

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université -Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Électrotechnique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Électrotechnique
Spécialité : Commandes Électriques
Thème

**Étude comparative d'une commande non linéaire par linéarisation
entrée sortie et commande robuste par mode glissant d'un moteur
asynchrone**

Présenté Par :

- 1) DAOUD ZOUAOUIA
- 2) ZENASNI SAID

Devant le jury composé de :

Dr ZEGAI MOHAMED LAMINE	MCB UAT.B.B (Ain Témouchent)	Président
Dr ALLAM MOHAMED	MCB UAT.B.B (Ain Témouchent)	Examineur
Pr MENDAZ Kheira	Pr UAT.B.B (Ain Témouchent)	Encadrant

Année universitaire 2025/2026



Remerciements

AU NOM DE DIEU

Avant tout, nous remercions **Dieu le Tout-Puissant** de nous avoir accordé la santé, la volonté et le courage nécessaires pour accomplir ce travail.

NOTRE ENCADRANT

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et notre sincère reconnaissance à notre encadrante **Mme Mendaz Kheira**, pour sa disponibilité sans faille, ses orientations précieuses et son encadrement bienveillant tout au long de ce projet. Sa rigueur scientifique et son dévouement ont été pour nous une source d'inspiration constante.

LES MEMBRES DU JURY

Nous exprimons notre sincère reconnaissance aux membres du jury, **M. Zegai Mohamed Amine** et **M. Allam Mohamed**, pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce travail. Nous leur sommes reconnaissants d'avoir consacré leur temps et leur expertise à la lecture et à l'appréciation de ce projet.

LE CORPS ENSEIGNANT

Nos remerciements s'adressent également à l'ensemble du **corps professoral** du Département d'Électrotechnique de l'**Université Belhadj Bouchaib** pour la qualité de la formation dispersée tout au long de notre cursus universitaire et pour leur dévouement au service de la connaissance.

FAMILLE & PROCHES

Enfin, un remerciement du fond du cœur à nos **familles et amis** pour leur amour inconditionnel, leur soutien moral indéfectible et leur patience tout au long de ce parcours. Ce travail est aussi le fruit de leur présence et de leurs encouragements.



Avec toute notre gratitude et notre respect

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail ...

À mes chers parents,

Source inépuisable d'amour, de sacrifices et de soutien indéfectible.

Que Dieu vous garde et vous comble de bonheur.



À ma chère sœur Madiha,

Pour ta tendresse, ta présence et tes encouragements constants.



À mes chers frères Mohamed et Abd Ghani,

Votre fraternité est ma force. Merci pour votre soutien indéfectible.



À ma cousine Ayachi Fadila,

Pour ton affection sincère et tous les beaux moments partagés.



À mon binôme Zenasni Said,

Partenaire de travail, de patience et de persévérance.

Ce travail est le fruit de notre collaboration et de notre amitié.



À toute les membres de ma promo,

Ces années d'études partagées resteront gravées dans ma mémoire.



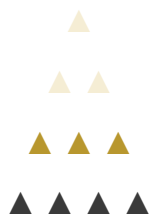
À mes ami(e)s et camarades,

Votre amitié a rendu ce parcours plus doux et plus joyeux.

Je vous dédie ce travail avec toute mon affection.

« Le succès est l'aboutissement des efforts partagés. »

Daoud Zouaouia



DÉDICACE

À travers chaque sommet de ce parcours, je dédie ce travail ...

À mes chers parents,

Votre amour inconditionnel est la fondation de tout ce que je bâtis.
Que Dieu vous protège et vous comble de bonheur éternel.



À mon frère Toufik et sa femme Aynouna,

Pour votre chaleur, votre générosité et votre présence réconfortante.
Vous êtes un sommet de douceur dans ma vie.



À mes chères sœurs Leila et Nana et Ilyana,

Votre tendresse est mon étoile dans les moments sombres.



À ma chère binôme Daoud Zouaouia (samah),

Ensemble nous avons gravi chaque obstacle de ce PFE.
Ce travail porte l'empreinte de notre duo, notre complicité, notre amitié.



À toute les membres de ma promo et mes chères amies,

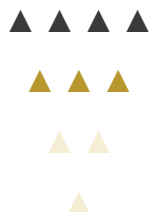
Ce chemin parcouru ensemble restera gravé à jamais dans ma mémoire.



À toute l'équipe Triangle,

Vous avez transformé chaque défi en victoire collective.

« Seul on va vite, ensemble on va loin. »



Zenasni Said



Table des matières



Table des matières

Liste des Figures

Liste des Notations, Symboles et Abréviation

Introduction générale

Chapitre I : Généralité et modélisation de la Machine Asynchrone

I.2	Généralité Sur La Machine Asynchrone.....	2
I.2.1	Définition.....	2
I.2.2	Constitution de la machine asynchrone.....	2
I.2.2.1	Le stator :.....	2
I.2.2.2	Le rotor :.....	3
I.2.2.3	Champ tournant.....	3
I.2.2.4	Entrefer.....	3
I.3	Principe De Fonctionnement De La Machine Asynchrone.....	4
I.4	Modèle De La Machine Asynchrone Triphasée.....	4
I.4.1	Modèle Triphasée <i>abc</i> de la machine asynchrone triphasée.....	5
I.5	Modèle de Park de la machine asynchrone triphasée	8
I.6	Modélisation de la MAS par la représentation d'état.....	10
I.7	Transformation du système triphasé-biphasé (Clark et Concordia).....	11
I.7.1	Présentation d'état de la MAS	13
I.8	Résultat de Simulation	14
I.9	Association MAS-onduleur.....	16
I.9.1	Onduleur triphasée deux niveau	17
I.9.2	La commande MLI.....	18
I.9.2.1	Algorithme de commande	19
I.10	Conclusion	21

Chapitre II : Régulateur de vitesse par mode glissant de MAS

II.1	Introduction.....	22
II.2	Principe d'orientation de flux rotorique.....	22
II.2.1	Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique.....	24
II.3	Principe de la commande par mode glissant	24
II.4	Structure de la commande par mode de glissement	25
II.4.1	Choix de la surface de glissement.....	26
II.4.2	Condition d'existence du mode glissant	27
II.4.2.1	La fonction directe de commutation	27
II.4.2.2	La fonction de Lyapunov	28
II.4.3	Détermination de la loi de commande	29
II.5	Réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement	32

II.6	Simulation de la commande par mode glissement	34
II.6	Résultats et Interprétation	35
II.7	Test de robustesse	37
II.8	Conclusion	40

Chapitre III : Commande par linéarisation entrée-sortie de MAS

III.1	Introduction.....	42
III.2	système mono entrée mono sortie	42
III.3	Système multi-entrées multi-sortie(MIMO)	44
III.4	Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension	46
III.4.1	Représentation d'état non linéaire	46
III.4.2	choix de sortie	48
III.4.3	linéarisation entrée-sortie	48
III.4.4	Loi de commande non linéaire	50
III.4.5	Commande par imposition des pôles	51
III.4.6	Calcul des régulateurs de la commande stabilisante	52
III.5	Simulation de la commande par linéarisation E/S de MAS	54
III.5.1	Démarrage avec introduction de la charge	54
III.5.2	Test de robustesse	55
III.6	Conclusion	59

Conclusion générale

Bibliographie

Résumé



Liste des Figures



Liste des Figures

Chapitre I : Généralité et modélisation de la Machine Asynchrone

Fig.I. 1 : Différentes types de rotor.....	3
Fig.I. 2: Schéma représente la MAS.....	4
Fig.I. 3: Disposition des enroulements de la machine asynchrone triphasée.....	6
Fig.I. 4 : Représentation de la transformation de Park de la MAS.....	8
Fig.I. 5: Transformation triphasé-biphasé.....	12
Fig.I. 6: le modèle de MAS biphasée en utilisant Park.....	14
Fig.I. 7: le modèle de MAS biphasée en utilisant Clark.....	14
Fig.I. 8 : Résultat de vitesse et couple de MAS biphasée en utilisant Park et Clark.....	15
Fig.I. 9 : Résultat de courant et flux de MAS biphasée en utilisant Park.....	16
Fig.I. 10 : Résultat de courant et flux de MAS biphasée en utilisant Clark.....	16
Fig.I. 11 : Association MAS –onduleur triphasée deux niveaux.....	17
Fig.I. 12 : Stratégie de commande à MLI.....	19
Fig.I. 13: Résultat des états de comutation d'interrupteur et Les tensions de sortie de l'onduleur.....	19
Fig.I. 14: Association onduleur Triphasée-MAS biphasée en utilisant Park.....	20
Fig.I. 15: Association onduleur Triphasée-MAS biphasée en utilisant Clark.....	20
Fig.I. 16: Résultat de vitesse et couple l'association onduleur-MAS biphasée en utilisant Park et Clark.....	20
Fig.I. 17: Résultat de flux et courant l'association onduleur-MAS biphasée en utilisant Park et Clark	21

Chapitre II : Régulateur de vitesse par mode glissant de MAS

Fig.II. 1 : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.....	25
Fig.II. 2: Linéarisation exacte de l'écart.....	27
Fig.II. 3: Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	29
Fig.II. 4: Fonction signe (non linéarité tout ou rien).....	30
Fig.II. 5: Phénomène de broutement.de.....	31
Fig.II. 6 : Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et <i>petit</i>).....	31
Fig.II. 7: Fonction SMOOTH ($\varepsilon < 0$ et <i>petit</i>).....	32
Fig.II. 8: Régulateur par mode glissant de vitesse de MAS.....	34
Fig.II. 9: Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associée à la MAS.....	34
Fig.II. 10: Résultat de vitesse de de Régulateur par mode glissant de vitesse.....	35
Fig.II. 11: Résultat de Couple électromagnétique de Régulateur par mode glissant de vitesse.	35
Fig.II. 12: Résultats des courants statoriques de de Régulateur par mode glissant de vitesse.	36

Fig.II. 13: Résultat de Courant rotorique de de Régulateur par mode glissant de vitesse.	36
Fig.II. 14: Résultat de vitesse de de Régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.	37
Fig.II. 15: Résultat de couple électromagnétique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.	37
Fig.II. 16: Résultat de courant statorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.	38
Fig.II. 17 : Résultat de courant rotorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.	38
Fig.II. 18: Résultat de vitesse de la commande par mode glissant avec une variation de l'inductance rotorique.	39
Fig.II. 19: Résultat de couple électromagnétique de la commande par mode glissant avec une variation de l'inductance rotorique.	39
Fig.II. 20 : Résultat de courant statorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de l'inductance rotorique.	39
Fig.II. 21: Résultat de courant rotorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de l'inductance rotorique.	40

Chapitre III Commande par linéarisation entrée-sortie de MAS

Fig.III.1: linéarisation entrée-sortie.	44
Fig.III.2 : linéarisation entrée-sortie MIMO.	45
Fig.III.3 : Système découplé et linéaire.	46
Fig.III.4 : Modèle de MAS sous le repère ($\alpha\beta$).	47
Fig.III.5 : Schéma Bloc de la commande par linéarisation entrée sortie.	53
Fig.III.6: Schéma bloc commande par linéarisation entrée sortie de la MAS -onduleur	53
Fig.III.7 : Résultat de vitesse de la commande par linéarisation entrée sortie.	54
Fig.III.8 : Résultat de Couple électromagnétique de la commande par linéarisation entrée sortie.	54
Fig.III.9 : Résultats des courants statoriques de la commande par linéarisation entrée sortie	54
Fig.III.10 : Résultat de Courant rotorique de la commande par linéarisation entrée sortie	55
Fig.III.11 : Résultat de vitesse de la commande par linéarisation entrée sortie avec une variation de la résistance rotorique.	56
Fig.III.12 : Résultat de couple électromagnétique de la commande par linéarisation entrée sortie avec une variation de la résistance rotorique.	56
Fig.III.13 : Résultat de courant statorique de régulateur par linéarisation entrée sortie de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.	56
Fig.III.14 : Résultat de courant rotorique de la commande par linéarisation entrée sortie avec une variation de la résistance rotorique.	57

Fig.III. 15 : Résultat de la vitesse de la commande linéarisation entrée sortie avec une variation de l'inductance rotorique.....	57
Fig.III.16 : Résultat de couple électromagnétique de la commande linéarisation entrée sortie avec une variation de l'inductance rotorique.....	58
Fig.III.17 : Résultat de courant statorique de régulateur par linéarisation entrée sortie de vitesse avec une variation de de l'inductance rotorique.....	58
Fig.III.18 : Résultat de courant rotorique de régulateur par linéarisation entrée sortie de vitesse avec une variation de de l'inductance rotorique.....	58



Liste des Notations et Symboles



1. Liste des Abréviations

Abréviation	Signification Complète / Définition
MAS	Machine Asynchrone à cage d'écureuil
MCC	Machine à Courant Continu
MIMO	Multi-Entrées Multi-Sorties (Multi-Input Multi-Output)
SISO	Mono-Entrée Mono-Sortie (Single-Input Single-Output)
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)
OFR	Orientation du Flux Rotorique (FOC – Field Oriented Control)
SMC	Commande par Mode Glissant (Sliding Mode Control)
IOL	Linéarisation Entrée-Sortie (Input-Output Linearization)
RM, MC	Mode de convergence vers la surface (Reaching Mode)
SM, MG	Mode de glissement sur la surface (Sliding Mode)
SS, MRP	Régime permanent (Steady State)
SAT	Fonction de Saturation
E/S	Entrée-Sortie
PI	Contrôleur Proportionnel-Intégral

2. Liste des Notations et Symboles

Symbole	Description	Unité SI / Nature
Repères et Transformations		
α, β	Axes du repère Clarke/Concordia	—
d, q	Axes du repère de Park	—
Θ	Angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique	rad
θ_a	Angle de rotation du repère (d,q)	rad
θ_s	Angle de la transformation pour le référentiel lié au champ tournant	rad
θ_r	Angle de rotation du rotor par rapport au stator	Rad
$P(\theta_a)$	Matrice transformation de Park	—
T_{23}/C_{23}	Matrices de transformation Concordia / Clarke	—
V_s, V_r	Vecteurs tension statorique et rotorique	[V] (Volt)
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Vecteur tension statorique (repère fixe $\alpha\beta$)	[V] (Volt)
V_{sd}, V_{sq}	Vecteur tension statorique (repère tournant dq)	[V] (Volt)
i_s, i_r	Vecteurs courant statorique et rotorique	[A] (Ampère)
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Vecteur courant statorique (repère fixe $\alpha\beta$)	[A] (Ampère)
i_{sd}, i_{sq}	Vecteur courant statorique (repère dq)	[A] (Ampère)
i_{rd}, i_{rq}	Vecteur courant rotorique (repère dq)	[A] (Ampère)
ϕ_{sabc}, ϕ_{rabc}	Vecteurs flux statorique et rotorique	[Wb] (Weber)
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	Vecteur flux rotorique (repère fixe $\alpha\beta$)	[Wb] (Weber)
Ψ_{sd}, Ψ_{sq}	Flux statorique (repère dq)	[Wb] (Weber)
Ψ_{rd}, Ψ_{rq}	Flux rotorique (repère dq)	[Wb] (Weber)
ϕ_r^2	Carré de la norme du flux rotorique	[Wb]
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique	[Ω] (Ohm)
L_s, L_r	Inductances propres cycliques du stator et du rotor	[H] (Henry)
L_m / M	Inductance mutuelle cyclique	[H] (Henry)
M_0	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique	[H] (Henry)
L_{ss}, L_{rr}	Matrices des inductances propres statoriques et rotoriques	[H] (Henry)
M_s, M_r	Inductances mutuelles entre deux phases statoriques / rotoriques	[H] (Henry)
$T_s, (T_r = \tau_r)$	Constantes de temps électrique du stator et du rotor	[S] (Seconde)
$\sigma = \delta$	Coefficient de dispersion globale de Blondel	Sans unité
Ω_r / Ω	Vitesse de rotation angulaire du rotor	[rad/s]
Ω_r	Vitesse mécanique de synchronisme du champ tournant	[rad/s]

ω_s	Pulsation des courants électriques statoriques	[rad/s]
ω_r	Pulsation ou vitesse électrique interne du rotor	[rad/s]
Ω	Pulsation de glissement électrique	[rad/s]
G	Glissement	—
n_s	Vitesse synchrone de rotation du champ tournant	tr/min
f_s	Fréquence du courant statorique	[Hz]
P	Nombre de paires de pôles de la machine	
C_e / C_{em}	Couple électromagnétique	[Nm]
C_r	Couple résistant	[Nm]
J	Moment d'inertie global	[Kg m ²]
f (ou K_f)	Coefficient de frottement	[N m s/rad]
<i>Orientation du Flux Rotorique (OFR / FOC)</i>		
ϕ_{rref}	Valeur de référence du flux rotorique	[Wb] (Weber)
K	Constante de couple de la MCC	—
I_a	Courant d'armature de la MCC	[A] (Ampère)
k_f	Constante de flux de la MCC	—
I_f	Courant d'excitation de la MCC	[A] (Ampère)
<i>Outils Spécifiques à la Commande par Mode Glissant (SMC)</i>		
S(x)	Surface de glissement	—
S_Ω	Surface de glissement vitesse	[rad/s]
$\frac{dS(x)}{dt}$	Dérivée temporelle de la surface de glissement	[s ⁻¹]
Λ	Paramètre de pente (bande passante) de la surface de glissement	—
N	nombre de dérivations	Entier
e(x)	Erreur de poursuite : $e = x_{ref} - x$	—
V(x)	Fonction candidate de Lyapunov	—
U	Loi de commande totale du mode glissant	—
U_{eq}	Commande équivalente	—
U_n	Commande discontinue (de commutation)	—
I_{sq}^{eq}	Composante équivalente du courant Isq	[A] (Ampère)
I_{sq}^d	Composante discontinue du courant Isq	[A] (Ampère)
K_x	Gain de la commande discontinue	—
E	Épaisseur de la couche limite dans SAT	—
sign(.)	Fonction signe : +1 si $S > 0$, -1 si $S < 0$	
smooth(.)	Fonction smooth (tanh)	
<i>Outils Spécifiques à la Linéarisation Entrée-Sortie (IOL)</i>		
X	Vecteur d'état non linéaire	
U	Vecteur d'entrée / commandes physiques	
Y	Vecteur des sorties physiques	
v_1, v_2	Nouvelles variables d'entrée	—
h(x)	Fonction non linéaire définissant le profil des sorties	Fonction

$L_f h(x)$	Dérivée de Lie de 1 ^{er} ordre de h	Opérateur
$L_f^2 h(x)$	Dérivée de Lie d'ordre supérieur (ordre 2) de h	Opérateur
$L_g h(x)$	Crochet de Lie	Opérateur
$\delta (\delta_1, \delta_2)$	Degrés relatifs associés aux sorties contrôlées	Entiers
$D(x)$	Matrice de découplage non linéaire du système	Matrice
$\Phi(x)$	Changement des coordonnées d'état (difféomorphisme)	Transformation
$\varepsilon(x)$	Vecteur de termes non linéaires	—
e_1, e_2	Erreurs de poursuite	—
$k_{a1}, k_{a2},$	Gains de synthèse stabilisation de la boucle vitesse	Scalars
k_{b1}, k_{b2}	Gains de synthèse stabilisation de la boucle flux	Scalars
ε	Coefficients d'amortissement cibles en boucle fermée	—
ω_{n1}, ω_{n2}	Pulsations propres de régulation linéaire	[rad/s]
T_{r1}, T_{r2}	Temps de réponse	[s] (Seconde)
Ω_{ref}	Valeur de consigne (référence) de vitesse	[rad/s]
φ_{r-ref}^2	Valeur de consigne (référence) du carré du flux rotorique	[Wb]
X, Y, U	Matrices d'état, de sortie et de commande	—
A, B, C, D	Matrices dynamique (représentation d'état)	—



Introduction générale



Introduction générale

Dans le secteur industriel, le choix des moteurs électriques a toujours été stratégique. Pendant des décennies, on a surtout utilisé les moteurs à courant continu parce qu'ils étaient vraiment faciles à piloter en vitesse et en couple. Mais ils avaient un gros point faible : leurs balais mécaniques s'usaient vite, ce qui demandait trop de maintenance.

C'est pour cela que l'industrie s'est tournée vers la machine asynchrone, qui est beaucoup plus robuste et économique. Le seul souci, c'est que son comportement mathématique est très compliqué à cause de ses variables qui s'influencent toutes entre elles. Il a fallu utiliser des commandes capables de gérer cette complexité.

Aujourd'hui, on ne veut plus seulement faire tourner le moteur, on cherche la précision absolue et la rapidité, même dans des conditions difficiles. Le problème majeur est que la machine asynchrone change de comportement durant leur fonctionnement. Par exemple, quand elle chauffe, sa résistance interne varie, ce qui fausse complètement les calculs des régulateurs classiques. Les commandes basiques montrent vite leurs limites dès que la charge varie ou que le moteur subit des perturbations. Notre travail de PFE est de présenter deux commandes : l'une est avancée qui est la commande par mode glissant et l'autre non linéaire c'est la commande par linéarisation entrée-sortie.

L'objectif principal de notre projet est de faire une comparaison directe et concrète entre ces deux types de commandes. Pour présenter notre démarche de manière claire, ce mémoire est organisé en trois chapitres :

- ❖ **Le premier chapitre** nous commençons par une présentation générale de la MAS alimentée en tension triphasée sinusoïdale. Ensuite nous exprimons le comportement de la MAS grâce à la transformation de Park. En même temps, nous modélisons l'onduleur triphasé deux niveaux à partir de ses fonctions de commutation et de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion choisie (MLI). C'est l'interconnexion de ces deux entités qui nous permet d'aboutir à un modèle d'état global du système. Cette configuration finale représente la structure de base requise pour tester et valider les lois de commande dans les chapitres suivants.
- ❖ **Le deuxième chapitre** sera dédié à la commande par mode glissant où nous présentons les notions de base de cette commande notamment la définition des surfaces de glissement et l'utilisation du critère de Lyapunov, après nous passons à l'application concrète de cette stratégie pour la régulation de la vitesse de la machine.

asynchrone (MAS). Enfin, nous terminons ce chapitre en présentant les résultats de simulation de l'association globale MAS-onduleur et le régulateur par mode glissant de vitesse de MAS, après en test l'effet de variation paramétrique interne sur le régulateur par mode glissant de vitesse.

- ❖ **Le troisième chapitre** sera consacré à la commande par linéarisation entrée-sortie. Dans un premier temps, nous présentons la base théorique et les étapes de calcul de cette approche, en insistant sur la notion de degré relatif et le choix du changement de coordonnées. Ensuite, nous passons à l'application de cette technique sur la machine asynchrone (MAS). Pour finir, nous terminons ce chapitre en exposant les résultats de cette commande, après en testons la robustesse de cette commande contre l'effet de variation paramétriques internes.

Notre travail se termine par des références bibliographiques et une conclusion générale.

CHAPITRE I:

Généralité et Modélisation de Moteur Asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone ou machine à induction est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone ; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. IL permet aussi la réalisation d'entraînement à vitesse variable et il occupe une place importante dans ce domaine. Le modèle mathématique d'une machine asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.[1]

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé et sa transformation dans le système biphasé.

I.2 Généralité Sur La Machine Asynchrone

I.2.1 Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [2]

I.2.2 Constitution de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone constituée par :

I.2.2.1 Le stator

C'est la partie fixe, analogue au stator d'une machine synchrone sous forme d'une carcasse ferromagnétique feuilletée comportant un enroulement triphasé, il peut être couplé en étoile ou en triangle alimenté par un système triphasé. [3]

I.2.2.2 Le rotor

C'est la partie tournante, le rotor d'une MAS se compose d'un cylindre feuilleté, dont la surface comporte des encoches, dans lesquelles sont logés des enroulements de deux genres différents à savoir le rotor bobiné et à cage (Figure I.1). Il n'est relié à aucune alimentation et il tourne à une vitesse de rotation Ω . [3]

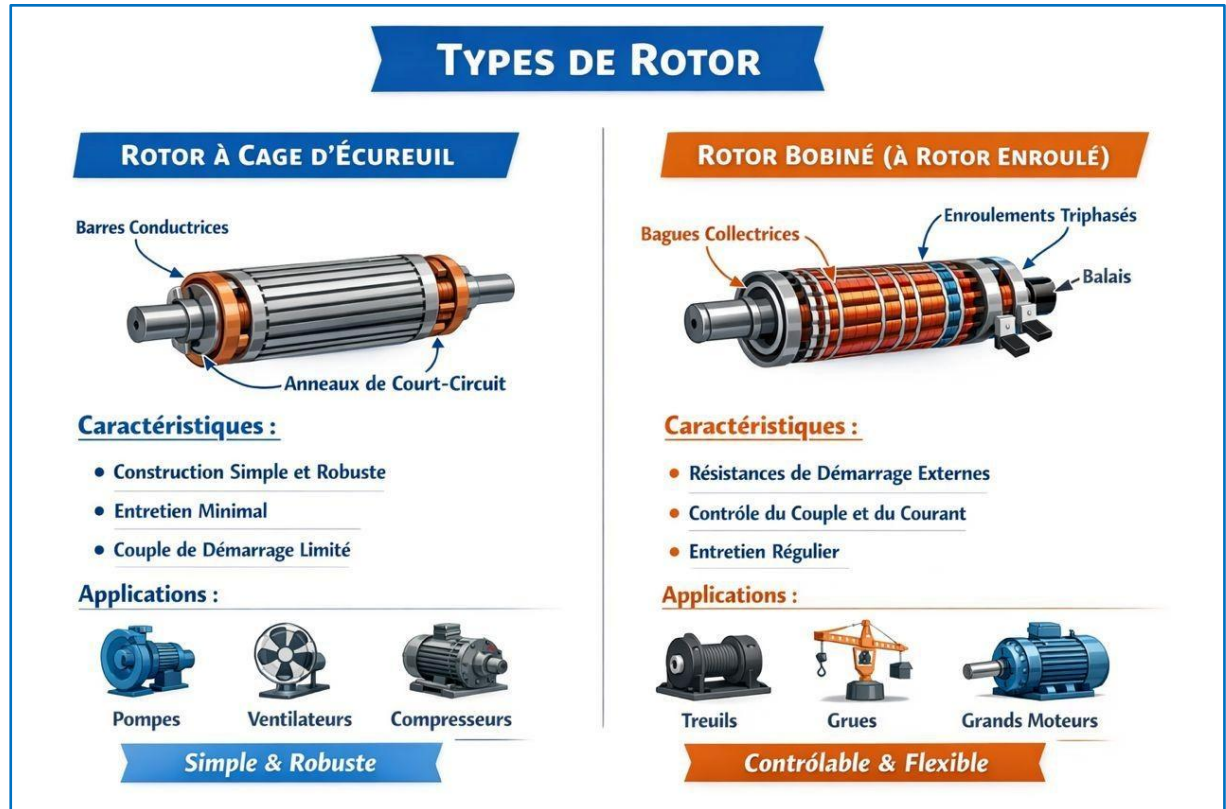


Fig.I. 1 : Différentes types de rotor

I.2.2.3 Champ tournant

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme [4]:

$$n_s = \frac{60 f_s}{p} \quad (I.1)$$

- n_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en (tr/mn).
- f_s : la fréquence du courant statorique
- p : nombre de paires de pôles

I.2.2.4 Entrefer

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor

La Figure I.2 présente les constitutions de MAS.

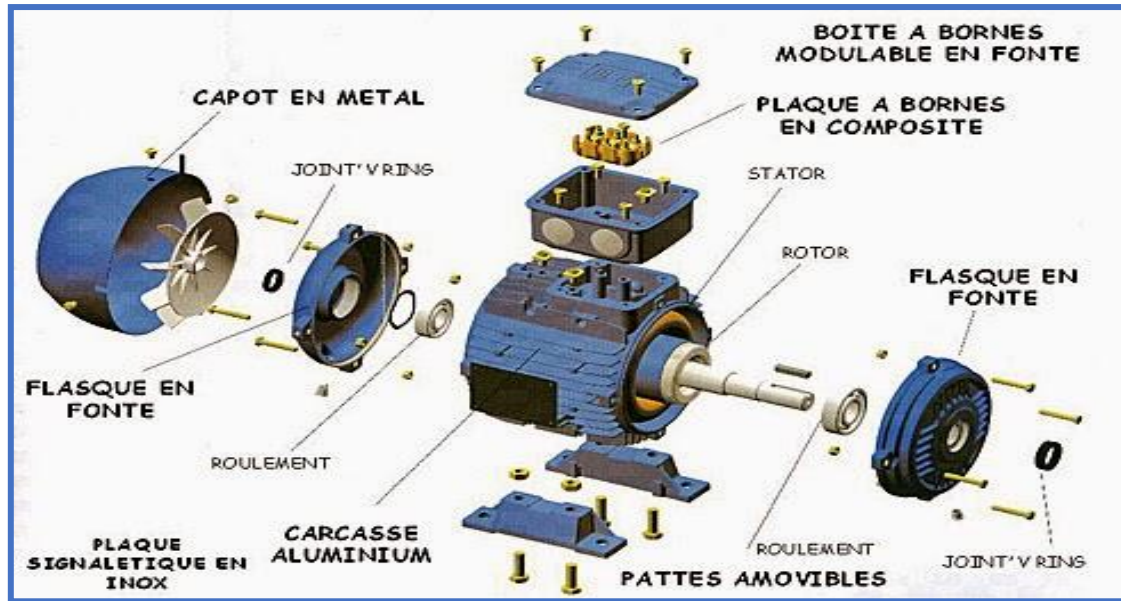


Fig.I. 2: Schéma représente la MAS

I.3 Principe De Fonctionnement De La Machine Asynchrone

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [5].

I.4 Modèle De La Machine Asynchrone Triphasée

Pour atteindre de bonnes performances dynamiques dans la commande des machines asynchrones, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui représente fidèlement le comportement de la machine non seulement en régimes permanents mais également en régimes transitoires[6]. Les différents modèles développés en littérature sont basés sur un certain nombre d'hypothèses classiques à savoir :

- La répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices.
- Le phénomène d'hystérésis et la saturation du circuit magnétique sont négligés.
- L'entrefer est constant.
- Les résistances ne varient pas avec la température.[7][8]

Si ces hypothèses sont suffisantes pour simplifier l'étude et assurer une certaine linéarité entre les grandeurs électriques et magnétiques, la mise en œuvre du modèle linéaire se heurte à des difficultés.

En effet la machine asynchrone triphasée tant au stator qu'au rotor, le cas d'une machine à cage pouvant être traité comme une machine à rotor bobiné équivalent, présente dans les équations de fonctionnement des termes en fonction du temps. L'utilisation des transformations de Park, Clark etc. Permet de lever cette difficulté et de simplifier les équations.

I.4.1 Modèle Triphasée *abc* de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone est constituée de trois enroulements logés symétriquement dans les encoches du stator et de la cage conductrice intégrée au rotor. Indépendamment de la technique employée, le rotor est assimilable à trois enroulements identiques parfaitement symétriques et en court-circuit. La Figure (I.3) donne une représentation symbolique de la machine où les enroulements statoriques sont déphasés de $2\pi/3$ dans l'espace. La cage du rotor peut être modélisée aussi par trois enroulements déphasés de $2\pi/3$. L'angle θ représente la position du rotor.[9]

Pour établir les équations de fonctionnement de la machine asynchrone triphasée nous utilisons les vecteurs de variables suivants :

$V_s (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc})$: Vecteur des tensions instantanés des phases a, b et c statoriques.

$I_s (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc})$: Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c statoriques.

$\psi_s (\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc})$: Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques.

$V_r (V_{ra}, V_{rb}, V_{rc})$: Vecteur des tensions instantanés des phases a, b et c rotoriques.

$I_r (I_{ra}, I_{rb}, I_{rc})$: Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c rotoriques.

$\psi_r (\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc})$: Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques.

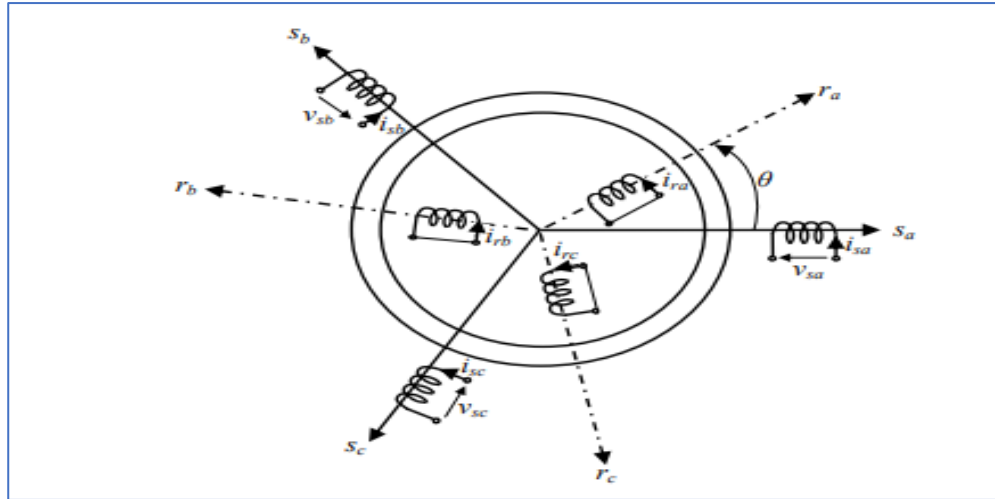


Fig.I. 3: Disposition des enroulements de la machine asynchrone triphasée

- **Equations des tensions**

La symétrie de la machine asynchrone dans le cas d'une alimentation sinusoïdale équilibrée permet d'écrire les équations des tensions sous la forme matricielle suivante :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] \quad (I.2)$$

$$[V_{rabc}] = 0 = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{rabc}] \quad (I.3)$$

Où :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

- R_s Et R_r : Les résistances des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS.

- ❖ **Equations des flux :**

Les hypothèses précédemment citées, entraînent les relations suivantes entre flux et courants, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\psi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (I.5)$$

$$[\psi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (I.6)$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

- L_{ss} Et L_{rr} : Les inductances propres statoriques et rotoriques.
- M_s Et M_r : Les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la MAS, respectivement.
- M_0 : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
- θ : L'angle électrique entre une phase statorique et une autre rotorique.

❖ Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la Co-énergie.

$$C_{em} = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Les sous matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ contiennent des termes constants, seules les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle θ , la relation (I.9) se simplifie à :

$$C_{em} = [I_s]^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [M_{sr}] \right) [I_r] \quad (I.10)$$

❖ Equation mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques et les grandeurs mécaniques. Ainsi, pour compléter le modèle, nous devons ajouter l'équation mécanique déduite à partir de loi fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.11)$$

Où :

- C_{em} : Le couple électromagnétique de la MAS.
- C_r : Le couple résistant (statique) à l'arbre de la MAS.
- J : Le moment d'inertie.
- K_f : Le coefficient de frottement.

- Ω : La vitesse angulaire mécanique du rotor.

I.5 Modèle de Park de la machine asynchrone triphasée

D'après le modèle électromécanique complet de la machine asynchrone triphasée et conformément aux hypothèses simplificatrices, on peut constater que le système d'équations n'est pas simple et certaines matrices d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires.

Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Park est utilisée pour obtenir une formulation plus simple. Ainsi les enroulements statoriques et rotoriques sont transformés en enroulements orthogonaux[10]. Il nous a paru utile d'attribuer aux enroulements triphasés du stator et du rotor deux enroulements biphasé équivalent comme suit :

- L'enroulement triphasé du stator (**abc**) va correspondre l'enroulement (**dq**) qui tourne à la vitesse arbitraire $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ par rapport au stator qui est fixe.
- L'enroulement triphasé du rotor (**abc**) va correspondre l'enroulement (**dq**) qui tourne à la vitesse $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$, par rapport au rotor qui tourne à la vitesse angulaire de rotation $\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt}$.

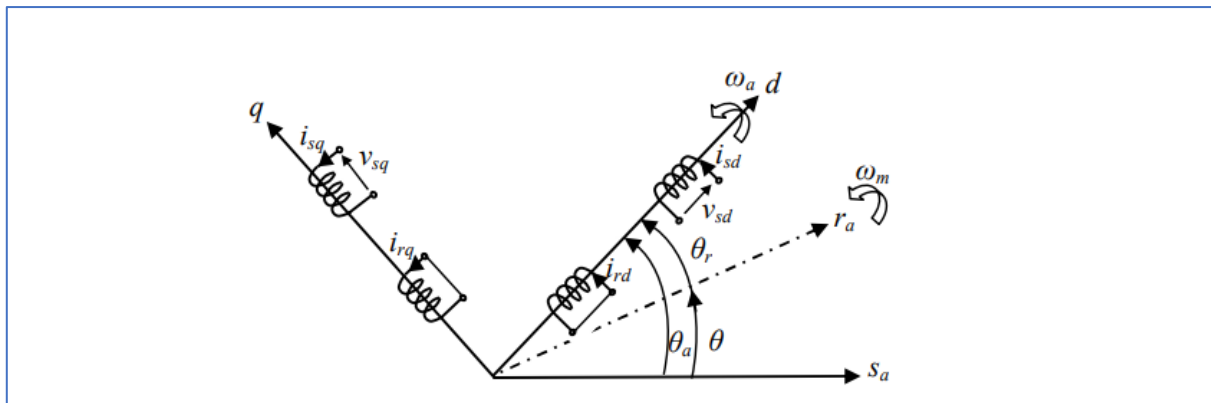


Fig.I. 4 : Représentation de la transformation de Park de la MAS

Le choix du référentiel dépend de l'angle de la transformation, pour $\theta_a = 0$ ou $\theta_a = \theta$ le référentiel sera lié respectivement au stator ou au rotor tandis que pour $\theta_a = \theta_s$, le référentiel sera lié au synchronisme. Nous considérons que la machine est symétrique et équilibrée de ce fait la composante homopolaire sera négligée. Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme la montre la Figure. (I.4). Donc en définir une matrice

de Park [P], permettant le passage des composantes triphasés (a, b, c) aux composantes biphasés (d, q) tel que :

$$[x_{dq}] = [P(\theta_a)][x_{abc}] \quad (\text{I.12})$$

$$[x_{abc}] = [P(\theta_a)]^{-1}[x_{dq}] \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$[P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_a) & \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

- θ_a Représente l'angle de rotation du repère (d,q), $\theta_a = \theta_s$ pour les grandeurs statoriques.
- $\theta_a = \theta_r$ Pour les grandeurs rotoriques.

❖ Equations des tensions

Les équations des tensions de la MAS dans le référentiel arbitraire (d, q) sont données par :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_s \Psi_{sq} \quad (\text{I.15})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_s \Psi_{sd} \quad (\text{I.16})$$

$$V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rq} \quad (\text{I.17})$$

$$V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Psi_{rd} \quad (\text{I.18})$$

Respectivement :

- $V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq}$: Les tensions statoriques et rotoriques directs et en quadrature.
- $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$: Les courants statoriques et rotoriques directs et en quadrature.
- $\Psi_{sd}, \Psi_{sq}, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}$: Les flux statoriques et rotoriques directs et en quadrature.

❖ Equations des flux

Les équations de flux sont obtenues à partir du système d'équations suivant :

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{I.19})$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (\text{I.20})$$

$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{I.21})$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{I.22})$$

Respectivement :

- L_s Et L_r : Les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la MAS.

- **M** : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (inductance magnétisante).

Où :

- $L_s = l_s - m_s$
- $L_r = l_r - m_r$
- $M = \frac{3}{2} M_0$

❖ **Expression du couple électromagnétique**

L'expression du couple est obtenue en appliquant la transformation de Park est donnée par les relations suivantes :

$$C_{em} = p(\Psi_{rq}i_{rd} - \Psi_{rd}i_{rq}) \quad (I.23)$$

$$C_{em} = p(\Psi_{sd}i_{sq} - \Psi_{sq}i_{sd}) \quad (I.24)$$

$$C_{em} = pM(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (I.25)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\Psi_{sd}i_{rq} - \Psi_{sq}i_{rd}) \quad (I.26)$$

I.6 Modélisation de la MAS par la représentation d'état

L'équation d'état proprement dite est l'équation différentielle qui indique comment les variables d'état varient sous l'effet des entrées, cela est possible grâce à la connaissance de l'état du système à l'instant t_0 .

Pour notre cas, le moteur est alimenté en tension, les variables de commande principales sont alors V_{sd} et V_{sq} .

La représentation d'état la plus générale pour les systèmes linéaires est la suivante en continue :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t)$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t)$$

Où :

- **X** : vecteur qui représente les variables d'états ;
- **Y** : vecteur qui représente les mesures ;
- **U** : vecteur qui représente les commandes ;
- **A** : matrice de dynamique ;
- **B** : matrice de commande ;
- **C** : matrice d'observation ;
- **D** : matrice d'action directe.

Les matrices A, B, C, D sont souvent invariantes selon le temps, elles deviennent alors des matrices constantes et on parle de représentation d'état continue indépendante du temps.

Nous avons présenté le cas linéaire, mais nous pouvons généraliser la formule pour le cas non linéaire par :

$$\dot{X} = f(X, U)$$

$$Y = D(X, U)$$

Ses variables d'état seront exprimées en fonction des grandeurs de commande choisies selon la représentation d'état suivante :

Pour les courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{l_m}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{l_m}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (I.27)$$

On remplace dans les flux statoriques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \left(L_s - \frac{l_m^2}{L_r} \right) I_{ds} + \frac{l_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = \left(L_s - \frac{l_m^2}{L_r} \right) I_{sq} + \frac{l_m}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.28)$$

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r l_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r l_m}{L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{l_m}{L_r} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r l_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{ds} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r l_m}{L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{l_m}{L_r} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (I.29)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r l_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r l_m}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \omega \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.30)$$

I.7 Transformation du système triphasé-biphasé (Clark et Concordia)

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha \beta$. Il existe principalement deux Transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $\frac{2}{3}$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.[11]

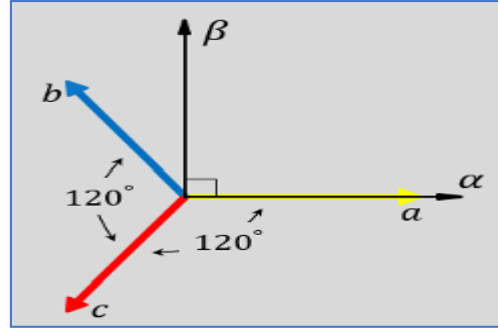


Fig.I. 5: Transformation triphasé-biphasé

Le tableau I.1 présente le passage de système triphasé en biphasé en utilisant Concordia et Clarke.

Tableau.I. 1: Transformation de Concordia et Clarke

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé $\alpha\beta$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = T_{23}[x_{abc}]$ $\text{avec } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{\alpha\beta}] = C_{23}[x_{abc}]$ $\text{avec } C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
Passer d'un système triphasé $\alpha\beta$ vers un système diphasé abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = T_{32}[x_{\alpha\beta}]$ $\text{avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ c-à-d } [x_{abc}] = C_{32}[x_{\alpha\beta}]$ $\text{avec } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Nous allons utiliser la transformation de Clark dans notre modélisation. Son application aux équations de la machine écrites ci-dessous donne :

$$C_{23}[V_{abcs}] = [v_{\alpha\beta s}] = C_{23} \left\{ R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \right\} \quad (I.31)$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s C_{23}[i_{abcs}] + \frac{d}{dt} C_{23}[\varphi_{abcs}] \quad (I.32)$$

$$[V_{\alpha\beta s}] = R_s [i_{\alpha\beta s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{\alpha\beta s}] \quad (I.33)$$

On a alors réduit le système de trois équations à un système à deux équations.

De même pour le rotor

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{\alpha\beta r}] \quad (I.34)$$

I.7.1 Présentation d'état de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (I.35)$$

Avec :

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

$$[U] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}] : \text{Vecteur de commande}$$

$$[A] = \text{Matrice évaluation d'état du système}$$

$$[B] = \text{Matrice du système de commande}$$

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_t}{L_s\sigma}\right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \phi_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \phi_{r\beta} + \frac{1-\sigma}{L_s\sigma} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (I.36)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ Et } T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{constante de temps statorique et rotorique}$$

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s\sigma} & 0 & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{L_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \omega & \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (α, β) , la matrice $[A]$ devient

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_s\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{L_s\sigma} & -\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega & \frac{1-\sigma}{MT_s\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r}(\omega_s - \omega_r) & \\ 0 & 0 & \frac{M}{T_r}(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.40)$$

I.8 Résultat de Simulation

Les Figures (I.6) et (I.7) ; montre l'alimentation de MAS sous réseaux triphasé équilibré, comme il montre le modèle de MAS biphasée en utilisant Park et le modèle de MAS biphasée en utilisant Clark.

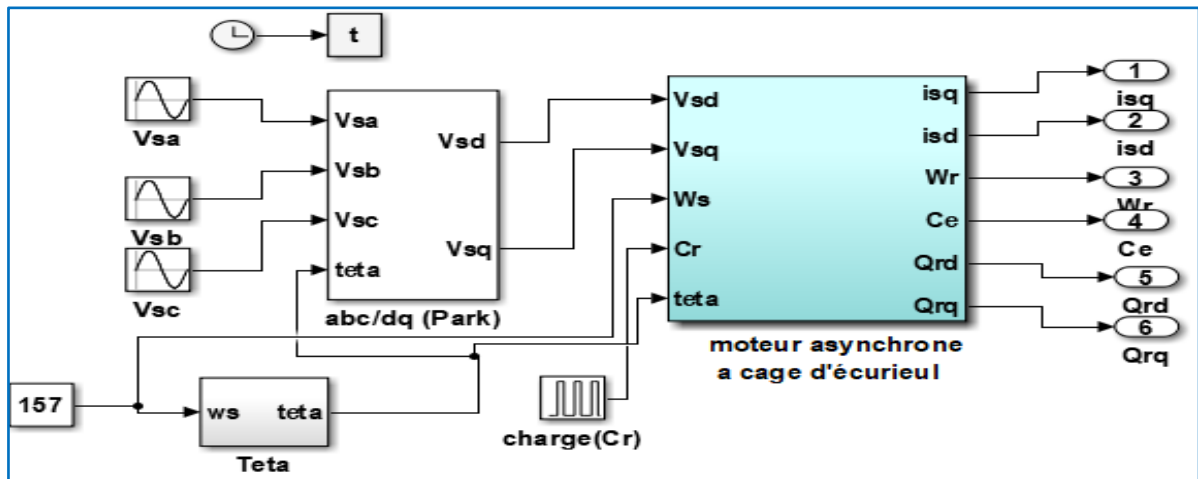


Fig.I. 6: le modèle de MAS biphasée en utilisant Park

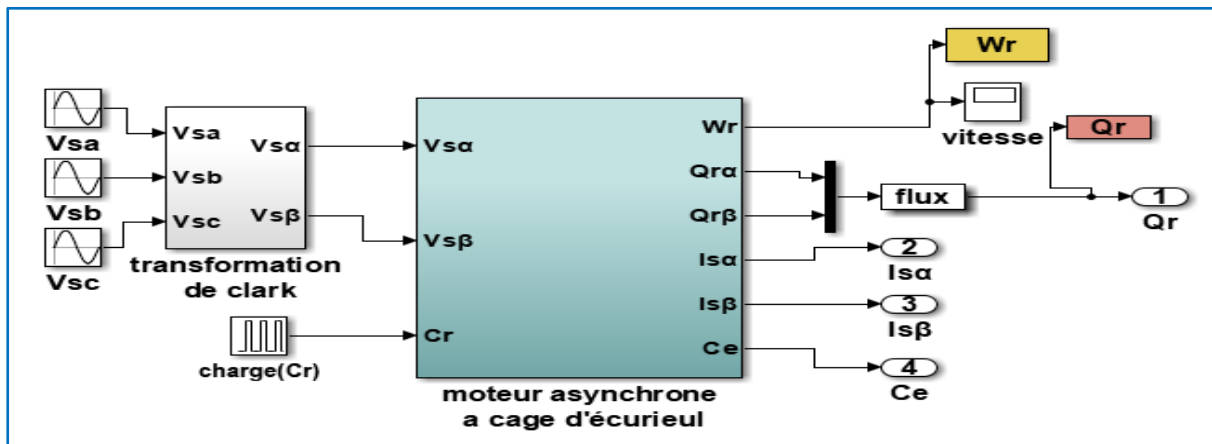


Fig.I. 7: le modèle de MAS biphasée en utilisant Clark

En va simuler la machine asynchrone alimenté directement par une tension triphasée, avec une application d'une charge ($C_r=10\text{N.m}$) à l'instant $t= [1.5\text{s}, 2.5\text{s}]$.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157 rad/s) (FigureI.8). Concernant le courant statorique atteint une valeur crête (FigureI.9 et Figure (I.10)), due au fort appel du courant de démarrage afin de générer un couple électromagnétique qui prends des oscillations qui expliquent bien le bruit au démarrage de la machine, après il se stabilise à une valeur nulle (FigureI.8). Ainsi qu'aux premier temps les flux rotoriques prennent des oscillations après se stabilise (FigureI.9 et Figure (I.10)).

Au moment de l'application de couple résistant (charge mécanique) de 10 (N.m) à l'instant $t= [1.5\text{s}, 2.5\text{s}]$ la courbe de la vitesse diminue et se stabilise à une valeur 145 rad/s, également le couple électromagnétique tend vers le couple de charge.

Le flux statorique son amplitude est diminution, le courant statorique présente une augmentation de l'amplitude due à l'application de couple résistant.

En remarque que les résultats de simulation (vitesse, couple, courant et flux) de modèle de MAS biphasée en utilisant Clark plus oscillé que MAS biphasée en utilisant Park.

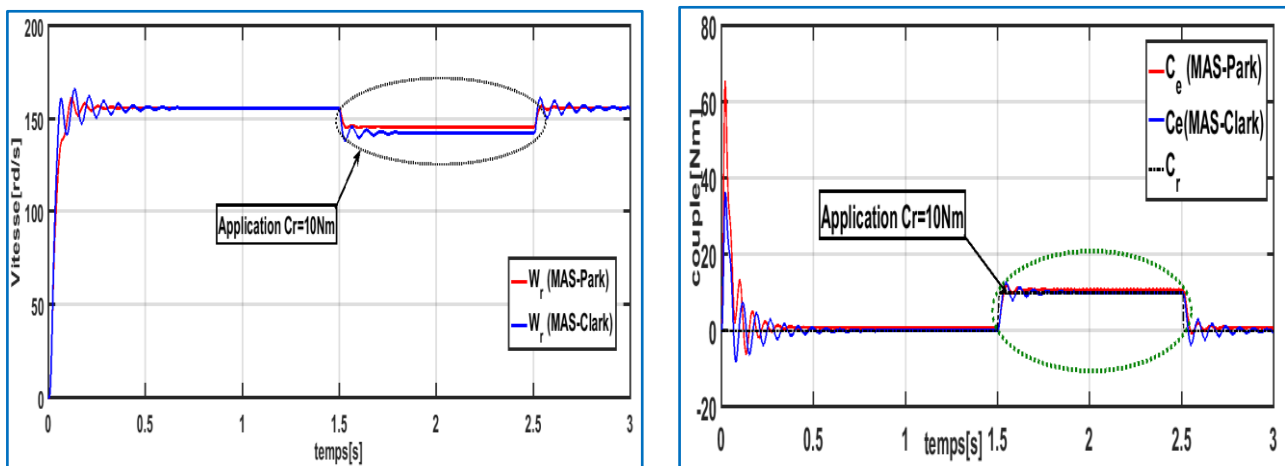


Fig.I. 8 : Résultat de vitesse et couple de MAS biphasée en utilisant Park et Clark

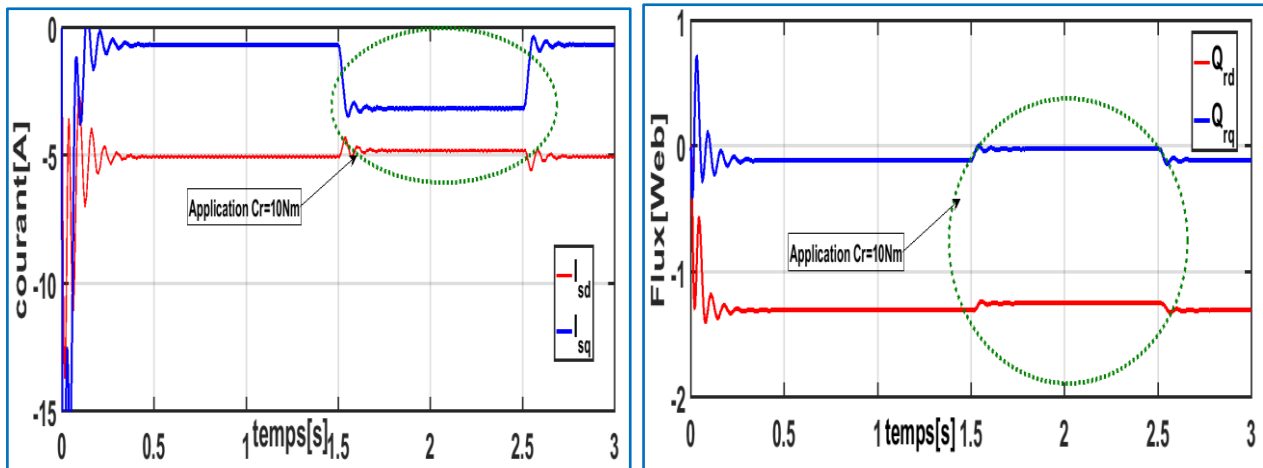


Fig.I. 9 : Résultat de courant et flux de MAS biphasée en utilisant Park

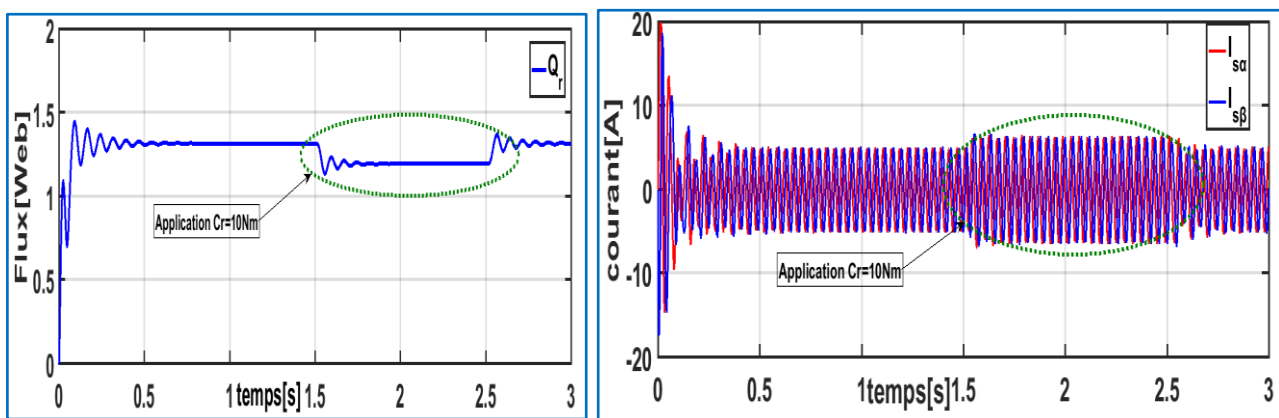


Fig.I. 10 : Résultat de courant et flux de MAS biphasée en utilisant Clark

I.9 Association MAS-onduleur

Les onduleurs sont utilisés pour convertir une source d'alimentation continue à une alimentation alternative. Ils sont généralement utilisés dans les applications suivantes :

- Alimentations continue alternative (CA) à tension et fréquence variable dans les dispositifs d'entraînement à vitesse variable (ASD) tels que les entraînements de moteurs à induction, les entraînements de machines synchrones
- Alimentations CA à tension régulée constante, telles que des alimentations sans coupure (UPS)

Les composantes d'électronique de puissance (interrupteurs) sont déterminées par le niveau de la puissance et la fréquence de commutation.[12]

I.9.1 Onduleur triphasée deux niveaux

Onduleur triphasé à deux niveaux est généralement utilisé pour les applications de moyennes puissances.

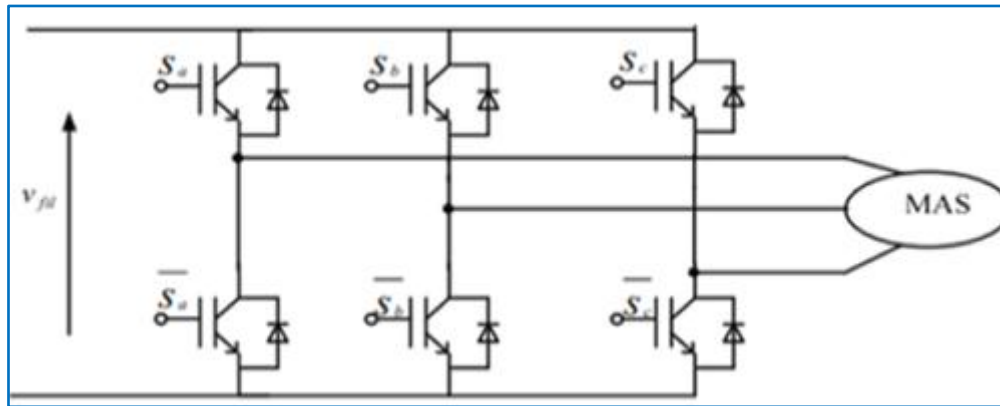


Fig.I. 11 : Association MAS –onduleur triphasée deux niveaux

On peut exprimer, les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs. On définit pour les variables S_a , S_b et S_c en fonction de l'état des commutations dans les trois branches du convertisseur.

- Branche a:

$S_a = 0$ Si T_1 est ouvert et T_4 est fermé.

$S_a = 1$ Si T_1 est fermé et T_4 est ouvert.

- Branche b:

$S_b = 0$ Si T_2 est ouvert et T_5 est fermé.

$S_b = 1$ Si T_2 est fermé et T_5 est ouvert.

- Branche c:

$S_c = 0$ Si T_3 est ouvert et T_6 est fermé.

$S_c = 1$ Si T_3 est fermé et T_6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (I.41)$$

Les tensions simples forment un système de tension triphasée équilibrée, alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (I.42)$$

Les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.43)$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

I.9.2 La commande MLI

La commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus- triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse[13]. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$V_{sa}(t) = V_{max} \sin(2\pi f \cdot t) \quad (I.45)$$

$$V_{sb}(t) = V_{max} \sin(2\pi f \cdot t - 2\pi/3) \quad (I.46)$$

$$V_{sc}(t) = V_{max} \sin(2\pi f \cdot t - 4\pi/3) \quad (I.47)$$

L'équation de la fonction porteuse est donnée par:

$$V_p = \frac{2}{\pi} V_{pm} \cdot \arcsin(\cos(2\pi f_p \cdot t)) \quad (I.48)$$

Avec :

$$V_{pm} = \frac{V_{max}}{r} \text{ et } f_p = m \cdot f$$

Où:

- m: Indice de modulation.
- f : Fréquence de la tension de référence.
- r: Indice de réglage.
- V_{max} : Amplitude de la tension de référence.
- V_{pm} : Valeur crête de l'onde de modulation.
- f_p : Fréquence de la porteuse.

I.9.2.1 Algorithme de commande

L'algorithme de commande de la stratégie sinus-triangle pour un onduleur à deux niveaux pour un bras peut être résumé en deux étapes, avec tension polaire entre phase et neutre fictif.

$$\text{Etape 1 : } \begin{cases} V_{ref} \geq V_p \Rightarrow V_k = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{ref} \leq V_p \Rightarrow V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (I.49)$$

$$\text{Etape 2 : } \begin{cases} V_k = \frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -\frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (I.50)$$

La figure (I.12) présente la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

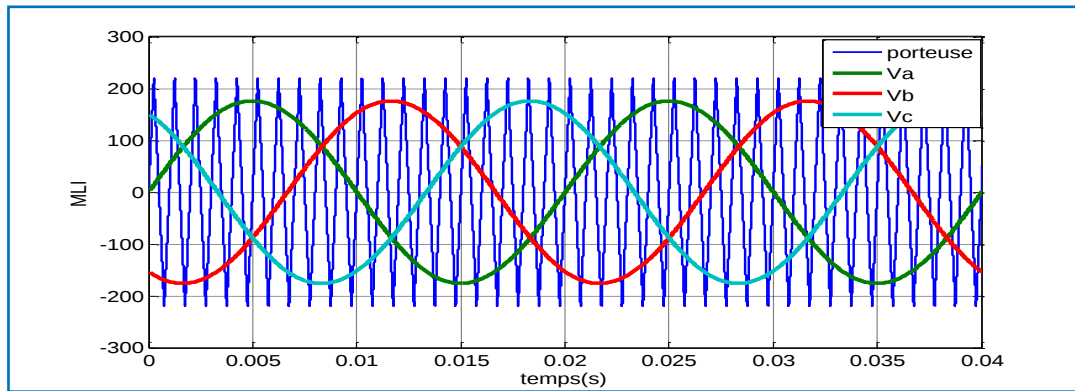


Fig.I. 12 : Stratégie de commande à MLI

La figure (I.13) présente les états de commutation dans les trois branches de l'onduleur, ainsi les tensions de sortie de l'onduleur qui prennent la forme de créneaux.

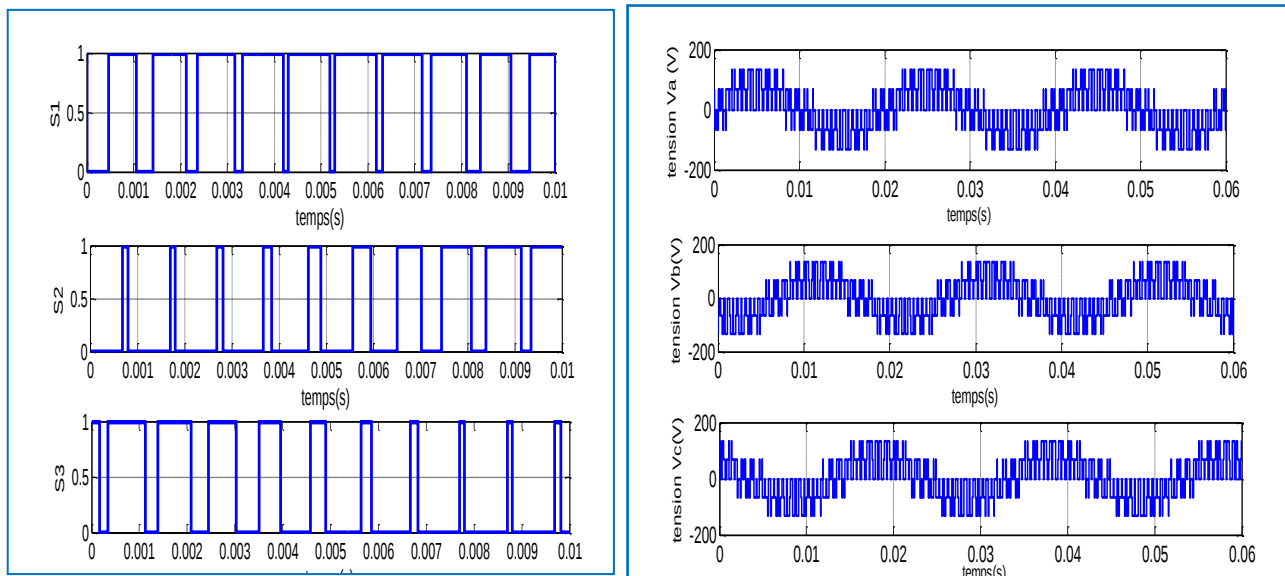


Fig.I. 13: Résultat des états de commutation d'interrupteur et Les tensions de sortie de l'onduleur

La figure (I.14) et la Figure (I.15) présente l'association onduleur-MAS en Park et Clark.

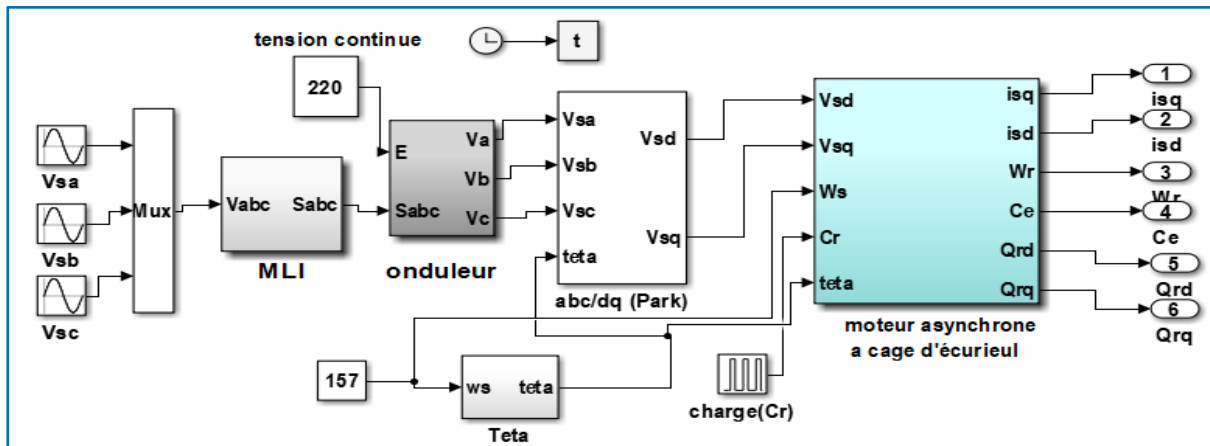


Fig.I. 14: Association onduleur Triphasée-MAS biphasée en utilisant Park

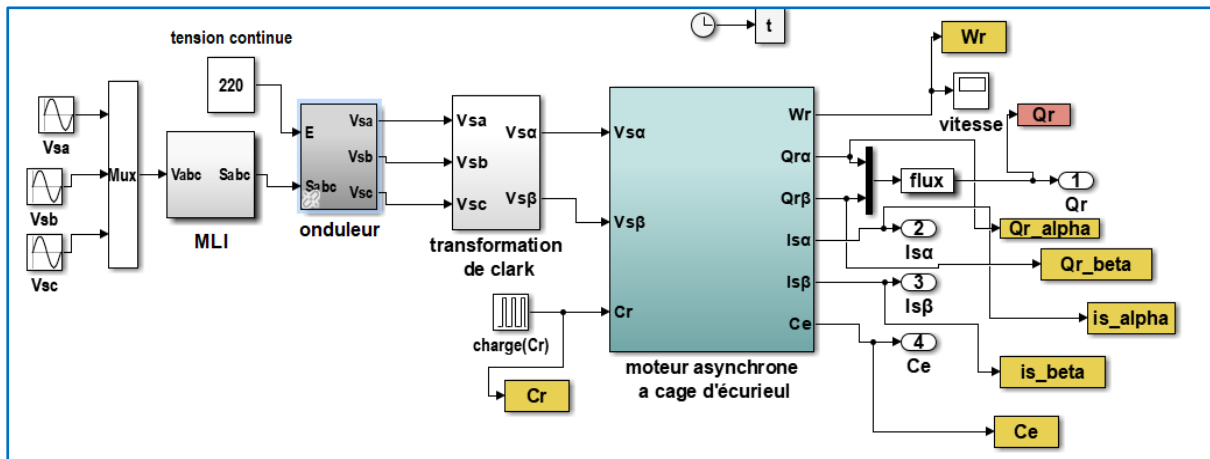


Fig.I. 15: Association onduleur Triphasée-MAS biphasée en utilisant Clark

La figure (I.16) et la figure (I.17) présentent les résultats de vitesse, couple électromagnétique, flux et courant de l'association onduleur-MAS en système biphasée (Park et Clark), en observant sur les résultats obtenus en remarque une augmentation des ondulations sur ces allures dues principalement aux harmoniques délivrées par l'onduleur.

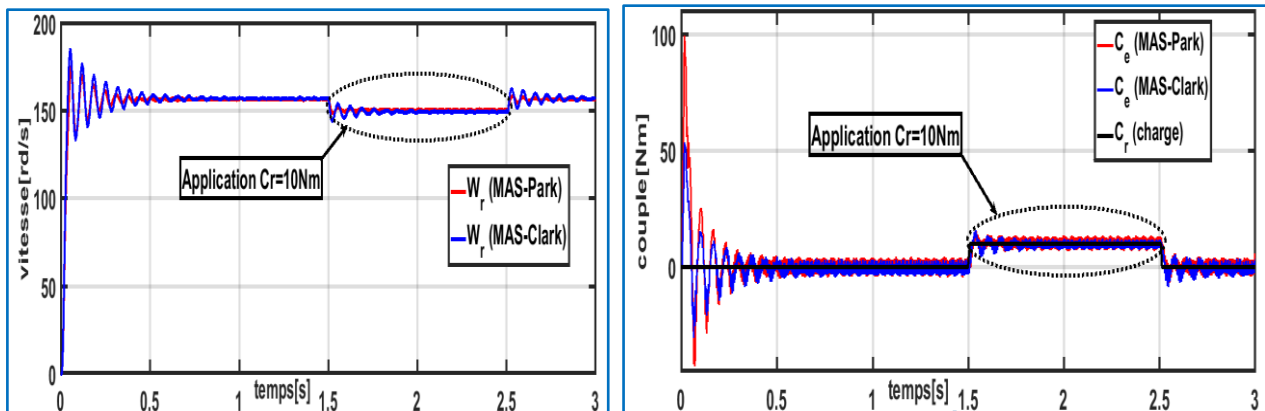


Fig.I. 16: Résultat de vitesse et couple l'association onduleur-MAS biphasée en utilisant Park et Clark

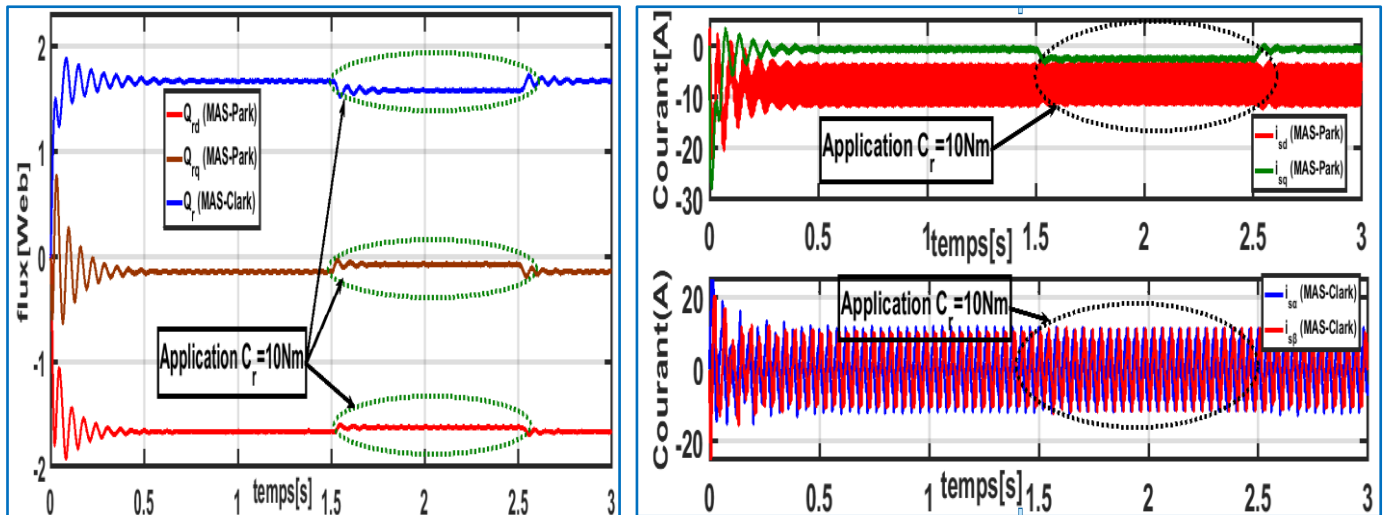


Fig.I. 17: Résultat de flux et courant l'association onduleur-MAS biphasée en utilisant Park et Clark

I.10 Conclusion

Ce chapitre est composé de deux parties :

La première partie de ce chapitre nous avons présenté une généralité et modélisation de la Machine Asynchrone à cage d'écureuil basée sur une passage de système triphasée en système biphasée en utilisant la transformation de Park et Clark qui aurons un intérêt primordial de simplifier le problème existe dans le modèle triphasé.

Concernant la deuxième partie présent l'association onduleur –MAS, ou nous avons présenté la modélisation de l'onduleur triphasée à deux niveaux, puis nous avons étudié la stratégie de commande de l'onduleur où nous utilisons la commande triangulo-sinusoïdal. Enfin nous présentons les résultats de simulation de l'association onduleur-MAS. Nous remarquons d'après les résultats obtenus des ondulations sur les différents signaux et pour améliorer les résultats nous proposons dans le chapitre II une commande avancée c'est la commande par mode glissant qui sert pour la régulation de vitesse de MAS.

CHAPITRE II:

Régulateur de vitesse par Mode Glissant de la Moteur Asynchrone

II.1 Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les recherches s'orientent de plus en plus vers l'utilisation des techniques de commande moderne. Ces dernières ont connu un développement rapide grâce aux avancées des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance, permettant ainsi d'améliorer considérablement les performances des systèmes industriels. Parmi ces approches, la commande par mode de glissement constitue une méthode particulière associée aux systèmes à structure variable. Cette théorie a été initialement développée en Union soviétique par EMYLYANOV, puis approfondie par plusieurs chercheurs, notamment UTKIN [14] [15], en s'appuyant sur les travaux de FILIPPOV relatifs aux équations différentielles à second membre discontinu. En fonction des objectifs visés, la commande par mode de glissement est aujourd'hui considérée comme l'une des approches les plus efficaces pour la commande des systèmes non linéaires et des systèmes présentant des incertitudes de modélisation. Cette efficacité repose sur sa simplicité de mise en œuvre ainsi que sur sa robustesse face aux perturbations externes et aux variations des paramètres du système [16].

Dans ce chapitre, nous présentons la commande par mode de glissant appliquée à la machine asynchrone (MAS). Pour cela, nous commençons par introduire le principe de l'orientation du flux rotorique. Ensuite, nous rappelons les bases théoriques de la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Nous abordons par la suite la conception de la commande ainsi que ses différentes étapes. Enfin, nous présentons son application sur la machine asynchrone.

II.2 Principe d'orientation de flux rotorique

La machine asynchrone présente certaines difficultés en matière de commande, principalement dues au couplage complexe entre ses différentes grandeurs, telles que le flux, le couple, la vitesse. Afin de surmonter ces contraintes, la technique d'orientation du flux rotorique, qui constitue une forme de commande vectorielle, est couramment utilisée. Cette approche est considérée comme particulièrement performante, car elle permet d'obtenir des résultats similaires à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée [17].

Si on compare les équations de couple et flux et MCC et MAS on trouve que :

- Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par :

$$C_{em} = K\Phi_a I_a \text{ Et } \Phi_a = k_f I_f \quad (\text{II.1})$$

- Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.2})$$

Avec : I_a I_{sq} Composantes de couple. I_f I_{sd} Composantes de flux.

D'après l'équation (II-1) on voit que la MCC présente un découplage naturel, mais l'équation (II-2) de MAS existe un couplage entre le couple électromagnétique et les deux courants sur l'axe « d » et « q », pour avoir une commande similaire de MAS avec MCC on applique la commande par orientation de flux rotorique sur MAS.

❖ Condition de la commande par orientation de flux rotorique (OFR)

- Le vecteur du flux rotorique sur l'axe d :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Donc d'après l'application de ces conditions sur le flux et le couple, on aura l'équation suivante :

- Le flux rotorique devient :

$$\Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = L_m I_{sd} \quad (\text{II.4})$$

Après l'application de Transformation de Laplace on trouve :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + T_r p} \quad (\text{II.5})$$

Avec

p: Opérateur de Laplace.

La pulsation de glissement devient :

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (\text{II.6})$$

L'équation (II.4) montre que lorsque le flux est maintenu à sa valeur de référence, notamment par une commande linéaire, la pulsation de glissement ω_r devient proportionnelle à la composante I_{sq} . Cette dernière représente une composante directement liée au couple électromagnétique, comme l'indique l'équation (II.5). Par ailleurs, le couple électromagnétique

en régime général, donné par l'équation (II.2), s'exprime dans le repère dq sous forme d'un produit croisé entre les composantes de courant et de flux. Cette représentation met en évidence la relation directe entre le couple et les grandeurs électromagnétiques du système.

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \quad (II.8)$$

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

II.2.1 Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique besoin la condition suivante :

$\Phi_{rd} = \Phi_r$, $\Phi_{rq} = 0$ qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r \\ \frac{d}{dt} \Phi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s - \omega = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_r I_{sq} \end{cases} \quad (II.9)$$

II.3 Principe de la commande par mode glissant

Un système à structure variable est un système dont la configuration évolue pendant son fonctionnement. Il se distingue par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, permettant au système de passer d'une structure à une autre à tout instant [18].

Dans le cadre de la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est dirigée vers une surface spécifique. Grâce à la loi de commutation, cette trajectoire est contrainte de rester à proximité de cette surface, appelée **surface de glissement**, et le mouvement le long de celle-ci est désigné comme **mouvement de glissement** [19].

La trajectoire dans le plan de phase se décompose en trois parties distinctes :

- **Mode de convergence (MC, Reaching Mode, RM)** : Durant ce mode, la variable régulée se déplace depuis n'importe quel point initial du plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x, y) = 0$. Ce mode est défini par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de glissement (MG, Sliding Mode, SM)** : Ce mode intervient lorsque la variable d'état a atteint la surface de glissement et converge vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode dépend directement du choix de la surface $S(x, y) = 0$.
- **Mode de régime permanent (MRP, Steady-State SS)** : Ce mode permet d'étudier la réponse du système autour du point d'équilibre (l'origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Ainsi, la trajectoire dans le plan de phase, quelle que soit la condition initiale, rejoint la surface de commutation en un temps fini (régime d'atteinte ou mode non glissant), puis converge asymptotiquement vers le point d'équilibre selon une dynamique imposée par le mode de glissement [20], comme illustré à la figure (II-1).

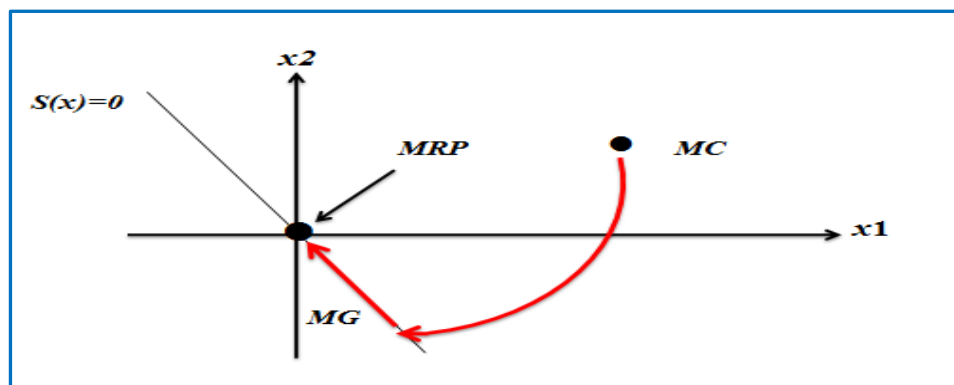


Fig.II. 1 : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.

II.4 Structure de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement aborde de manière systématique les problématiques de stabilité et de performance optimale. Cette approche se déroule essentiellement en trois étapes principales et complémentaires, telles que définies par [21] :

- ✓ Le choix des surfaces de glissement.
- ✓ La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- ✓ La détermination des lois de commande du mode glissant.

II.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement est relativement flexible, pouvant être linéaire ou non linéaire. Il dépend du nombre et de la forme requis, qui sont déterminés en fonction de l'application et des objectifs poursuivis.

Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Où :

x : Vecteur d'état du système.

u : Vecteur de commande.

y : La sortie du système.

En général, le nombre de surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande. La surface de glissement est définie comme une fonction scalaire telle que la variable à réguler évolue sur cette surface et converge vers l'origine du plan de phase. Diverses formes de surfaces de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune étant adaptée à des applications spécifiques et offrant des performances variables. Toutefois, la forme la plus couramment utilisée pour assurer le régime de glissement et garantir la convergence de l'état vers sa valeur de référence est donnée par [22] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{II.11})$$

Avec :

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

$e(x) = x^* - x$: L'écart sur la variable à régler.

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

Pour $n = 1$, donc $S(x) = e(x)$

Pour $n = 2$, donc $S(x) = \lambda^2 e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $n = 3$, donc $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

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

Autrement dit, la problématique se ramène à un problème de poursuite de trajectoire visant à maintenir $S(x)=0$ [23]. Cette approche est équivalente à une linéarisation exacte de l'erreur, tout en respectant la condition de convergence. L'objectif de cette linéarisation est d'imposer à la dynamique de l'écart (référence – sortie) un comportement équivalent à celui d'un système linéaire autonome d'ordre n , comme illustré à la figure (II-2).

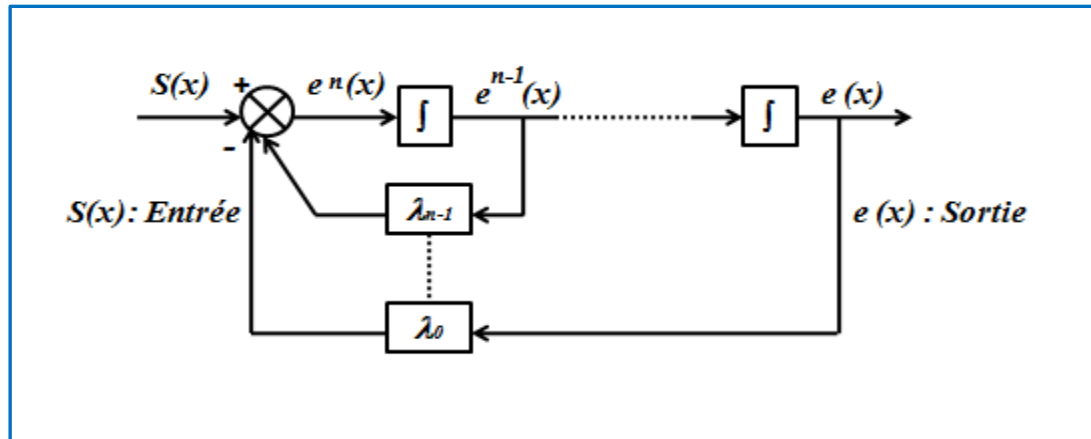


Fig.II. 2: Linéarisation exacte de l'écart.

II.4.2 Condition d'existence du mode glissant

Le mode de glissement correspond à un régime particulier dans lequel l'état du système évolue sur une surface définie à l'avance, appelée surface de glissement. L'un des objectifs principaux de la commande par mode glissant est donc de garantir que la trajectoire du système atteigne cette surface en un temps fini, puis y reste malgré la présence de perturbations ou d'incertitudes. Pour étudier cette propriété, deux démarches complémentaires sont généralement utilisées : une approche basée sur le signe de la fonction de commutation, et une approche fondée sur les méthodes de stabilité. [24], [25],[26].

II.4.2.1 La fonction directe de commutation

Il s'agit de la première condition de convergence, et également de la plus ancienne, proposée et étudiée par EMILYANOV et VADIM UTKIN. Elle consiste à imposer à la surface de glissement une dynamique convergente vers zéro.

Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \frac{dS(x)}{dt} < 0 \quad (\text{II.12})$$

Pour satisfaire cette condition, il est nécessaire de considérer, pour $S(x)$ et sa dérivée $S'(x)$, les valeurs correspondantes de part et d'autre de la surface de commutation.

II.4.2.2 La fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est définie comme une fonction scalaire strictement positive, $V(x) > 0$ dépendant des variables d'état du système. Pour garantir la stabilité, la loi de commande doit être choisie de manière à assurer la décroissance de cette fonction, ce qui se traduit par la condition suivante :

$$\frac{dV(x)}{dt} < 0 \quad (\text{II.13})$$

Le principe consiste à définir une surface de glissement $S(x)$ permettant de forcer la variable à contrôler à converger vers sa valeur de référence. La commande U est alors élaborée de sorte que le carré de cette surface constitue une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.14})$$

Et sa dérivée par :

$$\frac{dV(x)}{dt} = \frac{dS(x)}{dt} \cdot S(x) < 0 \quad (\text{II.15})$$

Par conséquent, la décroissance de $V(x)$ est assurée dès lors que sa dérivée est négative, ce qui est garanti lorsque la condition (II.15) est vérifiée.

L'équation (II-16) indique que le carré de la distance à la surface de glissement, représenté par $S^2(x)$, décroît continuellement. Cette propriété impose à la trajectoire du système de converger vers la surface de glissement, quel que soit le côté initial. Une telle condition correspond à un régime de glissement idéal, caractérisé par une fréquence de commutation théoriquement infinie [27].

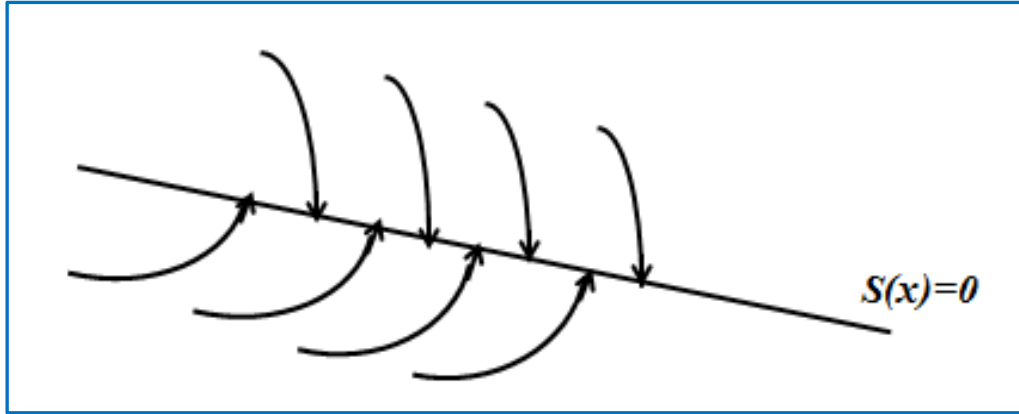


Fig.II. 3: Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

II.4.3 Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement définie ainsi que le critère de convergence établi, il reste à déterminer la loi de commande permettant de ramener la variable d'état vers son point d'équilibre tout en assurant la condition d'existence du mode de glissement. La commande par mode de glissement se compose généralement de deux parties : une commande équivalente U_{eq} , assurant la linéarisation du système, et une commande discontinue U_n , garantissant la convergence et la robustesse [28]. Ainsi, la loi de commande s'écrit :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (II.16)$$

U_{eq} : La commande équivalente est obtenue à partir du principe de la commande équivalente. Elle permet de maintenir la trajectoire du système sur la surface de glissement $S(x)=0$. Pour cela, on suppose que la dérivée de cette surface est nulle, soit $\frac{dS(x)}{dt} = 0$.

U_n : La commande discontinue est introduite pour forcer le système à atteindre la surface de glissement et à y rester.

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (II.17)$$

En remplaçant la dynamique du système, on trouve :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial t} [B]U_n \quad (II.18)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, logiquement sa dérivée et la partie discontinue le sont aussi. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} [A][X] \right\} \quad (II.19)$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial t}[B] \neq 0 \quad (\text{II.20})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son l'expression dans (II.20), on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t}[B]U_n \quad (\text{II.21})$$

La condition d'attractivité $S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0$ devient :

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t}[B]U_n < 0 \quad (\text{II.22})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) = \frac{\partial S}{\partial t}[B]$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *signe* (II.25), présenté par la Figure (II-4).

$$U_n = K_x \text{sign}(x) \quad (\text{II.23})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial t}[B]$.

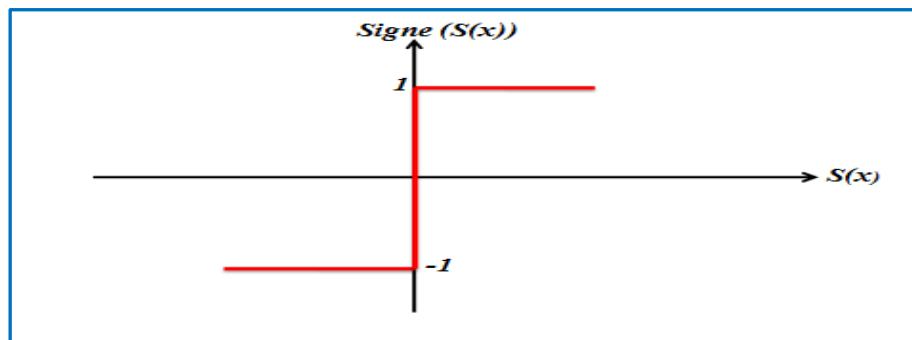


Fig.II. 4: Fonction signe (non linéarité tout ou rien).

L'utilisation de cette fonction implique une commutation rapide entre les valeurs $\pm K$. Si le gain K est faible, la fréquence de commutation devient très élevée, ce qui peut engendrer un phénomène d'oscillations appelé broutement **chattering**. À l'inverse, un gain élevé réduit ces oscillations mais ralentit la dynamique du système.

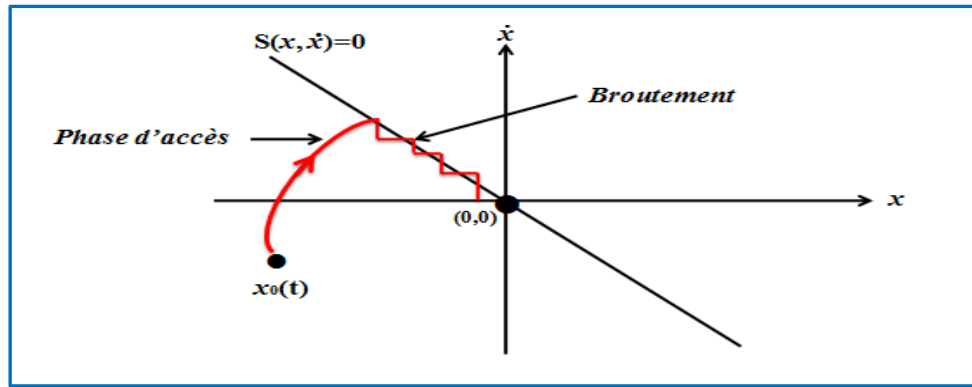


Fig.II. 5: Phénomène de broutement.de

II.4.3.1 Elimination du phénomène du broutement (Chattering)

Le phénomène de *chattering* apparaît en raison d'une commutation non infiniment rapide de la commande lors de l'utilisation des techniques de mode glissant. Ce phénomène est indésirable, car il introduit des composantes de haute fréquence dans le signal de commande [29].

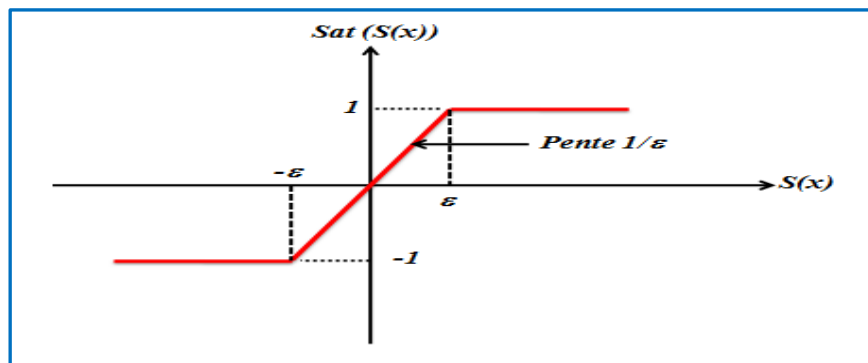
Afin de limiter cet effet de broutement, il est possible de remplacer la fonction signe par une fonction de saturation appropriée, permettant d'atténuer les hautes fréquences. Un exemple de cette fonction de saturation est présenté ci-dessous [30] (figure II.6).

- **Fonction SAT :**

$$\text{Sat}(S(x)) = 1 \quad \text{si } S(x) > \varepsilon$$

$$\text{Sat}(S(x)) = -1 \quad \text{si } S(x) < -\varepsilon \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Sat}(S(x)) = \frac{S(x)}{\varepsilon} \quad \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon$$

Fig.II. 6 : Fonction de saturation ($\varepsilon > 0$ et petit)

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign } S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

- **Fonction SMOOTH :**

Ce type de fonction est présenté par Figure II.7 et l'équation suivante soit :

$$\text{Smooth } S(x) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II.26})$$

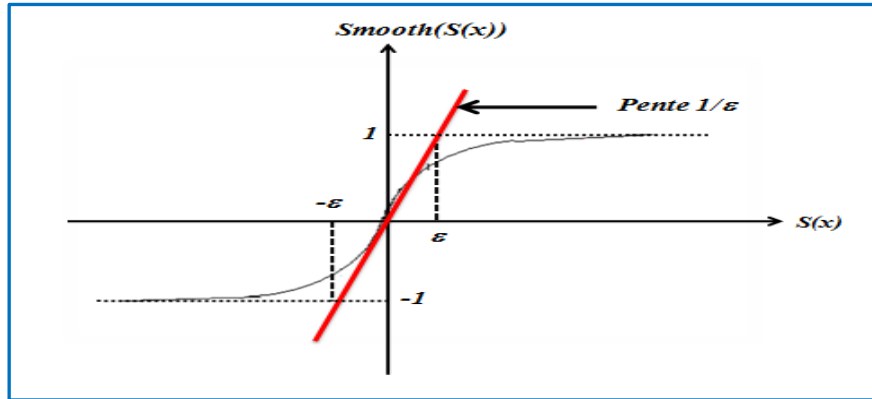


Fig.II. 7: Fonction SMOOTH ($\varepsilon < 0$ et petit)

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \varepsilon} \quad (\text{II.27})$$

II.5 Réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement

La régulation de la vitesse est réalisée à l'aide d'une structure en cascade. La boucle interne, caractérisée par une dynamique plus rapide, est dédiée au contrôle du courant I_{sq} , tandis que la boucle externe assure la régulation de la vitesse. Afin de prévenir tout dépassement du courant statorique (et donc du couple), susceptible d'endommager le système, une fonction de saturation est intégrée dans la commande.

L'expression de la surface est donnée par la forme :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{II.28})$$

La dérivée de la surface est :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant l'équation mécanique dans l'équation de la surface de commutation, la Dérivée de la surface devient :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \left(\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \right) \quad (II.31)$$

En remplaçant le courant I_{sq} par le courant $I_{sq} = I_{sq}^{eq} + I_{sq}^d$, l'équation sera écrite de la forme suivante :

$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = \frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \left(\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^{eq} + \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^d - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \right) \quad (II.32)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on 'à :

$$S(\Omega) = 0, \quad \frac{dS(\Omega)}{dt} = 0, \quad I_{sq}^d = 0 \quad (II.33)$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$I_{sq}^{eq} = \left(\frac{d\Omega_{ref}}{dt} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f \Omega \right) \frac{J L_r}{PM \Phi_{rd}} \quad (II.34)$$

On remplace (III-36) dans (II-34) :

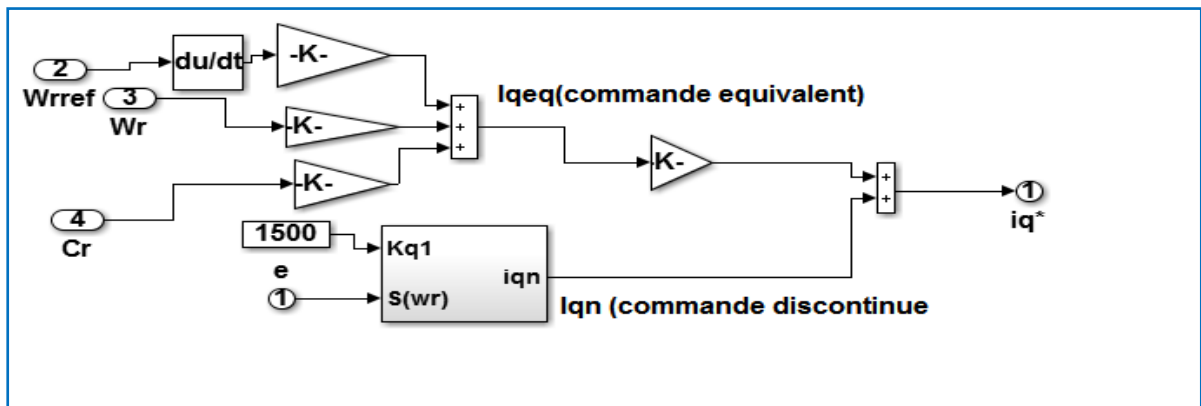
$$\frac{dS(\Omega)}{dt} = -\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^d \quad (II.35)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$ doive être vérifiée, on pose :

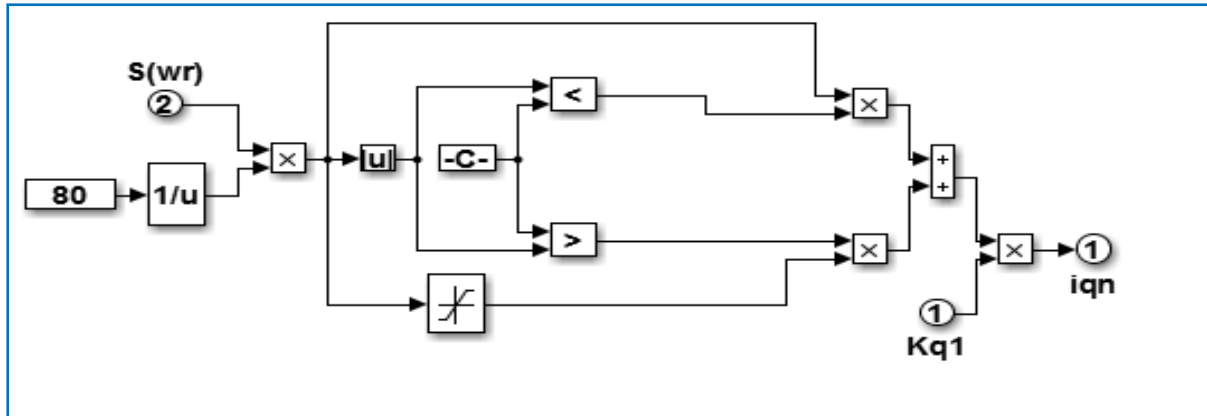
$$I_{sq}^d = \begin{cases} K_x S(x) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \\ \frac{K_x}{\varepsilon} \text{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (II.36)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K_{Isq} , doit être positive.

La Figure (II-8) présente le régulateur de vitesse par mode glissant de la MAS.



(a) Commande discontinue et équivalent de régulateur par mode glissant de vitesse



(b) Commande discontinue équivalent de régulateur par mode glissant de vitesse

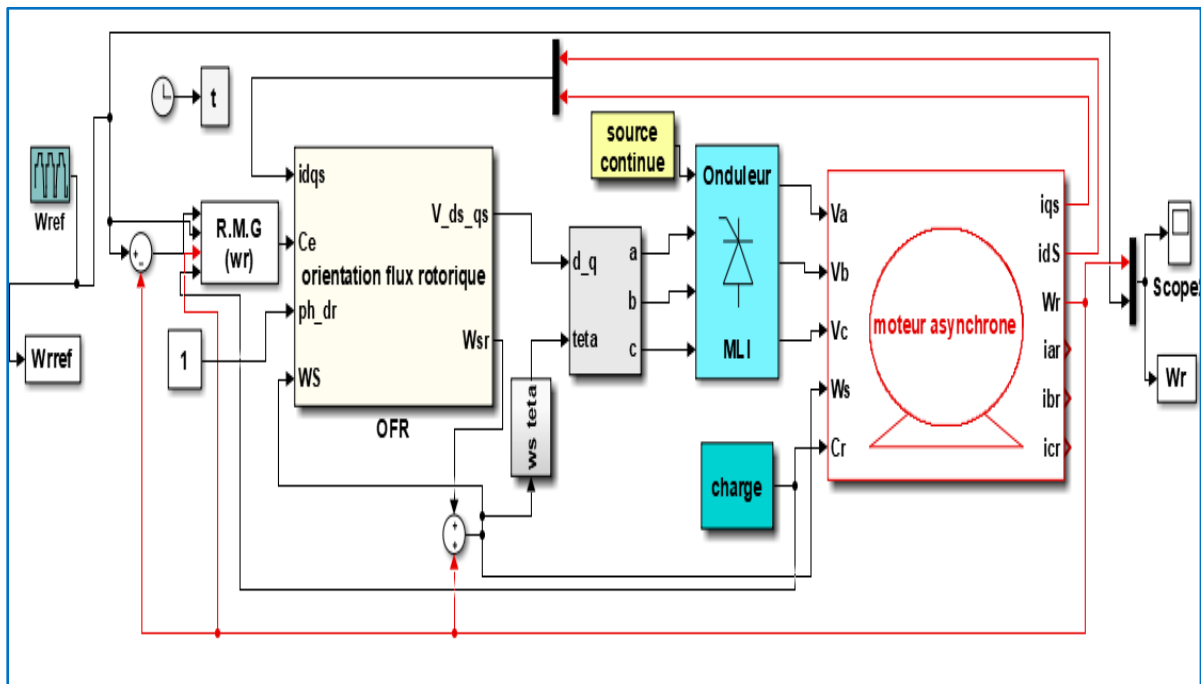
Fig.II. 8: Régulateur par mode glissant de vitesse de MAS

II.6 Simulation de la commande par mode glissement

Nous appliquons maintenant la théorie de régulation à mode glissant sur la machine asynchrone en précisant notre travail sur la régulation de vitesse par mode glissant.

Les simulations que nous présenterons dans ce paragraphe visent à évaluer l'évolution des courants rotorique et les courants statorique, le couple électromagnétique, la vitesse.

La Figure (II-9) présente le schéma bloc qui montre le régulateur de vitesse par mode glissant, la commande par orientation de flux rotorique, transformation de Park, onduleur et le Moteur asynchrone à cage d'écureuil.

**Fig.II. 9: Modèle Matlab/Simulink de régulateur par mode glissant de vitesse associée à la MAS**

II.7 Résultats et Interprétation

a. Démarrage à vide avec application de la charge

Pour la validation de la structure de la commande par mode glissant on a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les figures représentent le comportement dynamique de la MAS à cage associée à l'onduleur avec régulation par mode glissement de vitesse.

Au départ on impose à la machine à une vitesse de référence égale à 100 rad/s, et à $t = [0.31s ; 0.5s]$ et $t = [1.21s ; 1.5s]$ on introduit un couple de charge égale à 10Nm. Les résultats obtenus sont présentés par les figures suivantes.

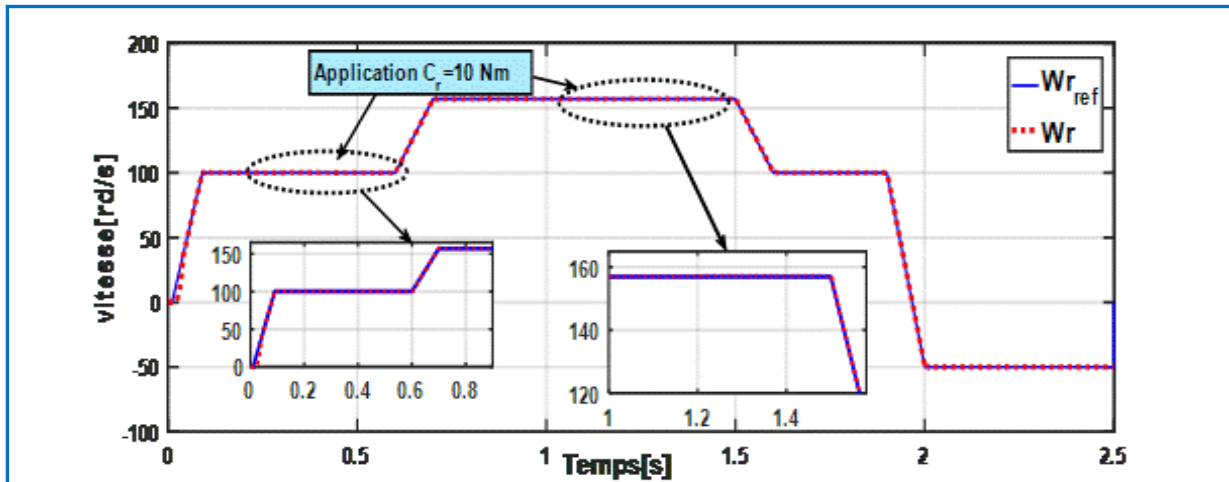


Fig.II. 10: Résultat de vitesse de de Régulateur par mode glissant de vitesse.

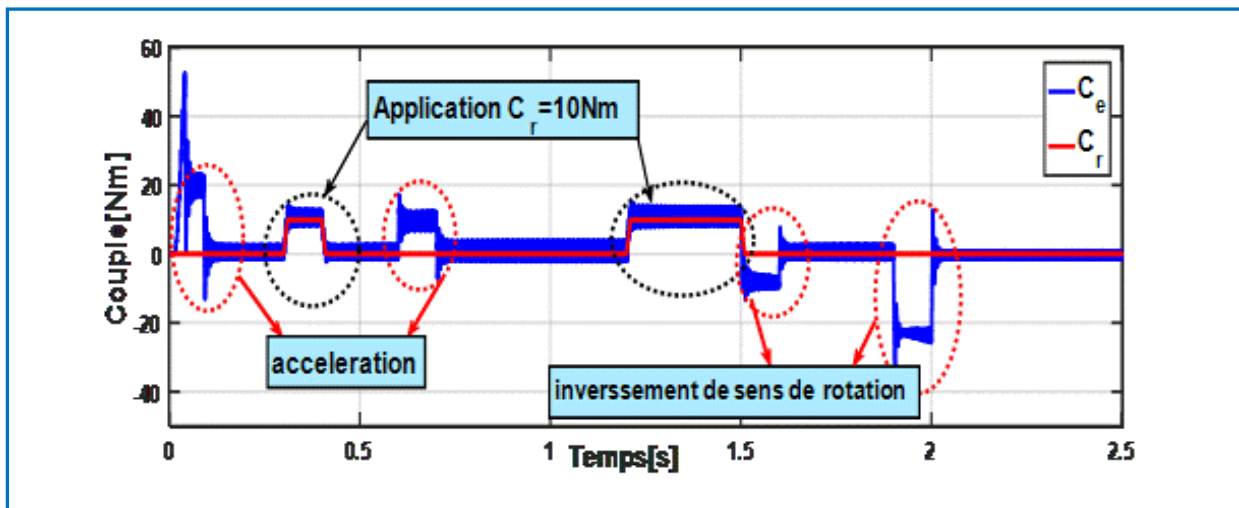


Fig.II. 11: Résultat de Couple électromagnétique de Régulateur par mode glissant de vitesse.

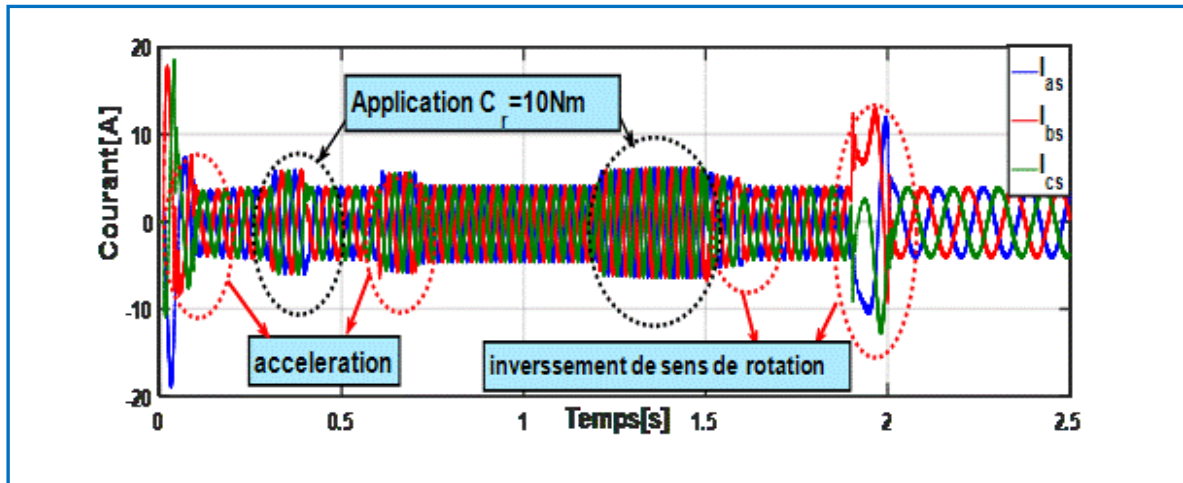


Fig.II. 12: Résultats des courants statoriques de de Régulateur par mode glissant de vitesse.

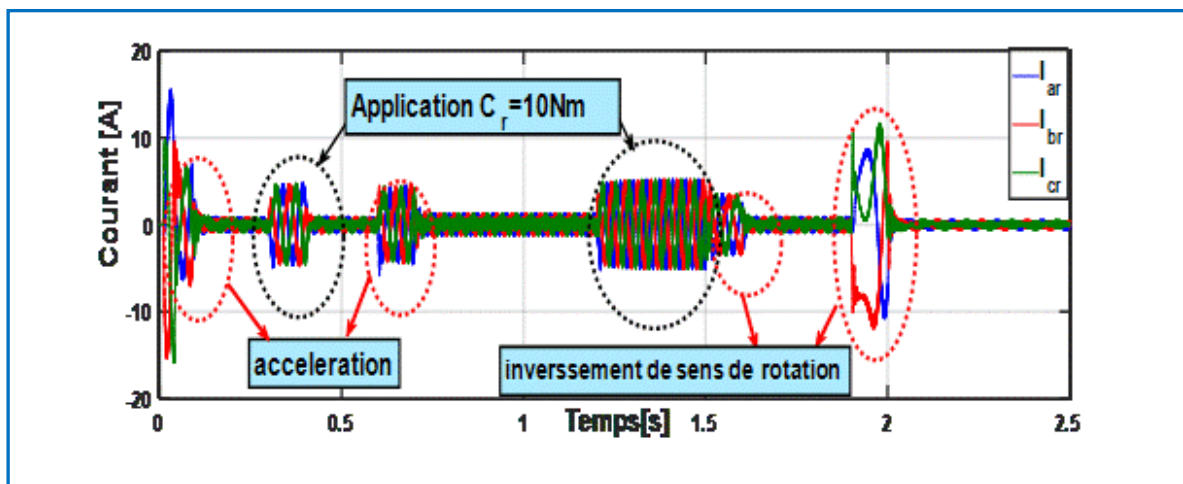


Fig.II. 13: Résultat de Courant rotorique de de Régulateur par mode glissant de vitesse.

❖ Interprétation des résultats de simulation :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction du temps, jusqu'à atteindre sa valeur de référence sans dépassement en remarque aussi aucune influence de l'application de charge sur la réponse de vitesse, ce qui traduit une bonne capacité de rejet des perturbations et confirme la robustesse de la stratégie de commande adoptée. Concernant le couple électromagnétique, celui-ci présente des pics durant le régime transitoire, notamment au démarrage et lors des variations de la vitesse de référence. Ces dépassements sont caractéristiques de la commande par mode glissant. Toutefois, à l'application de la charge $C_r=10\text{Nm}$ le couple converge rapidement vers la valeur du couple de charge, assurant ainsi un fonctionnement stable en régime permanent. En ce qui concerne les courants statorique et rotorique, un fort appel de courant est observé au démarrage, suivi d'une stabilisation progressive. Des augmentations temporaires apparaissent également lors des changements de

consigne ou de l'inversion du sens de rotation, avant un retour rapide à leurs valeurs de régime permanent.

II.8 Test de robustesse

Maintenant la simulation est effectuée pour un Variation paramétrique de la résistance rotorique R_r et l'inductance rotorique L_r à l'instant $t=[1.01s ; 1.8s]$, nous avons appliqué aussi une charge $C_r=10Nm$ à l'instant $t=[0.3s ; 0.5s]$ et à $t=[1.21s ; 1.5s]$, les résultats obtenus sont donnés par les figures suivants.

a. Variation de la résistance rotorique R_r

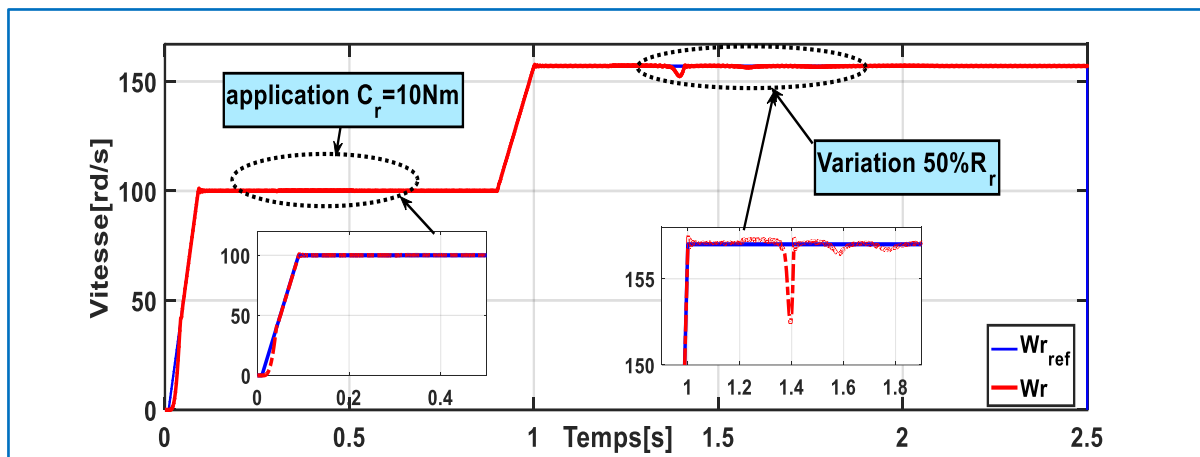


Fig.II. 14: Résultat de vitesse de de Régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.

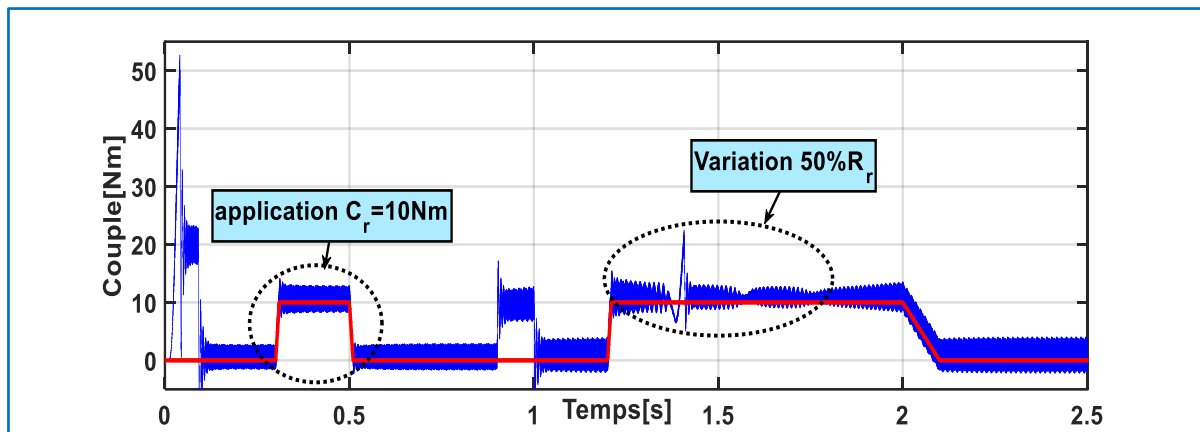


Fig.II. 15: Résultat de couple électromagnétique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.

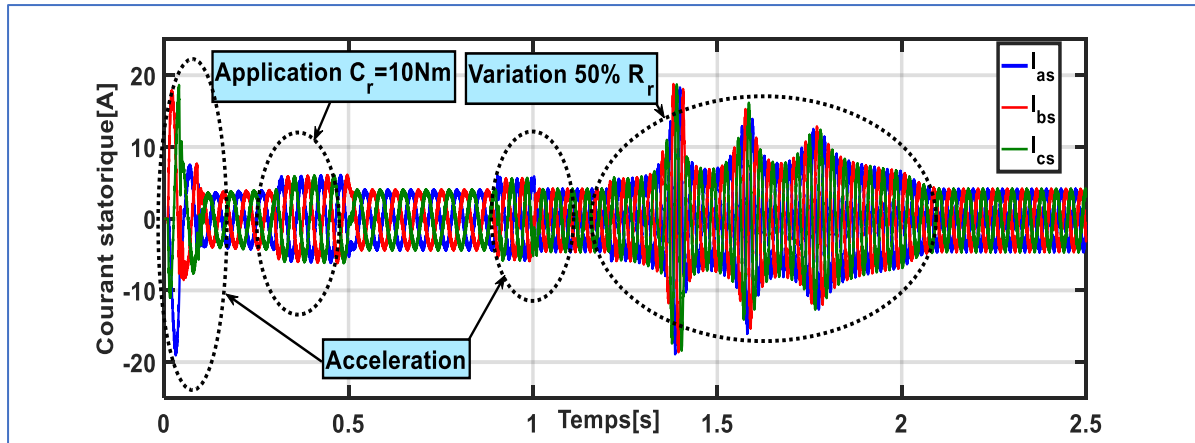


Fig.II. 16: Résultat de courant statorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.

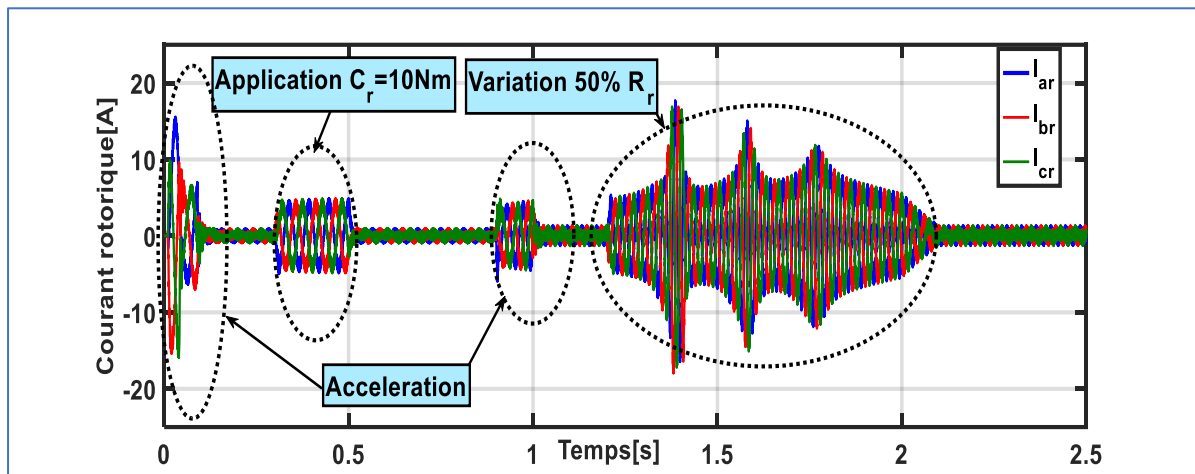


Fig.II. 17 : Résultat de courant rotorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de la résistance rotorique.

❖ Interprétation des résultats de simulation

La résistance rotorique a été augmentée de 50 % par rapport à ses valeurs nominales dans cette partie. Au moment du changement des paramètres, la vitesse reste globalement stable avec une erreur statique très faible. Cela indique que le régulateur de vitesse par mode glissant réagit bien aux variations des paramètres. Lors des variations, on ne peut observer que de petites perturbations temporaires, se présentant sous la forme de faibles oscillations ou d'un léger dépassement. Ces effets disparaissent rapidement, ce qui confirme la stabilité du système. On n'observe également que le couple électromagnétique subit des pics lors des variations des paramètres. Ces perturbations reflètent l'action corrective du régulateur, qui réagit rapidement et maintenir le bon fonctionnement du système. Une fois cette phase transitoire dissipée, le couple converge vers la valeur correspondant au couple de charge. Concernant les courants statoriques et rotorique on n'observe leur augmentation durant la variation de résistance.

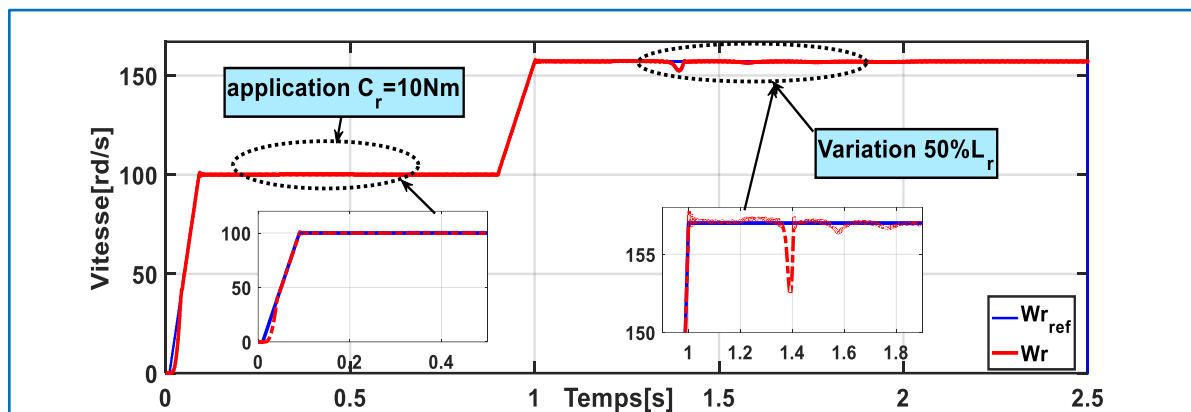
b. Variation de l'inductance rotorique L_r :

Fig.II. 18: Résultat de vitesse de la commande par mode glissant avec une variation de l'inductance rotorique

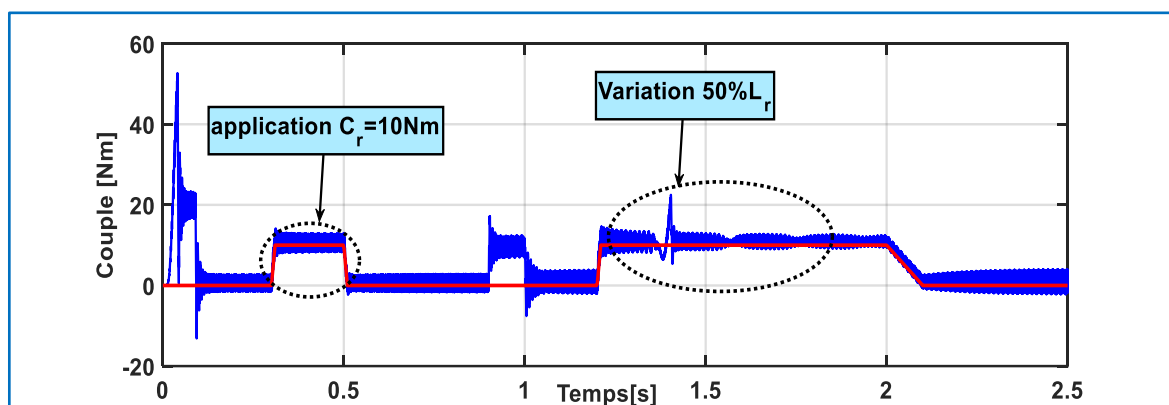


Fig.II. 19: Résultat de couple électromagnétique de la commande par mode glissant avec une variation de l'inductance rotorique.

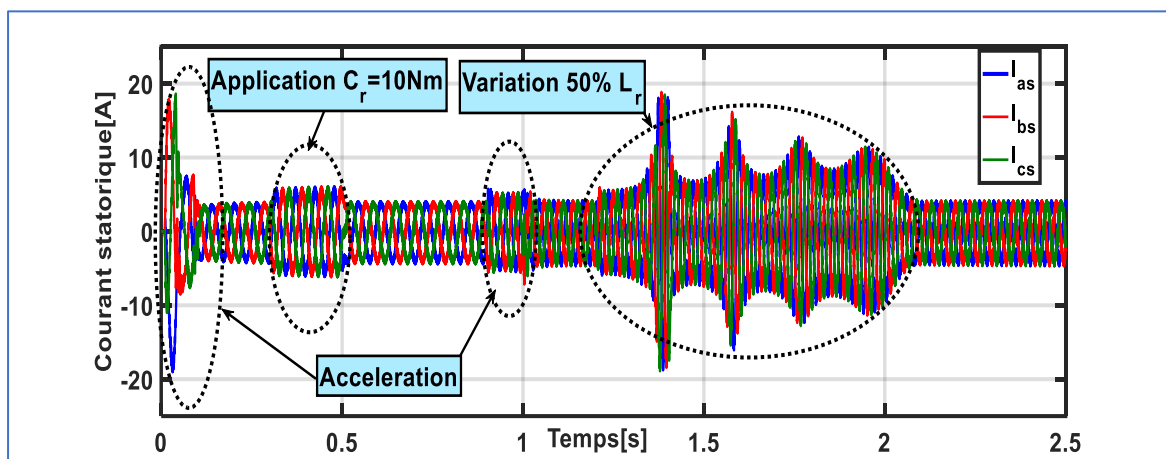


Fig.II. 20 : Résultat de courant statorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de l'inductance rotorique.

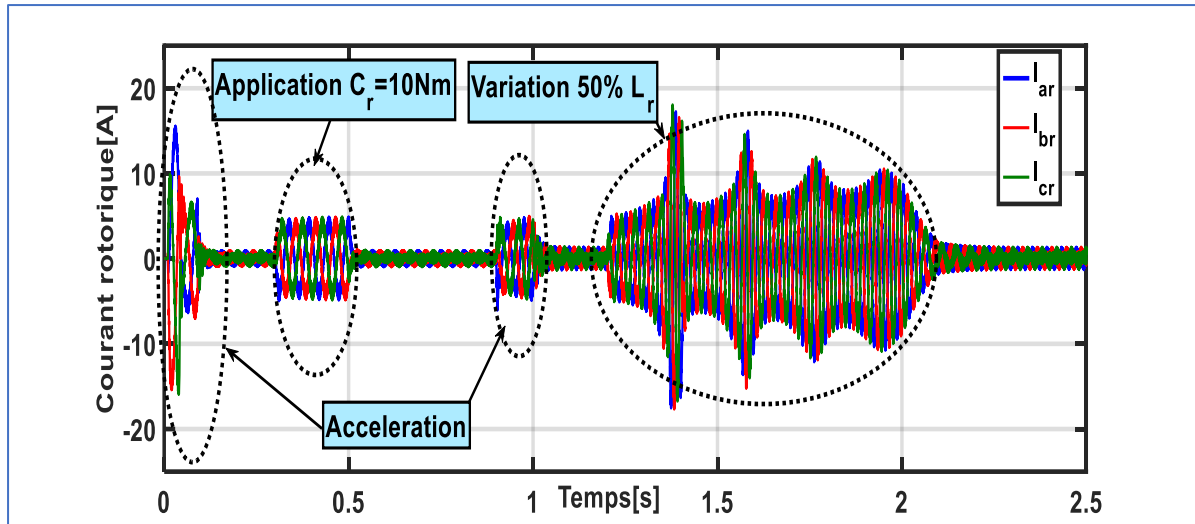


Fig.II. 21: Résultat de courant rotorique de régulateur par mode glissant de vitesse avec une variation de l'inductance rotorique.

❖ Interprétation des résultats de simulation

Nous avons augmenté l'inductance rotorique de 50% de ses valeurs nominales. On observe que la vitesse reste globalement stable avec une erreur statique très faible, ce qui montre que le régulateur par mode glissant de vitesse compense bien les variations des paramètres. Lors des variations, on observe seulement de petites perturbations temporaires sous forme de faibles oscillations ou d'un léger dépassement. Ces effets disparaissent rapidement, ce qui confirme la stabilité du système. On n'observe également que le couple électromagnétique subit des pics lors des variations des paramètres. Ces perturbations reflètent l'action corrective du régulateur, qui réagit rapidement et maintient le bon fonctionnement du système. Une fois cette phase transitoire dissipée, le couple converge vers la valeur correspondant au couple de charge. Concernant les courants statoriques et rotorique on n'observe leur augmentation durant la variation de l'inductance rotorique.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté le principe de l'orientation du flux rotorique, puis rappelé les bases théoriques de la commande par mode glissant appliquée aux systèmes à structure variable. Ensuite, nous avons détaillé les différentes étapes de conception de cette commande, avant de l'appliquer à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone (MAS). Enfin, les résultats de simulation ont été présentés et analysés. La régulation de la vitesse par mode glissant montre, pour différentes plages de fonctionnement, des réponses rapides à vide ainsi qu'une bonne robustesse face aux variations de charge et variation des

Paramètres. On peut conclure que les régulateurs par mode glissant assurent de bonnes performances statiques et dynamiques, caractérisées par un temps de réponse court, l'absence de dépassement significatif, une bonne précision de suivi ainsi qu'un rejet efficace des perturbations de charge

CHAPITRE III:

La Commande par linéarisation entrée-sortie de La Moteur Asynchrone

III.1 Introduction

La conception d'une loi de commande dépend étroitement de la nature du système étudié ainsi que de la qualité de son modèle [4]. Le caractère linéaire constitue souvent une simplification, puisque la majorité des systèmes physiques sont intrinsèquement non Linéaires. Par souci de simplicité, le modèle utilisé pour élaborer la commande en néglige parfois certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements ou encore les dynamiques rapides [17].

Ce chapitre est structuré comme suit : dans une première étape, nous présentons le modèle non linéaire du système ainsi que ses principales caractéristiques. Ensuite, nous introduisons quelques outils et notations mathématiques nécessaires à la procédure de linéarisation. Par la suite, nous détaillons les étapes fondamentales de la conception d'une commande par linéarisation entrée-sortie appliquée aux systèmes non linéaires [19].

La linéarisation entrée-sortie repose sur un changement de coordonnées permettant de transformer la représentation du système non linéaire en une forme linéaire, tout en facilitant l'analyse de sa stabilité. Cette approche présente l'avantage de réduire les difficultés liées aux dynamiques internes. Son principe consiste à déterminer une transformation capable de compenser les non-linéarités du modèle, afin d'obtenir une relation entièrement linéaire entre l'entrée et la sortie du système [18].

Enfin, nous appliquons cette méthode à la commande d'une machine asynchrone, puis nous clôturons ce chapitre par des résultats de simulation illustrant les performances de la Commande non linéaire.

III.2 système mono entrée mono sortie

Soit le modèle non linéaire mono variable, d'un système non linéaire donnée par

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ Y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$, est le vecteur d'état du système et $f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ sont des fonctions supposées non-linéaire de forme analytique inconnue, U et y sont l'entrée et la sortie respectivement du système.

On dit que le système (III.1) est de degré relatif « r » si $g(x) \neq 0$. Si $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$

Le degré relatif est donc le nombre de fois qu'il faut dériver la variable de sortie avant que l'entrée apparaisse de façon explicite dans l'expression des dérivées. Notons que dans le cas des systèmes linéaires.

-Dérivé de lie

Soit h une fonction de classe C^1 de $\mathbb{R}^n$ dans $\mathbb{R}$. La dérivée de Lie de h dans la direction f , notée $L_f h$ [21], qui est donné par l'équation suivante : [23]

$$L_f h = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i} \quad (III.2)$$

-Crochet de lie

Soient : f et g deux champs de vecteurs dans $\mathbb{R}^n$. Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteur défini par :

$$[f, g] = \sum_{i=1}^n \frac{\partial g(x)}{\partial x_i} f_i(x) - \sum_{i=1}^n \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} g_i(x) = L_f g(x) - L_g f(x) \quad (III.3)$$

-Difféomorphisme

Le Difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement des variables de la forme : $z = \Phi(x)$ Où $\Phi(x)$ représente n variables [20].

Afin de définir la loi de la commande non linéaire nous calculons le degré relatif de la sortie :

$$\frac{dy}{dt} = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{dh}{dx} [f(x) + g(x).u] \quad (III.4)$$

L'équation devient :

$$\frac{dy}{dt} = L_f h(x) + L_g h(x) u \quad (III.5)$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \forall x \in \mathbb{R}^n$, on montre aisément que la commande :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v) \quad (III.6)$$

Conduit au système linéaire représentant un simple intégrateur.

$$\frac{dy}{dt} = v \quad (III.7)$$

Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation pour obtenir.

$$y^\delta = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x).u \quad \delta = 1, 2, 3 \quad (III.8)$$

Avec $L_g L_f^{\delta-1} h(x) \neq 0$. La méthode consiste donc à déterminer le degré de dérivation δ à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande 'u' ($L_g L_f^{\delta-1} h(x)$), n'est pas nul.

δ : Est le degré relatif de $h(x)$. on montre que pour

$$y^\delta = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x) \quad (III.9)$$

Alors La commande est donnée par l'équation suivante :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{\delta-1} h(x).u} L_f^{\delta} h(x) \quad (III.10)$$

Conduit au système linéaire équivalant à une chaîne de δ intégrateur :

$$y^{\delta} = v \quad (III.11)$$

III.3 Système multi-entrées multi-sortie(MIMO)

On considère maintenant un système avec p entrée et p sorties (figure.III.1)

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \quad (III.12)$$

$$y_1 = h_1(x), \dots, y_p = h_p(x) \quad (III.13)$$

$$x \in \mathbb{R}^n ; u_i, y_i \in \mathbb{R}$$

En appliquant les mêmes étapes que pour les systèmes mono-entrée mono-sortie, pour chaque sortie y_i et dérivée r_i fois jusqu'à ce qu'au moins une dérivée $L_g L_f^{\delta-1} h(x) \neq 0: x \in \mathbb{R}^n$.

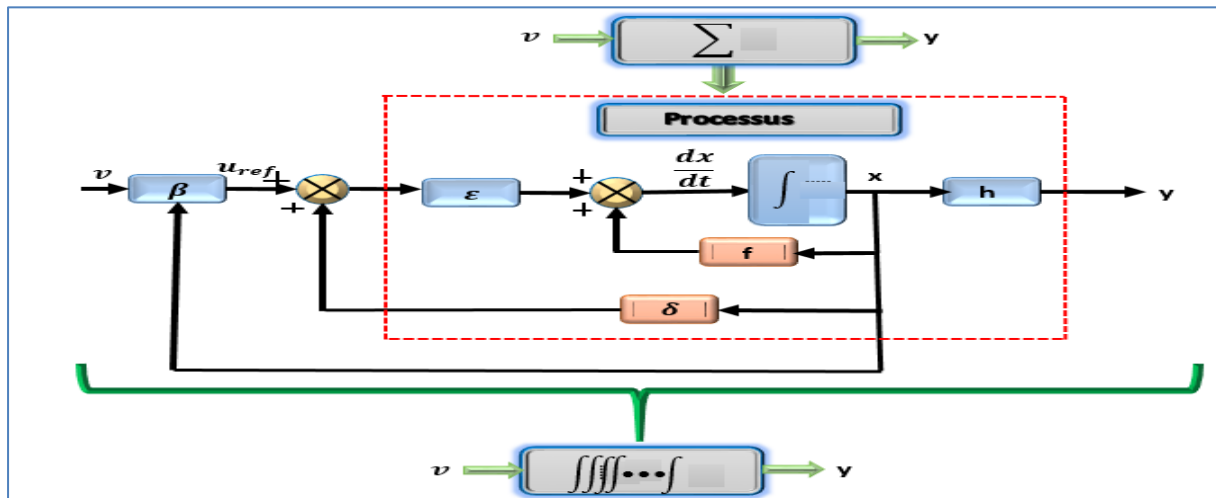


Fig.III.1: linéarisation entrée-sortie

$$y_j^{\delta j} = L_f^{\delta} h_j + \sum_{i=1}^p (L_g L_f^{\delta-1} h_j) u_i \quad (III.14)$$

On obtient une matrice D(x) dit le découplage :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f^{\delta_1-1} h_1 & \dots & L_{gp} L_f^{\delta_1-1} h_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g1} L_f^{\delta_p-1} h_p & \dots & L_{gp} L_f^{\delta_p-1} h_p \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Le système devient en suit :

$$\begin{bmatrix} y_1^{\delta 1} \\ \vdots \\ y_p^{\delta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{\delta 1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{\delta p} h_p \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Si $D(x)$ est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le système est donné par :

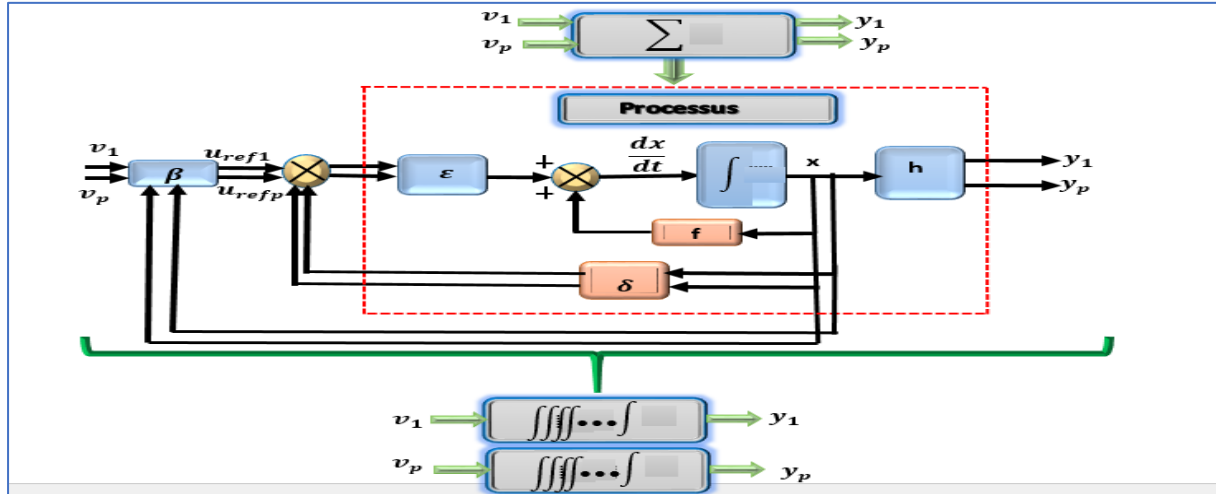


Fig.III.2 : linéarisation entrée-sortie MIMO

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left[\begin{bmatrix} y_1^{\delta 1} \\ \vdots \\ y_p^{\delta p} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f^{\delta 1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{\delta p} h_p \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III.17})$$

Le système en boucle fermée est équivalent à p chaînes de r_j intégrateur en parallèle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{\delta 1} \\ \vdots \\ y_p^{\delta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Nous obtenons donc un système découplé et linéaire suivant qui est présenté par la Figure.III.3:



Fig.III.3 : Système découplé et linéaire

III.4 Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension

La linéarisation par retour entrée-sortie est une méthode de commande des systèmes non linéaires qui a fait l'objet de nombreuses recherches ces dernières années.

Son principe repose sur la transformation algébrique de la dynamique des systèmes non linéaires, totalement ou partiellement, en une forme linéaire, afin de pouvoir appliquer les techniques classiques du contrôle linéaire. Dans ce cadre, les propriétés du système initial sont conservées, car la linéarisation ne fait que simplifier la représentation de la dynamique en passant d'une forme complexe à une forme plus exploitable grâce à un changement de coordonnées bien choisi [4].

Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est estimé, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux. [30]

III.4.1 Représentation d'état non linéaire

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit « repère fixe lié au stator (α, β) » ; Le modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.19})$$

Dans la commande par linéarisation entrée sortie on utilise le système d'équation d'état non linéaire dans le repère ($\alpha\beta$), qui est donné par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Omega \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{pL_m}{JL_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f_r \Omega \\ -\frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \Phi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} \\ p\Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} \\ \frac{K}{T_r} \Phi_{r\alpha} + pK\Omega \Phi_{r\beta} - \gamma I_{s\alpha} \\ -pK\Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \Phi_{r\beta} - \gamma I_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ \sigma L_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

Avec :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{\omega_r}{P} = \frac{(\omega_s - \omega)}{P} \\ \gamma = \text{Gamma} = \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2 \sigma L_s} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ T_r : \text{Constante de temps rotorique} \end{cases}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \mathbf{x} = (\Omega, \varphi_{ar}, \varphi_{\beta r}, I_{s\alpha}, I_{s\beta})^T \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}) = (f_1(\Omega), f_2(\varphi_{ar}), f_3(\varphi_{\beta r}), f_4(I_{s\alpha}), f_5(I_{s\beta}))^T \\ \mathbf{V} = (V_{as}, V_{\beta s})^T \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_1(\Omega) = p \frac{L_m}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{f_r}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \\ f_2(\varphi_{ar}) = \frac{L_m}{\tau_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{r\alpha} - w_r \varphi_{r\beta} \\ f_3(\varphi_{\beta r}) = \frac{L_m}{\tau_r} I_{s\beta} - w_r \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{r\beta} \\ f_4(I_{s\alpha}) = -\lambda I_{s\alpha} + \frac{K}{\tau_r} \varphi_{r\alpha} + w_r K \varphi_{r\beta} \\ f_5(I_{s\beta}) = -\lambda I_{s\beta} - w_r K \varphi_{r\alpha} - \frac{K}{\tau_r} \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (III.22)$$

La figure III.4 montre le modèle de MAS dans le repère $(\alpha\beta)$

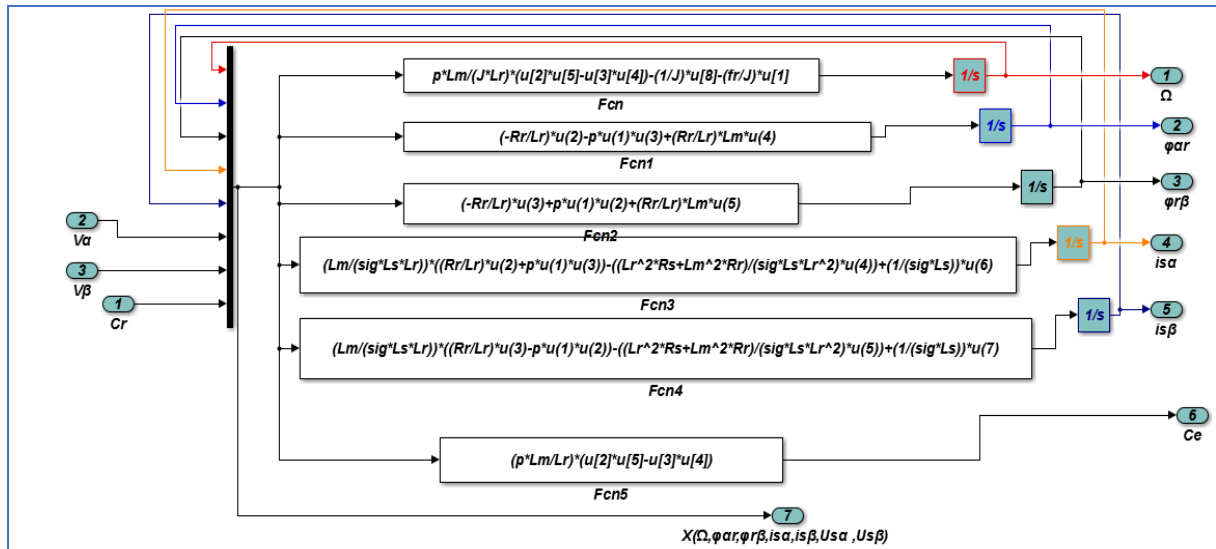


Fig.III.4 : Modèle de MAS sous le repère $(\alpha\beta)$

III.4.2 choix de sortie

Le choix de sortie dépend des objectifs de la commande. L'objectif est de commander le couple et de contrôler le flux rotorique afin d'éviter la saturation magnétique et d'assurer le fonctionnement normal ainsi qu'en survitesse, où la limitation de la tension nécessite une diminution du flux. Les sorties choisies sont donc le couple électromagnétique et le flux rotorique :

$$Y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \varphi_{ar}^2 + \varphi_{\beta r}^2 \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

III.4.3 linéarisation entrée-sortie

Considérons le modèle de la machine définie par le système d'équation (III.24). Nous avons appliqué la commande par linéarisation entrée-sortie ou nous choisissons deux sorties sont la vitesse Ω et le flux φ_r^2

a) Premier sortie $Y_1(x)$:

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) \rightarrow \frac{dy_1}{dt} = \dot{y}_1 = \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) u_{s\beta} \\ \ddot{y}_1 = \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (III.24)$$

$$y_1 = h_1(x) = \Omega \quad (III.25)$$

$$\frac{dy_1}{dt} = \frac{dh_1(x)}{dt} = \frac{d\Omega}{dt} \quad (III.26)$$

$$\frac{dy_1}{dt} = \frac{n_p L_m}{J L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f_r \Omega \quad (III.27)$$

$\frac{dy_1}{dt}$ Ne contient pas la commande donc en la dérive pour la deuxième fois jusqu'à qu'il contient la commande.

$$\frac{d^2 y_1}{dt^2} = \frac{d^2 h_1(x)}{dt^2} = \frac{d^2 \Omega}{dt^2} \quad (III.28)$$

$$\frac{d^2 y_1}{dt^2} = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_1(x) V_{s\beta}$$

(III.29)

$$\begin{aligned} \frac{d^2 y_1}{dt^2} = & -\frac{(p L_m)^2 f}{L_r J^2} (\varphi_{ar} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) + \frac{p L_m f^2}{L_r J^3} \Omega + \frac{p f L_m}{L_r J^3} T_L - \frac{n_p L_m}{J L_r} K W_r (\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2) - \\ & \left(\frac{p L_m}{J L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} + \lambda \right) \right) (\varphi_{ar} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{p L_m}{J L_r} w_r (\varphi_{r\beta} I_{s\beta} + \varphi_{ar} I_{s\alpha}) - \frac{p L_m}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{r\beta} V_{s\alpha} + \\ & \frac{p L_m}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{ar} V_{s\beta} \end{aligned} \quad (III.30)$$

Le degré relatif associé à $y_1(x)$ est $\delta_1=2$

b) Deuxième sortie $Y_2(x)$:

$$\begin{cases} y_2 = h_2(x) \rightarrow \frac{dy_2}{dt} = \dot{y}_2 = \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_2(x) u_{s\beta} \\ \ddot{y}_2 = \ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) u_{s\beta} \end{cases} \quad (III.31)$$

$$y_2 = h_2(x) = \varphi_r^2 \quad (III.32)$$

$$\varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (III.33)$$

$$\frac{dy_2}{dt} = \frac{dh_2(x)}{dt} = \frac{d\varphi_r^2}{dt} \quad (III.34)$$

$$\frac{dy_2}{dt} = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) u_{s\alpha} + L_{g2} h_2(x) u_{s\beta} \quad (III.35)$$

$$\frac{dy_2}{dt} = \frac{d\varphi_r^2}{dt} = \frac{2}{T_r} (L_m (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} + \varphi_{\beta r} I_{s\alpha}) - (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) \quad (III.36)$$

$\frac{dy_2}{dt}$ Ne contient pas la commande donc en la dérive pour la deuxième fois jusqu'à qu'il contient la commande.

$$\frac{d^2 y_2}{dt^2} = \frac{d^2 h_2(x)}{dt^2} = \frac{d^2 \varphi_r^2}{dt^2} \quad (III.37)$$

$$\frac{d^2 y_2}{dt^2} = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) V_{s\beta} \quad (III.38)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 y_2}{dt^2} = & \left(2 \left(\frac{p L_m}{J L_r} \right)^2 (2 + k L_m) \right) (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + \left(\frac{2 p^2 L_m^2}{J L_r} \right) (\Omega (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} + \varphi_{\beta r} I_{s\alpha})) - \\ & \left(\left(6 \left(\frac{p L_m}{J L_r} \right)^2 L_m \right) + \left(\frac{2 \lambda p L_m^2}{J L_r} \right) \right) (\varphi_{r\beta} I_{s\beta} + \varphi_{\alpha r} I_{s\alpha}) + \left(2 \left(\frac{p L_m^2}{J L_r} \right)^2 \right) (I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2) + \\ & \frac{2 p L_m^2}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\alpha r} V_{sa} + \frac{2 p L_m^2}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\beta r} V_{s\beta} \end{aligned} \quad (III.39)$$

$\frac{d^2 y_2}{dt^2}$ Contient la commande donc le degré relatif associé à $Y_1(x)$ est $\delta_2 = 2$

Avec :

$$L_f h_2(x) = \frac{2}{T_r} (L_m (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} + \varphi_{\beta r} I_{s\alpha}) - (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) \quad (III.40)$$

$$L_{g1} h_2(x) = 0 ; L_{g2} h_2(x) = 0 \quad (III.41)$$

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) = & \left(2 \left(\frac{p L_m}{J L_r} \right)^2 (2 + k L_m) \right) (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + \left(\frac{2 p^2 L_m^2}{J L_r} \right) (\Omega (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} + \varphi_{\beta r} I_{s\alpha})) - \\ & \left(\left(6 \left(\frac{p L_m}{J L_r} \right)^2 L_m \right) + \left(\frac{2 \lambda p L_m^2}{J L_r} \right) \right) (\varphi_{r\beta} I_{s\beta} + \varphi_{\alpha r} I_{s\alpha}) + \left(2 \left(\frac{p L_m^2}{J L_r} \right)^2 \right) (I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2) \end{aligned} \quad (III.42)$$

$$L_{g1} L_f h_2 = \frac{2 p L_m^2}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\alpha r} \quad (III.43)$$

$$L_{g2} L_f h_2 = \frac{2 p L_m^2}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\beta r} \quad (III.44)$$

$$L_f h_1(x) = \frac{p L_m}{J L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f \Omega \quad (III.45)$$

$$L_{g1} h_1(x) = 0 ; L_{g2} h_1(x) = 0 \quad (III.46)$$

$$L_f^2 h_1(x) = -\frac{(pL_m)^2}{L_r J^2} (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) + \frac{pL_m f^2}{L_r J^3} \Omega + \frac{p f L_m}{L_r J^3} T_L - \frac{pL_m}{J L_r} K w_r (\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2) - \left(\frac{pL_m}{J L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} + \lambda \right) \right) (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{pL_m}{J L_r} w_r (\varphi_{r\beta} I_{s\beta} + \varphi_{\alpha r} I_{s\alpha}) \quad (III.47)$$

$$L_{g1} L_f h_1(x) = -\frac{pL_m}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{r\beta}; \quad L_{g2} L_f h_1(x) = \frac{pL_m}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\alpha r} \quad (III.48)$$

Après avoir dérivé les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (III.42) et (III.47):

Le choix de cette sortie aboutit à une linéarisation partielle d'ordre $4(r_1+r_2 \leq 5)$ et une dynamique interne d'ordre 2 (n : ordre du système).

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \varepsilon(x)$$

c) Changement des variables

Pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement des variables de la forme :

$$y_1 = h_1 = \Omega \quad (III.49)$$

$$y_2 = h_2 = \varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (III.50)$$

$$\frac{dy_1}{dt} = L_f h_1(x) = \frac{n p L_m}{J L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f r \Omega \quad (III.51)$$

$$\frac{dy_2}{dt} = L_f h_2(x) = \frac{2}{T_r} (L_m (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} + \varphi_{\beta r} I_{s\alpha}) - (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) \quad (III.52)$$

III.4.4 Loi de commande non linéaire

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties ($y(x)$) est données par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (III.53)$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \varepsilon(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (III.54)$$

D'après cette formule, on donne la matrice de découplage par

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1(x) & L_{g2} h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{pL_m}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{r\beta} & \frac{pL_m}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\alpha r} \\ \frac{2 p L_m^2}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{\alpha r} & \frac{2 p L_m^2}{J L_r \sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (III.55)$$

Si on considère le système d'équations précédentes, les commandes V_{as} et $V_{\beta s}$ peuvent être déterminées si la matrice de découplages n'est pas singulière c'est-à-dire :

$$D^{-1}(x) = \frac{tcomD(x)}{detD(x)} = \frac{\text{com} \begin{bmatrix} -\frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} & \frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} \\ \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} & \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}}{\begin{pmatrix} -\frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} \end{pmatrix}} \\ = \frac{\begin{bmatrix} -\frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} & \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} \\ \frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} & \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}}{\begin{pmatrix} -\frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{2pL_m^2}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{pL_m}{JL_r\sigma L_s} \varphi_{ar} \end{pmatrix}} \quad (III.56)$$

On définit la commande non-linéaire par [4]-[17] :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (III.57)$$

III.4.5 Commande par imposition des pôles

Afin d'assurer le suivi des trajectoires de trajectoire de vitesse de référence $\Omega_{r \text{ réf}}$ et du flux ϕ_r^2 avec des dynamiques stables, on impose au système de linéarisé les nouvelles entrées V_1 et V_2 définies sous la forme suivante :

$$V_1 = \frac{d^2 y_1}{dt^2} = \frac{d^2 \Omega}{dt^2} \quad (III.58)$$

$$V_2 = \frac{d^2 y_2}{dt^2} = \frac{d^2 \phi_r^2}{dt^2} \quad (III.59)$$

$$V_1 = \frac{d^2 e_1}{dt^2} + k_{a1} \frac{de_1}{dt} + k_{a2} e_1 \quad (III.60)$$

$$V_2 = \frac{d^2 e_2}{dt^2} + k_{b1} \frac{de_2}{dt} + k_{b2} e_2 \quad (III.61)$$

$$V_1 = \left(\frac{d^2 \Omega_{ref}}{dt^2} - \frac{d^2 \Omega_r}{dt^2} \right) + k_{a1} \left(\frac{d\Omega_{ref}}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} \right) + k_{a2} (\Omega_{ref} - \Omega) \quad (III.62)$$

$$V_2 = \left(\frac{d^2 \phi_{rref}^2}{dt^2} - \frac{d\phi_r^2}{dt} \right) + k_{b1} \left(\frac{d\phi_{rref}^2}{dt} - \frac{d\phi_r^2}{dt} \right) + k_{b2} (\phi_{rref}^2 - \phi_r^2) \quad (III.63)$$

Où :

(K_{a1}, k_{a2}) et (k_{b1}, k_{b2}) sont des paramètres de réglage, choisi de telle façon à imposer à la dynamique du système les performances désirées.

Les dynamiques des erreurs de poursuite $e_1 = \Omega_{r \text{ réf}} - \Omega_r$ et $e_2 = \phi_{r \text{ réf}}^2 - \phi_r^2$ deviennent :

$$\frac{d^2 e_1}{dt^2} + k_{a1} \frac{de_1}{dt} + k_{a2} e_1 = 0 \quad (III.64)$$

$$\frac{d^2 e_2}{dt^2} + k_{b1} \frac{de_2}{dt} + k_{b2} e_2 = 0 \quad (III.65)$$

Si les coefficients (K_{a1} , k_{a2}) et (k_{b1} , k_{b2}) sont choisis de manière à satisfaire les deux polynômes d'Hurwitz :

$$\begin{cases} k_{a2} + k_{a1} P + P^2 = 0 \\ k_{b2} + k_{b1} P + P^2 = 0 \end{cases} \quad (III.66)$$

III.4.6 Calcul des régulateurs de la commande stabilisante

Les gains des régulateurs et du flux de la vitesse sont calculés en fonction de nos spécifications de performance. Ces spécifications portent sur le temps de stabilisation et le dépassement par rapport au régime permanent de la vitesse et de flux.

On calcule les gains des régulateurs de vitesse et de flux en fonction de nos spécifications de performance. Ces spécifications concernent surtout la durée de stabilisation et le dépassement par rapport aux valeurs en régime permanent de vitesse et de flux.

A partir de l'équation III.64 et III.65, la dynamique du système en fonction de la dynamique des trajectoires désirées peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \Omega_r}{dt^2} + k_{a1} \frac{d\Omega_r}{dt} + k_{a2} \Omega_r &= \frac{d^2 \Omega_{r \text{ réf}}}{dt^2} + k_{a1} \frac{d\Omega_{r \text{ réf}}}{dt} + k_{a2} \Omega_{r \text{ réf}} \\ \frac{d^2 \phi_r^2}{dt^2} + k_{b1} \frac{d\phi_r^2}{dt} + k_{b2} \phi_r^2 &= \frac{d^2 \phi_{r \text{ réf}}^2}{dt^2} + k_{b1} \frac{d\phi_{r \text{ réf}}^2}{dt} + k_{b2} \phi_{r \text{ réf}}^2 \end{aligned} \quad (III.67)$$

Dans la pratique, on choisit une dynamique des trajectoires désirées plus rapides que celle de la machine, dans ce cas, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \Omega_r}{dt^2} + k_{a1} \frac{d\Omega_r}{dt} + k_{a2} \Omega_r &= k_{a2} \Omega_{r \text{ réf}} \\ \frac{d^2 \phi_r^2}{dt^2} + k_{b1} \frac{d\phi_r^2}{dt} + k_{b2} \phi_r^2 &= k_{b2} \phi_{r \text{ réf}}^2 \end{aligned} \quad (III.68)$$

Ou encore dans le domaine fréquentiel :

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_r}{\Omega_{r \text{ réf}}} &= \frac{k_{a2}}{K_{a2} + k_{a1} P + P^2} \\ \frac{\phi_r^2}{\phi_{r \text{ réf}}^2} &= \frac{k_{b2}}{K_{b2} + k_{b1} P + P^2} \end{aligned} \quad (III.69)$$

En boucles fermée, les fonctions de transfert de flux et de la vitesse possèdent des dynamiques du 2^{ème} ordre. En les identifiant à la forme canonique $\frac{\omega_n^2}{P^2 + 2\varepsilon \omega_n P + \omega_n^2}$, nous avons résoudre les systèmes suivants :

$$\begin{cases} k_{a1} = 2\varepsilon \omega_{n1} \\ k_{a2} = \omega_{n1}^2 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} k_{b1} = 2\varepsilon \omega_{n2} \\ k_{b2} = \omega_{n2}^2 \end{cases} \quad (III.70)$$

Pour notre cas, qui est la commande de la machine asynchrone, nous avons choisi, les coefficients (K_{a1} , k_{a2}) et (k_{b1} , k_{b2}) de manière à assurer une stabilité asymptotique et de permettre au système linéaire obtenu d'atteindre les performances souhaitées.

Dans ces conditions, pour impose des poursuites de trajectoires sans aucun dépassement, on choisit des amortissement $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = (1, 1)$ et afin de limiter au démarrage les contraintes sur le couple électromagnétique, les temps de réponse sont choisis $(T_{r1}, T_{r2}) = (0.16s, 0.08s)$. Après calcul, on trouve :

$$\begin{aligned} (K_{a1}, k_{a2}) &= (900, 60) \\ (k_{b1}, k_{b2}) &= (3600, 120) \end{aligned} \quad (\text{III.71})$$

La stratégie de commande par linéarisation entrée-sortie, est représentée par la figure III.5 et figure III.6.

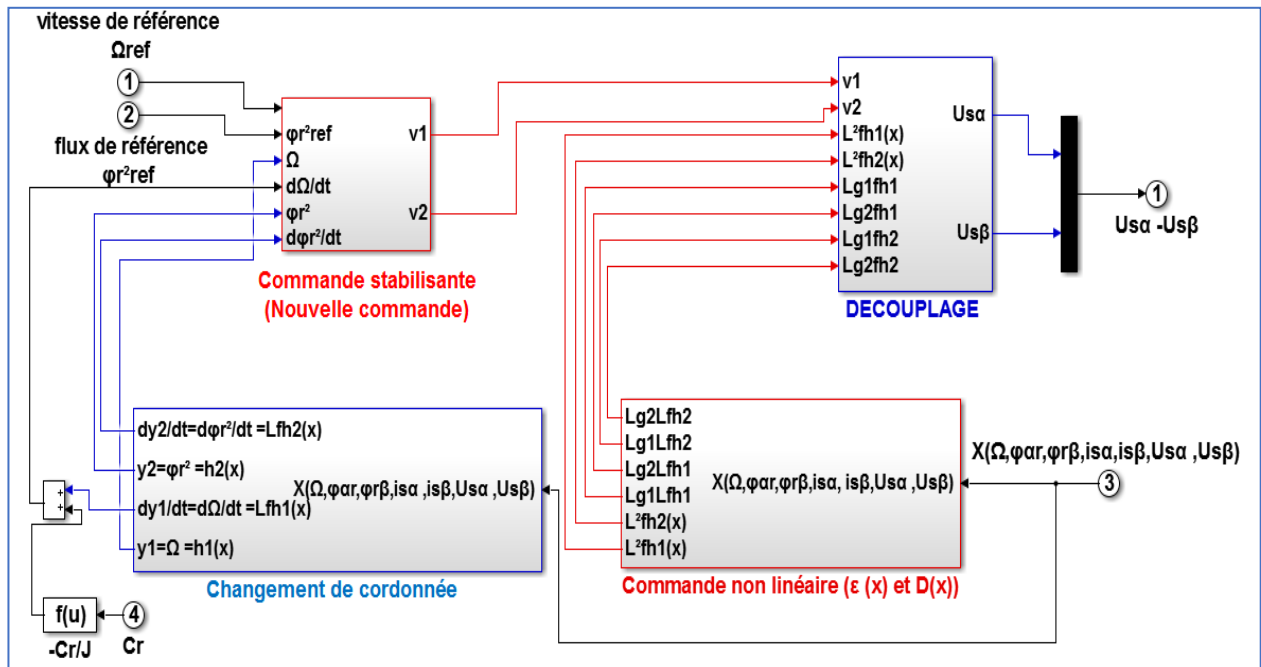


Fig.III.5 : Schéma Bloc de la commande par linéarisation entrée sortie

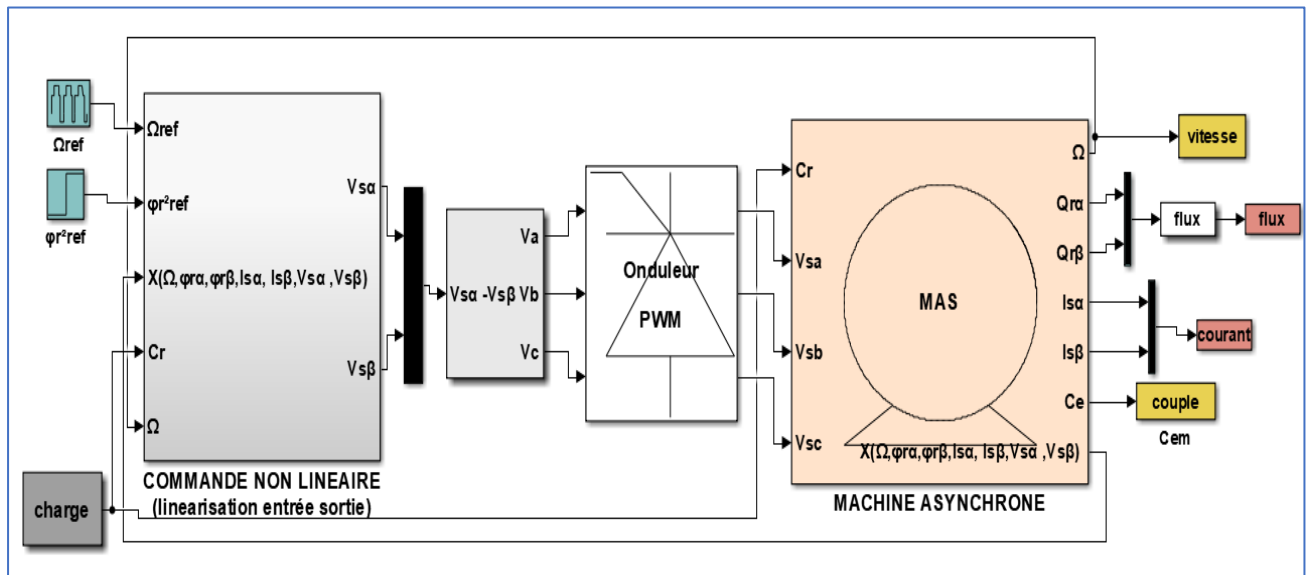


Fig.III.6: Schéma bloc commande par linéarisation entrée sortie de la MAS -onduleur

III.5 Simulation de la commande par linéarisation E/S de MAS

Les performances statique et dynamique de la commande par linéarisation entrée-sortie sont analysées à partir de test de simulation un mode de fonctionnement suivantes :

- Test de démarrage avec introduction de la charge et d'inversion de sens de rotation.

III.5.1 démarrage avec introduction de la charge

Nous avons effectué des simulations de la commande non linéaire on impose à la machine une vitesse de référence égale à 70 rad/s et à $t=0.1s$ on introduit un couple de charge égale à 10 Nm à l'instant de $t= [0.31s ; 0.4s]$ et à $t= [1.21s ; 1.5s]$.

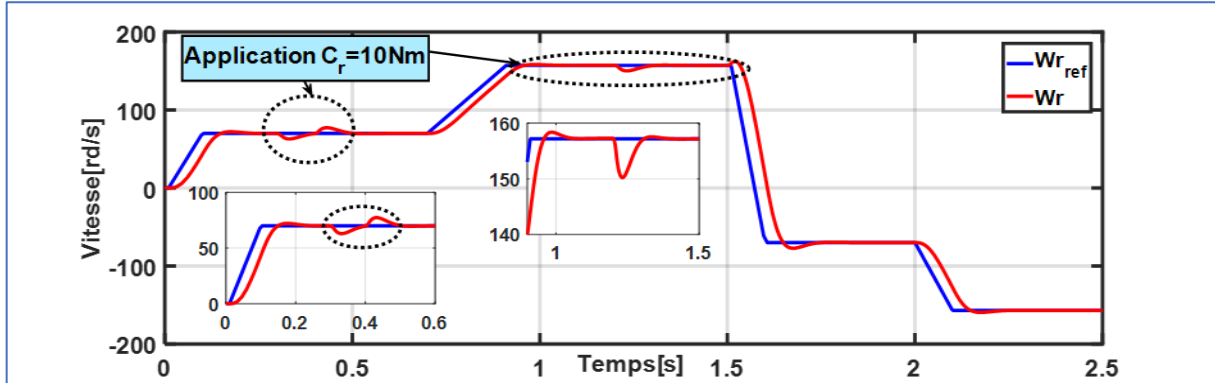


Fig.III.7 : Résultat de vitesse de la commande par linéarisation entrée sortie

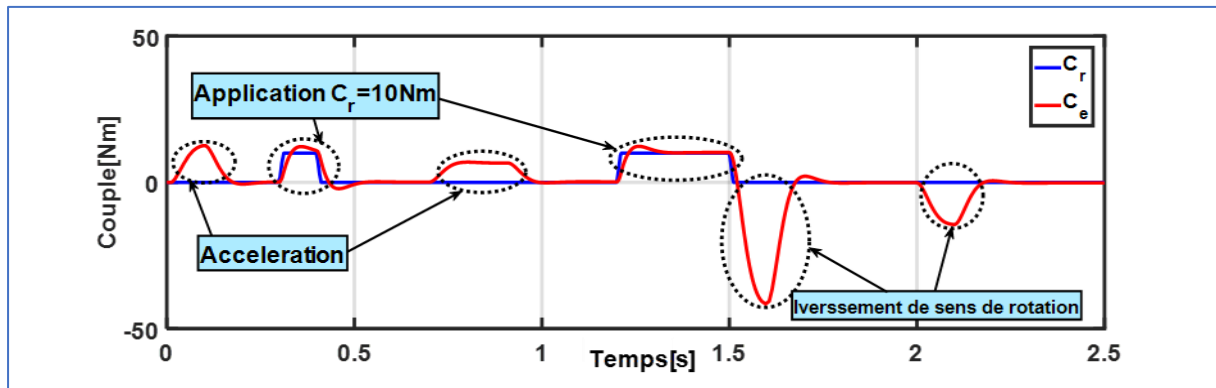


Fig.III.8 : Résultat de Couple électromagnétique de la commande par linéarisation entrée sortie

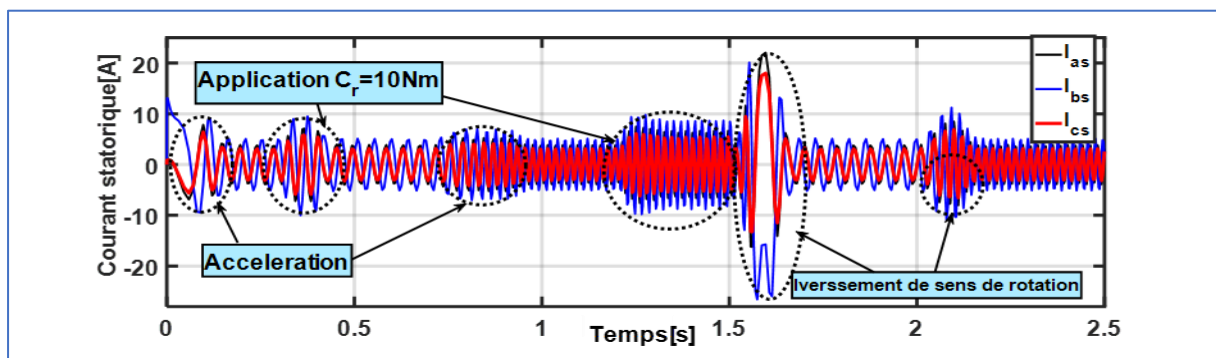


Fig.III.9 : Résultats des courants statoriques de la commande par linéarisation entrée sortie

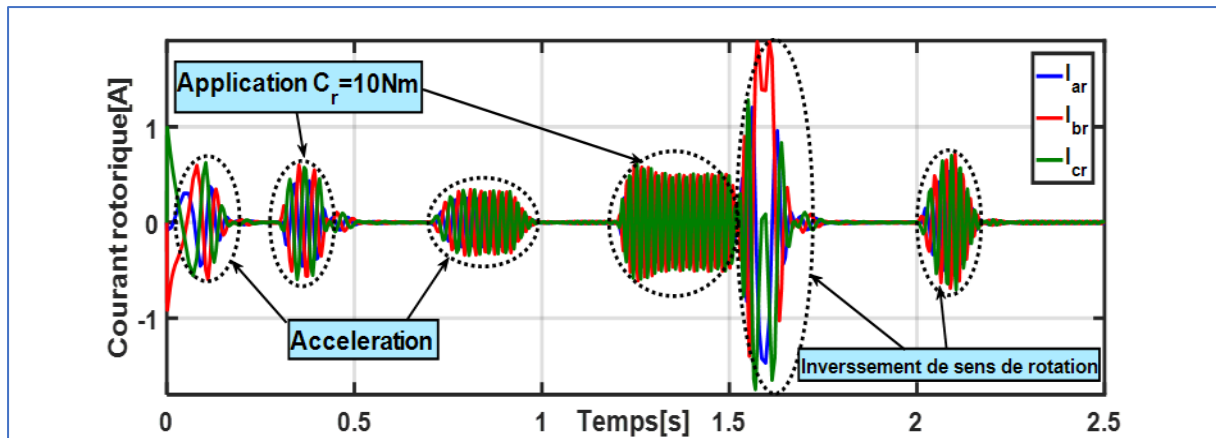


Fig.III.10 : Résultat de Courant rotorique de la commande par linéarisation entrée sortie

• Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que la vitesse suit correctement la vitesse de référence avec un régime transitoire et un faible dépassement. Ensuite, la vitesse se stabilise autour des valeurs imposées avec une erreur statique presque nulle. Lors de l'application de la charge une légère baisse de vitesse est observée, mais elle est rapidement compensée. Par ailleurs, en inversant le sens de rotation, la réponse reste stable et la vitesse suit correctement la nouvelle consigne.

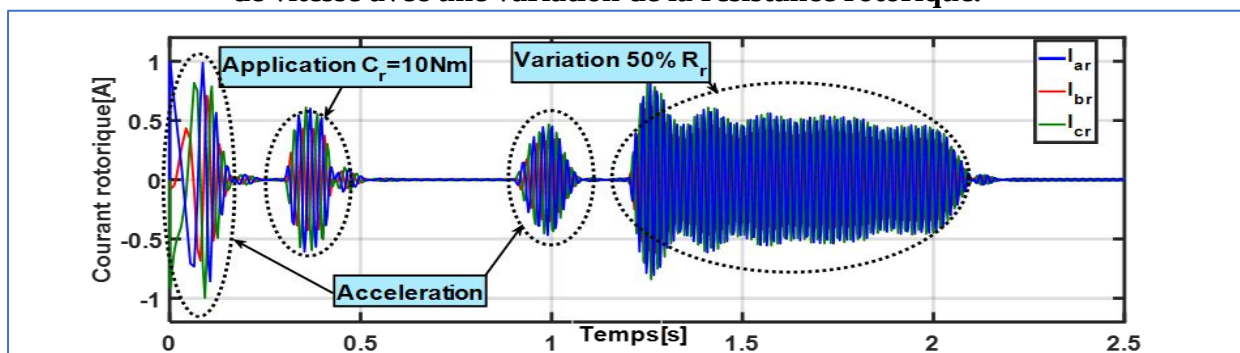
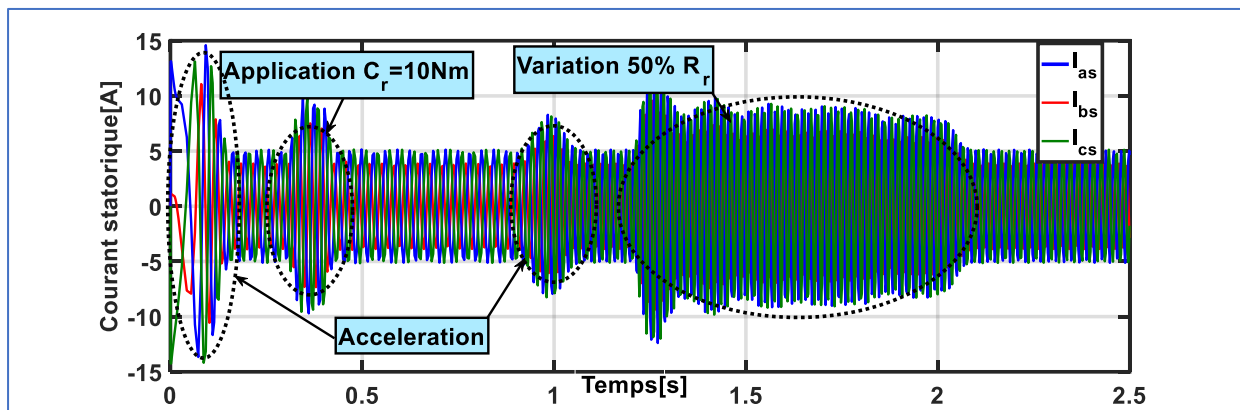
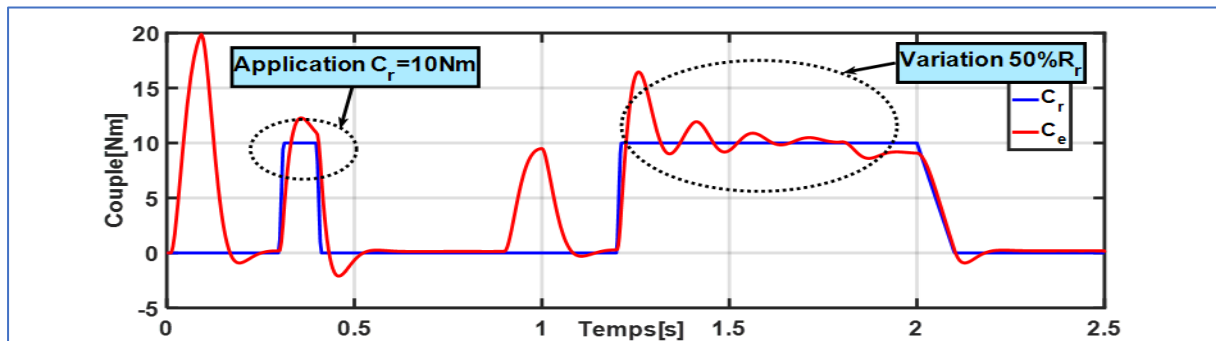
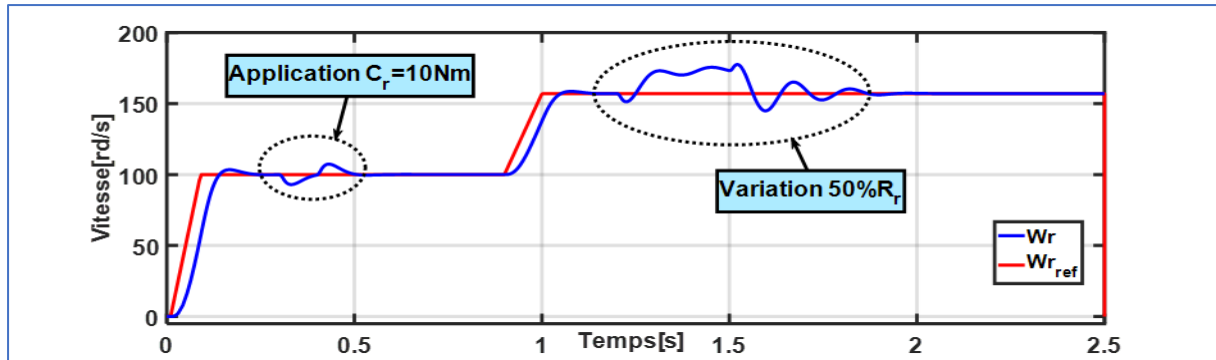
Le couple électromagnétique s'adapte rapidement aux différentes variations du fonctionnement. Durant le régime transitoire on remarque un pic sur la réponse de couple puis il s'annule après au moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 10N.m, durant l'inversion de sens de rotation un pic sur la réponse de couple puis il atteint la valeur de couple de charge, il reprend rapidement son état stable après chaque pic.

Au cours du régime transitoire, les courants revêtent une forme sinusoïdale d'amplitude variable suivant la charge. Lors de l'inversion de sens de rotation, un pic apparaît sur la réponse des courants, puis il atteint sa valeur.

III.5.2 Test de robustesse

Maintenant la simulation est effectuée pour une variation paramétrique de la résistance rotorique R_r (50%) à l'instant $t = [1.01s ; 1.8s]$ et l'inductance rotorique L_r (50%) à l'instant $t = [1.01s ; 1.8s]$, nous avons appliqué aussi une charge $C_r = 10Nm$ à l'instant $t = [0.31s ; 0.4s]$ et à $t = [1.21s ; 1.5s]$, les résultats obtenus sont donnés par les figures suivantes.

a. Variation de la résistance rotorique R_r



• Interprétation des résultats

Au moment de la variation de la résistance rotorique avec l'application d'une charge, on remarque que la vitesse reste proche de sa valeur de référence avec une erreur statique remarquable. On observe cependant des perturbations sous forme des oscillations avec un dépassement.

Le couple électromagnétique présente aussi des pics au moment de la variation de la résistance rotorique. Après cette phase transitoire, le couple revient vers la valeur imposée par la charge appliquée.

Concernant les courants statoriques, ils subissent également des variations temporaires avec quelques pics et faibles oscillations.

b. Variation de l'inductance rotorique L_r :

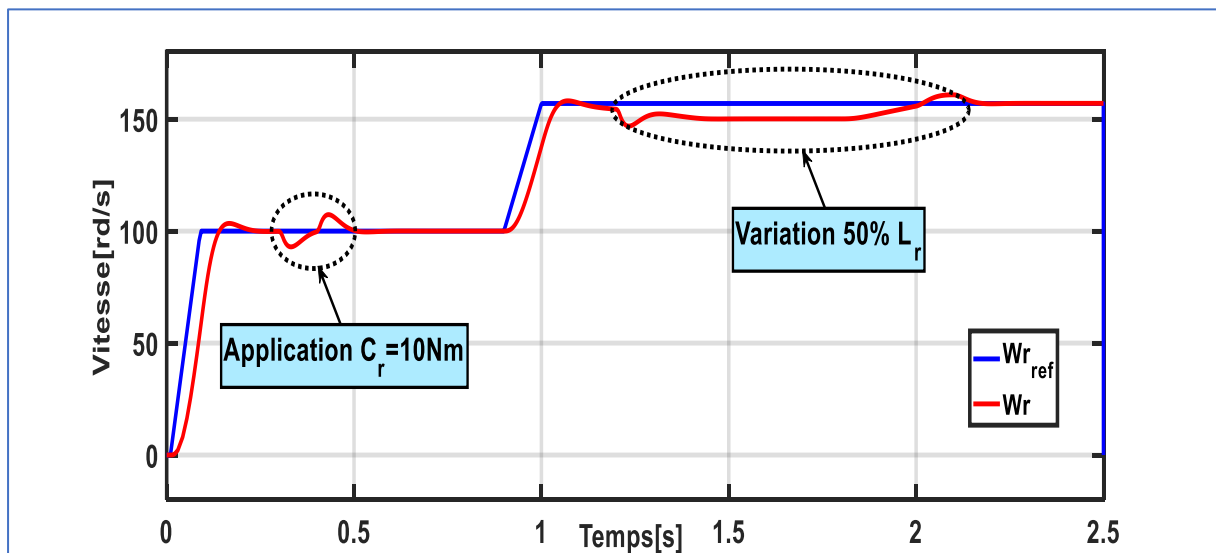


Fig.III. 15 : Résultat de la vitesse de la commande linéarisation entrée sortie avec une variation de l'inductance rotorique.

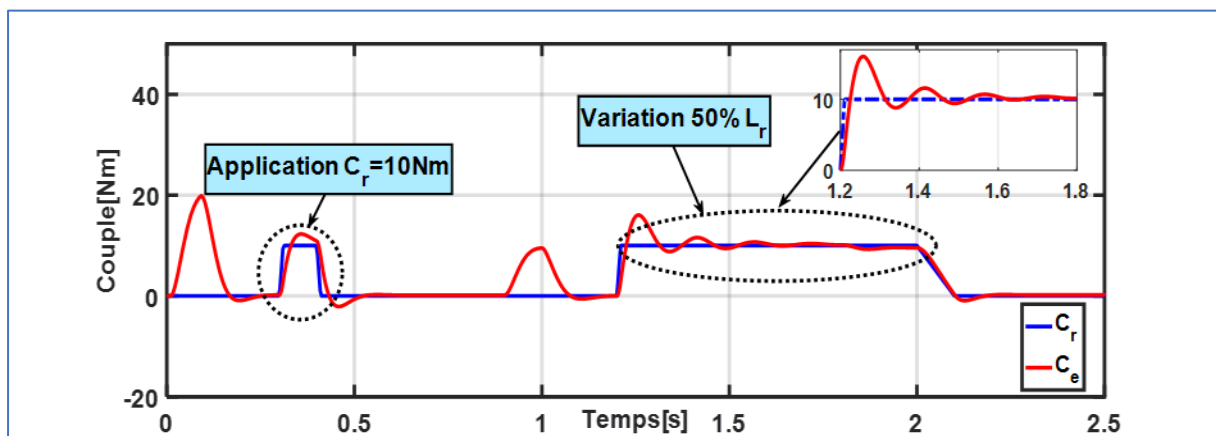


Fig.III.16 : Résultat de couple électromagnétique de la commande linéarisation entrée sortie avec une variation de l'inductance rotorique.

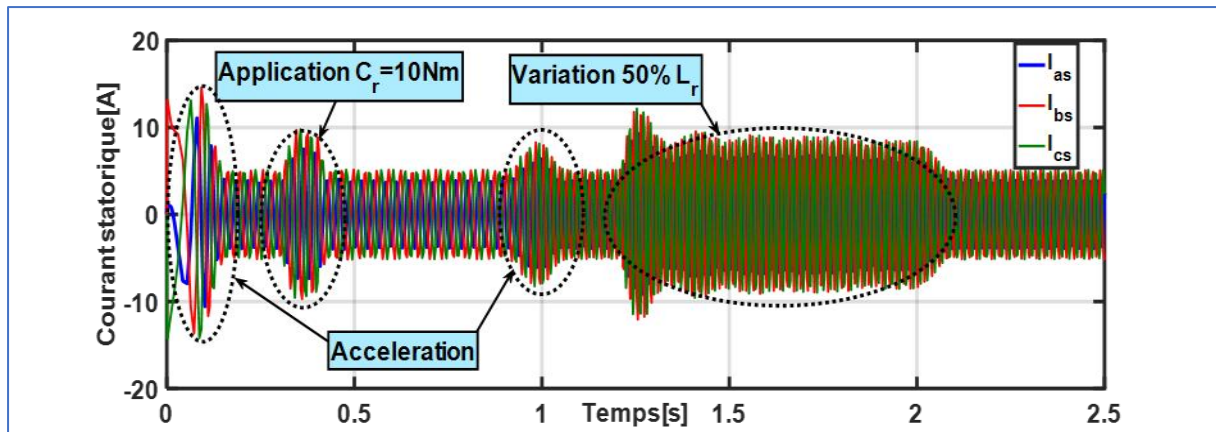


Fig.III.17 : Résultat de courant statorique de régulateur par linéarisation entrée sortie de vitesse avec une variation de de l'inductance rotorique.

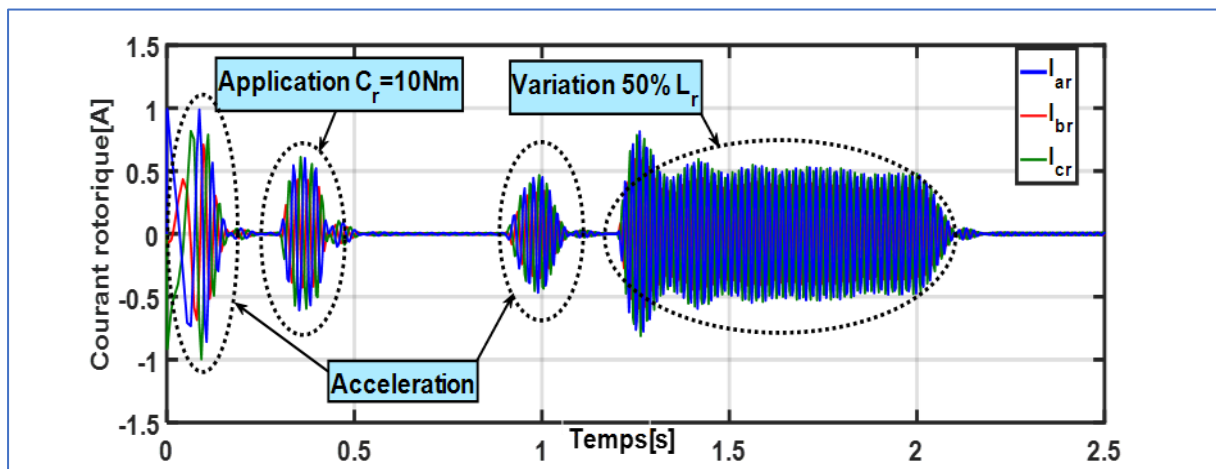


Fig.III.18 : Résultat de courant rotorique de régulateur par linéarisation entrée sortie de vitesse avec une variation de de l'inductance rotorique.

• Interprétation des résultats

Au moment du changement de l'inductance rotorique, on remarque que la vitesse diminue avec une erreur statique remarquable. Qui montre l'influence de variation de l'inductance rotorique sur le single de vitesse.

Le couple électromagnétique présente aussi des pics et des petites oscillations au moment de la variation de l'inductance rotorique.

Concernant les courants statoriques, ils subissent également des variations temporaires qui sont observé par des oscillations. Ensuite, les courants retrouvent leur régime normal de fonctionnement.

D'après ces résultats, on remarque de façon claire que la commande par linéarisation entrée-sortie de MAS est sensible aux variations des paramètres internes, notamment à la variation de la résistance rotorique et l'inductance rotorique. Cette variation provoque des perturbations transitoires.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande par linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone considérée comme un système non linéaire. Cette méthode repose sur la transformation du modèle non linéaire en un modèle linéaire équivalent afin de faciliter la synthèse de la loi de commande par retour d'état. Les résultats obtenus à travers les simulations sous Matlab/Simulink montrent que cette stratégie de commande assure un bon découplage entre le flux et le couple électromagnétique, tout en garantissant un suivi satisfaisant des références de vitesse dans différents régimes de fonctionnement. La réponse du système présente de bonnes performances dynamiques avec une stabilité correcte et une faible erreur de poursuite. Cependant, l'étude de robustesse a montré que cette commande reste sensible aux variations paramétriques internes (la résistance rotorique et l'inductance rotorique) et externes (charge) ce qui influence les performances de la machine et réduit la robustesse du système de commande. Malgré cette limitation, la commande par linéarisation entrée-sortie demeure une méthode efficace pour l'amélioration des performances dynamiques de la machine asynchrone.



Conclusion générale



Conclusion générale

Ce projet de fin d'études nous a permis de traiter l'un des défis majeurs de l'électrotechnique moderne : le contrôle performant de la machine asynchrone (MAS). Face au comportement multivariable, fortement couplé et non linéaire de ce moteur, l'objectif de ce travail était de concevoir, simuler et confronter deux stratégies l'un c'est la commande avancées qui est la commande par mode glissant (SMC) et l'autre c'est la commande non linéaire, la commande c'est commande par linéarisation entrée-sortie (IOL) intégrées dans une chaîne d'entraînement complète avec un onduleur de tension piloté par une modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle.

Avant de pouvoir concevoir quoi que ce soit, il a fallu passer premièrement par la modélisation. En exploitant la transformation de Park, nous avons exprimé les équations de la MAS dans un repère diphasique lié au champ tournant. Cette étape a mis en évidence le couplage naturel entre le flux rotorique et le couple électromagnétique et à mieux comprendre pourquoi les régulateurs PI classiques atteignent vite leurs limites face à ce type de système. Parallèlement, la modélisation de l'onduleur et de sa stratégie de commutation MLI a permis de restituer fidèlement l'alimentation en tension de la machine.

Le cœur de notre contribution s'est ensuite articulé autour du développement et de l'évaluation des deux chapitres de commande :

- ❖ **Chapitre dédié à la commande par mode glissant (SMC) :** Dans cette partie, nous avons défini des surfaces de glissement appropriées pour la vitesse, en nous appuyant sur le critère de Lyapunov pour garantir la stabilité globale du système. Les résultats de simulation de cette configuration ont mis en relief une robustesse exceptionnelle. Lors de l'application d'un couple de charge ainsi que des tests de robustesse avec variations brutales sur la résistance rotorique R_r et l'inductance rotorique L_r (augmentation de 50%) n'ont pas altéré les trajectoires de référence, nous avons remplacé la fonction de commutation stricte (SIGN) par une fonction continue saturation (SAT) afin d'éliminer le phénomène de chattering. La commande s'est montrée totalement insensible aux incertitudes du modèle.
- ❖ **Le chapitre consacré à la linéarisation entrée-sortie (IOL) :** Cette commande a été développée pour apporter une solution mathématique élégante au problème de couplage. En utilisant le calcul des dérivées de Lie, nous avons transformé

Conclusion générale

le modèle non linéaire de la MAS en un système totalement linéaire et découplé. Les simulations de cette approche ont révélé une dynamique de poursuite extrêmement propre et fluide. Cependant, lorsque soumise aux mêmes perturbations (le couple de charge et variations paramétriques de 50% sur R_r et L_r) la linéarisation entrée-sortie a montré ses limites : des pics de dépassement et des oscillations ont été observés, confirmant que cette méthode, aussi élégante soit-elle mathématiquement, reste tributaire de la précision du modèle utilisé.

La comparaison entre les deux méthodes ne désigne pas un vainqueur absolu. Plutôt, elle montre que le choix dépend de ce qu'on cherche : si la priorité est la robustesse face aux incertitudes, le mode glissant l'emporte. Si on veut des signaux propres et un comportement prévisible dans un environnement stable, la linéarisation entrée-sortie fait mieux. En somme, le mode glissant protège contre l'inconnu, tandis que la linéarisation entrée-sortie exploite pleinement ce qu'on connaît.

Pour prolonger la portée de cette étude, plusieurs perspectives de recherche s'ouvrent à nous :

1. **Optimisation du mode glissant** : développer un mode glissant d'ordre supérieur (algorithme *super-twisting*) pour éliminer le *chattering* tout en conservant la robustesse.
2. **Estimation d'état (Commande Sensorless)** : Intégrer un estimateur de flux et de vitesse (comme un filtre de Kalman étendu ou un estimateur basé sur l'adaptation MRAS) afin de supprimer le capteur mécanique de vitesse, réduisant ainsi le coût et l'encombrement du système.
3. **Implémentation matérielle** : Transposer nos blocs de simulation Simulink en code temps réel pour valider expérimentalement ces lois de commande sur un banc d'essai physique équipé d'une carte de contrôle rapide (type dSPACE ou DSP).

Ce projet nous a appris autant sur les techniques de commande que sur la façon de mener une étude sérieuse : formuler un problème, construire une solution, la tester, et surtout la remettre en question. C'est peut-être ça, la vraie valeur d'un projet de fin d'études.



Bibliographie



- [1] **ACHOURI, R.** et **HIDOUCHE, M.** « Étude et simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone ». Projet de Fin d'Études d'Ingénieur d'État en Électrotechnique, École Nationale Polytechnique (ENP), Alger, juin 2007.
- [2] **MESSAI, M. I.** et **REDOUANI, M. M.** « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Université d'El-Oued, Algérie, 2014.
- [3] **CHATEIGNER, G., BOUIX, D., VAILLANT, J.** et **VERKINDERE, D.** Manuel de Génie Électrique. Dunod, Paris, 2006.
- [4] **BEN AKECHA, M.** « Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension à SVM ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2013.
- [5] **CHAOUCH, S.** « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse ». Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [6] **DJELLOULI, T.** « Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer ». Mémoire de Magister, Université Yahia Farés de Médéa, juillet 2010.
- [7] **MAYÉ, P.** Moteurs électriques industriels. Dunod, coll. « Sciences Sup », Paris, 2005.
- [8] **PINARD, M.** Commande électronique des moteurs électriques. 2ème édition. Dunod, coll. « Technique et ingénierie », Paris, 2007.
- [9] **METROUH, M.** et **MOUSSI, R.** « Identification d'une machine asynchrone à cage ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 11 juillet 2017.
- [10] **BENDEMMAGH, W.** « Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Ferhat Abbas — Sétif 1, 30 octobre 2013.
- [11] **BAGHLI, L.** « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Notes de cours, Université Henri Poincaré Nancy 1 / IUFM de Lorraine, 2004.

Bibliographie

- [12] **TAMADARTAZA**, C. et **AZIROU**, N. « Étude et réalisation d'un onduleur monophasé pur sinus ». Mémoire de Master en Automatique et Systèmes, Université Abderrahmane Mira ,Bejaïa, 2022.
- [13] **TORKI**, S. « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF) ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2012.
- [14] **HAMDI**, N. « Amélioration des performances des aérogénérateurs ». Thèse de doctorat d'État, Université Mentouri de Constantine, 2001.
- [15] **TAMRBED**, H. et **AZARBOR**, T. « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». Mémoire d'Ingénieur d'État, Université Badji Mokhtar d'Annaba, juin 2000.
- [16] **MATIKA**, Y. et **KHATIR BENMEHIMDA**, H. « Étude comparative de la commande vectorielle et la commande par mode glissant de la machine asynchrone ». Mémoire de Master, Université Belhadj Bouchaib d'Aïn Témouchent, 2020.
- [17] **CHEKIMA**, D. « Commande d'une machine asynchrone par logique floue ». Mémoire de Master, Université d'El-Oued, 2014.
- [18] **HUNG**, J. Y., **GAO**, W. et **HUNG**, J. C. « Variable structure control: A Survey ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, n° 1, février 1993, pp. 2-22.
- [19] **AMIMEUR**, H. « Réglage par mode glissant d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur matriciel ». Mémoire d'Ingénieur d'État en Électrotechnique, Université de Bejaïa, 2009.
- [20] **KERCHA**, M. « Commande par mode glissant d'un moteur pas à pas à aimant permanent ». Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [21] **SABANOVIC**, A. et **BILALOVIC**, F. « Sliding mode control of AC drives ». IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-25, n° 1, janvier-février 1989, pp. 70-75.
- [22] **MENDAZ**, K. « Développement de nouvelles méthodes numériques pour l'analyse dans la conversion des systèmes électromagnétiques de grande capacité ». Mémoire de Magister, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2008.

Bibliographie

- [23] **ACHOUR**, A. « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2005.
- [24] **OUGUINI**, R., **BOUZID**, R. et **SELLAMI**, Y. « Une commande robuste par mode glissant flou appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile holonome ». In: Proceeding of CISTEMA-2003.
- [25] **AISSAOUI**, A. « L'utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue pour la commande de la machine synchrone ». Thèse de doctorat ès sciences en Électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2007.
- [26] **ABID**, M. « Commande sans capteur mécanique par mode glissant d'une machine asynchrone ». In: Proceeding of CNEA'07, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 24-25 mai 2007.
- [27] **BICHI**, M. A. et **RECIUI**, M. E. A. « Réglage par mode glissant de la vitesse d'une machine asynchrone double étoile commandée par la technique DTC ». Mémoire de Master, Université de Ghardaïa, 2022.
- [28] **SADOUNI**, R. « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile ». Mémoire de Magister, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2010.
- [29] **CANUDAS DE WIT**, C. « Commande des moteurs asynchrones », vol. 2 : Optimisation, discrétisation et observateurs. Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [30] **DECHOUCHA**, A. « Commande par mode glissant par imposition des pôles d'une machine à induction linéarisée par orientation du flux ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2005.
- [31] **LOPES**, C. M. et **DIAKANAMWA**, M. A. « Commande non linéaire de la machine asynchrone par logique floue ». Mémoire de Master en Électromécanique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2012.
- [32] **BAKHOUCHE**, F. « Commande par linéarisation entrée-sortie du couple et du flux de la machine asynchrone ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université Ferhat Abbas — Sétif, 28 avril 2009.
- [33] **SAHRAOUI**, M. « Commandes non linéaires de la machine asynchrone ». Mémoire de Master en Commande des Systèmes Électriques, Université Ferhat Abbas — Sétif, 2013.

Bibliographie

- [34] **LADNI**, H. et **KEBIR**, K. « Étude et réalisation de la commande par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, 2018.
- [35] **ISIDORI**, A. Nonlinear Control Systems: An Introduction. 2ème édition. Springer-Verlag, coll. « Communications and Control Engineering », Berlin, 1989.
- [36] **KENNICHE**, H. « Commande par linéarisation entrée-sortie d'une machine asynchrone avec un estimateur d'état du flux rotorique ». Mémoire de Master en Machines Électriques et Électronique de Puissance, Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2015.
- [37] **BROCKETT**, R. W. « Feedback invariants for nonlinear systems ». In: Proceedings of the VIIth IFAC World Congress, Helsinki, 12-16 juin 1978, pp. 1115-1120.
- [38] **REMMACHE**, I. et **BELMILOUD**, R. « Commande par linéarisation entrée-sortie de la MAS ». Mémoire de Master en Commande des Systèmes Électriques, Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi — Bordj Bou Arreridj, 2021.



Résumé&Abstract&ملخص



Résumé

La commande des machines électriques reste un défi réel dans les systèmes industriels modernes, ce qui nous a motivés à choisir ce sujet. Ce travail compare deux lois de commande l'une avancée qui est le mode glissant et l'autre non linéaire qui est la commande par linéarisation entrée-sortie appliquées à un moteur asynchrone associé à un onduleur. Le système a été entièrement modélisé et simulé sous MATLAB/Simulink. Les deux commandes ont été testées sous charge, puis soumises à un test de robustesse dans lequel les paramètres rotoriques R_r et L_r ont été volontairement augmentés de 50% par rapport à leurs valeurs nominales. Les résultats montrent que les deux approches donnent des performances radicalement différentes. Le mode glissant présente des performances stables quelles que soient les variations paramétriques imposées, tandis que la commande par linéarisation entrée-sortie présente des pics et des oscillations considérables dans les mêmes tests, ce qui prouve sa sensibilité aux variations de paramètres. Ce comportement s'explique par le fait que cette commande repose sur un modèle précis du système, dès que ce modèle n'est plus représentatif, les performances se dégradent. En conclusion, si la robustesse aux incertitudes est une exigence de l'application, le mode glissant est le choix le plus approprié. La linéarisation reste valable lorsque les paramètres du moteur sont bien connus et peu variables.

Mots-clés : mode glissant, linéarisation entrée-sortie, moteur asynchrone, onduleur, robustesse, variation paramétrique.

Abstract

Controlling electrical machines remains a challenge in modern industrial systems, which motivated us to choose this topic. This work compares two types of control strategies, in one hand is the advance control which is the sliding mode control and in other hand non linear control which is input-output linearization control applied to an induction motor driven by an inverter. The complete system was modeled and simulated in MATLAB/Simulink. Both controllers were tested under load conditions, then subjected to a robustness test in which the rotor resistance R_r and rotor inductance L_r were intentionally increased by 50% from their nominal values. The results show that the two approaches lead to radically different performances. Sliding mode control maintained stable behavior regardless of the imposed

parameter variations, while input-output linearization produced significant peaks and oscillations under the same conditions, confirming its sensitivity to parameter changes. This behavior is explained by the fact that this controller relies on an accurate model of the system once that model is no longer valid, performance degrades. In conclusion, when robustness to uncertainty is a requirement, sliding mode control is the most appropriate choice. Input-output linearization remains valid when the motor parameters are well known and stable.

Keywords: sliding mode control, input-output linearization, induction motor, inverter, robustness, parameter variation, MATLAB/Simulink.

ملخص

تُعدّ التحكم في الآلات الكهربائية تحدياً حقيقياً في الأنظمة الصناعية الحديثة، وهو ما دفعنا إلى اختيار هذا الموضوع يقارن هذا العمل بين قانوني تحكم متطور الا وهو التحكم بالنمط الانزلاقي والثاني غير خطي الا وهو التخطيط الخطي للمدخل-المخرج مطبّقين على محرك حثي مرتبط بعاكس. تم نمذجة النظام الكامل ومحاكاته باستخدام بيئة MATLAB تخضع لكلا القانونين لاختبارات تحت الحمل، ثم لاختبار متانة تم فيه رفع قيم المقاومة الدوارة R_r والحثية الدوارة L_r بنسبة 50% عن قيمتها الاسمية.

أظهرت النتائج أن الأسلوبين يعطيان أداءً مختلفاً جذرياً؛ إذ حافظ التحكم بالنمط الانزلاقي على استقرار الأداء بغض النظر عن التغيرات المفروضة في المعاملات، في حين أبدى التخطيط الخطي للمدخل-المخرج قمماً وتذبذبات ملحوظة في نفس الظروف، مما يؤكد حساسيته لتغيرات المعاملات. يُفسّر هذا بكون هذا القانون يعتمد على نموذج دقيق للنظام فمتى لم يعد هذا النموذج صالحاً، تراجع الأداء. خلاصة القول، إن كانت المتانة أمام عدم اليقين شرطاً أساسياً في التطبيق، فإن التحكم بالنمط الانزلاقي هو الخيار الأنسب. أما التخطيط الخطي فيظل صالحاً عندما تكون معاملات المحرك معروفة جيداً ومستقرة.

الكلمات المفتاحية: النمط الانزلاقي، التخطيط الخطي للمدخل-المخرج، المحرك الحثي، العاكس، المتانة، تغير MATLAB/ Simulink المعاملات،