{qs}^r nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence. La fonction de transfert $\frac{I_{qs}}{V_{qs}^r}$ est donnée par :

$$\frac{I_{qs}}{V_{qs}^r} = \frac{(1/\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (\text{II.28})$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure (II .11) :

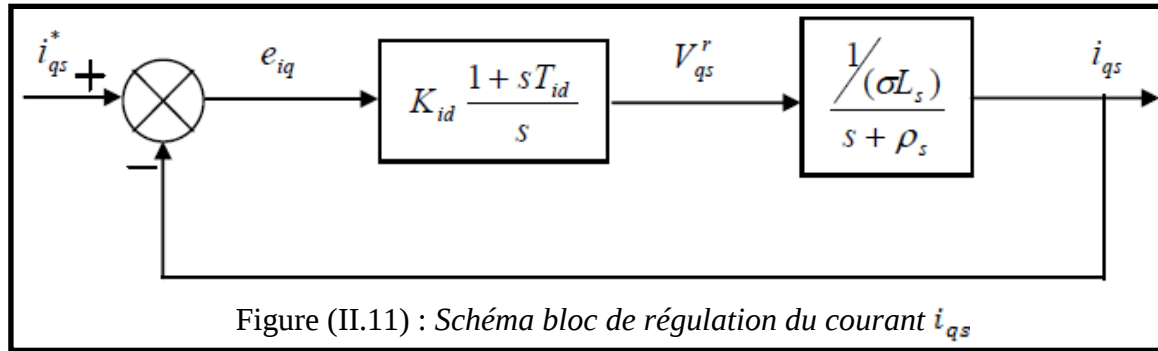


Figure (II.11) : Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suite :

$$\frac{I_{qs}}{I_{qs}^*} = \frac{K_{iq}(1+sT_{iq}) / (\sigma L_s)}{s^2 + s(\rho_s + K_{iq} \frac{T_{iq}}{\sigma L_s}) + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.29})$$

Les paramètres du régulateur sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{iq} = 2\rho^2 L_s \sigma \\ T_{iq} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.5.3. Régulateur du flux ϕ_r

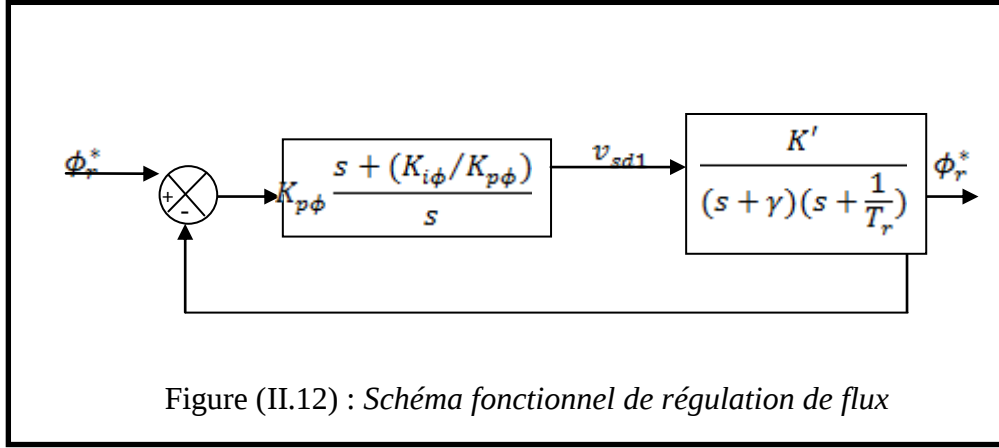
Le découplage proposé dans la figure II.12 permet d'écrire[17] :

$$\phi_r = \frac{K'}{(s+\gamma)(s+\frac{1}{T_r})} v_{sd1} \quad (\text{II.31})$$

Avec : $K' = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$ et $\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$

Nous souhaitons d'obtenir en boucle fermée une réponse de type 2ème ordre. Soit un régulateur PI classique :

$$PI_\phi(s) = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \quad (\text{II.32})$$



Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $s + \frac{1}{T_r}$ par $s + \frac{K_{i\phi}}{K_{p\phi}}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i\phi}}{K_{p\phi}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{II.33})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$\frac{K_{p\phi} K'}{s(s + \gamma)} \quad (\text{II.34})$$

D'où, la fonction du transfert du système en boucle fermée :

$$\frac{\widehat{\phi_r}}{\phi_r^*} = \frac{1}{(1/K' K_{p\phi}) s^2 (\gamma/K' K_{p\phi}) s + 1} \quad (\text{II.35})$$

En comparant avec la forme de second ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} K' K_{p\phi} = \omega_0^2 \\ K_{p\phi} = \frac{\omega_0 \gamma}{2\zeta K'} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

D'où, les paramètres du régulateur :

$$K_{p\phi} = \frac{\gamma^2}{K' (2\zeta)^2} \quad \text{et} \quad K_{i\phi} = K_{p\phi} / T_r$$

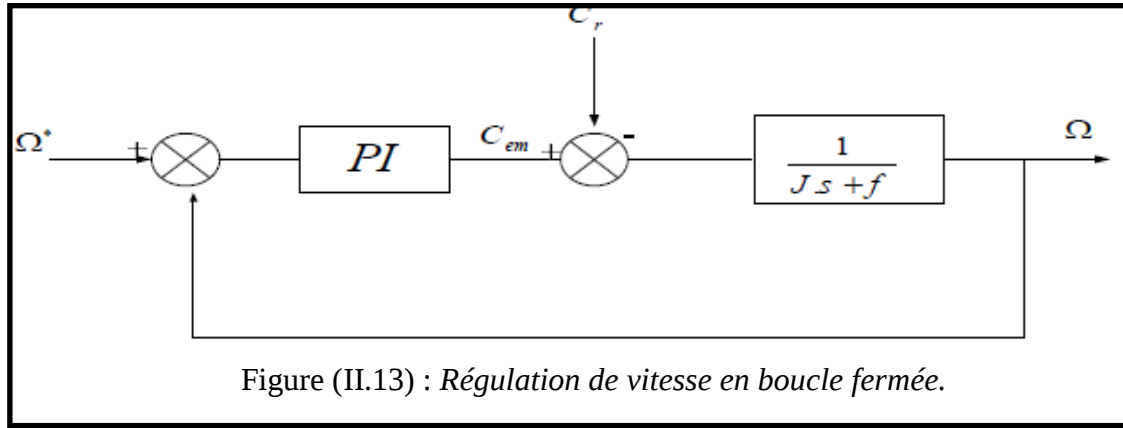
II.5.4. Régulateur de vitesse

A partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{sm} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.37})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

$$\Omega = \frac{C_{sm} - C_r}{Js + f} \quad (\text{II.38})$$



Lorsqu'on utilise le régulateur PI la vitesse peut être écrite :

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \frac{K_p s + K_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{Js+f} \quad (\text{II.39})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p + 1}{K_i} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p + 1}{K_i} s + 1} C_r \quad (\text{II.40})$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2^{ème} ordre. Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante [18]:

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{II.41})$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2\zeta\omega_n J - f \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi=1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient [15]:

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2J\omega_n - f \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

II-6- Présentation des résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte en tension de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

$$\Phi_r = 1 \text{ wb}, \quad T_0 = \frac{T_r}{10}, \quad \tau_1 = \frac{L_s}{r_s} = 0.0565$$

$$K_{p1} = 46.5985, \quad K_{i1} = 12335$$

$$K_{p2} = 26.6277, \quad K_{i2} = 7048.8, \quad K_{p3} = 1.549, \quad K_{i3} = 19.3750$$

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure (II-14).

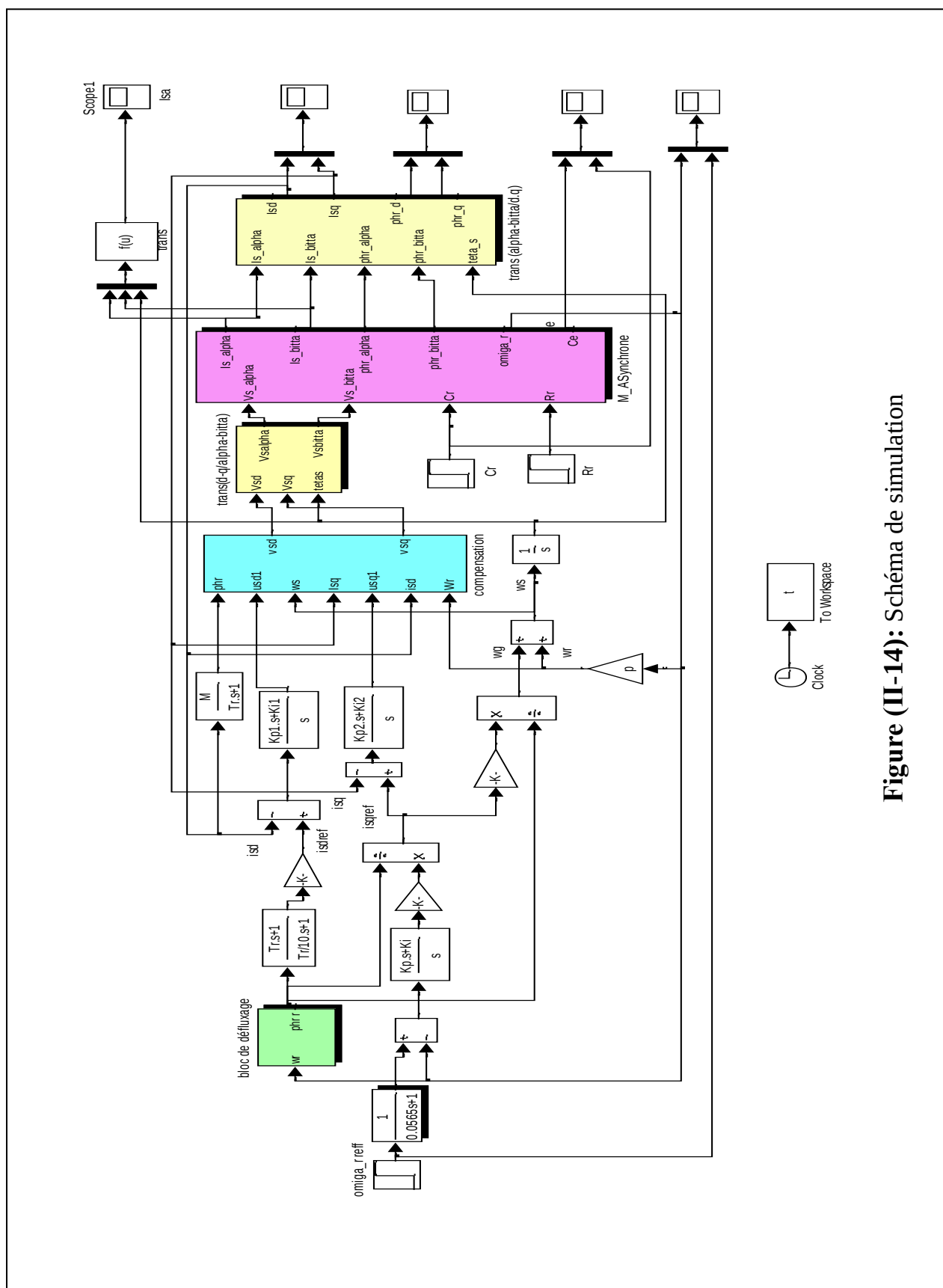


Figure (II-14): Schéma de simulation

II-6-1 Essai à vide et en charge

La figure (II-15) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence. A prés l'application de charge ($C_r = 5\text{N.m}$ à $t = 1.5\text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (100 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et a prés l'application de charge.

Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré,

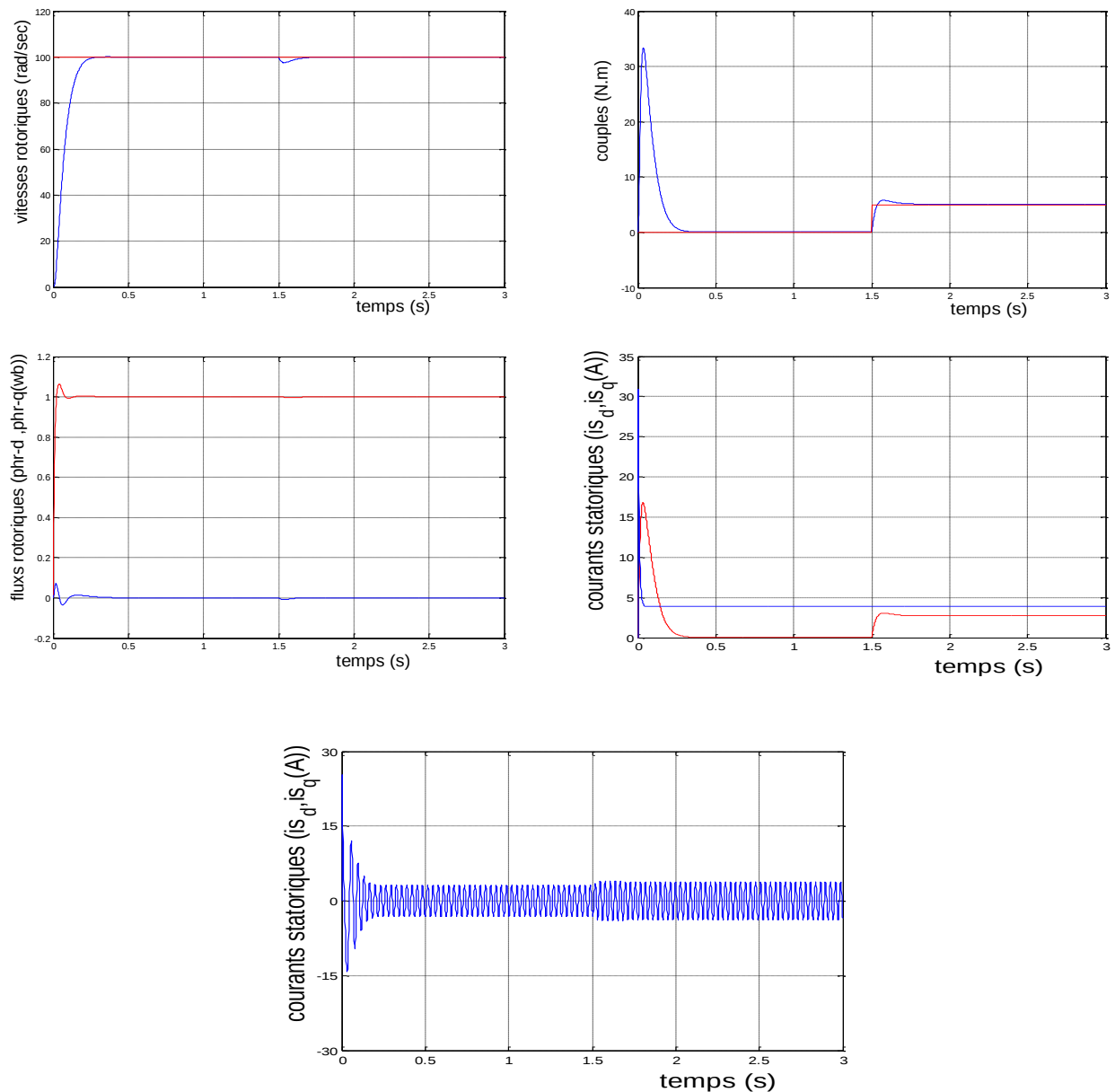


Figure (II-15): Résultats de simulation de CV-OFR DE de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, variation de vitesse, variation de la charge, variation de la résistance rotorique.

II-6-2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{\text{ref}} = 100, 160$ et 100 rad/s) de la figure (II-16) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

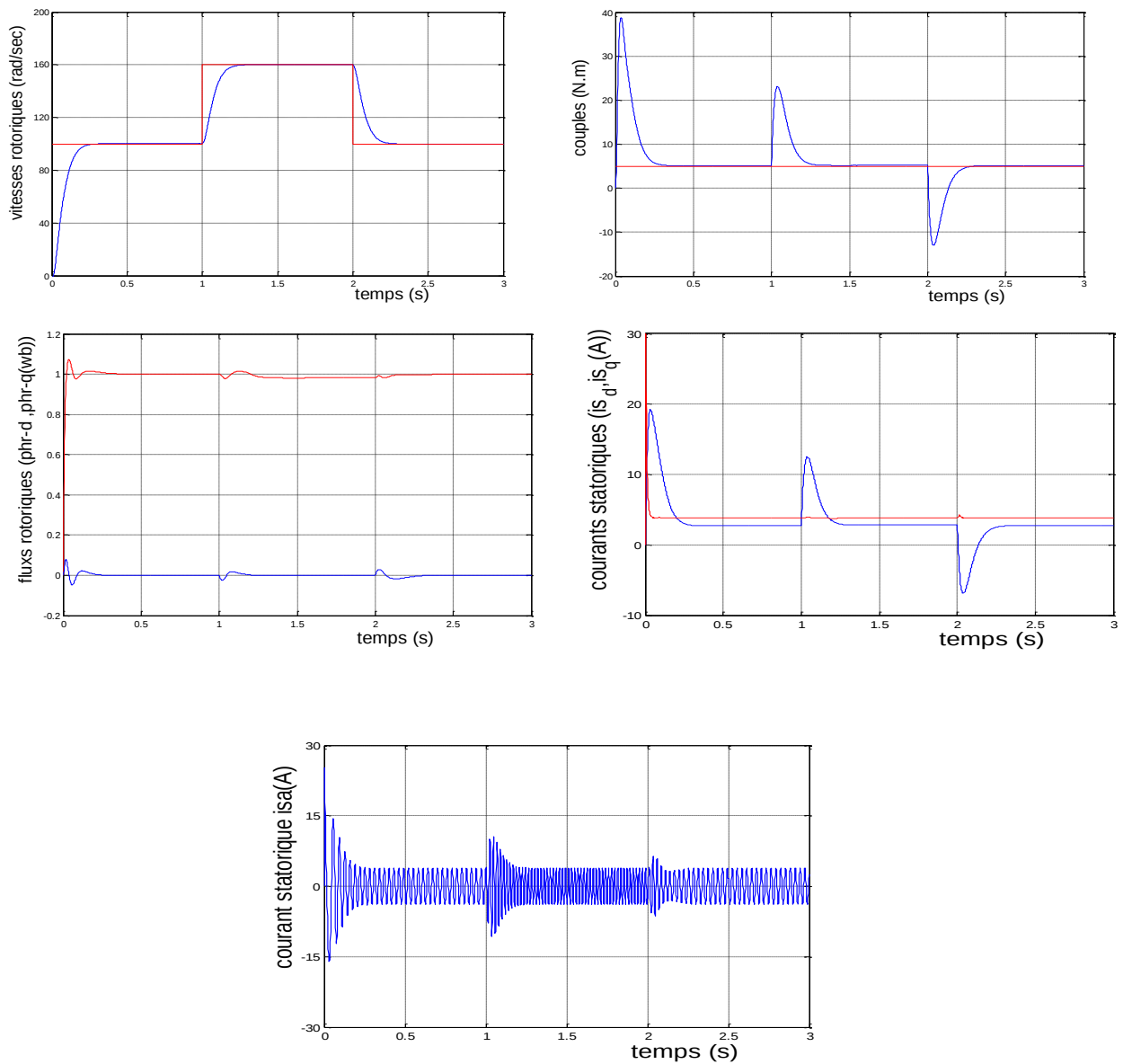


Figure (II-16) : test de robustesse pour la variation de la vitesse

II-6-3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$, 10 N.m et 5 N.m) de la figure (II-17) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

La figure (II-17) montre également un découplage entre le couple électromagnétique (C_e) et le flux rotorique (Φ_r), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifiée.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{sq} à une coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq}=0$).

Nous constatons également que le couple suit les consignes .le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

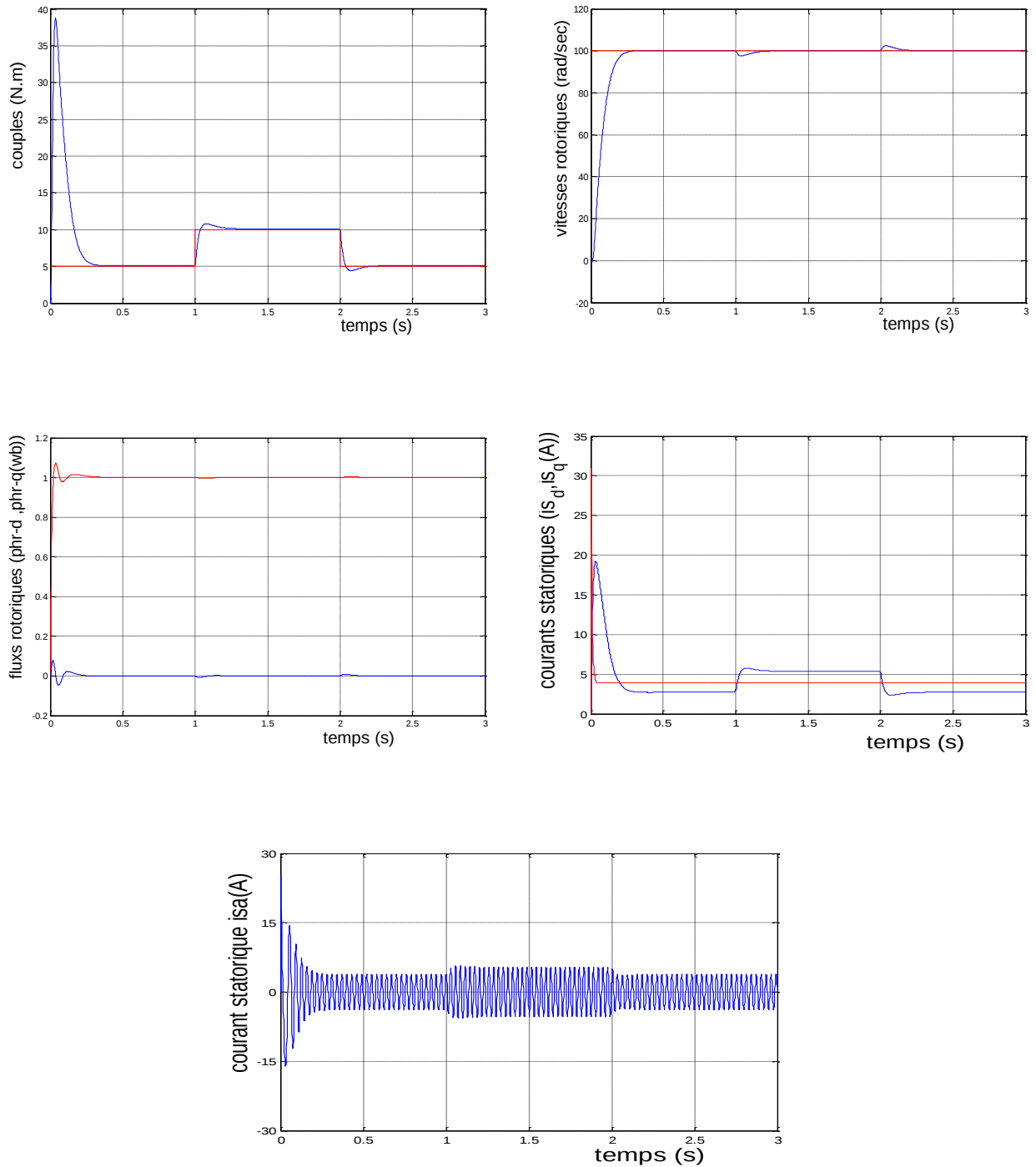


Figure (II-17): test de robustesse pour la variation de la charge

II-6-4 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) de la figure (II-18), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec une même temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant i_{sq} présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée.

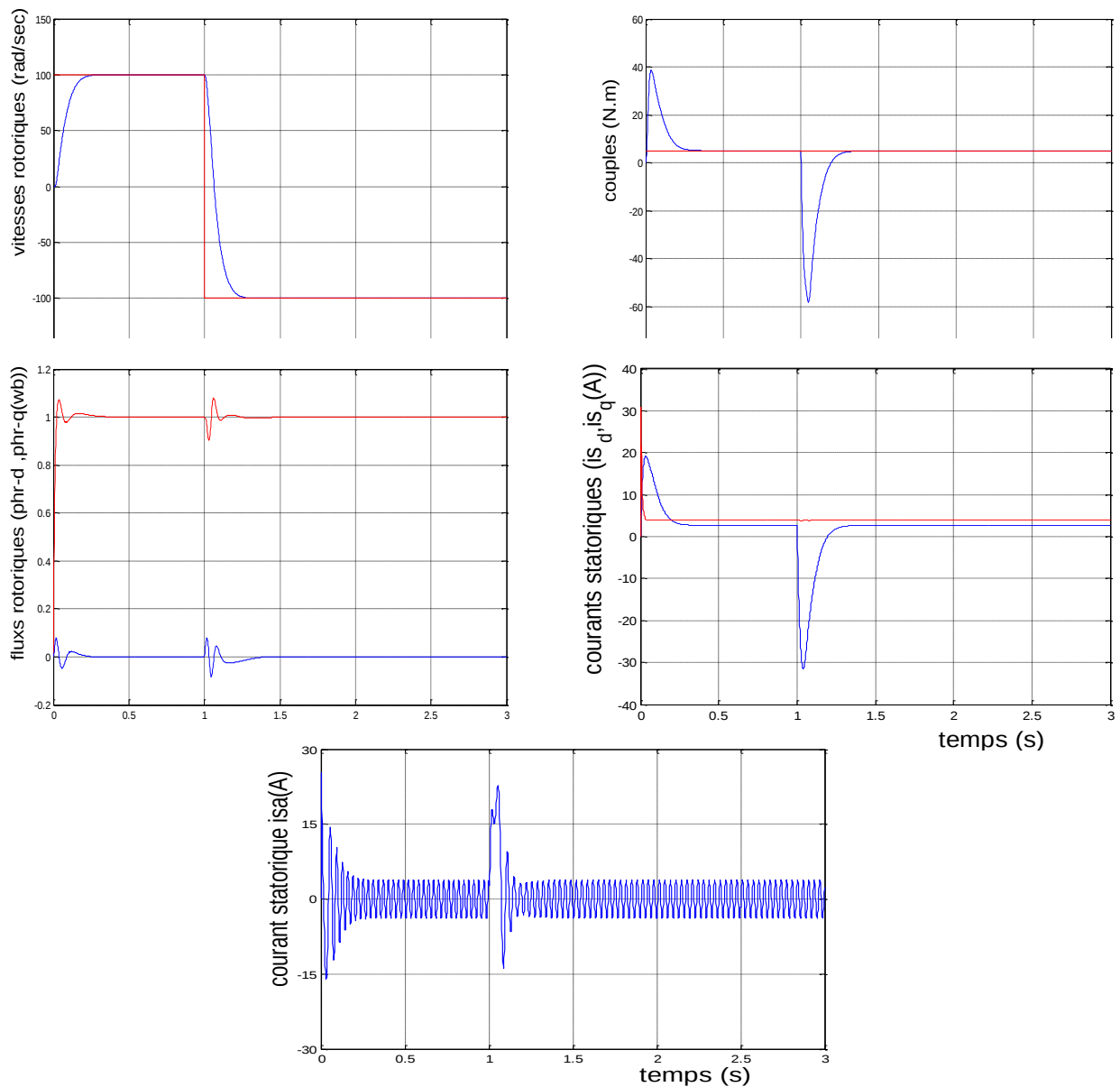


Figure (II-18) : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

II-6-5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats présentés dans la figure (II-19), on remarque au moment de variation de la résistance rotorique de 50 % et 100 % de la résistance nominale dû à l'échauffement de la machine.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1\text{s}$) c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance de 50%, aucune variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux.

A partir de l'instant de variation de la résistance, on constate le découplage est touché, donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

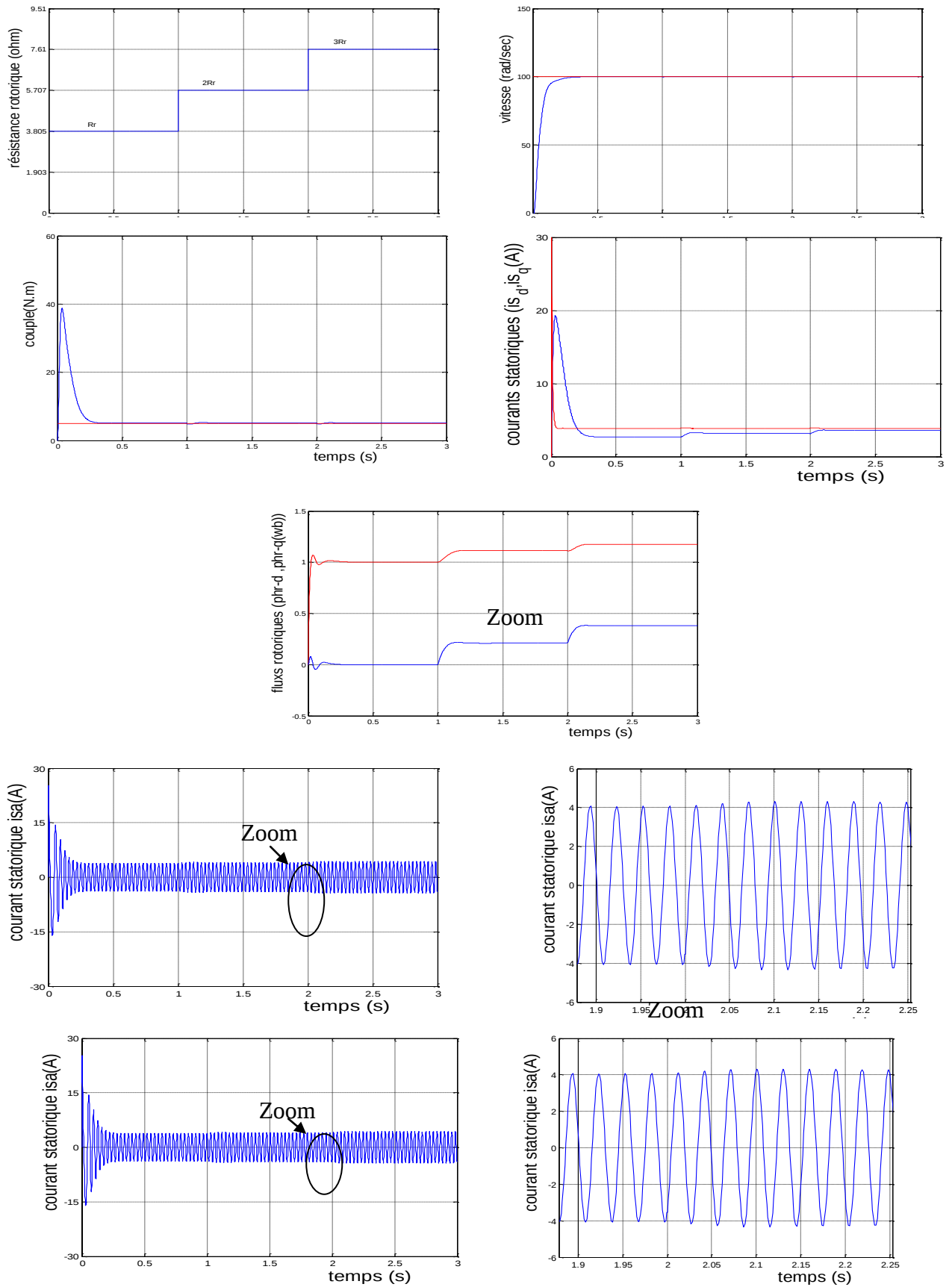


Figure (II-19) : Test de robustesse pour la variation de la résistance

II-7 Conclusion

A travers ce chapitre, il nous permis de dire que la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparé.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandé par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

On peut améliorer la robustesse de la commande vectorielle, et grâce à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée permet de l'implantation des régulateurs par mode de glissement associe à la commande connu au lieu des régulateurs classiques (**PI**).

CHAPITRE III

REGLAGE PAR MODE

GLISSANT

III. Introduction

Le domaine du contrôle au sein de la machine électrique, est de plus en plus orienté vers des travaux de recherche pour appliquer des techniques de contrôle performantes. Les technologies évoluent avec le développement des ordinateurs numériques et de l'électronique de puissance. Cela conduit à des procédés industriels performants. Nous citons en exemple le contrôle flou, le contrôle adaptatif, le contrôle du mode slider...etc. L'attention récente qui a été accordée est principalement due à la disponibilité de commutateurs de décalage à haute fréquence et de microprocesseurs avec une efficacité accrue. [19].

De manière générale, il existe de nombreux systèmes réels, notamment des machines électriques, ainsi que des perturbations externes (différentiel de charge manipulatrice), linéaires (exemple : frottement et hystérésis) et paramétriques. [5].

Le mode Glide est un mode spécial pour le fonctionnement des systèmes de pneus variables. La commande en mode glissant est une méthode de réglage dans laquelle une structure est modifiée de sorte que le vecteur d'état "x" suive le chemin de $S(x) = 0$ dans l'espace d'état. [20].

La technique des modes glissants consiste à amener le chemin d'état du système vers la surface de glissement et à le modifier en utilisant une logique de commutation appropriée autour d'elle jusqu'au point d'équilibre, et c'est là qu'est apparu le phénomène de glissement [21].

Le réglage du mode coulissant est un mode de fonctionnement spécial pour les systèmes de châssis variables. Ses principaux avantages sont d'assurer la pérennité de la grande variété de paramètres du système de pétrissage. La théorie de la structure variable et les modèles de glissement associés constituent une technique de contrôle non linéaire. Elle se caractérise par une interruption de la commande lors du passage sur une surface évolutive appelée surface de glissement. [22].

Dans ce chapitre nous présentons

III.1. Systèmes à structure variables

Lorsque l'architecture du système ou le débogueur utilisé par intermittence prend deux ou plusieurs expressions, l'idée d'un système à structures variables entre en jeu. Cela conduit aux définitions suivantes [23].

III.1.1. Définition 1

Un système de châssis variable est un système dont la structure change pendant le fonctionnement et se caractérise à la fois par la sélection du châssis et la logique de commutation. Ce choix de système permet le passage d'une structure à une autre à tout

moment. De plus, ce système peut avoir plusieurs nouvelles fonctionnalités qui ne se retrouvent pas dans toutes les structures. [11].

Dans les systèmes à structure variable pilotés par mode glissant, le chemin d'état se fait vers la surface. Et puis en utilisant la loi de dilution, il est obligé de rester près de cette surface. Cette surface est appelée surface de glissement, et ce mouvement qui se produit le long du mouvement est appelé glissement. [23].

III.1.2. Définition :

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

où: f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes $eti \in [1,n]$.

Par conséquent, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation [11].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes : [23]

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 phase. 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.

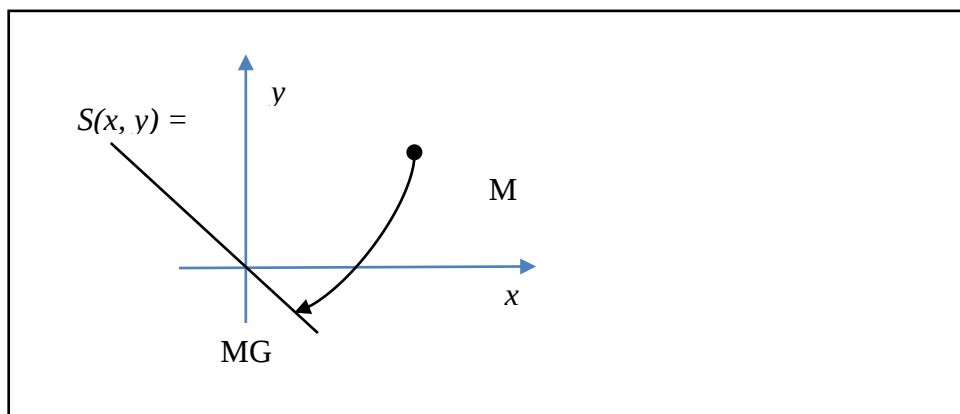
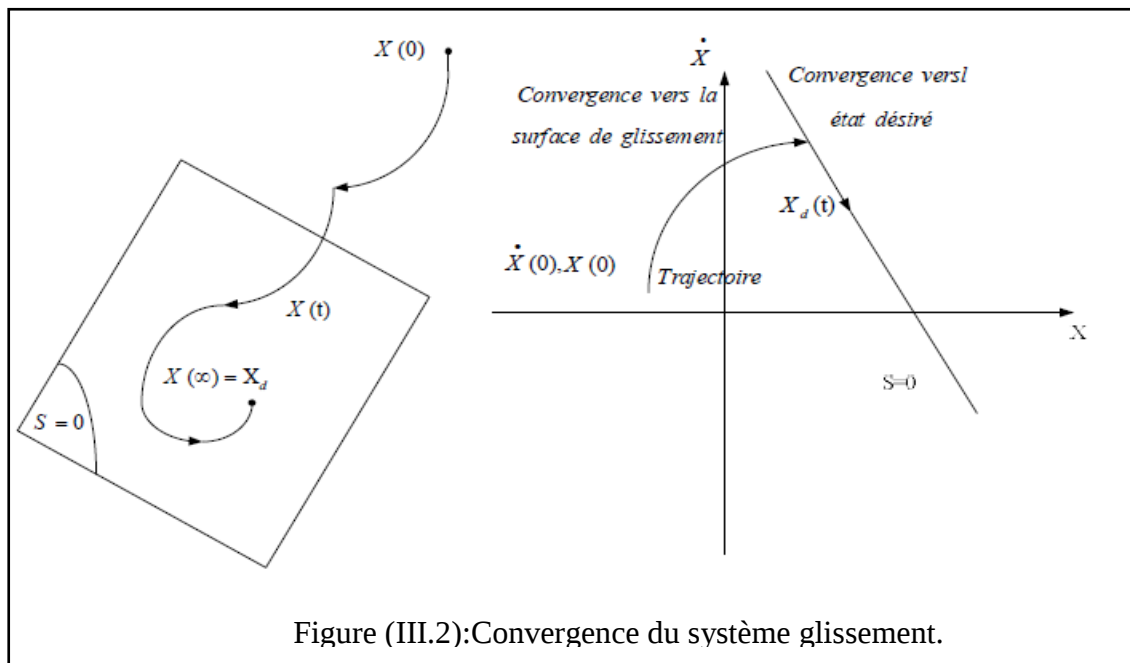


Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de

III.3. Théories des Modes glissants :

La théorie des systèmes à modes glissants est une technique de commande non linéaire, qui se caractérise par l'interruption de la commande lors du passage à travers une surface de commutation et c'est ce qu'on appelle la surface de glissement. La technique des modes de glissement consiste à amener le chemin de l'état du système vers la surface de glissement et à le modifier à l'aide d'une commutation appropriée autour d'elle jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. En bref, le contrôle du système de curseur est divisé en deux parties [18]:

- Détermination de la région du pays afin que le système ait le comportement requis.
- Définir une loi de commande qui conduit le système à une zone de l'espace de l'état.



III.4. Conception de la commande par modes de glissement

Les avantages de la commande par mode glissant sont nombreux et importants, tels qu'une grande précision, la simplicité, la stabilité, un temps de réponse extrêmement faible, et surtout la durabilité. Tout cela lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter des systèmes de modélisation imprécis, soit à cause d'un problème de modélisation, soit d'un problème d'identification. Dans de nombreux cas, il est préférable de déterminer la dynamique du système en mode de convergence. Dans ce cas, la structure de l'unité de contrôle se compose de deux parties. Le premier continue à représenter la dynamique du système pendant le mode de glissement et l'autre est discontinu pour représenter la dynamique du système pendant le

mode de convergence. Et cette seconde est importante dans le contrôle non linéaire, car elle a un rôle dans la suppression des effets d'imprécision et de turbulence sur le modèle. [21].

La conception de la commande par modes glissants prend en compte les problèmes de stabilité mais aussi de bonnes performances de manière systématique dans son approche qui s'effectue principalement en étapes complémentaires qui sont au nombre de trois définies par [24] :

- ✓ 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

Le choix de la surface de glissement n'est pas seulement lié au nombre nécessaire de ces surfaces, mais dépend également de leur forme. Ces deux facteurs dépendent de l'application et du but visé [06].

La façon la plus simple et la plus sage est de choisir une surface de commutation égale au vecteur d'erreur du vecteur d'état [05] :

On considère le modèle d'état suivant [25] :

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.2})$$

Où $[X] \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

Généralement, le choix du nombre de surfaces de glissement est considéré égal aux dimensions du vecteur de commande $[U]$. Pour s'assurer que la variable d'état x converge vers sa valeur de référence x_{ref} , plusieurs travaux de la forme générale suivante sont proposés [25]:

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

Avec [23] :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler. $e(x) = x_{ref} - x$.

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

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

$$\text{Pour } r = 1 : S(x) = e(x) \quad (\text{III.4})$$

$$\text{Pour } r = 2 : S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Pour } r = 3 : S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x). \quad (\text{III.6})$$

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

Le but de la commande est de maintenir l'aire à 0. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix de paramètre convenable. Et cela revient au problème de tracer le chemin, ce qui équivaut à la détermination linéaire exacte de l'écart, et ceci en tenant compte du cas de convergence [22].

Remarque :

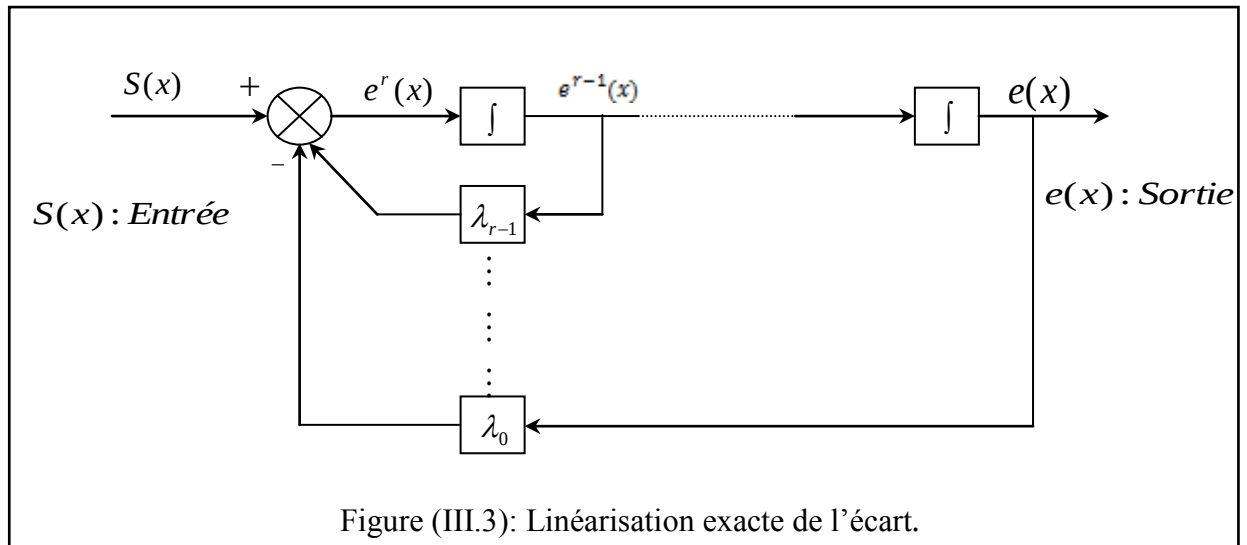
Pour un système multi-variable ayant m commandes, on choisit une surface vectorielle [06]

$$S(x) = \begin{pmatrix} S_1(x) \\ \vdots \\ S_m(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La dynamique réduite sur $S(x)$ sera donc de dimension $(n-m)$.

Avec n est l'ordre du système [06].

En d'autres termes, la difficulté se réduit au problème de traçage de chemin dont l'objectif est de maintenir $S(x)$ à zéro. Ceci équivaut à une transformation linéaire exacte de la différence en respectant la condition de convergence. La détermination linéaire précise du biais vise à forcer la dynamique du biais (référence - sortie) à être la dynamique d'un système linéaire indépendant « r » [23].



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

Les conditions de convergence et d'existence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester également indépendantes des perturbations [Ker05]. Nous donnons deux types de conditions : [24]:

III.4.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence proposée par UTKIN. Il s'exprimait comme suit :

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

Dans ce cas, il faut saisir $S(x)$ et ses dérivées, les valeurs uniquement à droite et à gauche de la surface de commutation, [26].

III.4.2.2 La fonction de Lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de 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 de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

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

La dérivée de cette fonction est [22]:

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

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

Ceci est vérifié si :

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

L'équation montre que le carré de la distance à la surface, mesurée en $S^2(x)$, diminue tout le temps, ce qui contraint le chemin du système à la direction vers la surface des deux côtés.

Ce cas suppose un système de coulissement parfait [20].

Remarque

Pour la convergence en temps fini vers la surface de glissement, la condition gravitationnelle qui est un d prédéterminé (la condition de convergence) a été remplacée, ne garantissant qu'une convergence infinie, par une condition plus spécifique, appelée condition gravitationnelle η , le dôme par:

$$\dot{V} + S\dot{S} \leq -\eta|S| - h(s)S \quad (\text{III.12})$$

Où :

$$h(s) = \psi S \quad (\text{III.13})$$

η, ψ : Constante strictement positive.

Essentiellement cette équation signifie que la distance entre les états et la surface, mesurée par S^2 diminue le long de toutes les trajectoires du système. Donc on contraint les trajectoires de pointer vers la surface S comme illustré dans la figure suivante, [9] :

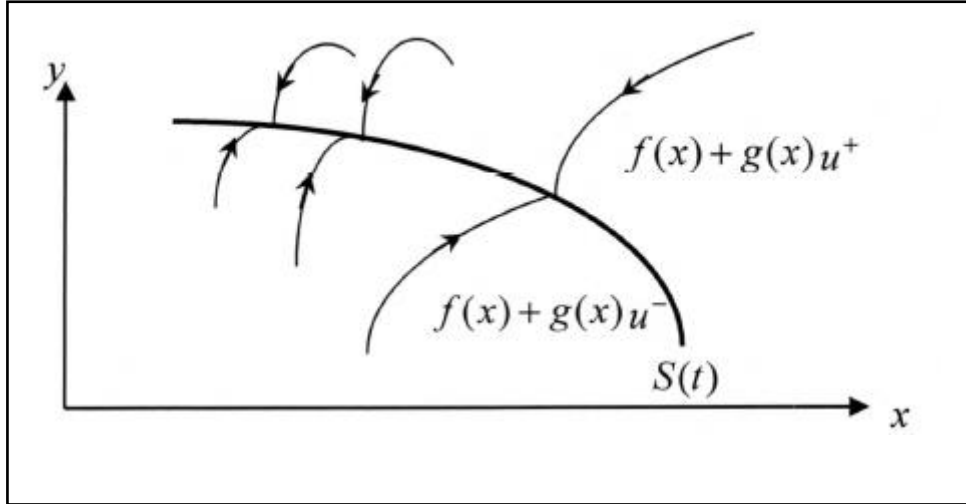


Figure (III.4): Condition de glissement.

La commande u est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci. Le u est une loi de commande à structure variable définie comme suit:

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^-(x) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases}, \quad u^+ \neq u^- \quad (\text{III.14})$$

u^+ et u^- étant des fonctions continues. Il est à noter que c'est le caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface, ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations, [26]

III.4.3. Détermination de la loi de commande.

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant [06].

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est d'exterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à d'exterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtes. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but

de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n) [24].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.15)$$

U_{eq} : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin.

U_n : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence suivant :

On peut considérer U_{eq} comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} , la figure (III.05) correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition [21]:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

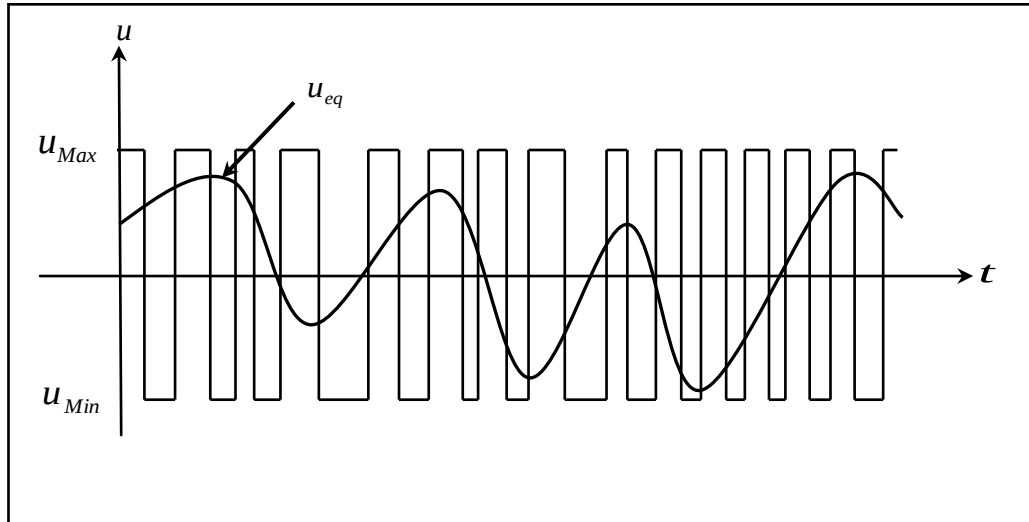


Figure (III- 05) : Commande équivalent et réel

Pour mettre en évidence le développement précédent, on cherche à déterminer l'expression de la commande U. La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.16)$$

En remplaçant (III.2) et (III.15) dans (III .16), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} \frac{\partial s}{\partial x} [B][X] \quad (III.17)$$

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, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} [A][X] \right\} \quad (III.18)$$

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

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0 \quad (\text{III.19})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.17), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] U_n \quad (\text{III.20})$$

Et la condition d'attractivité $S(x)\dot{S}(x) < 0$ devient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] U_n < 0 \quad (\text{III.21})$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, le signe de ' U_n ' doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign (figure III.6) [25].

III.4.3.1. La commande SIGN

Plusieurs choix pour la commande discontinue U_n peuvent être faits.

La plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$, [27].

Tel que :

$$\text{sign}(S(x)) = \begin{cases} +1 & S(x) < 0 \\ -1 & S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III.6).

U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \text{sign } S(x) \quad (\text{III.23})$$

Avec, K un gain positif [27].

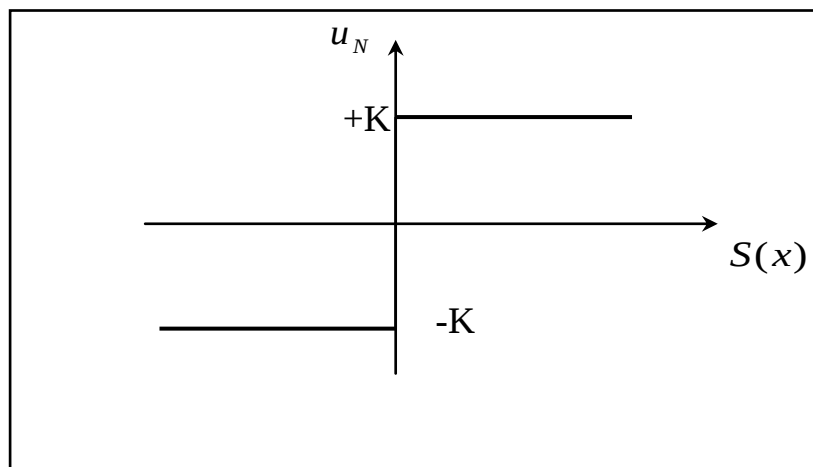


Figure (III.6): Représentation de la fonction « SIGN

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering).

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x} [B]$. [25].

III.4.3.2. Le phénomène de réticence ou 'chattering'

En pratique, le terme discontinu à droite de l'équation peut exciter des dynamiques hautes fréquences non modélisées qui entraînent l'apparition de ce qu'on appelle "réticence" ou 'broutement' ou 'chattering' en anglais, et qui se caractérise par des fortes oscillations autour de la surface. Du point de vue de la synthèse de commande, on procède généralement au choix de la surface de commutation $s(x) = 0$ en fixant le plus souvent la dynamique de glissement, puis on en déduit une commande discontinue qui rend cette surface attractive et assure ainsi l'apparition du mode de glissement. Ce mode de glissement idéal est illustré par la figure (III.7). Un mode de glissement idéal correspond à une commande qui commute à une fréquence infinie or il n'existe aucun organe de commande pouvant réaliser cette opération. Malgré les différents avantages de la commande par modes de glissement, son utilisation a été entravée par un inconvénient majeur lié au phénomène de réticence figure (III.7). Ce phénomène est une conséquence naturelle du comportement dynamique réel de l'ensemble actionneur système à commander. La réticence peut provoquer une détérioration anticipée de l'organe de commande où exciter des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation du système. Ainsi, nous allons chercher par différentes méthodes à limiter ce phénomène. Une approche consiste à remplacer la fonction signe par une fonction plus lisse. [28].

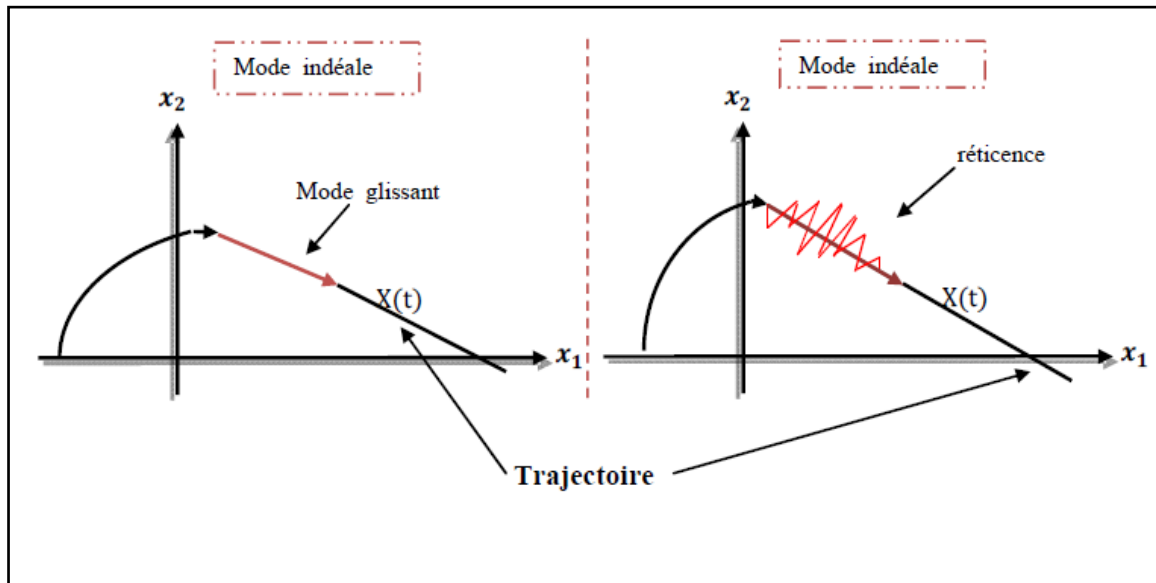


Figure (III.7): Phénomène de réticence

✓ Commande avec un seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil ε (figure (III.8)). Dans la bande qui entoure la surface de glissement $S(X)$, seule la composante continue U_{sq} de la de tension de commande agit. La partie discontinue U_n étant égale à zéro, les oscillations sur les réponses fortement atténuées. Cependant lorsque ε augmente, il apparaît un écart statique sur la réponse en régulation. La commande discontinue a l'expression suivante :

$$U_n = \begin{cases} K \text{sign}(S(X)) & \text{si } |S(X)| \geq \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(X)| < \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Ce choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III.8) :

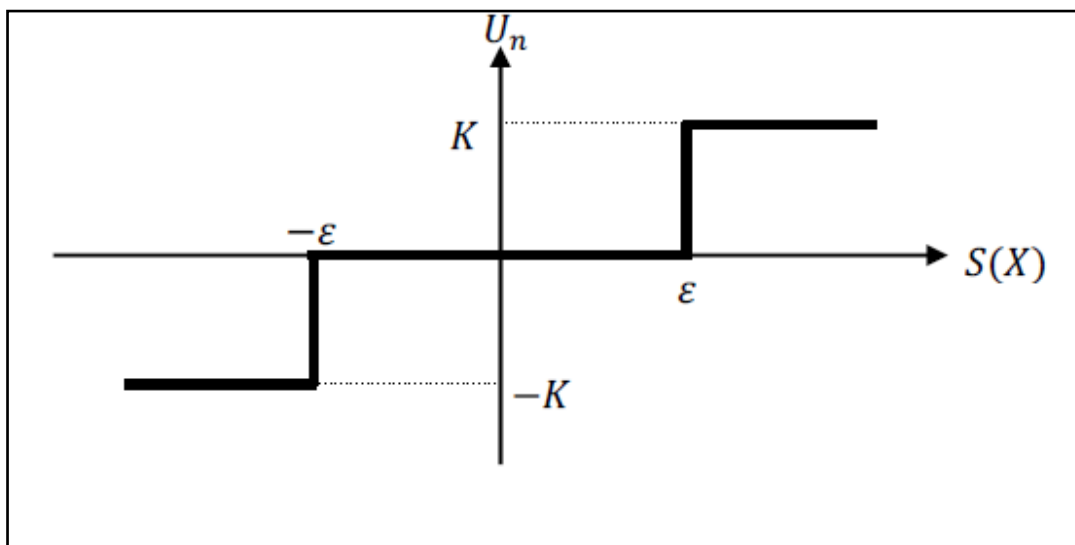


Figure (III.8): Définition de la fonction SIGN avec un seuil

Ce type de commande n'est pas très utilisé car, outre le problème d'erreur statique, en présence d'une perturbation U_n , intervient avec toute sa valeur et des oscillations peuvent persister en régime permanent. Un adoucissement de la commande u_n est donc nécessaire [05].

✓ Commande adoucie

Cette commande est caractérisée par un seuil pour deux seuils ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) pour diminuer progressivement la valeur de la commande U_n . Dans cette configuration présentée par la figure (III.9) [47], on peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement :

- que la distance est supérieure au seuil pet alors la fonction signe est effective.
- que la distance est inférieure au seuil p et alors est nulle (zone morte)
- que le point est dans la bande ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) et alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}$).

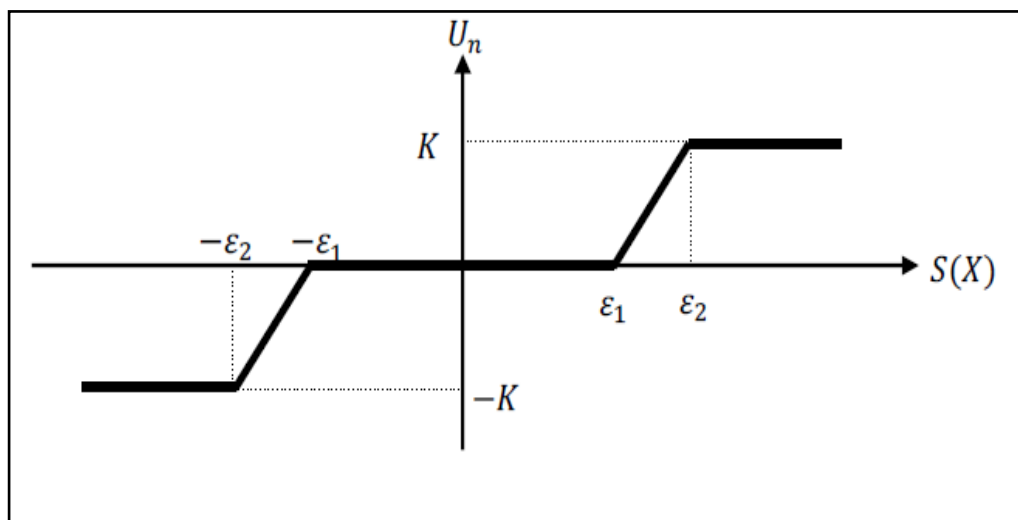


Figure (III.9): Définition de la fonction SIGN de la commande

Dans cette méthode d'adoucissement utilisée pour limiter les oscillations, plus le seuil est grand, moins il y a des commutations. Néanmoins s'il est trop important, il y a problème de précision. En effet le système va évoluer dans la bande et risque donc de ne jamais atteindre le point désirer (origine du plan de phase). En conclusion, nous pouvons résumer qu'en commande adoucie :

- il y a limitation, élimination des oscillations de glissement.
- le système ayant deux points d'équilibre et par conséquent, en régime permanent, un écart statique apparaît et dépend du seuil utilisé.

- de point de vue théorique, le mode de glissement n'existe plus parce que la trajectoire d'état n'est pas forcée de rester sur $S(X)=0$. [05].

✓ La commande intégrale

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_n , en remplaçant la fonction signe par la fonction continue voisine:

$$U_n = \frac{S(X)}{|S(X)| + \lambda} \quad (\text{III.25})$$

Où λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque λ tend vers zéro, on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(S(x))$.

La fonction U_n continue est illustrée sur la figure (III.10).

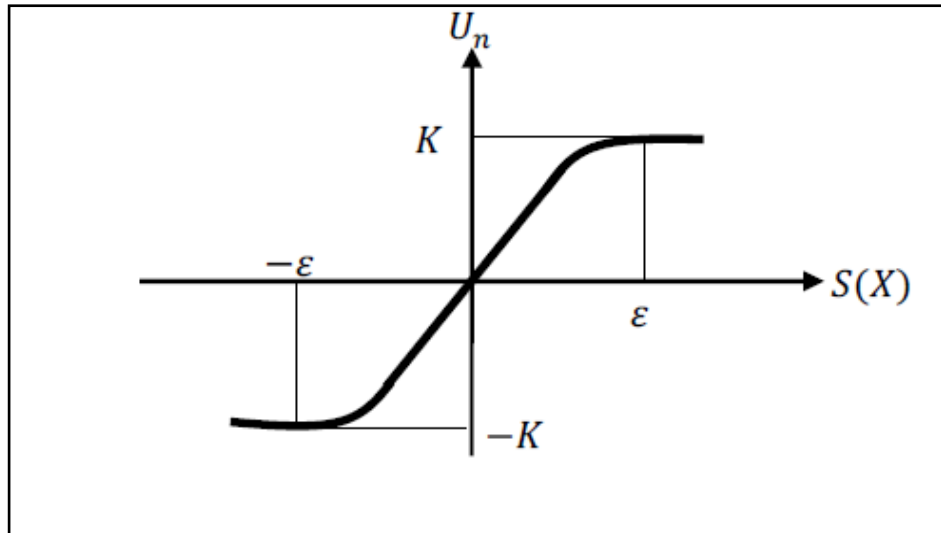


Figure (III.10): Définition de la fonction intégrale

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale. La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \frac{S(X)}{|S(X)| + \lambda} + \eta \quad (\text{III.26})$$

Tel que : $\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_0 \int S(X) dt & \text{si } |S(X)| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(X)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

$$\eta = \begin{cases} \eta_0 \int S(X) dt & \text{si } |S(X)| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(X)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0$ et ε sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences [27].

✓ **La commande SAT [18]:**

$$\text{Sat} = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\mu \\ S/\mu & \text{si } |S| < \mu \\ 1 & \text{si } S > \mu \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

μ : Un paramètre petit et positif

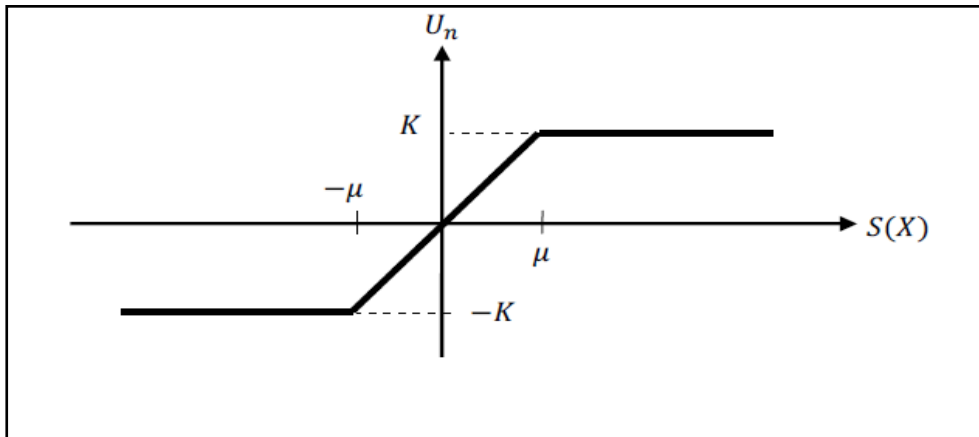


Figure (III.11): Définition de la fonction SAT

✓ **Function SMOOTH [20]:**

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction d'adoucissement soit :

$$\text{smoth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{III.30})$$

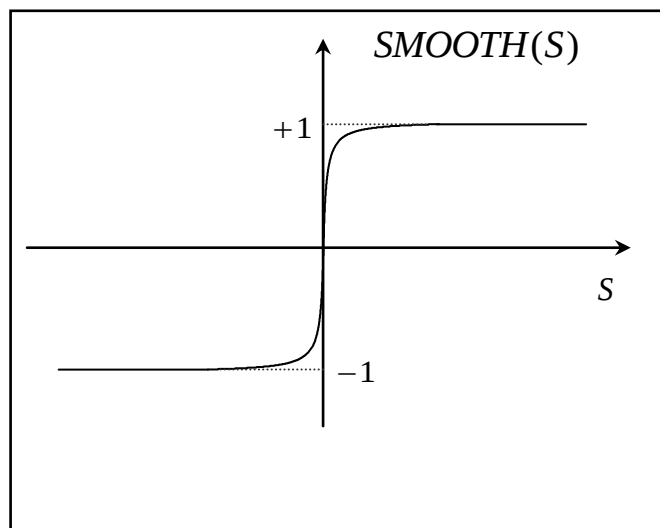


Figure (III- 12): Fonction « SMOOTH »

III.5. Application de la commande par mode de glissement a la MAS.

III-5-1 Description

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse « Ω_r ».

La figure (III-13) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q. La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine [29].

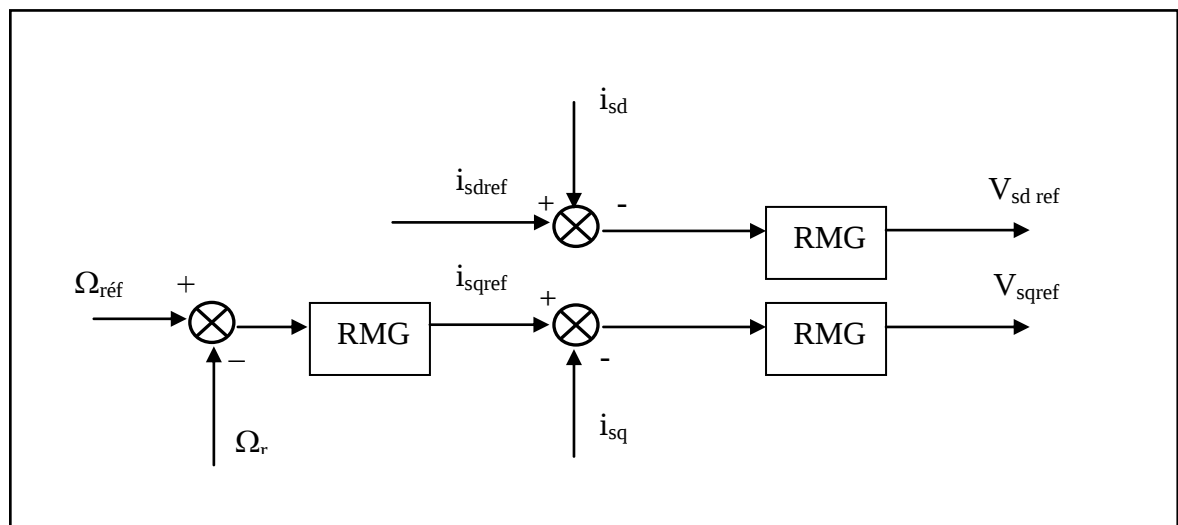


Figure (III-13): Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

III.5.1 Les avantages et les Inconvénients de la commande par mode glissant :

Les avantages:

- ✓ Cette commande présente les caractéristiques suivantes :
- ✓ La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations ;

- ✓ Il suffit de connaître une borne pour v , ce qui simplifie le réglage ;
- ✓ Le choix de la surface de commutation est assez libre ;
- ✓ La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de v [23].

Inconvénients : _

- ✓ Les retards purs en série avec le système en boucle ouverte (retards inhérents au système, échantillonnage...)
- ✓ Les dynamiques non modélisées des capteurs et des observateurs, qui retardent le moment où le régulateur prend conscience qu'il faut inverser la commande,
- ✓ Les dynamiques non modélisées des actionneurs et autres dynamiques rapides du système, qui retardent le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement.

Remarque :

Et parmi les solutions efficaces pour éliminer le phénomène de chattering utilisation de la commande hybride glissant-flou que va être présenter suivant [30].

Régulateur de la vitesse rotorique

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$S_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \quad (\text{III.31})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.32})$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_{\Omega}}{dt} = 0 \\ i_{sq_n} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\Omega) = 0 \quad (\text{III.34})$$

On trouve :

$$i_{sq_eq} = \frac{L_r}{PM\phi_r}(C_r + f\Omega) \quad (\text{III.35})$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = -k \cdot \text{sgn}_{-} S_{\Omega} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.36})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{d\Omega}{dt} = k \cdot \text{sgn}_{-} S_{\Omega} \quad (\text{III.37})$$

Donc la composante non linéaire est donné par :

$$i_{sq_n} = k_{\Omega} \cdot sgn_S_{\Omega} + \frac{L_r}{PM\phi_r} (C_r + f\Omega) \quad (III.38)$$

Finalement le courant de référence est donné par [07]:

$$i_{sq}^* = k_{\Omega} \cdot sgn_S_{\Omega} + \frac{2L_r}{PM\phi_r} (C_r + f\Omega) \quad (III.39)$$

Régulateur du flux rotorique:

On choisit la surface du flux comme suite :

$$S_{\phi} = \phi_r^* - \phi_r \quad (III.40)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\frac{dS_{\phi}}{dt} = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \quad (III.41)$$

Durant le régime glissement :

$$\begin{cases} \frac{dS_{\phi}}{dt} = 0 \\ i_{sd_n} = 0 \end{cases} \quad (III.42)$$

On obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (Mi_{sd} - \phi_r) = 0 \quad (III.43)$$

La composante équivalente est donné par :

$$i_{sd_sq} = \frac{1}{M} \phi_r \quad (III.44)$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_{\phi}}{dt} = -k \cdot sgn_S_{\phi} = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt} \quad (III.45)$$

Après simplification on trouve :

$$i_{sd_n} = k_{\phi} \cdot sgn_S_{\phi} + \frac{2}{M} \phi_r \quad (III.46)$$

Le courant de référence est donné par :

$$i_{sd}^* = k_{\phi} \cdot sgn_S_{\phi} + \frac{2}{M} \phi_r \quad (III.47)$$

Régulation du courant direct i_{sd} :

La surface du courant est donnée par :

$$S_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (III.48)$$

Le dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} = 0 \quad (III.49)$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sd} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (III.50)$$

La composante équivalente de tension est donnée par :

$$v_{sd_sq} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (\text{III.51})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = -k \cdot \text{Sgn} \cdot S_{i_{sd}} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} \quad (\text{III.52})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = k \cdot \text{Sgn} \cdot S_{i_{sd}} + \frac{di_{sd}^*}{dt} \quad (\text{III.53})$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$v_{sd_n} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + K_{i_{sd}} \text{Sgn} \cdot S_{i_{sd}} \quad (\text{III.54})$$

La composante directe de tension de références est donnée par [18]:

$$v_{sd}^* = K_{i_{sd}} \text{Sgn} \cdot S_{i_{sd}} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (\text{III.55})$$

Régulateur du courant quadrature i_{sq} :

La surface du courant est donnée par :

$$S_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (\text{III.56})$$

Le dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sq}}}{dt} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} = 0 \quad (\text{III.57})$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sq} - R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (\text{III.58})$$

La composante équivalente de tension est donnée par :

$$v_{sq_sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \quad (\text{III.59})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{i_{sq}}}{dt} = -k \cdot \text{Sgn} \cdot S_{i_{sq}} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} \quad (\text{III.60})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{dS_{i_{sq}}}{dt} = k \cdot \text{Sgn} \cdot S_{i_{sq}} + \frac{di_{sq}^*}{dt} \quad (\text{III.61})$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$v_{sq_n} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_r + K_{i_{sq}} \text{Sgn} \cdot S_{i_{sq}} \quad (\text{III.62})$$

La composante directe de tension de références est donnée par :

$$v_{sd}^* = K_{i_{sq}} \text{Sgn} \cdot S_{i_{sq}} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_r \right) \quad (\text{III.63})$$

Le choix des gains ($K_{i_{sd}}, K_{i_{sq}}, k_\phi, k_\Omega$) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

III.6.Simulation de la commande par mode glissement

La figure (III-14) représente le schéma bloc de simulation de la réglage par mode glissant associe à la commande vectorielle indirecte.

Le choix de les gains se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur .on notons que les gains des régulateurs sont donnés en annexe.

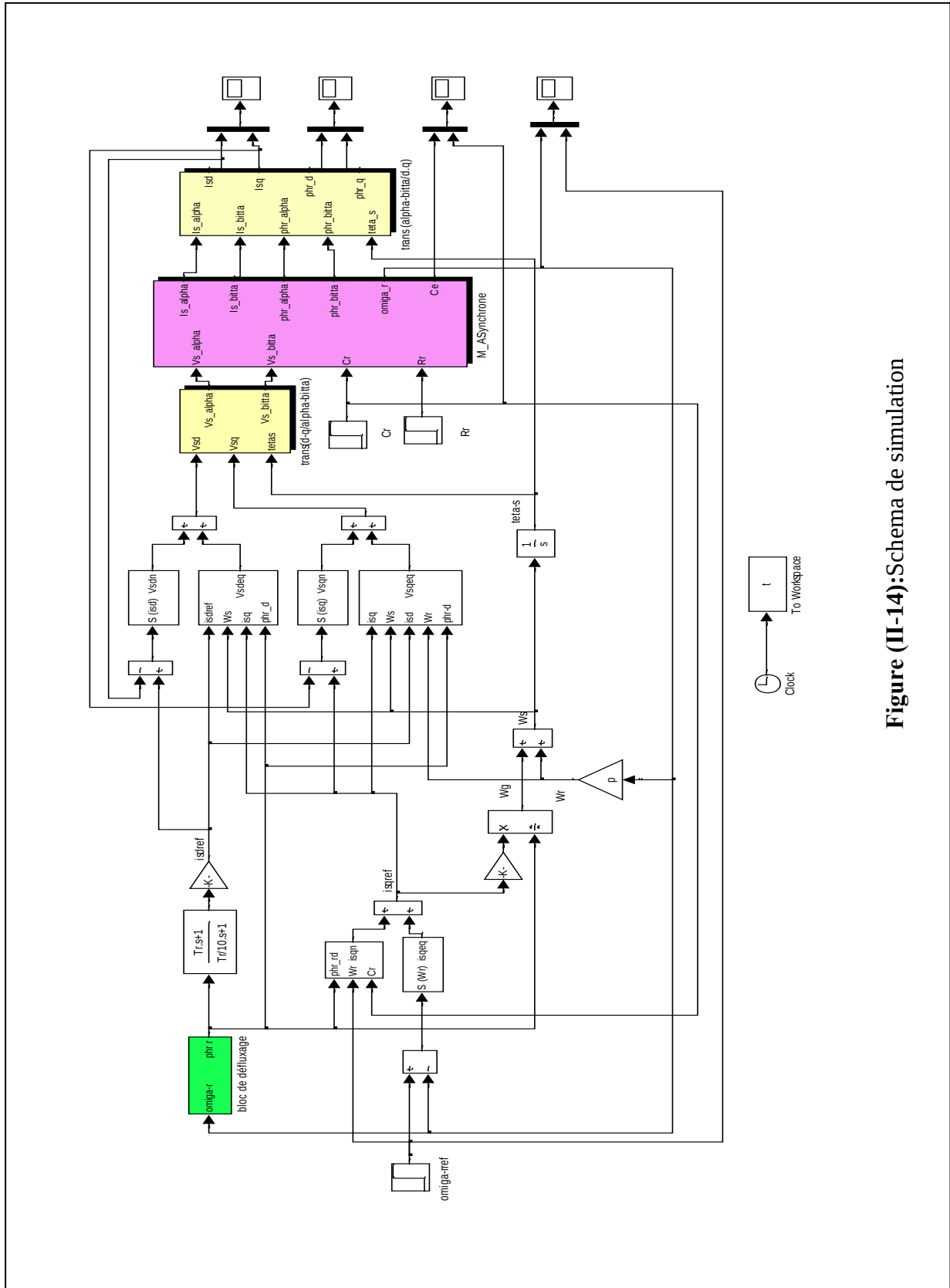


Figure (II-14):Schema de simulation

III-6-1 Essai a vide et en charge

La figure (III-15) 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 ($C_r = 5 \text{ N.m}$), 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 en respectant le principe de la commande vectorielle.

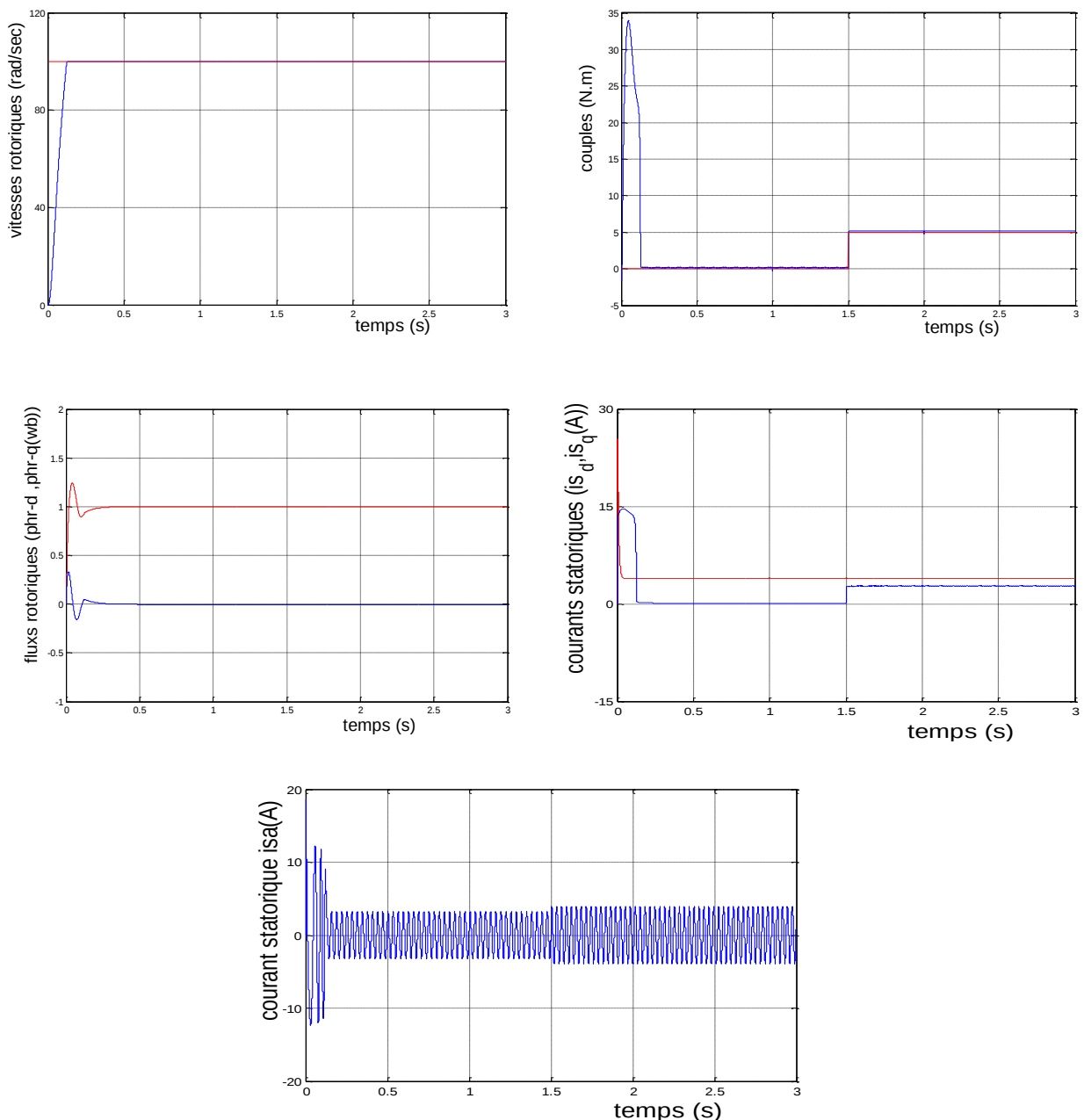


Figure (III-15): Résultats de simulation de leRMG de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide et en charge

III-6-2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

La figure (III-16) présente les résultats de simulation lors de la variation de la vitesse (100rad/s, 160et100rad/s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement sa nouvelle référence, ce la vent dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

On remarque aussi une diminution en module de la composante directe du flux lors la variation en sur vitesse (mode défluxé), puis retourne à sa valeur désiré. La composante quadrature du flux présente une petite variation en module.

Les courbes des courants présentent des pics aux moments la variation de la vitesse.

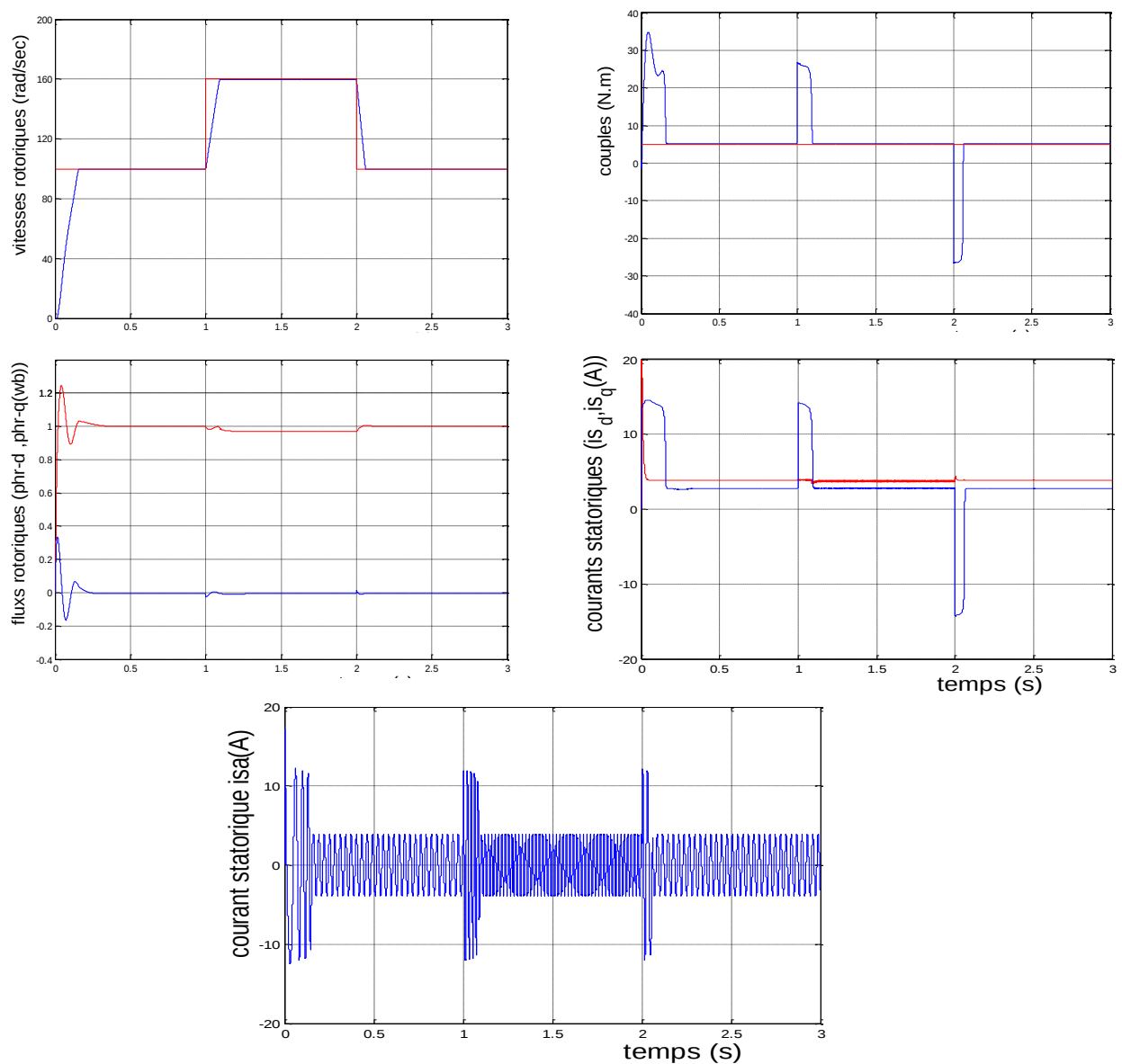


Figure (III-16) :Test de robustesse pour la variation de la vitesse

III-6-3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de simulation de la figure (III-17) montre que la vitesse atteinte très rapidement sa référence sans aucun dépassement .L'allure de couple électromagnétique présente le fort couple aux premiers instants de démarrage, puis suit sa référence .Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge .Le découplage est toujours réalisé.

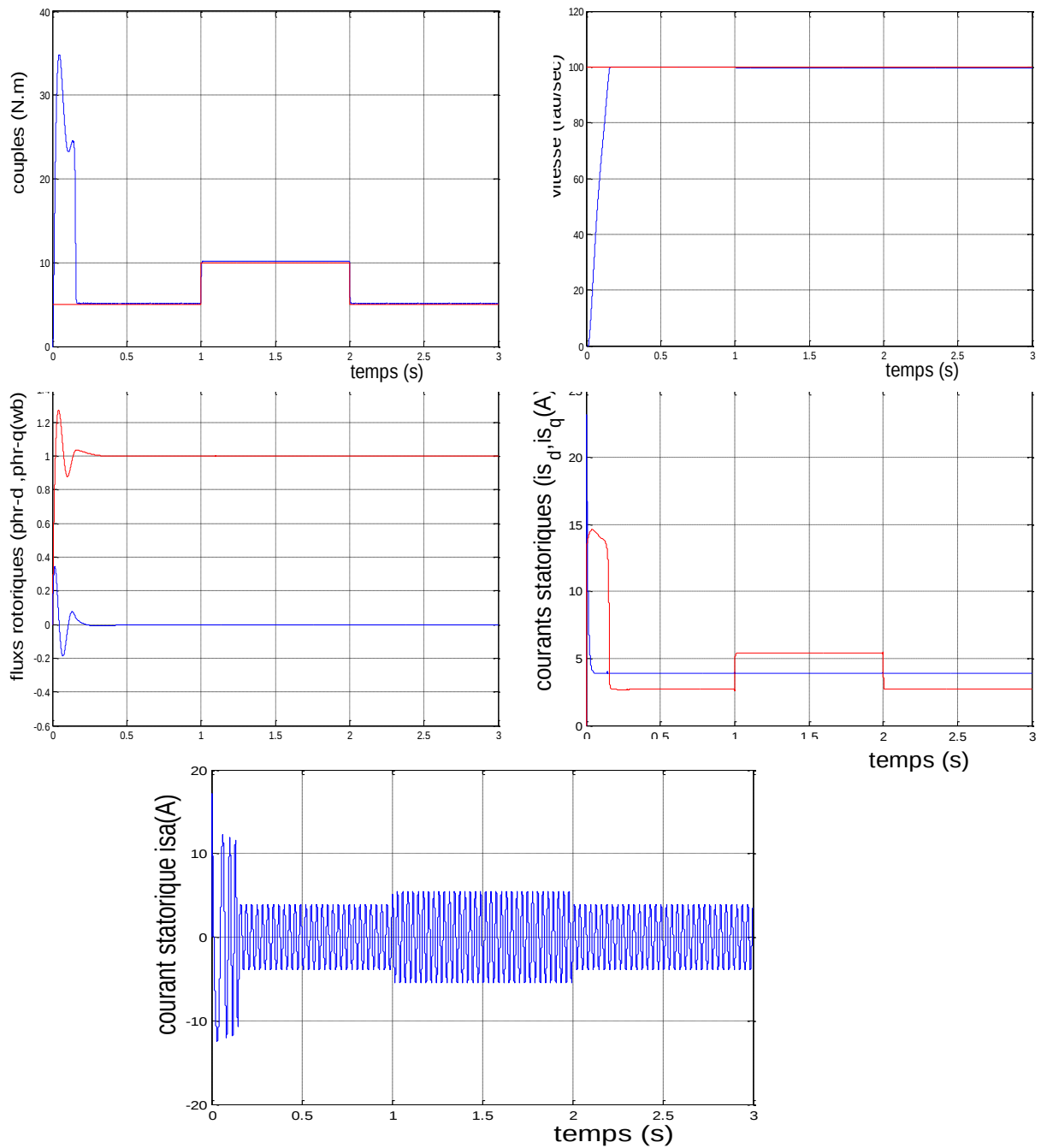


Figure (III-17):Test de robustesse pour la variation de la charge

III-6-4 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

La figure (III-18) illustre les courbes pour une inversion de la vitesse, on remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même. L'allure de couple et des courants statoriques présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse on constate une variation négligeable au niveau des composantes du flux rotorique, donc on peut dire que le découplage est parfaitement réalisé.

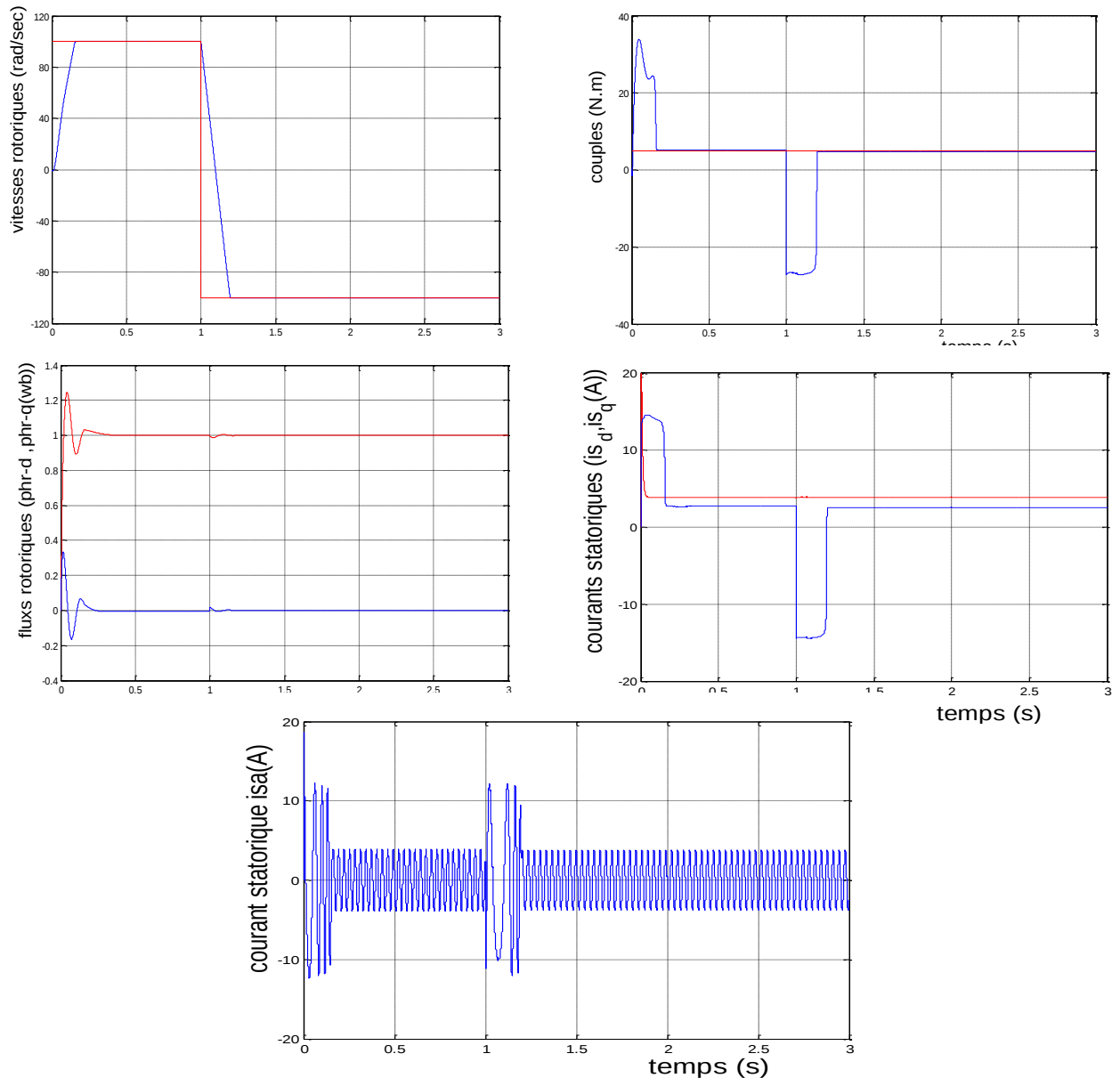


Figure (III-18) : Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

III-6-5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

La figure (III-19) montre que une variation de la résistance rotorique mène à une perturbation de découplage, il n'est pas parfait, cela peut être justifié par l'absence de l'observateur de flux ; car pour nous on a appliqué la méthode indirecte.

Pour cela, on peut conclure que cette méthode reste toujours incapable de résoudre ce problème d'où l'appel à l'application de le RMG avec la méthode directe (observation de flux).

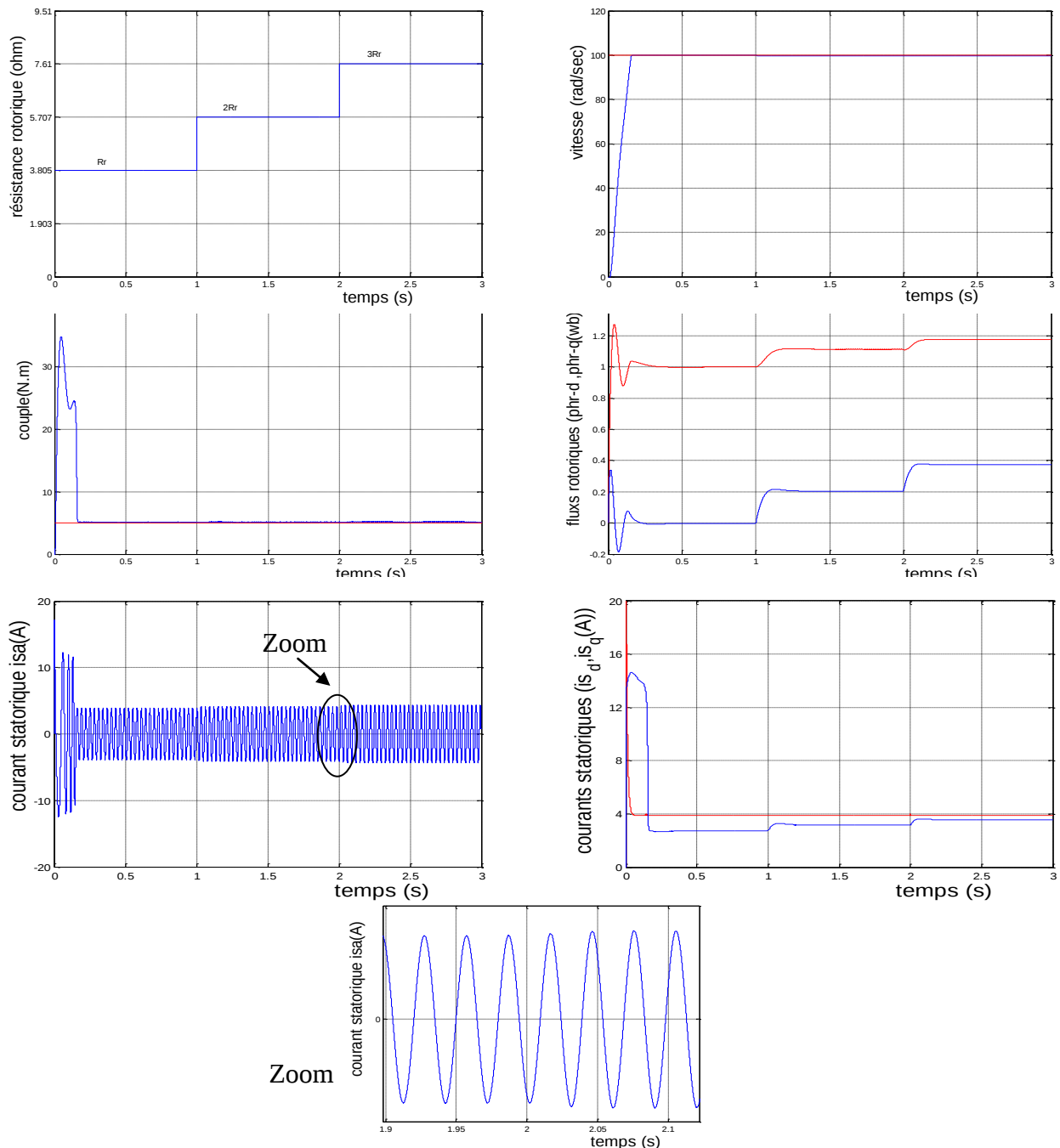


Figure (III-19): Test de robustesse pour la variation de la résistance

III-7 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, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la CSV qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avec leRMG sont plus rapides à vide et plus robuste lors des variations de la charge, mais le problème réside dans le cas où on change la résistance rotorique, dont on a une perturbation de découplage.

Pour diminuer le phénomène de « **Chattering** » une commande adoucissante est appliquée.

CHAPITRE IV

Etude comparative

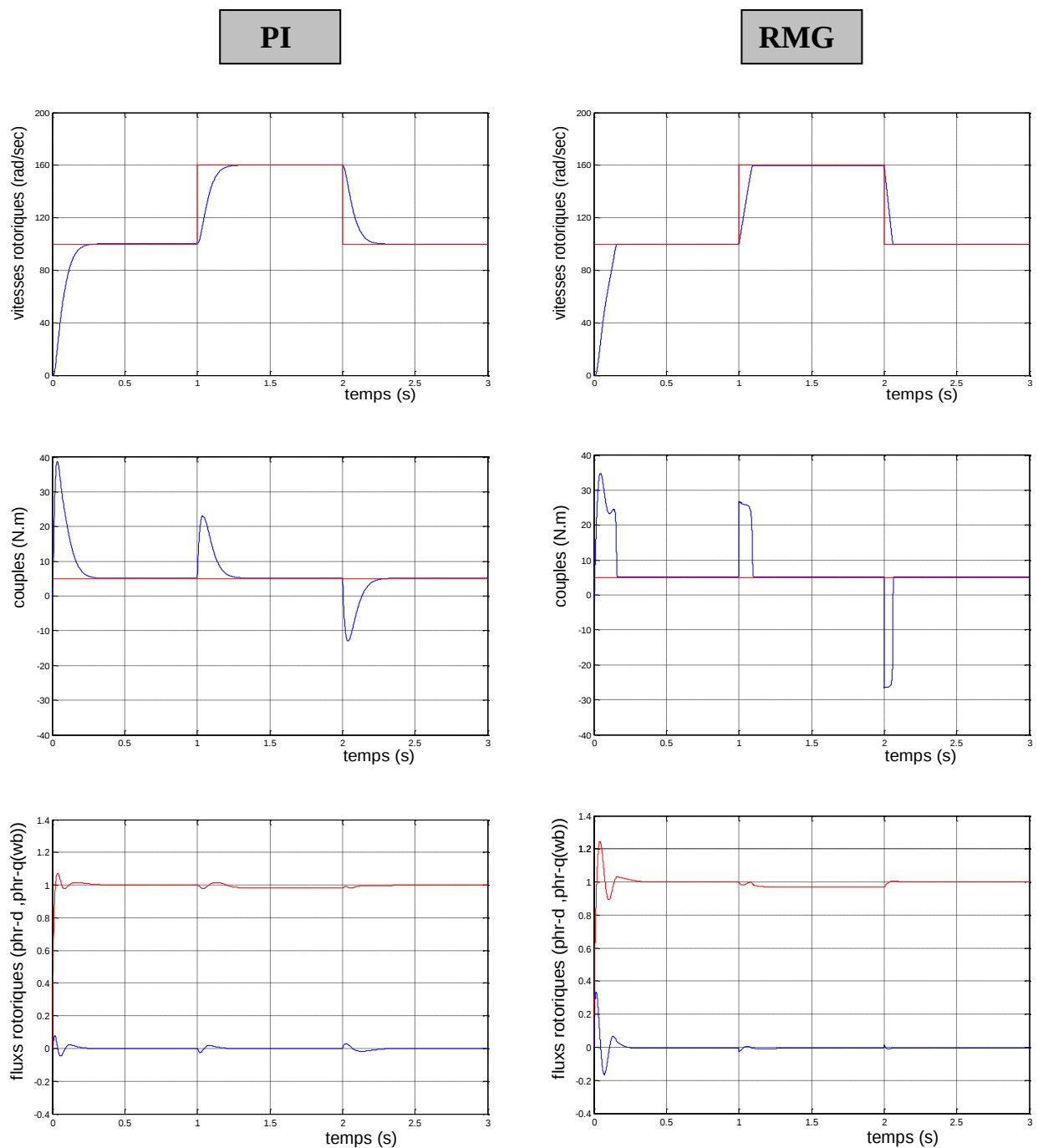
IV-1 Introduction

Ce chapitre est consacré à une étude comparative de deux structures d'organisation de la machine asynchrone, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations, ... etc.). Dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, temps de simulation,). La première structure utilise un régulateur classique de type proportionnel intégré (voir chapitre deux). Et pour le second châssis, selon le châssis variable régulateur, le principe est détaillé dans le chapitre 3. Cette étude comparative est analysée sur les différents schémas blocs de la machine asynchrone présentés précédemment. .

Le but de cette étude est de vérifier, par simulation numérique, la robustesse de la technique d'accord en mode glissant. .

IIV-2 Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Résultats de simulation obtenus pour le changement de vitesse ($\Omega_{ref} = 100, 160, 100 \text{ rad/s}$). La figure (IV-01) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre, le RMG a un temps de réponse plus faible que le réglage par PI. Le couple fourni par le RMG a un pic plus important que celui fourni par le mod PI, mais il revient rapidement à sa valeur de référence. Les courbes de débit montrent que la séparation entre le couple et le débit est maintenue.



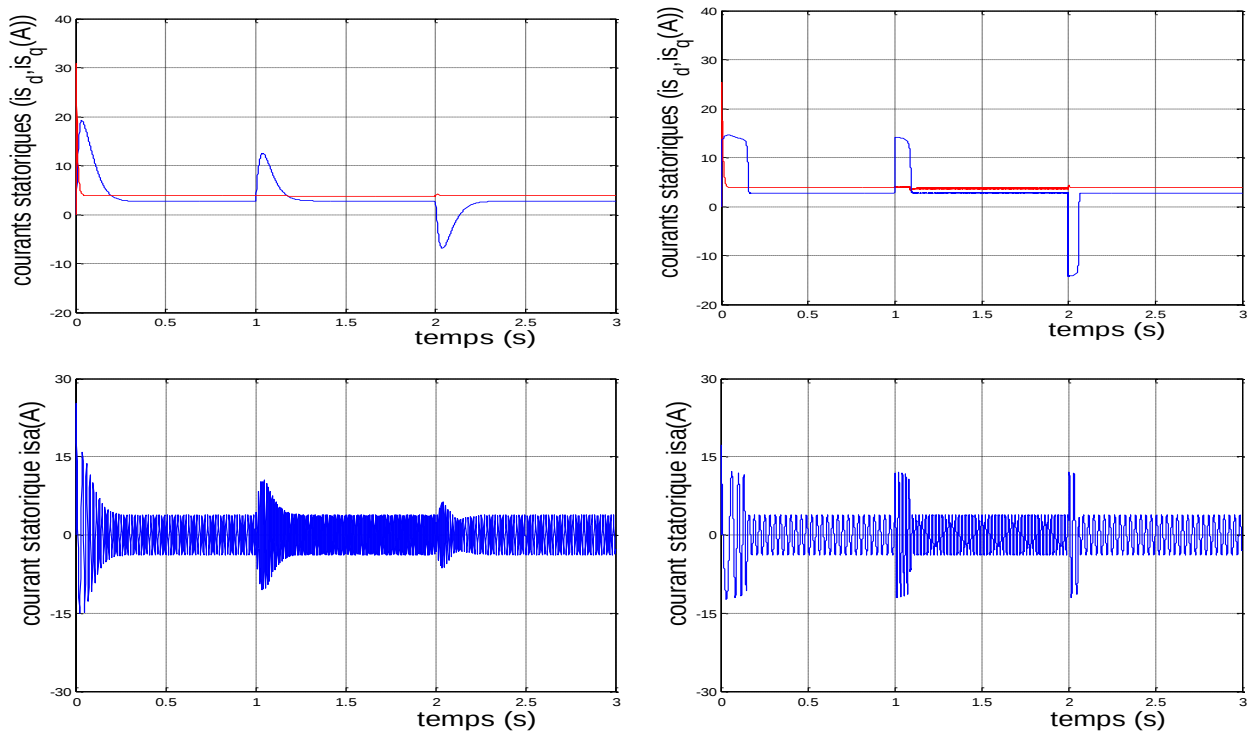


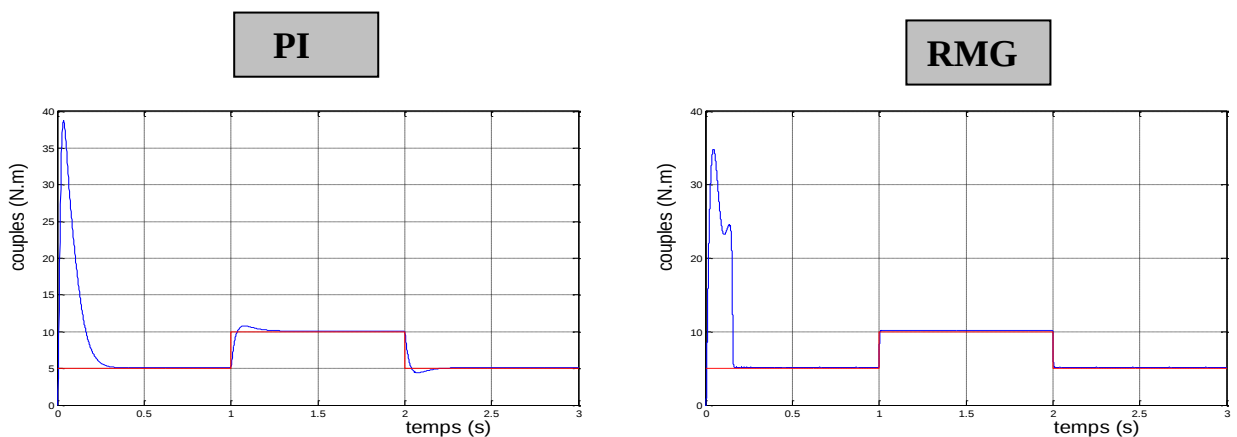
Figure (IV-01): Réponse du système en charge pour la variation de la vitesse

IIV-3 Comparaison au niveau de la variation de la charge

La figure (IV-02) représente le couple, la vitesse, le débit et les courants du stator dans le cas d'une machine asynchrone à l'état de démarrage en charge ($C_r = 5\text{N.m}$) pour la consigne de vitesse (100rad/s).

A l'instant ($t=1\text{s}$) on applique un couple ($C_r=10\text{N.m}$), puis on rejoint un couple de référence ($t=2\text{s}$), on voit que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et le vôtre sans dépassement. Déformation RMG. Pour régler par PI, le couple électromécanique ne répond pas immédiatement, la vitesse atteint sa référence après qu'une déformation se soit produite.

Ces flux représentent une petite déformation pour le réglage par PI, et par contre pour RMG, la séparation s'effectue parfaitement.



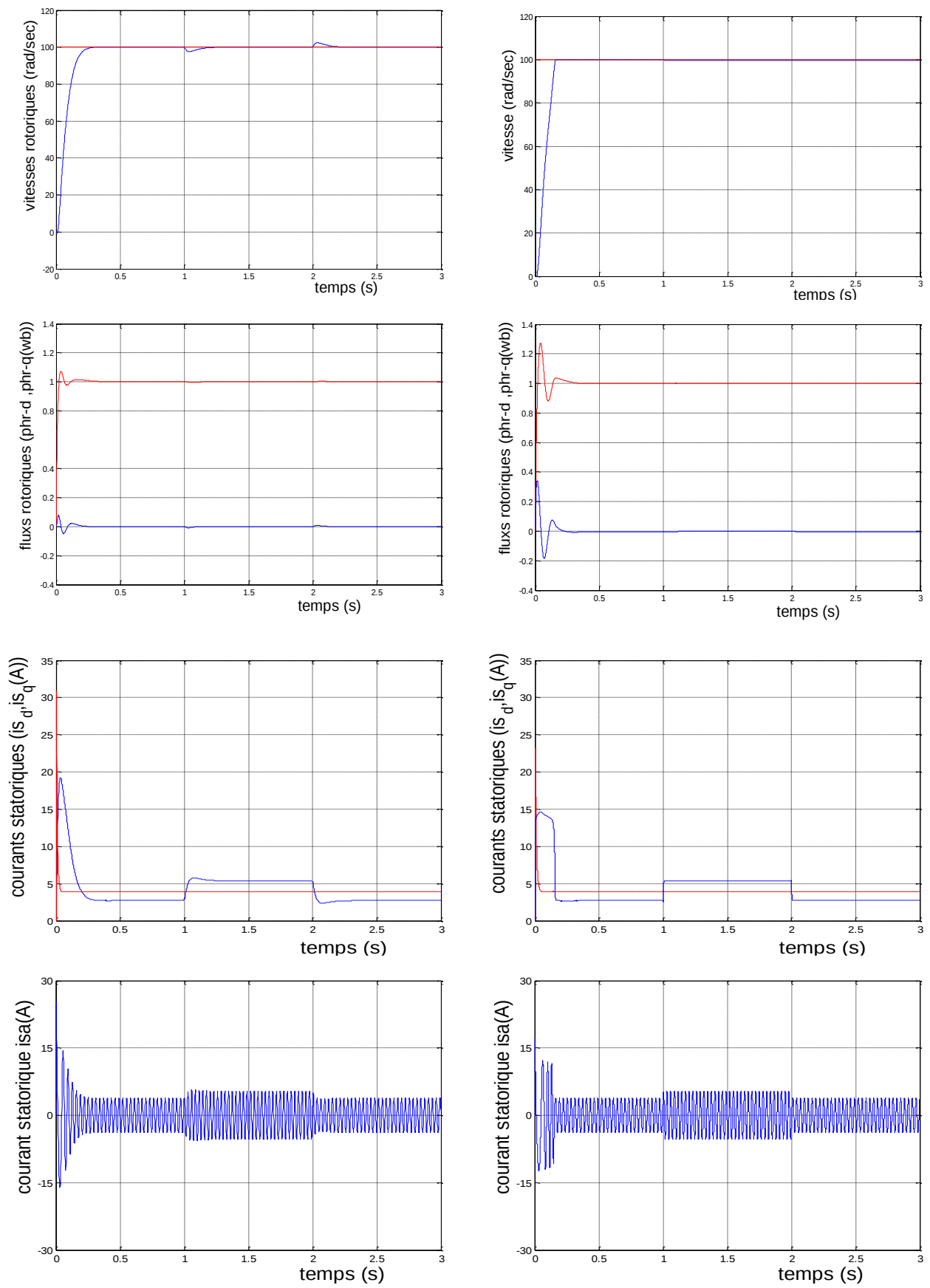


Figure (IV-02): Réponse du système en charge pour la variation de la charge

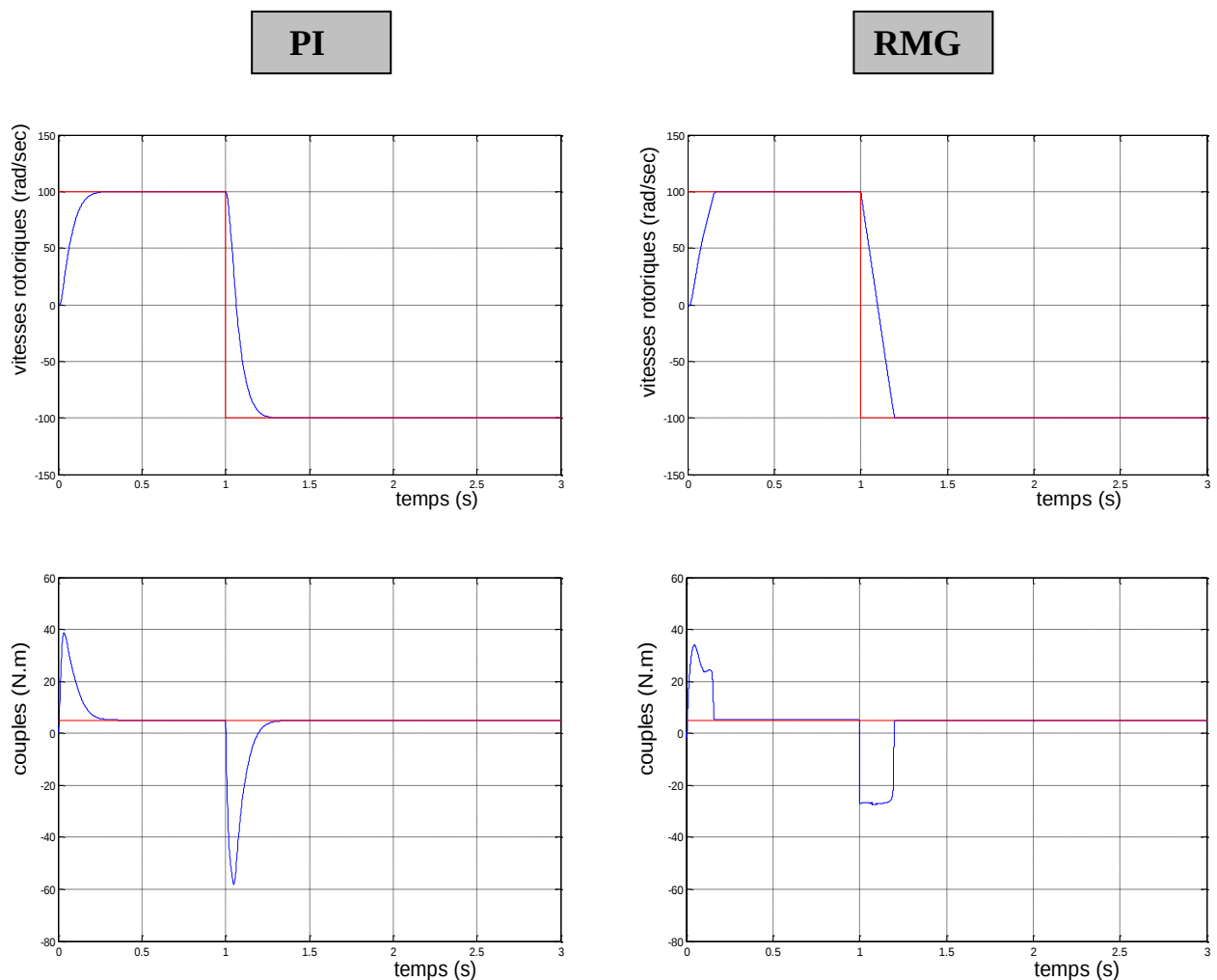
IIV-4 Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse

Le but de ce test est de tester le comportement de l'élément de commande afin de suivre la référence sans dépasser la vitesse lors du changement brutal du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure (IV-03) représente la vitesse, le couple, le débit et les courants de la machine asynchrone à l'état de démarrage en charge pour la consigne de vitesse (100 rads/sec), suivie immédiatement ($t = 1$ sec), de l'inversion de vitesse.

Ces réponses obtenues avec les deux types d'ajustement montrent clairement que le système combiné avec RMG est plus robuste par rapport à l'ajustement par PI.

D'après la figure (IV-03), on observe que le temps de réponse de RMG est plus rapide que celui de PI, et le changement de direction de la vitesse affecte significativement la forme d'écoulement obtenue par PI.

D'autre part, les résultats de la figure (IV-03) montrent que le couple obtenu par RMG diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par RMG est maintenu à sa valeur maximale pendant une période plus longue, notamment pour le déphasage. Le sens de rotation : de ce fait la grande rapidité de la réponse s'explique par la vitesse obtenue avec RMG.



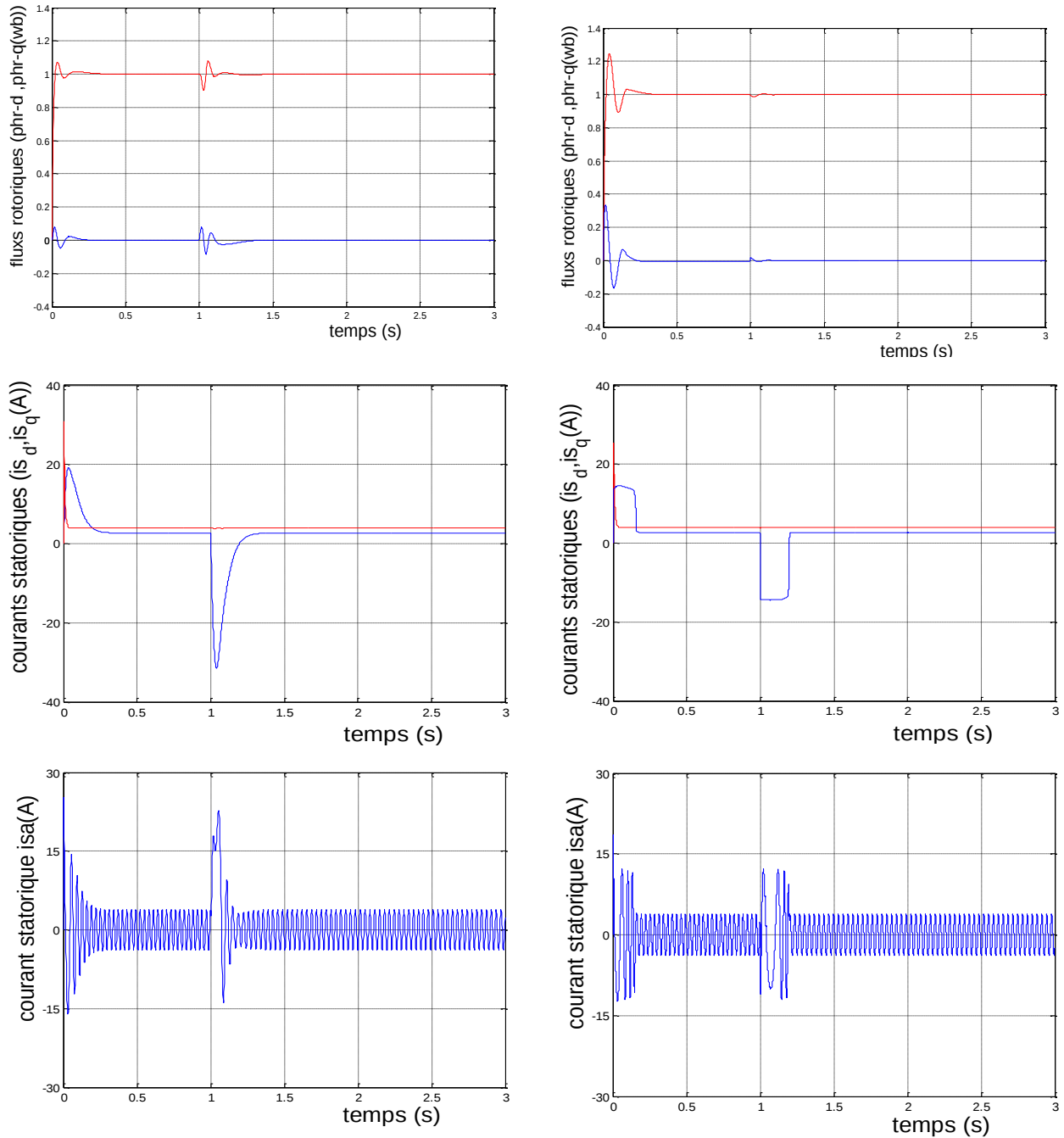
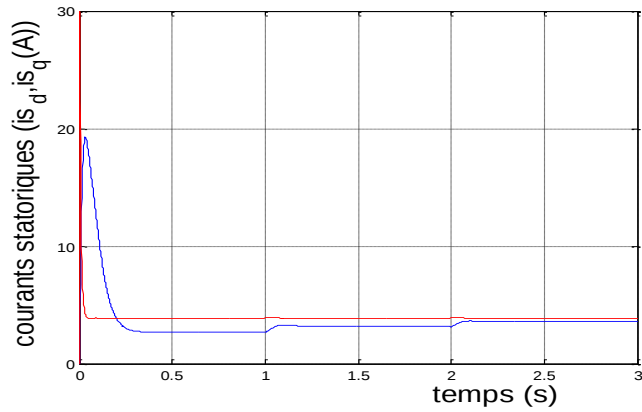
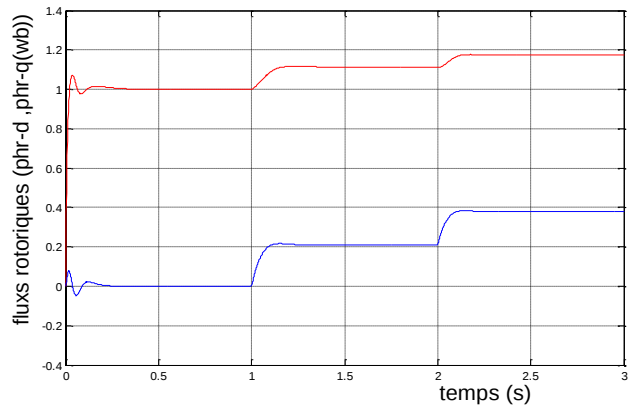
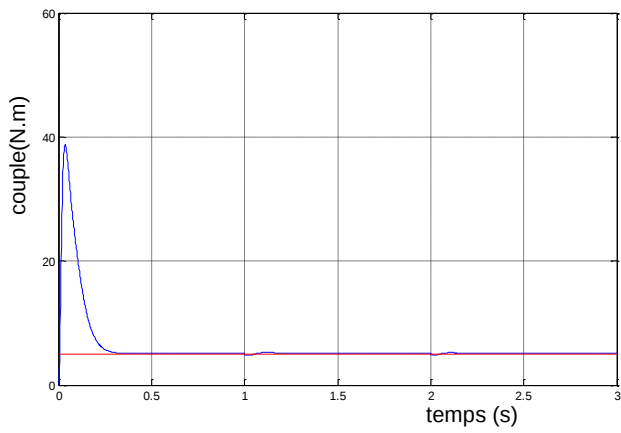
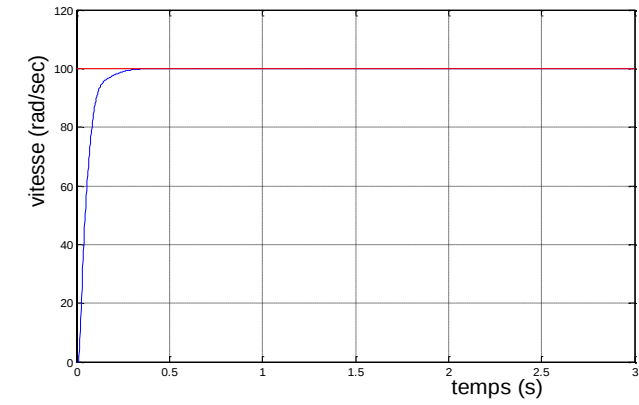


Figure (IIV-03): Réponse du système en charge pour l'inversion de la vitesse

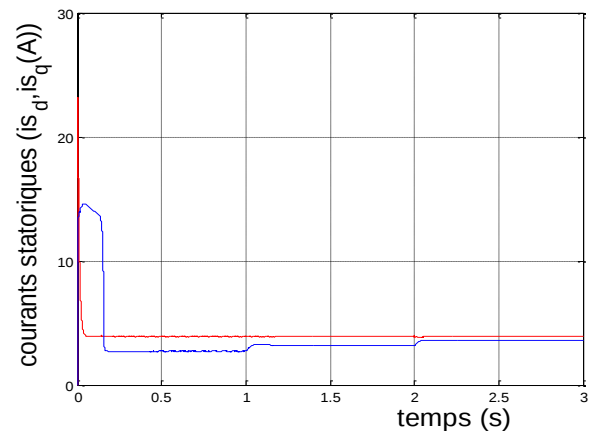
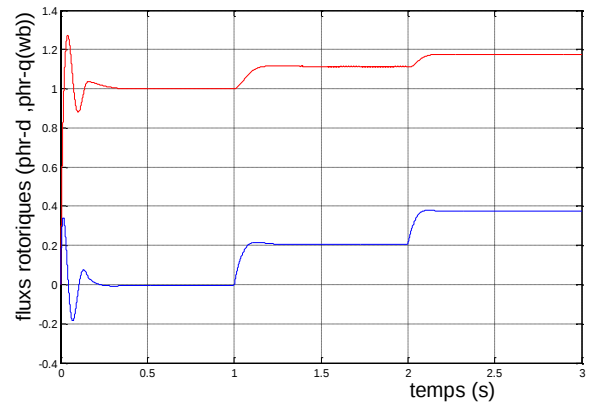
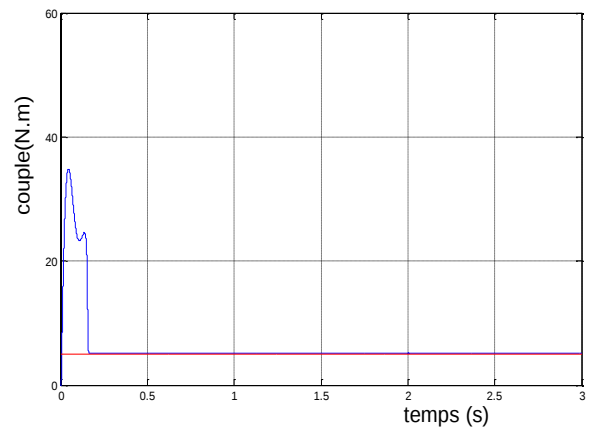
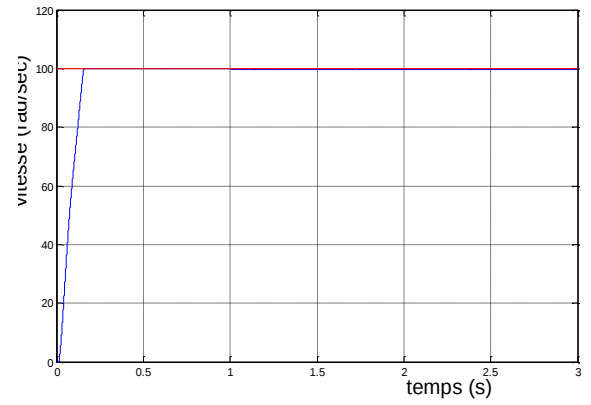
IV-5 Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation que nous avons obtenus pour un changement de résistance du rotor de 50 % et 100 % de la résistance nominale sont illustrés à la Fig. (IV-04), la vitesse et le couple dans les courbes suivent parfaitement, de sorte que le RMG offre un temps de réponse inférieur à celui défini. par PI. De plus, les courbes de courant montrent des oscillations pendant les conditions transitoires .

PI



RMG



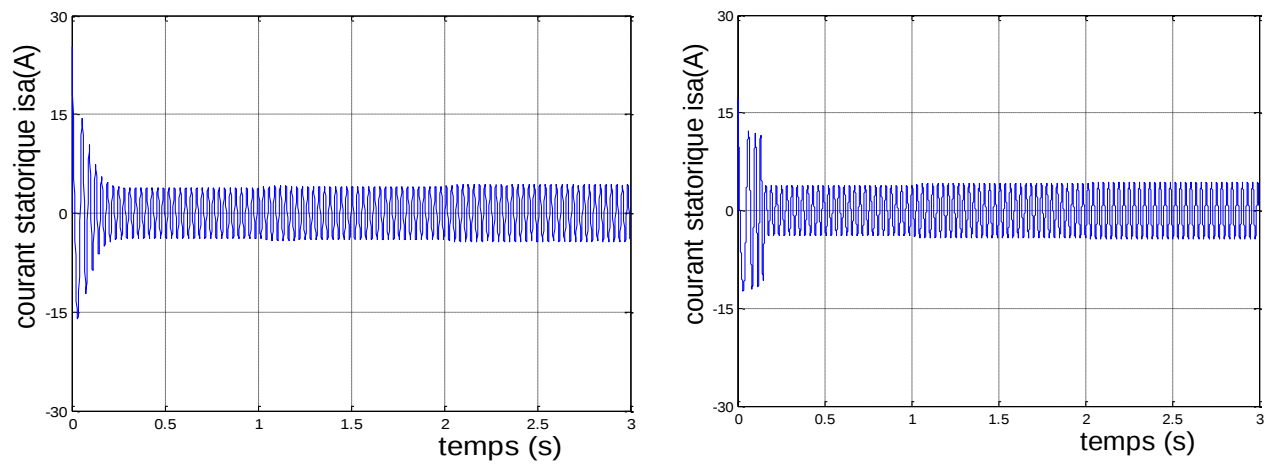


Figure (IV-04): Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique

IV-6 Conclusion

Pour tester davantage la robustesse de RMG, nous consacrons ce chapitre à une étude comparative avec le contrôle PI classique. Et les résultats obtenus nous ont clairement montré que des performances élevées étaient obtenues avec RMG dans différents modes de fonctionnement, chargé et vide, ainsi que leur variation de vitesse et de couple de charge. Ce type de contrôleur RMG présente de nombreux avantages tels que : durabilité et grande précision. simplicité et stabilité, ainsi qu'un temps de réponse très faible .

CONCLUSION

GÉNÉRAL

Conclusion général

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte. L'objectif principal de ce mémoire était la synthèse des lois de commande non linéaire robustes pour la machine asynchrone.

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 basé sur cette dernière.

Le premier chapitre présente la modélisation du moteur asynchrone dans un repère biphasé. Ce modèle permet de réduire le nombre d'équations à considérer et donc faciliter la conception de la commande. Le modèle a été ensuite validé en simulation (en boucle ouverte).

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

Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe 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.

Enfin le dernier chapitre concerne l'application de la commande par mode de glissant au moteur asynchrone En ce qui concerne cette technique de commande, elle est simple à concevoir et robuste vis à vis les perturbations extérieures (couple de charge) ainsi que les variations paramétriques de la (résistances)

De l'application en simulation de ce technique de commande sur le moteur asynchrone triphasé, on peut conclure que la technique de commande par mode

glissant a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, cette dernière offre certains avantages:

- ✓ Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- ✓ Une dynamique très performante (temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle).
- ✓ Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.

Les performances de cette technique dépendent d'un choix convenable des coefficients de la surface du glissement

RÉFÉRENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

- [1] : C.HALIME « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant »Mémoire d'ingénieur université de Batna 2001.
- [2] : B.KAFIA « Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène «chattering »Thèse de magister, université de Batna 2003.
- [3] : L.FADILA et G. HAKIMA « Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [4] : R.ABDELHAMIDE, F.MOUSTAPHA « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [5]: A. Sid Ahmed El Mahdi « Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation » mémoire de magister, Université DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES 2010.
- [6]: O. ASSIA « Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine asynchrone » mémoire de magister, Université FERHAT ABBAS DE SETIF 04/01/2011
- [7]: C. Djamal Eddine, A. Ahmed « COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX D'UNE MACHINE ASYNCHRONE » mémoire de master, Université ECHAHID HAMMA LAKHDAR El-Oued, juin 2018
- [8]: S. Mebarek « Commandes non linéaires de la machine asynchrone » mémoire de master, Université M'SILA, 2013
- [9]: Mme T. Hanene « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone » mémoire de magister, Université de BATNA 2006
- [10]: M. NADHIR «Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone» mémoire de magister, Université BADJI MOKHTAR- ANNABA 2007.
- [11]: T. Hicham «Contrôle par mode glissant: Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts» Thèse de Doctorat, Université de Mohamed Khider – Biskra 28/01/2016
- [12]: B. Halima «Contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'observation du flux rotorique» mémoire de master, Université de MOHAMED BOUDIAF-M'SILA 2015/2016
- [13]: G. BUCHE «Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink» mémoire d'ingénieur Centre régional de GRENOBLE (C.U.E.F.A).

- [14]: L. Elaid, G. Lakhdar, B. Abdelkarim «Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique» mémoire d'ingénieur d'état, Université de M'SILA
- [15]: M. Mohammed Ikbali, C. Rachid, S. Mahmoud «Commande vectorielle avec Observateur interconnecté pour la machine asynchrone» mémoire de master, Université ECHAHID HAMMA LAKHDAR El-Oued, 16 juin 2021.
- [16]: B. Bilal, B. Bachir «Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux vectorielle» mémoire de master, Université KASDI MERBAH OUARGLA, 2017/2018
- [17]: B. Boubakr «Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée » » mémoire de magister, École Nationale Polytechnique d'Alger 2010.
- [18]: B. Ibrahim, H. Youcef «Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux» mémoire de master, Université KASDI MERBAH OUARGLA, 2017/2018
- [19]: S. Haroune, D. Youssef «Commande par mode glissant de la machine asynchrone» mémoire de master, Université Mohamed Seddik Benyahia – Jijel, 2020
- [20]: K. Abdelghafour, B. Yassine «Commandes non linéaires à base d'un observateur d'un robot mobile» mémoire de master, Université Mohamed Seddik Benyahia – Jijel, 2019/2020
- [21]: B. Cherif «Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation» mémoire de magister, Université Mohamed Khider – Biskra 19/11/2012
- [22]: K. Karim, K. Djamal «Commande par mode glissant d'un hacheur Parallèle «Application à l'extraction de la puissance» maximale d'un panneau photovoltaïque» mémoire de master, Université Mouloud MAMMERI De Tizi-Ouzou 29/09/2014
- [23]: Z. Yamina «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone» mémoire de magister, Université FERHAT ABBAS DE SETIF 03/03/2010
- [24]: A. Hocine «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement» mémoire de magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 28/05/2008
- [25]: A. Riad «Réglage par mode de glissement d'un moteur asynchrone» mémoire de master, Université de BEJAIA, 2013/2014.
- [26]: S. Nouredine, L. Ammar «Commande par mode de glissement dynamique d'une machine asynchrone» mémoire de master, Université Mohamed Seddik Benyahia – Jijel, Juin 2016.

- [27]:** B. Walid «Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension» mémoire de master, Université M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES, 2017
- [28]:** B. Zakaria, H. Mohamed «Contribution au contrôle intelligent de la machine synchrone à aimant permanents» mémoire de master, Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2017/2018.
- [29]:** A. Abdelmalek, A. Azedine «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone » mémoire d'ingénieur d'état, Université MOHAMED BOUDIAF-M'SILA 2004/2005.
- [30]:** S. Abelmoula, M. Abdelmalek «Commande floue mode glissant application sur le système de grue 3D» mémoire de master, Université KASDI MERBAH OUARGLA, 2016/2017
- [31]:** A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998
- [32]:** F.Kadri,« Développement d'une commande intelligente d'un moteur à induction alimenté par onduleur de tension PWM. » Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002..
- [33]:** S.Khelfa, « commande vectorielle d'une machine à induction : impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Univ de Batna, Juillet 2001.
- [34]:** S.Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », Thèse de doctorat, Univ de Batna, Décembre 2005.

ANNEXE

Paramètres de la machine asynchrone

A.1.caractéristiques

$f_s = 50 \text{ Hz}$	Fréquence du réseau industriel.
$V_N = 220/380 \text{ V}$	Tension du réseau.
$N_r = 1500 \text{ tr/min}$	Vitesse de rotation du rotor.
$C_m = 25 \text{ N.m}$	Couple résistant nominale.

A.2.Paramètres

$r_s = 3.805 \text{ } \Omega$	Résistance statorique.
$r_s = 4.85 \text{ } \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.426 \text{ H}$	Inductance statorique.
$L_s = 0.426 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.426 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.001 \text{ N.m.s}^{-1}/\text{rad}$	Frottement visqueux.
$p = 2$	Nombre de paires de pôles.

Paramètres des régulateurs

$K_1 = 150$
$K_2 = 220$
$K_3 = 13.5$
$\mu_1 = 0.05$
$\mu_2 = 0.05$
$\mu_3 = 0.8$