



République algérienne démocratique et populaire

Ministère de l'Enseignement

Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

Thèse

Présentée par:

BENNADJI Hocine

Pour l'obtention du diplôme de doctorat en électrotechnique

Option : Optimisation et Gestion d'Energie

Intitulé

Commande sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone à double alimentation

Thèse soutenue publiquement le (04/01/2025) devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Titre	Université	Rôle
Pr. Tir Zoheir	Professeur	Université d'el oued	Président
Pr. Bekakra Youcef	Professeur	Université d' el oued	Directeur de Thèse
Pr. Bessous Nouredine	Professeur	Université d' el oued	Examineur
Dr. Mahboub M ^{ed} Abdelbasset	Maître de Conférences –A–	Université d' ouargla	Examineur
Dr. Rouabeh Boubaker	Maître de Conférences –A–	Université d' ouargla	Examineur
Dr. Kechida Ridha	Maître de Conférences –A–	Université d' el oued	Examineur

بسم الله الرحمن الرحيم

"ولتكن منكم أمة يدعون إلى الخير ويأمرون بالمعروف وينهون عن المنكر" الآية
104 من سورة آل عمران.

وصلى الله على نبينا محمد و على آله وصحبه أجمعين،

الحمد لله مالك الملك إيجابا وتديبرا

، ومبدعه من فيض جوده ؛ عليماً بأسرار وجوده خيرا ومؤته من شاء رئيسا به
وأميراً ، وجاعل سياسته الحسان تبقى على تمدن الإنسان تعبيراً

بعد حمد الله بجميع محامده، والثناء عليه بما هو أهله، والصلاة على رسوله
المصطفى وآله

Remerciement

Louange à Dieu, qui m'a donné la force et le courage d'accomplir cette modeste œuvre.

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, **Professeur BEKAKRA Youcef**, pour son encadrement exemplaire et son soutien inestimable tout au long de cette recherche. Ses précieux conseils, ses remarques constructives et son suivi constant ont été essentiels pour la réalisation de ce travail.

Je remercie également tout particulièrement **Professeur Tir Zoheir**, président du jury, pour avoir accepté de diriger cette session et pour l'honneur qu'il m'accorde en participant à l'évaluation de cette thèse.

Mes remerciements chaleureux vont aussi à **Professeur Bessous Noureddine**, **Professeur Mohamed Abdelbasset Mahboub**, **Professeur Boubakeur Rouabah**, et **Professeur Ridha Kechida**, pour le temps et l'effort qu'ils ont consacrés à examiner cette thèse. Leurs observations pertinentes et leurs remarques éclairées, que j'accueille avec grand intérêt, contribueront sans aucun doute à enrichir et approfondir mes recherches.

Je remercie sincèrement tous les membres du jury pour leur bienveillance et leur engagement envers le travail scientifique.

Cette recherche n'aurait pas été possible sans la précieuse collaboration de nombreuses personnes qui m'ont guidé durant les différentes étapes de ce travail et m'ont soutenu dès le début, notamment le Dr Hamza Gasmi et le professeur Saad Khadar. J'adresse mes sincères remerciements aux honorables professeurs de l'université d'El Oued pour leurs conseils avisés, leurs encouragements constants et leur aide précieuse.

Enfin, je ne peux terminer ces remerciements sans adresser ma gratitude à mes grandes familles pour leur aide, leur compréhension, leurs encouragements et le soutien qu'elles m'ont apporté tout au long de mes études, ainsi qu'à tous mes amis.

À toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin, je vous dis **merci infiniment**.

Dédicace

Je dédie ce travail avec une profonde reconnaissance à mes chers parents, dont les sacrifices, l'amour inconditionnel, la patience et le soutien constant ont été la véritable clé de mon succès. À travers chaque étape de mon parcours, leur présence a été un pilier inébranlable.

Je tiens également à exprimer ma gratitude infinie à mon épouse, qui a partagé avec moi tant de moments d'angoisse et de joie tout au long de ces longues années d'études. Sa compréhension, sa patience et son soutien continu m'ont permis de surmonter les défis.

À mes fils, Jaber et Mohammed, vos sourires éclatants ont été ma source d'énergie et ma plus grande motivation tout au long de ce voyage.

Je n'ai pas de mots assez forts pour exprimer ma reconnaissance envers ma famille, mes amis et tous ceux qui ont cru en moi, m'ont soutenu et encouragé tout au long de ce chemin. Ce travail leur est dédié, avec tout mon amour et ma gratitude.

Bennadji Hocine

Table des matières

Introduction générale.....	14
----------------------------	----

Chapitre I État de l'art de la machine asynchrone à double alimentation

I.1. Introduction.....	17
I.2. Présentation.....	17
I.3. Machine asynchrone à double alimentation (MADA)	17
I.4. Mode de fonctionnement du MADA	18
I.4.1. Générateur hyposynchrone.....	18
I.4.2 Générateur hypersynchrone	18
I.4.3 Moteur hyposynchrone.....	19
I.4.4 Moteur hypersynchrone	19
I.5 Les avantages et les inconvénients du MADA.....	19
I.5.1 Avantages de la MADA	19
I.5.2. Inconvénients de la MADA	19
I.6 Applications de la MADA	20
I.7 Conclusion	21

Chapitre II Modélisation et commande vectorielle de la MADA

II. 1. Introduction.....	23
II.2 .Modélisation de la MADA	23
II.2.1 Modélisation dynamique du machine à double alimentation asynchrone	23
II.2.2 Hypothèses et règles	24
II.2.3 Mise en équations	24
II.3. Les équations du MADA	25
II.3.1 Les équations électriques.....	25
II.3.2 Les équations magnétiques	25
II.3.3 Équation mécanique.....	26
II.4 Mise en œuvre de Transformation Park à MADA.....	26
II.4.1 Modèle MADA basé sur le repère d'axes « d, q »	27
II..5. sélection du référentiel.....	27
II.5.1 Référentiel lié au stator	27
II.5.2 Référentiel lié au rotor	28
II.5.3 Référentiel lié au champ tournant.....	28
II.6 Modèle de MADA dans l'état représentatif de Park	29

II.7 Alimentation de la machine asynchrone à double alimentation	30
II.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension	30
II.8 Commandes vectorielle du MADA	32
II.8.1 Introduction à la commande vectorielle (FOC)	32
II.8.1.1 Contrôle vectoriel par orientation du Flux :	32
II.8.1.2 Orientation dans le référentiel (d-q)	32
II.8.1.3 Commande vectorielle du MADA (par flux orienté)	32
II.8.2 Processus d'orientation du flux	34
II.8.3 Les approches basées sur la commande vectorielle	35
II.9 Résultats de simulation	36
II.10 Conclusion	41

Chapitre III Commande par mode glissant sans capteur de la MADA

III. 1 Introduction	43
III. 2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	43
III. 3 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état	44
III. 4 Structure par changement au niveau de l'organe de commande, en incluant la commande équivalente	44
III. 5 Théorie du commande par mode glissant	45
III.5.1 Régime glissant idéal	45
III.5.2 Régime glissant réel	46
III. 6. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant	46
III. 6.1 Choix de la surface de glissement	47
III.6.2. Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant	47
III.6.2.1 fonction discrète de commutation	48
III.6.2.2. fonction de Lyapunov	48
III.6.2.3 Détermination de la loi de commande	48
III.7 Observateur à modes glissants	51
III.7.1 Observateur par mode glissant basé sur l'estimation de la f.é.m.	52
III.7.2 Observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q)	52
III.8 Application du contrôle et de l'observateur du vitesse et du couple de charge au MADA	52
III.8.1 Modèle de moteur asynchrone à double alimentation	52
III.8.2 Stratégie de contrôle en mode glissant	53
III.8.3 Contrôle de vitesse en mode glissant	54
III.8.4 Commande directe par mode glissant de la MADA	54

III.8.5 Observateur en mode glissant.....	57
III.8.5.1 Observateur de vitesse.....	58
III.8.5.2 Observateur de couple résistant.....	58
III.8.6 Résultats de simulation et interprétations.....	60
III.9 Conclusion	64

Chapitre IV Commande Backstepping sans capteur de la MADA

IV.1. Introduction.....	66
IV.2 Choix de la fonction de Lyapunov	66
IV.3 Principe de l'approche du Backstepping.....	67
IV.4 Stabilité asymptotique.....	67
IV.5 Preuve de la stabilité	68
IV.6 Modèle de moteur asynchrone à double alimentation.....	68
IV.7 Stratégie de backstepping.....	69
IV.8 Observateur à mode glissant	72
IV.9 Résultats de simulation et interprétations.....	72
IV.10 Conclusion.....	77
Conclusion générale	79
Références.....	80
ANNEXE	85

Liste des figures

Figure I.1- génératrice hyposynchrone.....	18
Figure I.2 -mode générateur hypersynchrone.....	18
Figure I.3- moteur hyposynchrone.	19
Figure I.4- moteur hyper synchronisé	19
Figure II. 1- mada est representee dans les deux axes.....	23
Figure II.2. -modele la machine modifiee par park.	26
Figure II. 3-represente une mada de park.	27
Figure II.4- montre le processus de selection du referentiel.....	28
Figure II.5-represente un schema en onduler d'alimentation.....	31
Figure II. 6-schema de principe de la commande mli.	31
Figure II.7-controler l'approche mli.	32
Figure II.8- position du referentiel par rapport au flux oriente.	33
Figure II.9-principe du contrôle vectoriel.....	33
Figure II.10-illustration de l'orientation du flux statorique.....	34
Figure II.11 commande vectorielle directe de mada	35
Figure II.12- vitesse de rotor et la vitesse de reference	37
Figure II.13- couple electromagnetique et le couple de reference.....	38
Figure II.14-composants du courants statoriques selon les axes dq.	38
Figure II.15-Composants du courants rotoriques selon les axes dq.	38
Figure II.16- flux statorique selon les axes dq.....	39
Figure II.17- flux rototorique selon les axes dq.....	39
Figure II.18-flux statorique dans les axes abc.	39
Figure II.19-composants du courants statoriques selon les axes abc.....	40
Figure II.20-composants du courants rotorique selon les axes abc.	41
Figure III.1-Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande. ...	44
Figure III.2- structure de régulation par commutation au niveau du contre réaction d'état.....	44
Figure III.3- Structure de régulation intégrant la commande équivalente.....	45
Figure III.4-Convergence du système glissant.	45
Figure III.5- glissement idéal.	46
Figure III.6-Glissement réel.	46
Figure III.7-Interprétation de U_{eq}	50
Figure III.8-Fonction de commande de type relais (sgn).	50
Figure III.9-plusieurs type de Fonction de commande et Fonction de saturation.	60
Figure III.10- Trajectoire d'état en régime de mode glissant.....	60
Figure III.11-Schéma globale du commande par mode glissant sans capteur.....	60
Figure III.12-vitesse rotorique.....	61

Figure III.13- Zoom sur la vitesse du rotor	61
Figure III.14-Couple électromagnétique	62
Figure III.15-Zoom sur le couple électromagnétique.....	62
Figure III.16-Courants statoriques obtenus par le contrôleur SMC	62
Figure III.17-Courants de rotor obtenus par le contrôleur SMC	63
Figure III.18-Zoom sur les courants statoriques.....	63
Figure III.19-Flux Statorique.....	63
Figure IV.1-Schéma d'une stratégie de contrôle BS sans capteur pour un MADA avec SMO89	
Figure IV.2-Vitesse du rotor.....	73
Figure IV.3-Zoom sur la vitesse du rotor	74
Figure IV.4-Couple électromagnétique.	74
Figure IV.5-Zoom sur le couple électromagnétique.....	75
Figure IV.6-Courants statoriques	75
Figure IV.7-Courants rotoriques	75
Figure IV.8-Flux statorique	76

Notes :

Liste non exhaustive des principales variables et paramètres.

R_s	(Ω)	Résistance statorique
R_r	(Ω)	Résistance rotorique,
L_s	(H)	Inductance statorique
L_r	(H)	Inductance rotorique
L_m	(H)	Inductivité magnétisante, Inductivité cyclique mutuelle (entre stator et rotor), Inductivité cyclique,
l_s	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
l_r	(H)	Inductance propre d'une phase rotorique,
m_s	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
m_r	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
M_0	(H)	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,
σ	(-)	Coefficient de dispersion de Blondel,
P	(-)	Nombre de paires de pôles,
f_v	(N.m.s/rd)	Coefficient dû aux frottements visqueux
C_{em}	(N.m)	Couple électromagnétique
J	(Kg.m ²)	Moment d'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice »,
K_p	(-)	Composante proportionnelle du correcteur PI ,
K_i	(-)	Composante intégrale du correcteur PI ,

Les repères :

(s_a, s_b, s_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques
(r_a, r_b, r_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisation)
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia/Clarke (repère de Park fixe au stator),
θ_{sr} (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,
θ_r (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) .

Grandeurs électriques au stator :

$v_{s\ a, b, c}$	(V) Tensions statoriques triphasées,
$v_{s\ d, q}$	(V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$v_{s\ \alpha, \beta}$	(V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
v_s	(V) Module du vecteur de tension statorique,
$i_{s\ a, b, c}$	(A) Courants instantanés statoriques triphasés
$i_{s\ d, q}$	(A) Courants statoriques diphasés dans le repère (d, q) ,
$i_{s\ \alpha, \beta}$	(A) Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

Grandeurs électriques au rotor :

$v_{r\ a, b, c}$	(V) Tensions instantanées statoriques triphasées,
$v_{r\ d, q}$	(V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$v_{r\ \alpha, \beta}$	(V) Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
v_r	(V) Module du vecteur de tension rotorique,

$i_{r\ a, b, c}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$i_{r\ d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère (d, q) ,
$i_{r\ \alpha, \beta}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

Grandeurs magnétiques au stator :

$\varphi_{s\ a, b, c}$	(Wb)	Flux instantané magnétique au stator,
$\varphi_{s\ d, q}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
φ_s	(Wb)	Module du vecteur de flux statorique.

Grandeurs magnétiques au rotor :

$\varphi_{r\ a, b, c}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au rotor,
$\varphi_{r\ d, q}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) .
φ_r	(Wb)	Module du vecteur de flux rotorique.

Grandeurs mécaniques :

ω_r	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
ω_s	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (champ tournant),
ω_{sr}	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (pulsation de glissement),
g	(-)	Glissement de la vitesse de rotation,
f_s	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
f_r	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
N_s	(tr/min)	Vitesse du champ tournant,
N_r	(tr/min)	Vitesse mécanique nominale de rotation.

Grandeurs de commande de la MADA :

C_{em}^*	(N.m)	Consigne du couple électromagnétique,
$\hat{\omega}$	(rad/s)	Rotation Rotorique Estimé,
$\hat{C}_{em}$	(N.m)	Couple électromagnétique estimé,
φ_r^*	(Wb)	Consigne du flux rotorique,
$\hat{\varphi}_r$	(Wb)	Flux rotorique estimé
v_{rd}^*, v_{rq}^*	(V)	Tensions rotoriques de référence dans le repère (d, q) ,
K_p, K_i	(-)	Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur PI,
M	(-)	Indice de modulation,
f_p	(Hz)	Fréquence de porteuse,
f_r	(Hz)	Fréquence de référence,
ω_n	(rad/s)	Pulsation naturelle,
ε	(-)	Erreur Statique,
S_a, S_b, S_c	(-)	Etats de commutation des interrupteurs de l'onduleur,
ω_{coord}	(rad/s)	La Rotation Du Référentiel Repéré (D,Q) Est Effectuée.
$e_\omega, \dot{e}_\omega$	(-)	Erreur Dans L'estimation Du La Vitesse
$e_{Cr}, \dot{e}_{Cr}$	(-)	Erreur Dans L'estimation Du Couple De Charge.

CVD	:	Commande Vectorielle Directe.
CVI	:	Commande Vectorielle Indirecte.
FTBF	:	Fonction de transfert en Boucle Fermée.
FTBO	:	Fonction de Transfert en Boucle ouverte.
MADA	:	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
MAS	:	Machine Asynchrone à Cage.
MCC	:	Machine à courant continu.
MLI-ST	:	Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle
PI	:	Proportionnel intégral.
THD	:	Taux de distorsion harmonique
SMC	:	Sliding Mode Control.
BS	:	Backstepping Control
LTO	:	observateur de couple de charge

Introduction générale

Introduction générale

L'entraînement des machines à induction, en particulier celles à double alimentation (MADA), offre une multitude d'avantages, notamment une grande robustesse, une densité de puissance élevée et une fiabilité accrue, qui en font des solutions privilégiées pour des applications exigeantes comme la traction ferroviaire, la propulsion marine et la métallurgie. Toutefois, leur contrôle demeure un défi, principalement en raison de la non-linéarité de leur modèle mathématique et de la variabilité de leurs paramètres sous l'effet de la saturation magnétique et des effets thermiques. Les approches traditionnelles de régulation vectorielle ont montré des performances remarquables, mais leur efficacité peut être affectée par des perturbations externes et des variations de paramètres. Ainsi, des techniques non linéaires telles que le contrôle par mode glissant et le contrôle backstepping, permettant d'améliorer la dynamique et la robustesse des systèmes, ont émergé comme alternatives prometteuses. Un autre défi majeur est l'absence de capteurs de vitesse, que ce soit pour des raisons économiques ou pour éviter les problèmes de maintenance. Cela a conduit à un intérêt croissant pour les techniques d'estimation de la vitesse, notamment les observateurs en mode glissant (SMO), réputés pour leur simplicité et leur faible demande en ressources de calcul [1],[2].

Problématique:

Le contrôle des MADA sans capteur de vitesse représente un défi majeur en raison de la non-linéarité et de la variabilité des paramètres. L'absence de capteurs de vitesse nécessite des stratégies d'estimation performantes pour garantir la précision du contrôle. Les techniques d'observation, notamment les observateurs en mode glissant, permettent de répondre à ces exigences. Cependant, ces techniques doivent être optimisées pour garantir une estimation précise de la vitesse et du couple dans des conditions variées et avec un impact minimal sur la performance globale du système. De plus, la gestion de la stabilité, de la robustesse et de la résilience du système face aux variations de charge et aux fluctuations des paramètres moteurs doit être étudiée en profondeur.

Contributions:

Cette thèse se concentre sur l'implémentation et l'analyse de contrôle sans capteur pour la MADA. Parmi les contributions principales, on note l'intégration de techniques avancées telles que le contrôle par mode glissant (SMC) et le contrôle backstepping (BS) pour améliorer la réponse dynamique et la stabilité du système. L'utilisation d'observateurs en mode glissant pour l'estimation de la vitesse et du couple sans capteurs est particulièrement mise en avant, démontrant

leur efficacité dans des conditions réelles. Une autre contribution importante est l'analyse comparative des différentes méthodes d'observation et de contrôle, notamment à travers des simulations et des tests expérimentaux visant à évaluer la robustesse du système face aux variations de paramètres.

Structure de la thèse

La thèse est structurée comme suit:

Chapitre 1 : État de l'art de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Ce chapitre présente une description générale de la MADA, ses différents modes de fonctionnement, ainsi que les avantages et les inconvénients associés. Une revue de la littérature actuelle sur les MADA est également incluse.

Chapitre 2 : Modélisation et commande vectorielle de la MADA

Ce chapitre se concentre sur la modélisation détaillée de la MADA et l'analyse de son système d'alimentation. Il inclut également une présentation de la commande vectorielle appliquée au flux statorique de la MADA, avec un réglage de vitesse réalisé par un contrôleur PI classique.

Chapitre 3 : Commande sans capteur par mode glissant (SMC)

Ce chapitre présente une stratégie de contrôle non linéaire basée sur le mode glissant pour la MADA. Il inclut également un observateur en mode glissant pour estimer la vitesse et le couple sans capteurs physiques, en mettant l'accent sur la stabilité et le découplage du flux rotorique et du couple électromagnétique.

Chapitre 4 : Commande sans capteur par backstepping (BS)

Ce dernier chapitre expose une stratégie de contrôle non linéaire combinant l'observateur en mode glissant et la commande backstepping pour la MADA. L'analyse de stabilité est réalisée à l'aide de la théorie de Lyapunov, et la résilience du système est évaluée à travers des simulations.

Enfin, la conclusion générale présente une synthèse des résultats obtenus et propose des perspectives pour les recherches futures.

Chapitre I

État de l'art de la machine

asynchrone à double

alimentation

I.1. Introduction

Avant d'aborder le fonctionnement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), il est essentiel de comprendre son historique et son utilisation dans diverses applications. Une évaluation approfondie de la synthèse bibliographique nous permettra d'identifier les éléments clés qui ont influencé l'étude de la MADA, de la positionner par rapport à d'autres travaux antérieurs et de définir les orientations de notre recherche [1], [2].

Après avoir examiné divers documents, il est clair que la machine à double alimentation suscite un intérêt croissant pour une gamme d'applications telles que la production d'énergie renouvelable et la motorisation industrielle. Ainsi, notre revue de littérature se concentre sur différents aspects de cette technologie. L'état de l'art présenté offre une synthèse des connaissances actuelles sur la MADA, en mettant en avant les configurations courantes des systèmes d'entraînement, leur mode de fonctionnement, les avantages et inconvénients, ainsi que les domaines d'application [1].

I.2. Présentation

La MADA, introduite en 1899, offre une approche innovante dans l'alimentation des machines électriques. Son stator ressemble à celui des machines conventionnelles, mais son rotor se compose d'enroulements triphasés formant un rotor bobiné. Le contrôle précis des grandeurs rotoriques est possible grâce à des balais qui transportent les charbons, offrant ainsi un contrôle externe [2], [3], [4].

Le premier chapitre de l'étude explore le fonctionnement de la MADA en tant que moteur et générateur, en utilisant des concepts physiques fondamentaux. La MADA est largement utilisée dans les éoliennes et les moteurs en raison de sa robustesse, de sa longévité et de sa plage de variation de vitesse étendue. Ce résumé met en lumière les avantages de la MADA pour les applications nécessitant une vitesse variable et explique son fonctionnement en mode hypo et hypersynchronisme.

I.3. Machine asynchrone à double alimentation (MADA)

La MADA, établit une connexion entre le stator et le réseau à une fréquence de 50 Hz, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur de fréquence. Cette configuration offre une solution polyvalente, réversible en termes de vitesse et de couple, adaptée à une utilisation tant en moteur qu'en générateur. Elle permet également d'atteindre des vitesses hypo- synchrones et hypersynchrones, répondant ainsi aux exigences de performances dynamiques exceptionnelles pour diverses applications industrielles spécifiques.

Les machines à double alimentation possèdent un stator et un rotor triphasés, généralement avec un moteur asynchrone à rotor bobiné. Le rotor est alimenté via un régulateur de fréquence, tandis que le stator est directement relié au réseau.

La MADA a démontré son efficacité dans des applications de forte puissance, notamment dans les laminoirs d'acier ou de fer, ainsi que dans la production d'énergie électrique, offrant des résultats satisfaisants grâce à ses performances polyvalentes et réversible [1] .

I.4. Mode de fonctionnement du MADA

En régime permanent, on peut écrire pour résumer les quatre modes de fonctionnement [1], [2], [4]

I.4.1. Générateur hyposynchrone

Dans ce mode :

- **Stator** : Fournit la puissance électrique au réseau.
- **Rotor** : Absorbe la puissance de glissement.
- **Vitesse** : La vitesse génératrice est supérieure à la vitesse de synchronisme. Ce mode est impossible pour une machine asynchrone à cage classique. Figure I.1 illustre ce fonctionnement.

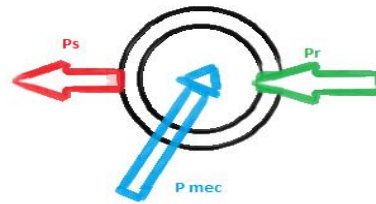


Figure I.1- génératrice hyposynchrone.

I.4.2 Générateur hypersynchrone

Dans ce mode :

- **Stator** : Fournit de l'énergie au réseau.
- **Rotor** : Récupère l'énergie de glissement du réseau.
- **Vitesse** : La vitesse génératrice est supérieure à la vitesse de synchronisme. Les machines à cage peuvent fonctionner ainsi, mais la puissance de glissement est perdue dans les pertes Joule du rotor. Figure I.2 illustre ce fonctionnement.

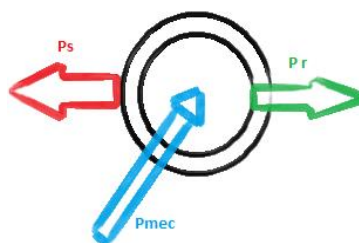


Figure I.2 -mode générateur hypersynchrone.

I.4.3 Moteur hyposynchrone

Dans ce mode :

- **Couple** : Positif.
 - **Vitesse** : La vitesse de rotation est inférieure à la vitesse de synchronisme ($g > 0$).
 - **Puissance** : L'énergie de glissement traverse le rotor pour être réinjectée dans le réseau.
- Les machines traditionnelles à cage peuvent fonctionner ainsi, mais la puissance de glissement est perdue dans les pertes Joule du rotor. Figure I.3 illustre ce fonctionnement[1], [4].

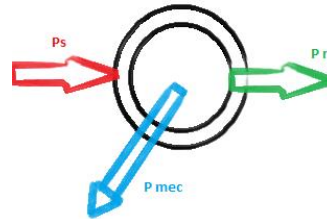


Figure I.3- moteur hyposynchrone.

I.4.4 Moteur hypersynchrone

Dans ce mode :

- **Vitesse** : Supérieure à la vitesse de synchronisme ($g < 0$).
- **Puissance** : Le réseau fournit de l'énergie au stator et au rotor. Ce mode est impossible pour une machine asynchrone à cage classique. Figure I.4 illustre ce fonctionnement.

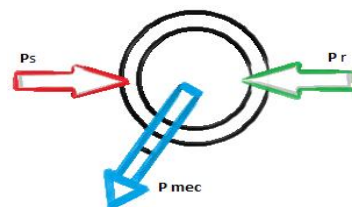


Figure I.4- moteur hyper synchronisé .

I.5 Les avantages et les inconvénients du MADA

La MADA présente des avantages et des inconvénients, comme toutes les machines, en raison de sa structure, de sa stratégie de commande et de ses applications.

I.5.1 Avantages de la MADA

Flexibilité du Contrôle : L'accès au stator et au rotor offre plusieurs degrés de liberté pour réguler efficacement le transfert de puissance et le facteur de puissance, permettant d'injecter ou de récupérer de l'énergie dans la machine [5].

Contrôle Précis du Flux et du Couple : Contrairement à la machine à cage, la mesure des courants au stator et au rotor permet un contrôle plus flexible et précis du flux et du couple électromagnétique [6].

Plage Étendue de variation de vitesse : La MADA permet d'élargir la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme, et il est possible d'obtenir un couple nominal sur une large plage de vitesse en combinant différentes méthodes de commande [7].

Réglage de vitesse facile et démarrage souple : la MADA permet le réglage de la vitesse par action sur des résistances dans le circuit rotorique, et elle peut démarrer sans nécessiter un courant important du réseau [7].

Puissance massique élevée : la puissance massique de la MADA est légèrement supérieure à celle des autres machines à grandes puissances [7].

Démagnétisation importante : La MADA offre des rapports de démagnétisation, lui permettant de fonctionner comme une machine synchrone.

Fonctionnement à Couple Constant et en Régime Dégradé : Elle offre la possibilité de fonctionner à un couple constant à des vitesses supérieures à la vitesse prévue et un fonctionnement en régime dégradé, plus souple en cas de panne d'un des deux onduleurs.

Il est important de noter que ces avantages peuvent varier en fonction des applications spécifiques et des besoins particuliers de chaque système[2].

I.5.2. Inconvénients de la MADA

Commande complexe : Structure non linéaire rendant le contrôle difficile [6].

Taille et coût élevés : Plus grande et plus chère qu'une machine asynchrone, notamment à cause des balais.

Nombre de convertisseurs accru : Nécessite plusieurs convertisseurs (redresseurs et onduleurs).[4].

I.6 Applications de la MADA

La MADA trouve des applications cruciales dans divers secteurs industriels, notamment dans les mécanismes de tourneurs à rouleaux, la traction pour le transport urbain ou la propulsion maritime, ainsi que dans des applications telles que le levage de navires et les ascenseurs de marchandises. Sa polyvalence en tant que générateur est également exploitée dans les éoliennes, les turbines marémotrices et les réseaux de bord à bord d'aéronefs ou de navires.

Son fonctionnement sur une large plage de variation de vitesse en fait une solution privilégiée dans l'énergie éolienne et les systèmes de production d'énergie décentralisée. En tant que moteur, la MADA peut être utilisée pour créer des moteurs à vitesse variable de haute performance, adaptés à des applications telles que la traction électrique, les monte-charges, les pompes et les compresseurs industriels.

En résumé, la MADA offre une solution polyvalente et économique pour des applications nécessitant un fonctionnement à vitesse variable sur une large plage[8], ainsi qu'une gestion précise de la puissance et une adaptation à des conditions opérationnelles variables.

I.7 Conclusion

Ce chapitre offre une vue d'ensemble de la MADA, mettant en lumière ses applications et les divers modes de fonctionnement. Les différentes configurations et performances de la MADA sont présentées en détail, accompagnées d'une explication des principes et régimes de fonctionnement. Cette polyvalence permet son utilisation dans un large éventail d'applications, notamment en tant que moteur pour des applications à vitesse variable et fréquence constante.

L'accent principal de ces études est mis sur le fonctionnement de la MADA en tant que moteur, explorant une variété de modes d'alimentation et de contrôle. Dans le contexte des contrôles pour les énergies renouvelables, la recherche se concentre spécifiquement sur l'utilisation de la MADA en tant que moteur. Une configuration particulière est examinée, impliquant un onduleur du côté du rotor et un stator connecté à un réseau. Ce choix nécessite une modélisation et un contrôle appropriés pour assurer le fonctionnement optimal de la machine à double alimentation dans ce domaine d'application.

Le prochain chapitre se penchera sur les aspects de la modélisation et de la commande vectorielle du MADA, approfondissant ainsi la compréhension de ces aspects cruciaux pour son fonctionnement.

Chapitre II :

Modélisation et commande

vectorielle de la MADA

II. 1. Introduction

La première étape cruciale dans le développement des machines électriques est la modélisation, particulièrement essentielle pour la MADA. Pour prédire précisément le comportement du système dans différents modes de fonctionnement, une compréhension approfondie de son modèle dynamique est indispensable. Ce chapitre se concentre sur la modélisation et l'alimentation du MADA, en présentant d'abord le modèle mathématique, puis en détaillant la commande vectorielle de la machine en mode moteur. La prochaine étape consistera à modéliser l'onduleur de tension et sa commande de type MLI sinusoïdale avant de passer à la mise en œuvre du commande finale.

II.2 .Modélisation de la MADA

Pour établir la modélisation du MADA, nous commencerons par déterminer le modèle de cette machine. Le modèle du machine à cage sera construit de manière similaire, mais avec des tensions de rotor non négatives.

La représentation du MADA repose sur des schémas équivalents issus de la théorie du champ tournant. Bien que la conception et la maintenance de cette machine soient simples, les interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor ajoutent une grande complexité physique. Pour la simulation, la représentation et le contrôle, une méthode basée sur la matrice est utilisée. Ce chapitre vise à modéliser et simuler la MADA avec commande vectorielle. Les moteurs utilisant la MADA (voir figure II.1) se distinguent des autres en raison de leur robustesse, de leur durabilité et de leur grande plage de variabilité de vitesse [16].

II.2.1 Modélisation dynamique du machine à double alimentation asynchrone

Comme indiqué précédemment, La MADA est une machine asynchrone classique avec un rotor accessible similaire au stator. Le modèle MADA est identique au modèle MAS sauf pour les tensions rotoriques non nulles. La figure II.1 ci-dessous illustre le mouvement en trois phases de MADA.

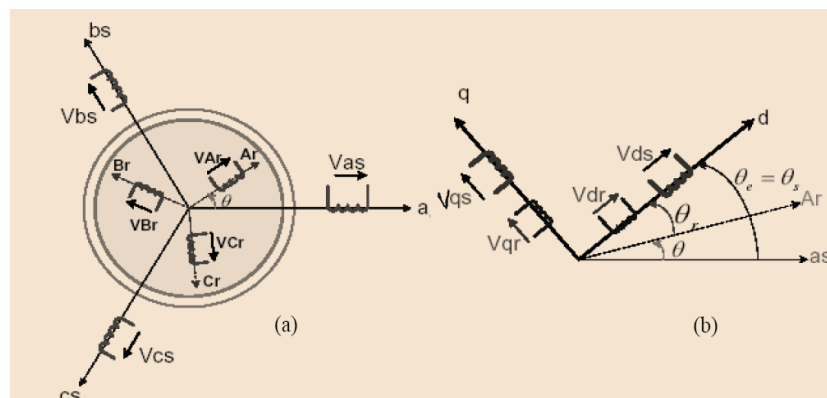


Figure II. 1- MADA est représentée dans les deux axes.

- a) représentée La MADA dans le repère (abc).
- b) Représentation du MADA dans (d q).

Telle que :

Les symboles a_s , b_s et c_s représentent les trois phases du stator.

Les symboles a_r , b_r et c_r représentent les trois phases du rotor.

Les équations du machine seront modifiées par les deux axes, O_d et O_q , qui sont perpendiculaires. Les positions peuvent varier en raison de l'isotropie du stator et du rotor.

$$O_{as}, O_d \Rightarrow \theta_s \quad (II.1)$$

$$O_{ar}, O_d \Rightarrow \theta_r \quad (II.2)$$

$$O_{as}, O_{ar} \Rightarrow \theta_s - \theta_r = \theta \quad (II.3)$$

θ Indiqué La position angulaire du rotor par rapport au stator, ce qui explique la vitesse angulaire :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.4)$$

$$\text{Avec : } \omega = P.\Omega \quad (II.5)$$

II.2.2 Hypothèses et règles

La recherche sur la MADA idéalisée peut être simplifiée en prenant en compte les théories simplificatrices suivantes :

- Nous supposons que la machine est constituée d'un stator et d'un rotor cylindriques et coaxiaux avec des bobinages symétriques, triphasés et répartis sinusoïdalement dans les encoches. Les encoches du stator et du rotor sont considérées identiques.
- Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme, ce qui implique une perméance constante.
- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligées, permettant de définir des inductances constantes.
- L'induction est supposée se répartir de manière sinusoïdale dans les entrailles de la machine.
- Il n'y a pas de portion homopolaire du courant.
- Les principes fondamentaux des grandeurs alternatives sont pris en considération.
- Seuls les joules perdus dans la machine sont pris en compte.
- Les pertes de fer ne sont pas considérées.

II.2.3 Mise en équations

Le MADA avec ses six enroulements est représenté dans le domaine électrique sur la figure II.1. Les enroulements R_a , R_b et R_c correspondent aux enroulements du rotor, tandis que les enroulements S_a , S_b et S_c correspondent aux enroulements du stator. L'angle θ représente la rotation

de l'axe du rotor (OR) par rapport à l'axe fixe du stator (OS). Nous supposons que le rotor et le stator de la machine sont alimentés par un système de tensions sinusoïdales triphasées avec une amplitude et une pulsation données. Les enroulements de la machine seront traversés par une série de courants continus triphasés qui suivent les mêmes variations que les tensions correspondantes en amplitude et en pulsation. Au stator et au rotor, respectivement, des déphasages Ψ et Ψ' sont observés entre le courant et la tension de phase correspondants.

II.3. Les équations du MADA

La figure II.1 montre la machine asynchrone à double alimentation triphasée avec un stator et un rotor. Les phases sont identifiées comme a_s , b_s , c_s et a_r , b_r et c_r . La localisation instantanée relative entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r , qui ont été choisies comme axes de référence, est définie par un angle électrique qui varie avec le temps.

II.3.1 Les équations électriques

Les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes sont utilisées pour représenter la MADA :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

$[V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T$; $[V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$: La tension statoriques et rotoriques.

$[i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T$; $[i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$: Le courants statoriques et rotoriques.

$[\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T$; $[\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: La Flux statoriques et rotoriques.

II.3.2 Les équations magnétiques

Les expressions de flux basées sur des courants statiques et tournants sont fournies par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Avec:

L_r ; L_s Inductances indépendantes à la fois rotoriques et statoriques,

M_s : Inductance statorique

M_r : Une inductance rotorique

La position angulaire θ entre les axes du stator et du rotor influence la matrice d'inductance mutuelle entre leurs phases.

$$[M_{st}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

M_0 La plus grande inductance mutuelle entre les phases du stator et du rotor.

Il est évident que V_{as} et V_{ar} sont écrits en fonction des courants. Entraîne la création d'un système d'équations dont les coefficients varient au fil du temps, ce qui rend leur résolution très difficile. Afin de résoudre ce problème, la transformation de Park est utilisée comme solution alternative afin pour obtenir un modèle comparable et plus convivial[2].

II.3.3 Équation mécanique

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \Rightarrow \dot{\Omega} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega) \quad (II.11)$$

II.4 Mise en œuvre de Transformation Park à MADA

La transformation de Park consiste à appliquer un changement de variable aux courants, tensions et flux en intervenant à l'angle entre les axes d et q. Les enroulements imaginaires d_s , q_s , d_r et q_r , dont les axes magnétiques sont reliés aux axes (d-q), peuvent être utilisés pour remplacer les enroulements réels, comme le montre la figure II.2. Afin d'équilibrer le système transformé, il est prévu de convertir les enroulements triphasiques MADA en axes correspondants biphasiques orthogonaux (d-q) liés au champ tournant et à la composante homopolaire :

- Directement en fonction de l'axe (d).
- Triangle (transversal) en fonction de l'axe (q).
- Homophone (O).

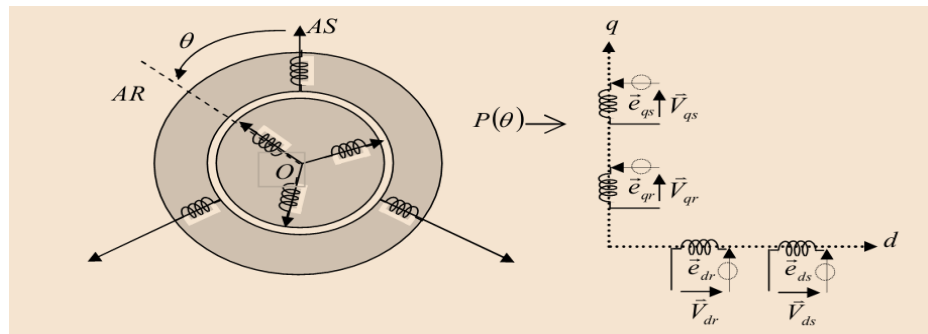


Figure II.2. -Modèle la machine modifiée par Park.

La matrice du transition de Park est écrite par en utilisant [P].

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La matrice la transition inverse de Park est représentée par $[P]^{-1}$:

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

$$[V_{dco}] = [V_d, V_q, V_o]^T \quad (\text{II.14})$$

$$[I_{dco}] = [I_d, I_q, I_o]^T \quad (\text{II.15})$$

II.4.1 Modèle MADA basé sur le repère d'axes « d, q »

La MADA avec la transformation de Park appliquée est représentée sur la figure II.3

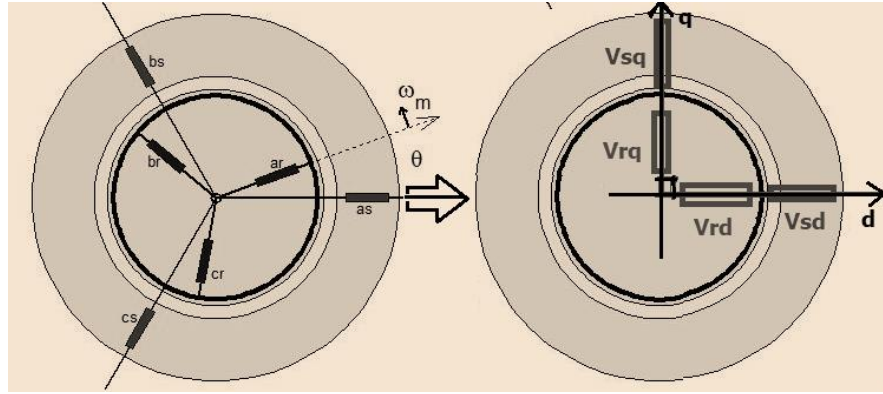


Figure II. 3-représente une MADA de PARK.

II.5. sélection du référentiel

Trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) peuvent être utilisés pour étudier la théorie des régimes transitoires du MADA.

Ensuite, les composantes homopolaires sont supposées nulles[17].

II.5.1 Référentiel lié au stator

Les axes (α,β) sont immobiles par rapport au moteur dans ce référentiel ($\omega_{\text{coor}} = 0$).

Cette référence est la plus adaptée pour travailler avec des grandeurs instantanées, et son avantage est qu'elle n'a pas besoin d'être convertie en un système réel. Ce système est utilisé pour étudier les procédures de démarrage et d'arrêt des machines alimentées par alternateur.

II.5.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont fixes par rapport au rotor qui tourne à une vitesse ω ; donc, ($\omega_{\text{coor}} = \omega = P \cdot \Omega$). Cette référence peut être utilisée pour étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives asynchrones et synchrones avec des connexions non symétriques entre les circuits du rotor.

II.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Le champ électromagnétique généré par les composantes statiques de ce référentiel est dépourvu d'axes (d, q), ce qui signifie que ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$) et ($\omega_r = \omega_s - \omega$) sont présents. Parce que ses grandeurs ont une forme continue, la plupart des contrôles, tels que la vitesse et l'attelage, sont appliqués à ce champ frigorifique.

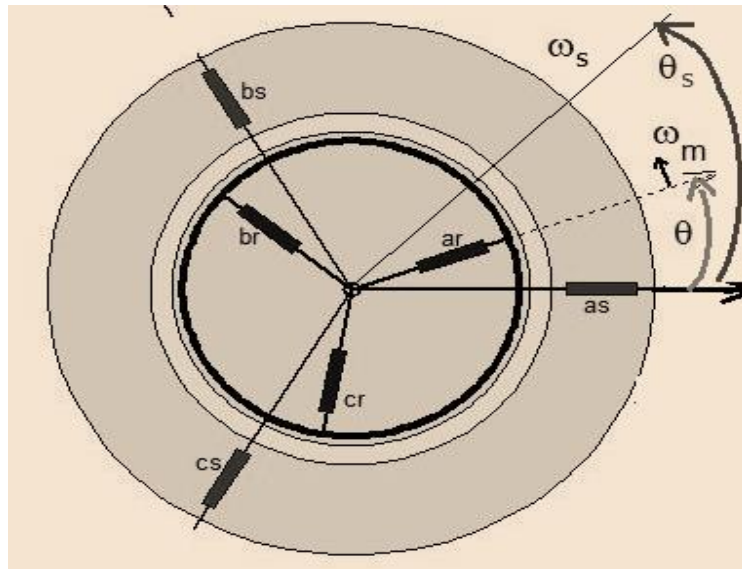


Figure II.4- Montre le processus de sélection du référentiel.

Nous utilisons la valeur de référence associée au champ tournant ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$) pour la modélisation et le contrôle du MADA.

Le modèle électrique général du MADA obtenu à partir du transformation de Park est présenté dans les équations suivantes. :

Les tensions statoriques:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Les flux statoriques sont les suivants :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les flux rotoriques sont les suivants :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$M = \frac{3}{2} \cdot M_0$: Une inductance mutuelle est présente entre le stator et rotor.

Le couple électromagnétique (C_{em}) dans une MADA est donné par :

$$C_{em} = J \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) + f \Omega + C_r \quad (\text{II.20})$$

La fréquence de tension statique imposée par le réseau électrique détermine les impulsions des courants tournants :

$$\omega_r = \omega_s - p \cdot \Omega \quad (\text{II.21})$$

II.6 Modèle de MADA dans l'état représentatif de Park

Pour la MADA, les variables de contrôle sont les tensions rotor et stator. Les courants du stator et du rotor sont utilisés comme vecteurs d'état dans l'équation suivante, qui décrit le modèle de MADA[11], [12]:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{II.22})$$

La matricielle nécessite :

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T; U = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T \quad (\text{II.23})$$

$$A = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega) M & -R_r & (\omega_s - \omega) L_r \\ -(\omega_s - \omega) M & 0 & -(\omega_s - \omega) L_r & -R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.25})$$

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z]; B = [L]^{-1} \quad (\text{II.26})$$

Et Donc on trouve :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (II.28)$$

La matrice $[Z]$ peut être écrite comme suit :

Pour simplifier la réalisation par SIMULINK/MATLAB, les formes suivantes peuvent être obtenues en décomposant la matrice $[Z]$:

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3] \quad (II.29)$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & -\omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_r & (\omega_s - \omega)L_r \\ -(\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_r \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Et

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

II.7 Alimentation de la machine asynchrone à double alimentation

Dans notre travail, le stator du MADA est relié au réseau, tandis que son rotor est alimenté par des onduleurs modulation de largeur d'impulsion (MLI), permettant d'ajuster simultanément la fréquence et la tension de commande.

II.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension

La figure II.5 illustre comment l'alimentation du régulateur de tension peut être considérée comme une source idéale (un bus continu), à condition que deux générateurs de f.é.m. égaux à $U_{dc}/2$ sont reliés entre eux via un point désigné n_0 [13] .

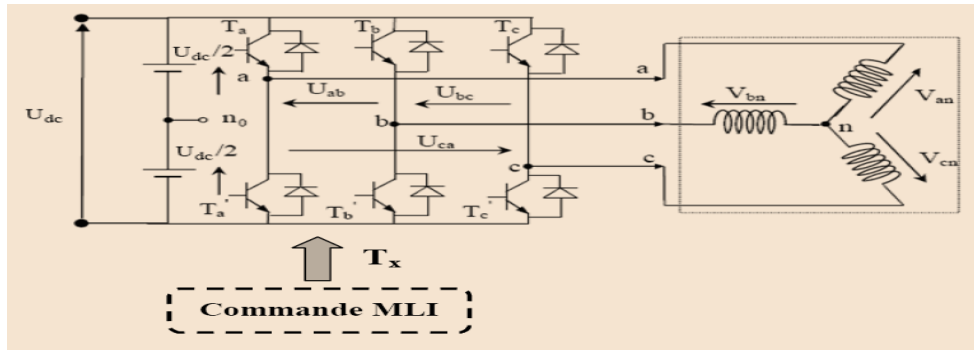


Figure II.5-représente un schéma en onduleur d'alimentation

donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5) U_{dc} \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5) U_{dc} \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5) U_{dc} \end{cases} \quad (II.32)$$

Et

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{an_0} - \frac{1}{3} V_{bn_0} - \frac{1}{3} V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{an_0} + \frac{2}{3} V_{bn_0} - \frac{1}{3} V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{an_0} - \frac{1}{3} V_{bn_0} + \frac{2}{3} V_{cn_0} \end{cases} \quad (II.33)$$

En remplaçant l'équation (II.32) dans l'équation (II.33), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Chacune de ces méthodes peut être adaptée en fonction des besoins spécifiques d'une application donnée.

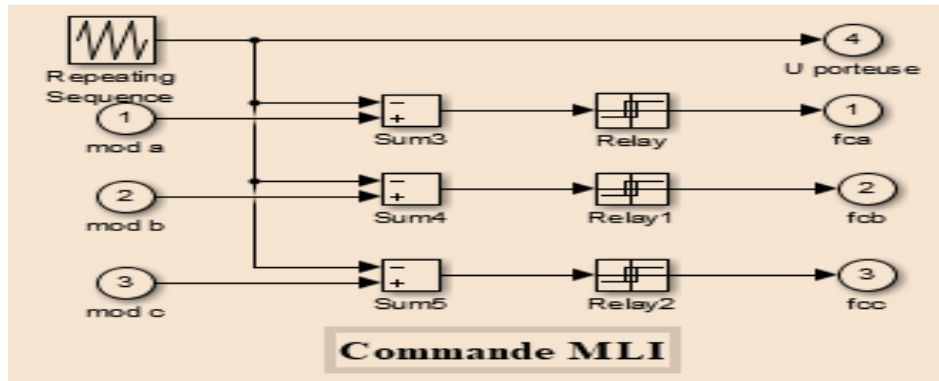


Figure II. 6-Schéma de principe de la commande MLI.

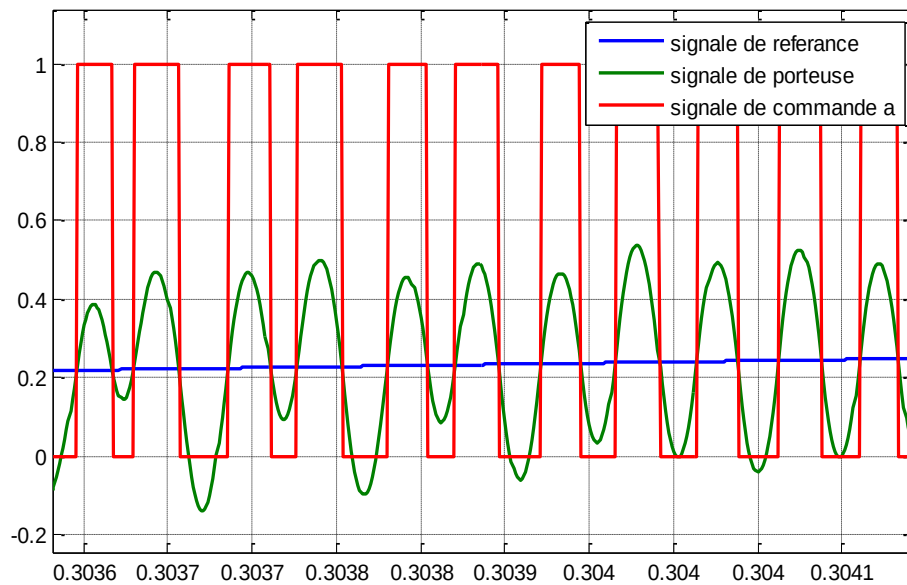


Figure II.7-Contrôler l'approche MLI.

II.8 Commandes vectorielle du MADA

II.8.1 Introduction à la commande vectorielle (FOC)

Pour surmonter ces difficultés, la commande vectorielle, ou FOC, a été introduite. Elle vise à créer un état similaire à celui d'une machine continue [14], [15].

II.8.1.1 Contrôle vectoriel par orientation du Flux :

Le contrôle vectoriel par direction du flux améliore les performances dans les applications à vitesse variable, avec différentes stratégies basées sur l'orientation des axes (d-q).

II.8.1.2 Orientation dans le référentiel (d-q)

Le contrôle peut se faire en fonction de l'orientation du repère (d-q) avec différents flux, comme le flux rotorique ou statorique. Cette orientation optimise le fonctionnement pour des applications à vitesse variable.

II.8.1.3 Commande vectorielle du MADA (par flux orienté)

La commande par flux orienté permet à la machine asynchrone de se comporter comme une machine à courant continu. Elle vise à aligner le vecteur courant avec le vecteur de flux pour des performances optimales [14], [15].

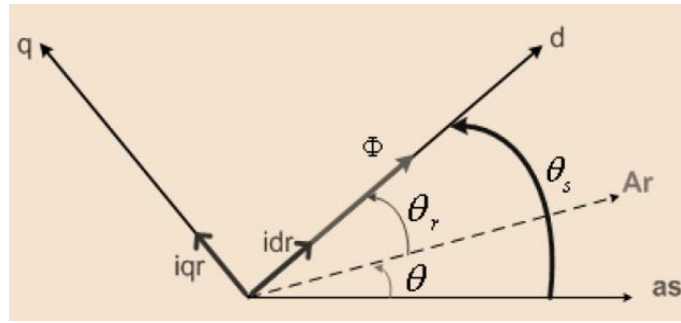


Figure II.8- Position du référentiel par rapport au flux orienté.

L'orientation du flux du MADA vers le stator, le rotor ou le centrage en fonction de l'un des deux axes (d) ou (q) forme la base de l'approche de contrôle vectoriel. Ainsi, le contrôle des courants suivant l'axe q assure le couplage nécessaire, tandis que le contrôle des courants suivant l'axe d détermine l'état magnétique du machine [16]. Lorsque ces conditions sont satisfaites, le fonctionnement du MADA est comparable à celui d'un moteur autonome à courant continu avec un couplage inhérent entre le courant d'induction, qui fournit le couple électrique nécessaire au déplacement du moteur, et le courant d'excitation, qui crée le flux [14], [16], [17].

L'équation peut être utilisée pour déterminer la relation entre le couple électromagnétique d'une MADA :

$$C_{em} = J \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) + f \Omega + C_r \quad (II.35)$$

On peut appliquer l'équation de C_{em} pour effectuer un découplage en commandant le couple uniquement par le courant I_{rq} et le flux par le courant I_{rd} . On voit que cette relation est similaire à celle d'une MCC à excitation séparée. Où :

- I_{rd} contrôle φ_r (joue rôle du courant d'excitation).
- I_{rq} contrôle C_{em} (joue rôle du courant induit)

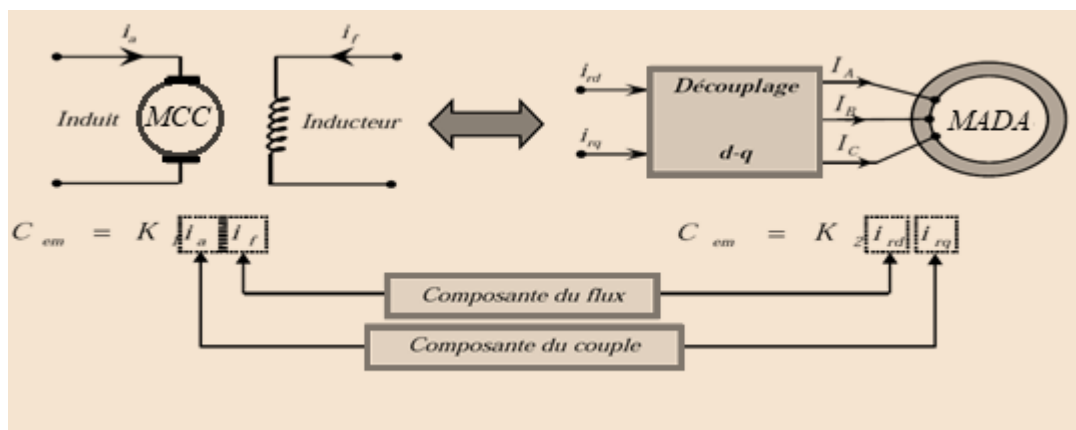


Figure II.9-Principe du contrôle vectoriel.

II.8.2 Processus d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux dans le contrôle vectoriel pour une MADA.

- Orientation du flux statorique $\varphi_{sd} = \varphi_s$, $\varphi_{sq} = 0$
- orientation du flux rotorique $\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$.
- Orientation du flux d'entrefer $\varphi_{dg} = \varphi_g$, $\varphi_{gq} = 0$.

Dans votre cas, le choix a été fait pour le premier type, c'est-à-dire l'orientation du flux statorique. Dans le contrôle vectoriel pour l'orientation du flux, une partie du courant contrôle le flux, tandis qu'une autre partie contrôle le couple. Il est nécessaire de sélectionner un système d'axes (d-q) et une loi de commande qui garantissent la connexion entre le couple et le flux.

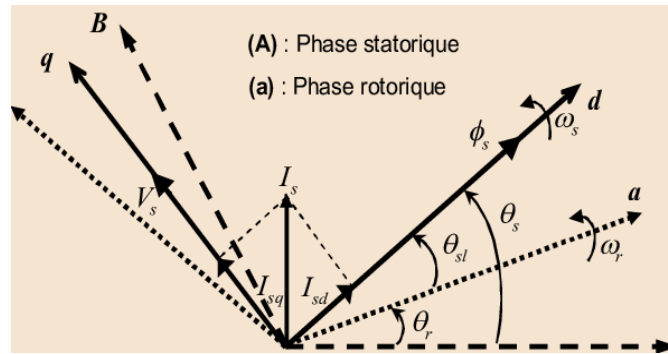


Figure II.10-Illustration de l'orientation du flux statorique

Afin de faciliter la commande, il est essentiel de faire une sélection réfléchie du référentiel. Dans cette optique, nous nous situons dans un référentiel (d-q) associé au champ tournant et avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique), comme illustré dans la figure II.10. On peut obtenir $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$ [09], [11], [12], [14], [23], [24]:

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad (II.36)$$

$$\varphi_{sq} = 0 \Rightarrow L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} = 0 \Rightarrow i_{rq} = -\frac{L_s}{M} \cdot i_{sq} \quad (II.37)$$

Le couple électromagnétique peut être obtenu à travers cette équation [09], [11], [14], [23], [24]:

$$C_{em} = P \cdot \frac{3M}{2L_s} \cdot (\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (II.38)$$

Donc, basé sur l'équation (II.38) on trouve [09], [11], [14], [23], [24]:

$$C_{em} = -P \cdot \frac{3M}{2L_s} \cdot (\varphi_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (II.39)$$

De l'équation (II.16) on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \left(\frac{R_s \cdot M}{L_s} i_{rq} + V_{sq} \right) / \varphi_s^* \quad (II.40)$$

Les équations dans le flux statorique on trouve:

$$\begin{aligned}\varphi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M i_{rd}) \\ \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M i_{rq})\end{aligned}\quad (II.41)$$

On pose l'équation (II.16) dans (II.41) on aura:

$$\begin{aligned}\dot{\varphi}_{sd} &= V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \\ \dot{\varphi}_{sq} &= 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} i_{rq} - \omega_s \varphi_{sd}\end{aligned}\quad (II.42)$$

Une façon d'exprimer le flux du rotor est en fonction du flux du stator ϕ_{sd} et le courant du rotor i_{rd} :

En substituant l'équation (II.41), à l'équation (II.19) on obtient les équations:

$$\begin{aligned}\varphi_{rd} &= \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rq} &= \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq}\end{aligned}\quad (II.43)$$

En introduisant les équations (II.41), (II.42), (II.43) dans l'équation (II.17), on trouve :

$$\begin{aligned}V_{rd} &= R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq} \\ V_{rq} &= \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd}\end{aligned}\quad (II.44)$$

II.8.3 Les approches basées sur la commande vectorielle

La Commande vectorielle directe (CVD) est une méthode sophistiquée de contrôle des machines électriques, développée dans les années 1970 pour les machines asynchrones à double alimentation (MADA) et d'autres types de machines électriques. Son objectif principal est de réguler précisément le flux magnétique et le couple électromagnétique, permettant ainsi à la machine de fonctionner comme une machine à courant continu autonome. Dans la CVD, l'orientation du flux est alignée avec l'axe direct du référentiel (d-q), facilitant un contrôle précis du flux magnétique. Cette approche utilise un système de coordonnées fixe (d-q) lié au champ tournant du machine, avec l'axe "d" aligné sur le flux statorique. Les mesures ou estimations du flux magnétique et du courant de la machine sont utilisées pour réguler le couple et le flux électromagnétique, permettant une réponse dynamique rapide aux changements de conditions de

fonctionnement. La CVD peut être mise en œuvre avec des capteurs de mesure du flux et des courants, ou avec des observateurs ou des estimateurs pour estimer ces grandeurs, évitant ainsi des coûts élevés et des complications liées aux capteurs. En résumé, la commande vectorielle directe (CVD) vise à fournir un contrôle précis du couple et du flux, améliorant ainsi les performances des machines électriques dans diverses applications industrielles [15], [16].

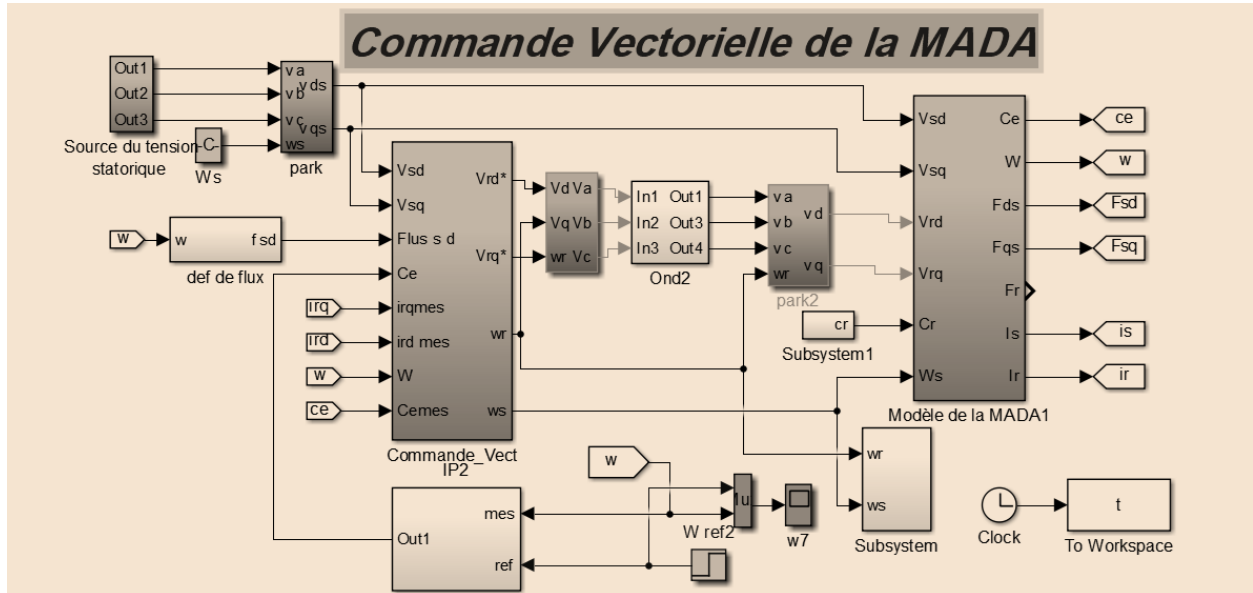


Figure II.11 Commande vectorielle directe de MADA

II.9 Résultats de simulation

La thèse présente toutes les simulations des commandes vectorielles sur la (MADA). Le stator est directement connecté au réseau (220 V et 50 Hz) et un onduleur de tension est alimenté par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle directe (CVD) par orientation du flux statorique. Les paramètres du MADA sont inclus dans l'annexe.

Nous avons simulé un démarrage à vide pour voir à quel point la régulation est robuste. Une vitesse de référence de 150 rad/sec a tout le temps (secondes) Figure II.12, suivie d'un changement de couple de charge qui est appliqué à [0 3 5].(N.m) à l'instant A [0 0.6 1.3].(S) au MADA Figure II.13.

D'après ces résultats de simulation, il est évident que le régulateur IP est très sensible à la variation de charge, car elle a un impact léger sur la réponse dynamique de la vitesse. En effet, la vitesse diminue légèrement.

La Figure II.12 Montre l'évolution de la vitesse du rotor par rapport à la vitesse de référence, illustrant la précision de la commande dans le suivi de la consigne.

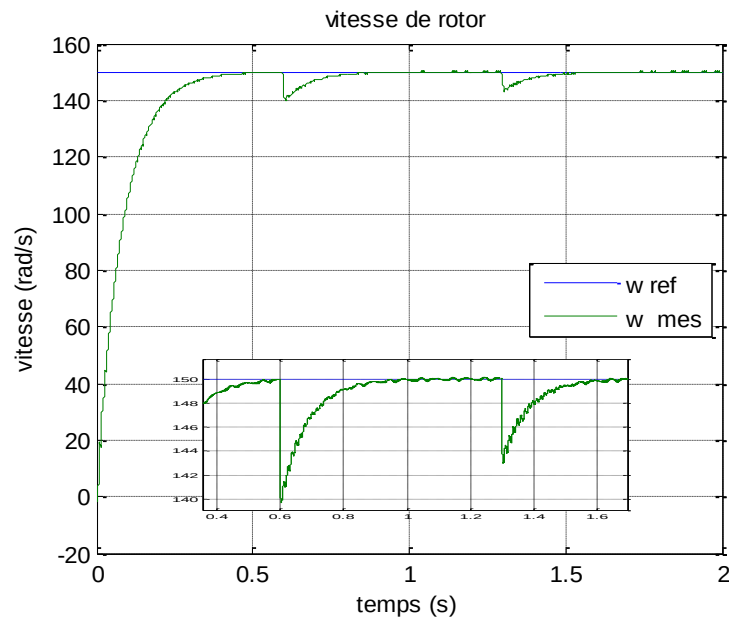


Figure II.12- vitesse de rotor et la vitesse de référence

Figure II.13 Représente le couple électromagnétique généré par la machine comparé au couple de référence, mettant en évidence les performances de la commande en termes de stabilité et de réponse.

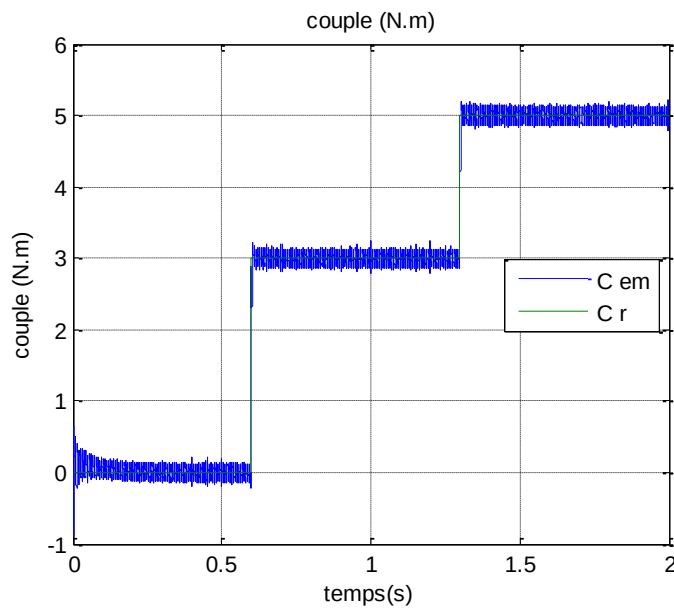


Figure II.13- couple électromagnétique et le couple de référence.

Figure II.14 Illustre les composants du courant statorique selon les axes dq, utile pour comprendre les interactions électromagnétiques au stator.

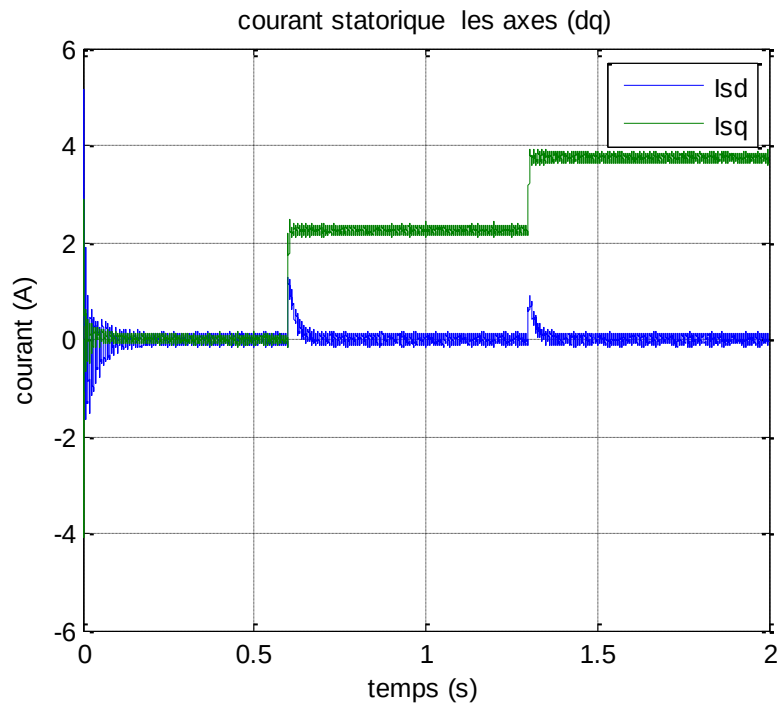


Figure II.14-Composants du courants statoriques selon les axes dq.

Figure II.15 Montre les composants du courant rotorique décomposés selon les axes d q, Permettant une analyse des variations dynamiques du rotor.

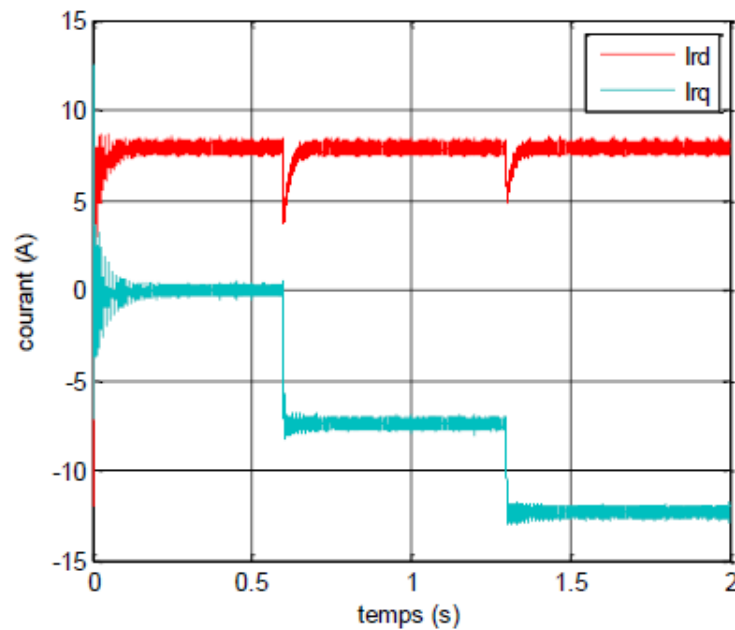


Figure II.15-Composants du courants rotoriques selon les axes dq.

Figure II.16 Présente le flux statorique décomposé selon les axes d q, démontrant la gestion du flux magnétique dans le stator.

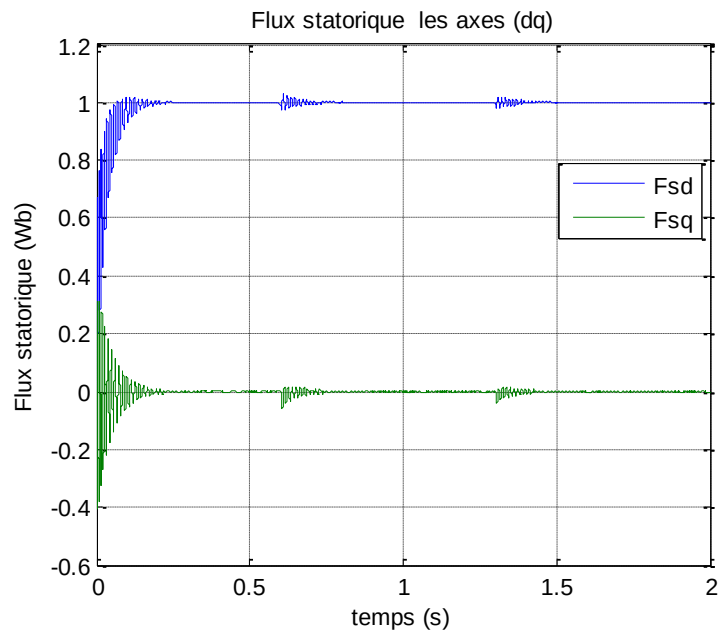


Figure II.16- Flux statorique selon les axes dq.

Figure II.17 Affiche les flux rotorique selon les axes d q, permettant d'analyser les performances du rotor sous commande.

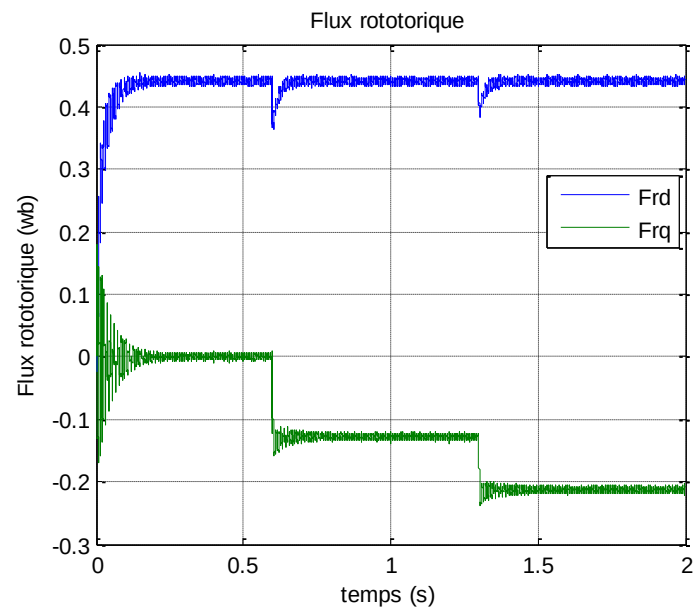


Figure II.17- Flux rototorique selon les axes dq.

Figure II.18 Représente le flux statorique dans les axes abc, offrant une vue d'ensemble des interactions dans le domaine des phases statoriques.

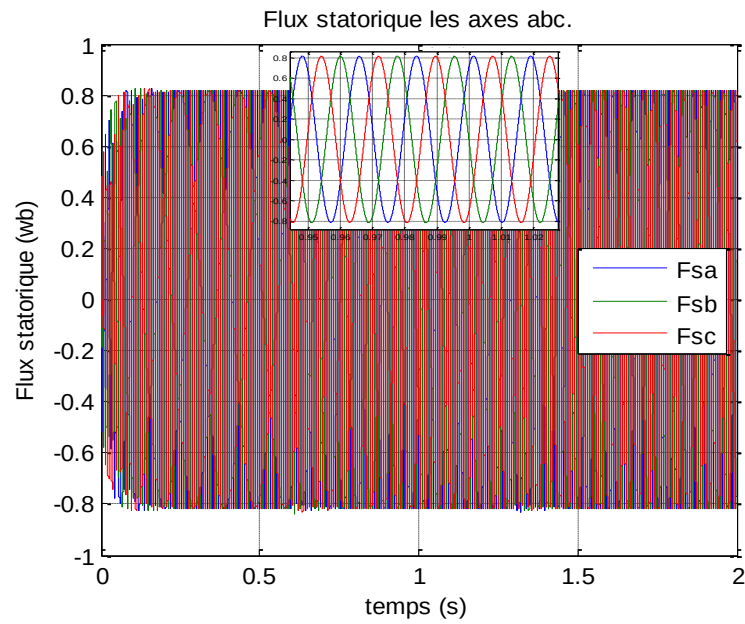


Figure II.18-Flux statorique dans les axes abc.

Figure II.19 Montre les composants des courants statoriques selon les axes abc, aidant à visualiser les variations des courants dans les trois phases statoriques.

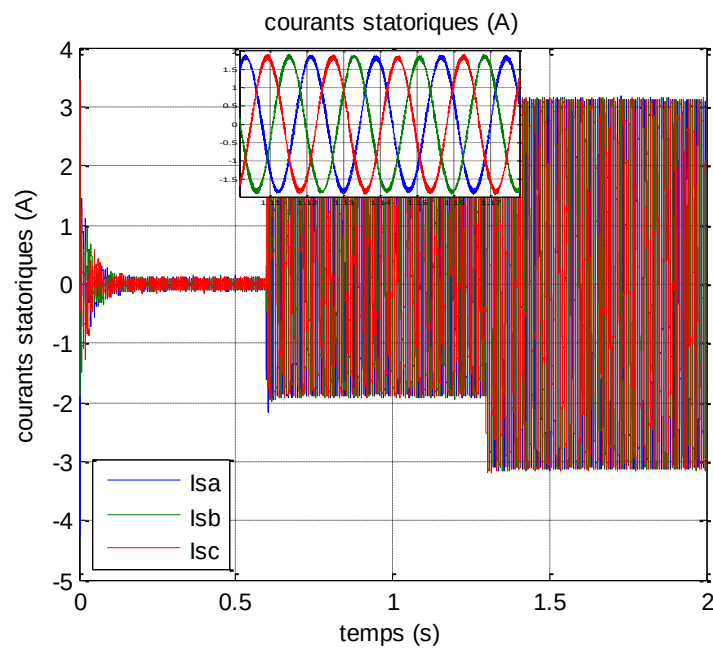


Figure II.19-Composants du courants statoriques selon les axes abc.

Figure II.20 Illustre les composants du courant rotorique selon les axes abc, analysant les variations dans les trois phases du rotor.

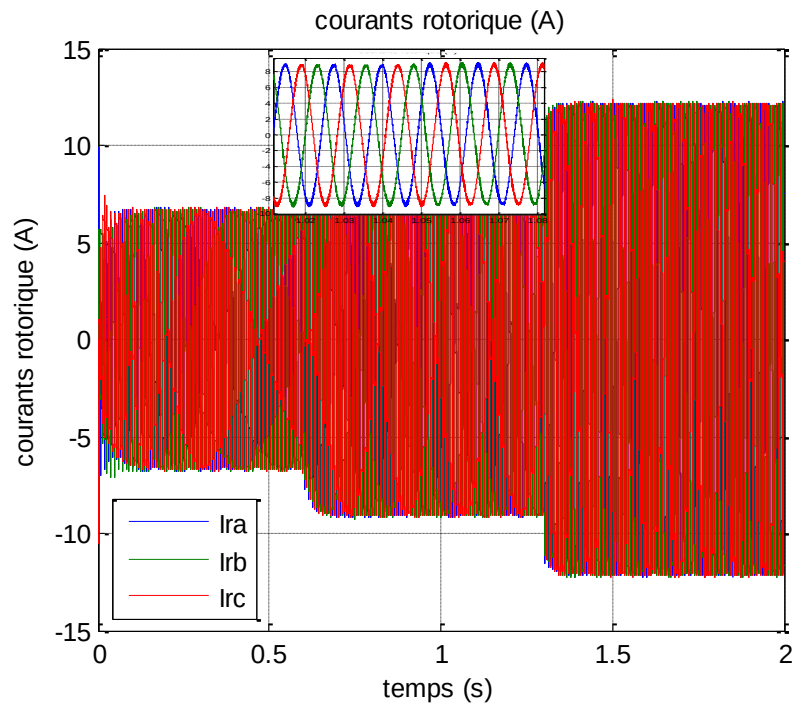


Figure II.20-Composants du courants rotorique selon les axes abc.

Ces figures apportent une vue complète des performances de la machine, en permettant de suivre les courants, flux, et couples dans différents cadres de référence.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de MADA en transformation de PARK, développé sur la base d'hypothèses simplificatrices. Le contrôle de la machine a été réalisé à l'aide du mécanisme de contrôle MLI avec un signal triangulaire sinusoïdal, et la modélisation de MADA a facilité la mise en œuvre de la commande vectorielle, permettant un comportement dynamique similaire à celui d'une machine en fonctionnement continu. Les simulations MATLAB ont confirmé l'efficacité de la stratégie de contrôle, assurant une stabilisation réussie de la vitesse et une stabilité du flux rotorique et du couple électromagnétique, notamment à des vitesses faibles. Le prochain chapitre se concentrera sur la commande mode glissant sans capteur.

Chapitre III

Commande de mode

glissant sans capteur de la

MADA

III. 1 Introduction

Ce chapitre présente une stratégie de contrôle non linéaire pour les moteurs asynchrones à double alimentation (MADA), utilisant la méthode de contrôle par mode glissant (SMC) et intégrant la théorie de Lyapunov pour assurer la stabilité. Un observateur en mode glissant est employé pour estimer les paramètres du moteur, offrant une estimation précise de la vitesse même à basse vitesse. Les contrôleurs à structure variable sont également explorés comme solution aux fluctuations paramétriques. Le chapitre conclut sur une synthèse des résultats, mettant en avant la robustesse et la simplicité de l'approche SMC tout en identifiant des défis comme le phénomène de chattering [18].

Les simulations MATLAB démontrent l'efficacité et l'exactitude de la stratégie de contrôle proposée, assurant une stabilisation réussie de la vitesse autour des valeurs de référence souhaitées. La stratégie de contrôle garantit une stabilité solide du flux rotorique et du couple électromagnétique, particulièrement dans les plages de vitesse faible.

La commande par mode glissant a pour objectif principal de synthétiser une surface $S(x, t)$ afin d'assurer un comportement souhaité de poursuite, de régulation et de stabilité pour toutes les trajectoires du système. De plus, elle vise à déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les maintenir sur cette surface. Un système à structure variable (VSS) est défini comme un système dont la structure change au cours du fonctionnement, permettant ainsi de passer d'une structure à une autre à tout moment. Dans la littérature, trois configurations de base sont souvent rencontrées pour la synthèse des différentes commandes par mode de glissement, les modifications au niveau de l'organe de commande, les modifications au niveau d'une contre réaction d'état, et la structure de régulation incluant une commande équivalente.

III. 2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

La figure III.1 présente le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La structure de commande la plus traditionnelle et la plus utilisée est cette structure.

Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés aux variateurs de vitesse dans la plupart des applications. Elle a été utilisée pour contrôler des moteurs pas à pas.

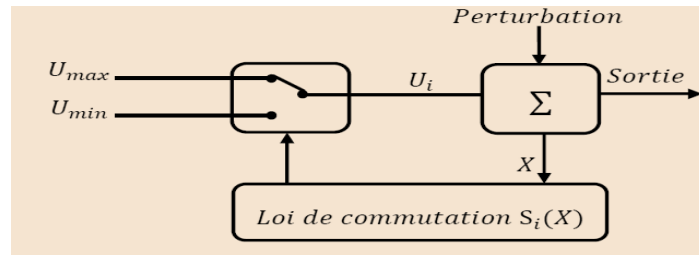


Figure III.1-Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

III. 3 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

On considère que la structure présentée dans la figure III.2 est la moins exigeante en matière de commande. Elle a été fréquemment employée pour gérer les moteurs à courant continu, à aimants permanents et les machines à induction. Cette méthode se base sur la méthode de contre-réaction d'état traditionnelle, où les gains de réglage modifient la dynamique du système. La non-linéarité est due à la fluctuation entre ces bénéfices, ce qui a un impact sur la dynamique du système [19].

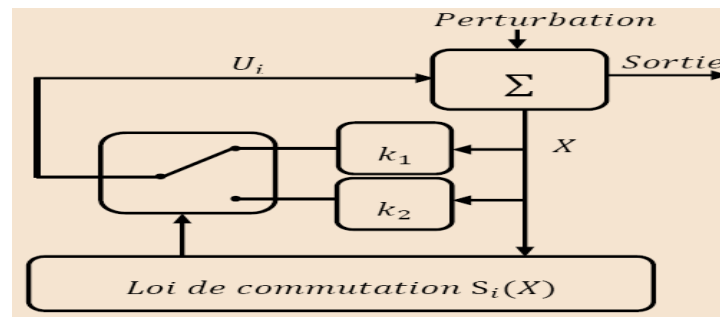


Figure III.2.-La structure de régulation par commutation au niveau du contre réaction d'état.

III. 4 Structure par changement au niveau de l'organe de commande, en incluant la commande équivalente

Le principe de cette structure, illustré à la figure VI.3, présente un véritable avantage. Grâce à la commande équivalente, qui n'est rien d'autre que la valeur souhaitée du système en régime permanent, elle permet de pré positionner l'état futur du système.

Bien que l'organe de commande soit moins sollicité, on dépend plus des variations paramétriques en raison de l'expression de cette commande équivalente.

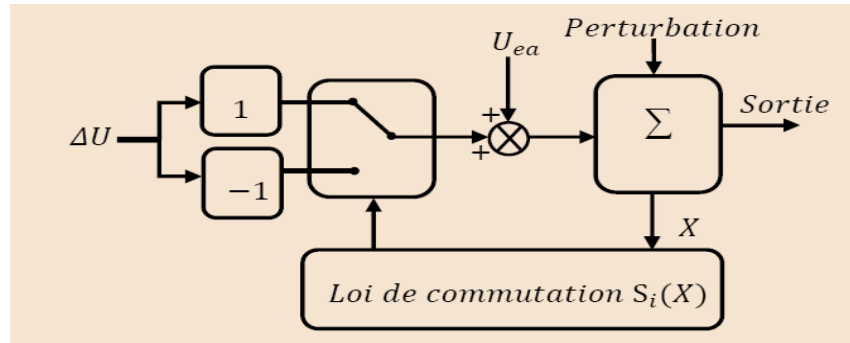


Figure III.3- Structure de régulation intégrant la commande équivalente.

Avec

ΔU : vecteur de commande discontinue.

U_{eq} : vecteur de commande équivalent.

X : vecteur de variables.

S_i : vecteur surface de commutation.

III. 5 Théorie du commande par mode glissant

La théorie des systèmes à structure variable (mode de glissement) se distingue par la discontinuité du commande aux passages par une surface de commutation, connue sous le nom de surface de glissement. Le phénomène de rotation est expliqué par la technique des modes glissants qui consiste à orienter la trajectoire d'état d'un système vers cette surface de glissement et à la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre (figure III.4). En bref, un régime glissant se subdivise en deux parties distinctes :

- déterminer une zone d'état telle qu'une fois que le système est dans cette zone, il a le comportement souhaité.
- Une loi de commande qui dirige le système vers cette zone de l'espace d'état est défini.

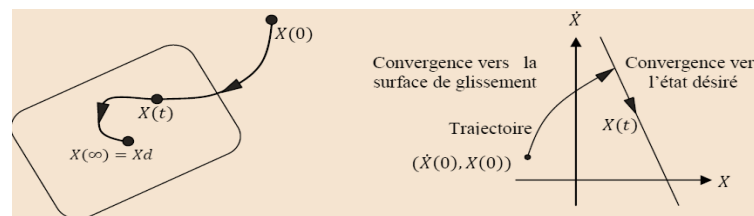


Figure III.4-Convergence du système glissant.

III.5.1 Régime glissant idéal

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

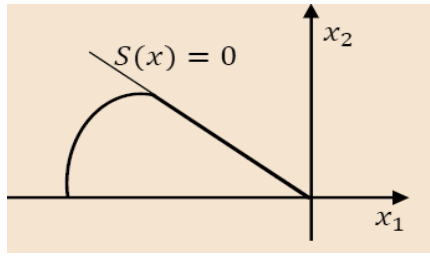


Figure III.5-le glissement idéal.

III.5.2 Régime glissant réel

En pratique, l'organe de commutation est construit à partir de relais avec des défauts tels que les retards de commutation. Dans cette situation, la trajectoire de phase du régime glissant se trouve à proximité du surface de commutation, ce qui provoque des oscillations indésirables qui réduisent la précision du système, mais maintiennent sa stabilité.

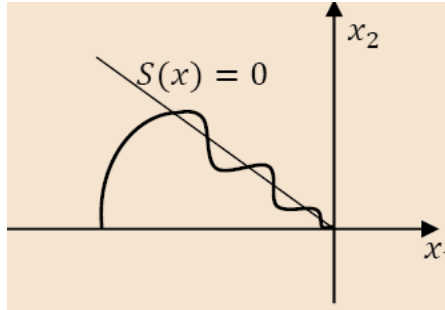


Figure III.6-Glissement réel.

III. 6. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

Dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [19], la conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend de manière systématique en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances.

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- La loi de commande est déterminée.

III. 6.1 Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande pour un système non linéaire sera illustrée par les documents [30]:

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t) \cdot u(x, t) \quad (\text{III.1})$$

Où : $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande,

$$B(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}.$$

J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assurent la convergence d'une variable vers sa valeur désirée: [30]. [19].

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_s \right)^{n-1} e \quad (\text{III.2})$$

Avec:

λ_s : Coefficient positif,

$e = x_d - x$: Écart (erreur) du variable à régler,

x_d : Valeur désirée.

n : Ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande [19].

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

III.6.2. Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Il s'agit des conditions d'existence et de convergence qui permettent aux différentes dynamiques du système de se rassembler autour du surface de glissement et de rester à cette surface malgré les perturbations. Il existe deux catégories de conditions :

III.6.2.1 fonction discrète de commutation

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

III.6.2.2. fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov, en ce qui concerne les variables d'état du système, est une fonction scalaire positive. Elle est utilisée pour évaluer les résultats du commande et étudier sa résistance, assurant ainsi la stabilité du système non linéaire et attirant la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Elle prend la forme suivante [20]:

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

La loi du commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$); l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction du variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande U telle que le carré du surface correspond à une fonction de Lyapunov[24].

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérive est négative. D'où la condition de convergence exprimée par $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ [19].

III.6.2.3 Détermination de la loi de commande

Les deux parties du structure d'un contrôleur en mode glissant sont la linéarisation exacte (U_{eq}) et la stabilisation (U_n) [28]. La dernière étape revêt une importance capitale lors du réglage par mode glissant. Elle offre la possibilité de supprimer les conséquences des erreurs du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [24].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.6)$$

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

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement.

Comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors du commutation rapide entre Les valeurs U_{max} et U_{min} Figure III.7.

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [19].

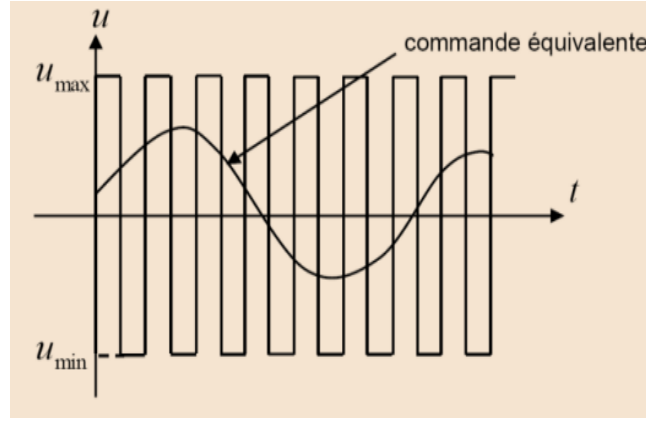


Figure III.7-Interprétation de U eq.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état l'équation III.1. On cherche à déterminer l'expression analogique du commande U.

La dérivée de la surface S (x) est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant les expressions (III.6) et (III.7), dans l'expression (III.1) on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} (f(x, t) + B(x, t) \cdot U_{eq}(x, t)) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \cdot U_n \quad (\text{III.8})$$

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

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial t} \cdot f(x, t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right)^{-1} \quad (\text{III.9})$$

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

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

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (III.9) dans l'expression (III.8), nous trouvons la nouvelle expression du dérivée du surface :

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

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

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

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

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \quad (\text{III.13})$$

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

$$U_n = k \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (\text{III.14})$$

Où :

k : est un gain.

Pour une fonction définie ϕ , l'expression du fonction signe « sgn » est donnée par :

$$\text{sgn}(\phi) = \begin{cases} 1, & \text{if } \phi > 0 \\ 0, & \text{if } \phi = 0 \\ -1, & \text{if } \phi < 0 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La figure III.8 représente la fonction de la commande discrète de type relais :

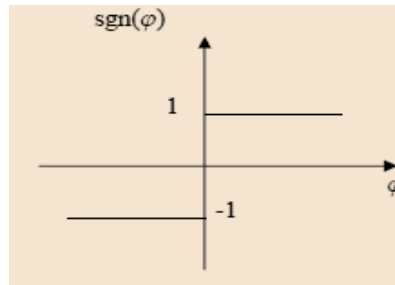


Figure III.8-Fonction de commande de type relais (sgn).

Le principal désavantage du commande relais réside dans le broutement, également appelé "chattering" en anglais. La fonction signe (sgn) est très discontinue et oscille à haute fréquence autour du point d'équilibre en régime permanent. Les applications de commande par mode glissant rencontrent un défi majeur en raison de ce phénomène de chattering, car les oscillations peuvent avoir un impact négatif sur le bon fonctionnement du circuit de puissance. Afin de résoudre ce problème, des études ont été réalisées afin de supprimer ou diminuer ses conséquences. En substituant une fonction de saturation (sat) à la fonction signe (sgn), on peut créer une bande d'arrêt autour du surface de commutation, ce qui permet de réduire les discontinuités au voisinage de zéro (voir figure III.9 (a)). On peut exprimer cette fonction de saturation.

$$sat(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{si } \varphi > \varepsilon \\ -1, & \text{si } \varphi < -\varepsilon \\ \frac{\varphi}{\varepsilon}, & \text{si } |\varphi| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

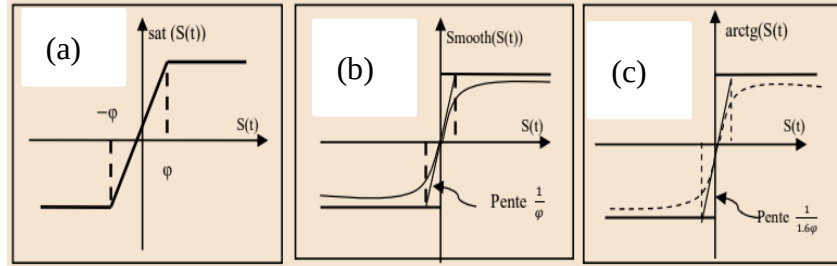


Figure III.9-plusieurs type de Fonction de commande et Fonction de saturation.

III.7 Observateur à modes glissants

Les modes glissants offrent une méthode simple et robuste pour régler les systèmes automatiques, avec une application aux actionneurs électromagnétiques qui ne représente qu'un cas spécifique. Cette technique a connu des développements significatifs dans divers domaines du commande. Elle implique de ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de faire commuter à l'aide d'une logique de commutation glissante jusqu'au point d'équilibre (voir figure III.10), d'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à certaines variations paramétriques et aux perturbations. Le terme correcteur est une fonction de signe discontinu, utilisée pour contraindre les dynamiques d'un système d'ordre à converger vers une variété de dimension $n-m$, appelée surface de glissement. L'attractivité et l'invariance du surface de glissement sont assurées par des conditions, appelées conditions de glissement. L'observateur à modes glissants basé sur les systèmes à structures variables, proposé par Lyapunov, se distingue par sa robustesse face aux perturbations et aux erreurs paramétriques [24],[21].

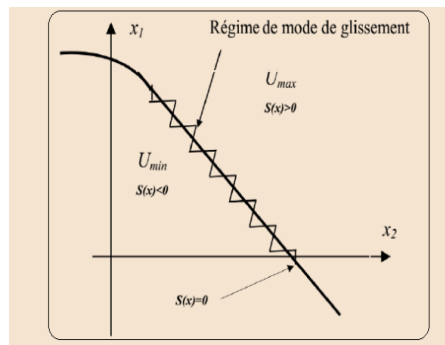


Figure III.10- Trajectoire d'état en régime de mode glissant

Il s'agit des dynamiques liées à l'erreur d'observation de l'état, connue sous le nom de $e = x - \hat{x}$. Ces dynamiques doivent évoluer sur une variété où l'erreur d'estimation de la sortie, $\varepsilon = y - \hat{y}$ est nulle.

Il est possible de stabiliser ou d'assigner les dynamiques sur cette variété afin de réduire ou d'annuler le reste de l'erreur d'estimation[21], [22], [23].

Il y a deux types d'observateurs en mode glissant :

III.7.1 Observateur par mode glissant basé sur l'estimation de la f.é.m.

La vitesse angulaire du rotor peut être déduite à partir de l'argument et du module des coordonnées polaires du f.é.m. estimée en se basant sur la détection des composantes α et β du force électromotrice (f.é.m.).

III.7.2 Observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q)

On calcule la vitesse en utilisant des observateurs à mode glissant qui sont basés sur le modèle du (MADA) dans le repère tournant (d, q) fixé au rotor. Par la suite, on se concentre sur l'observateur à mode glissant selon le modèle en (d, q).

III.8 Application du contrôle et de l'observateur du vitesse et du couple de charge au MADA

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant ainsi que ses différentes structures de commande non linéaire, nous examinerons dans cette partie l'application de cette méthode au moteur asynchrone à double alimentation (MADA) afin de confirmer l'approche présentée à travers les résultats de simulation. Dans cette optique, nous avons extrait le système d'équations d'état du MADA du chapitre sur la commande vectorielle [21].:

III.8.1 Modèle de moteur asynchrone à double alimentation

La loi de FOC, qui suppose que le flux statorique quadratique est nul $\varphi_{sq} = 0$, tandis que le flux direct est $\varphi_{sd} = \varphi_s$ réduit la complexité du modèle MADA afin de simplifier les équations différentielles (non linéaires) en ayant un terme d'inductance constant[42]. En conséquence, le modèle MADA est décrit dans les cadres (d-q) [21].

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{A_1 i_{rd}}{\sigma} - A_2 V_{sd} + \frac{A_2 \varphi_{sd}}{T_s} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{V_{rd}}{\sigma L_r} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{A_1 i_{rq}}{\sigma} - A_2 V_{sq} + A_2 \omega \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{V_{rq}}{\sigma L_r} \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (III.18)$$

Voici l'expression de couple électromagnétique:

$$C_{em} = -\frac{3.P.M}{2.L_s} \varphi_{sd} i_{rq} \quad (III.19)$$

Les valeurs A1 et A2 sont définies comme suit :

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \\ A_2 = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \end{cases} \quad (III.20)$$

III.8.2 Stratégie de contrôle en mode glissant

Un contrôleur en mode glissant (SMC) est un contrôleur à structure variable (VSC). Fondamentalement, un VSC comprend plusieurs fonctions continues différentes qui peuvent mapper l'état de l'installation sur une surface de contrôle, tandis que la commutation entre différentes fonctions est déterminée par l'état de l'installation représenté par une fonction de commutation. La conception du système de contrôle sera démontrée pour le système non linéaire suivant[21], [25]. :

Un contrôleur en mode coulissant (SMC) est un contrôleur à structure variable (VSC). La méthode SMC est une technique de contrôle robuste largement utilisée dans les systèmes non linéaires où existent des incertitudes sur les paramètres. Fondamentalement, un VSC comprend plusieurs fonctions continues différentes qui peuvent mapper l'état de l'installation sur une surface de contrôle, tandis que la commutation entre différentes fonctions est déterminée par l'état de l'installation représenté par une fonction de commutation.

La conception du système de contrôle sera démontrée pour le système non linéaire suivant,

Le SMC est utilisé efficacement pour les systèmes non linéaires, les perturbations du couple de charge et les changements de variation de paramètres. Le contrôle de vitesse pour moteur de traction ferroviaire est conçu pour suivre ces étapes :

III.8.3 Contrôle de vitesse en mode glissant

Un contrôleur en mode coulissant (SMC) est un contrôleur à structure variable (VSC). La méthode SMC est une sorte de technique de contrôle robuste qui est largement utilisée dans les

systèmes non linéaires où existent des incertitudes sur les paramètres. Fondamentalement, un VSC comprend plusieurs fonctions continues différentes qui peuvent mapper l'état de l'installation sur une surface de contrôle, tandis que la commutation entre différentes fonctions est déterminée par l'état de l'installation représenté par une fonction de commutation. La conception du système de contrôle sera démontrée pour un système non linéaire [21], [39].

III.8.4 Commande directe par mode glissant de la MADA

Surface de régulation de vitesse :

L'erreur de vitesse est définie par :

$$S(\Omega) = e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.21)$$

La formule (III.21) peut être extraite pour $n = 1$, avec les différentes formules de contrôle de vitesse suivantes :

$$S(\Omega) = e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \quad \dot{S}(\Omega) = \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (III.22)$$

En substituant l'équation (III.18) dans l'équation (III.22), nous obtenons On prend :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \quad (III.23)$$

$$i_{rq} = i_{rqeq} + i_{rqn} \quad (III.24)$$

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \left(-\frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (III.25)$$

En mode glissant et en mode stable, nous avons

$$S(\Omega) = e_1 = 0 \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad i_{rqn} = 0 \quad (III.26)$$

Lorsque la commande équivalente est donnée par :

$$i_{rqeq} = + \frac{JL_s}{\varphi_{sd} PM} \left(\dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right) \quad (III.27)$$

Et

$$i_{rqn} = K_{i_{rq}} \text{sat}(S(\Omega)) \quad (III.28)$$

$K_{i_{rq}}$: Constant négative

Régulation du surface du flux de l'stator:

Nous avons :

$$\varphi_s = \varphi_{sd} ; \varphi_{sq} = 0 \quad (\text{ III.29})$$

$$S(\varphi_{sd}) = e_2 = \varphi_{sdref} - \varphi_{sd} \quad \dot{S}(\varphi) = \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{sdref} - \dot{\varphi}_{sd} \quad (\text{ III.30})$$

$$i_{rd} = i_{rdeq} + i_{rdn} \quad (\text{ III.31})$$

En substituant l'équation (III.18) dans l'équation (III.30), nous obtenons

$$\dot{S}(\varphi) = \dot{e}_2 = \dot{\varphi}_{sdref} - \left(V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \quad (\text{ III.32})$$

$$i_{rd} = i_{rdeq} + i_{rdn} \quad (\text{ III.33})$$

En mode glissant et en mode stable, nous avons

$$S(\varphi_{sd}) = e_2 = 0 \quad \dot{S}(\varphi_{sd}) = 0 \quad i_{rdn} = 0 \quad (\text{ III.34})$$

Ensuite, la commande correspondante est donnée par :

$$i_{rdeq} = \left(\dot{\varphi}_{sdref} - V_{sd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right) \frac{T_s}{M} \quad (\text{ III.35})$$

Et

$$i_{rdn} = K_{i_{rd}} \text{sat}(S(\varphi_{sd})) \quad (\text{ III.36})$$

$K_{i_{rd}}$: Constant positive.

Surface de régulation du courant rotorique direct avec limitation :

Afin de limiter tous les dépassements possibles du courant i_{rd} , on ajoute un limiteur de courant défini par :

$$i_{rd}^{\lim} = i_{rd}^{\max} \text{sat}(S(i_{rd})) \quad (\text{ III.37})$$

Le défaut de tension direct du moteur est défini par :

$$e = i_{rd}^{\lim} - i_{rd} \quad (\text{ III.38})$$

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

$$S(i_{rd}) = e_3 = i_{rd}^{\lim} - i_{rd} \quad (\text{ III.39})$$

$$\dot{S}(i_{rd}) = \dot{e}_3 = \dot{i}_{rd}^{\lim} - \dot{i}_{rd} \quad (\text{ III.40})$$

En substituant l'équation (III.17) dans l'équation (III.40), nous obtenons:

$$\dot{S}(i_{rd}) = \dot{e}_3 = \dot{i}_{rd}^{\lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rd} - A_2 V_{sd} + \frac{A_2}{T_s} \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma l_r} V_{rd} \right) \quad (\text{ III.41})$$

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

$$V_{rd}^{ref} = V_{rdeq} + V_{rdn} \quad (III.42)$$

En mode glissant et en mode stable, nous avons :

$$S(i_{rd}) = e_2 = 0 \quad ; \quad \dot{S}(i_{rd}) = 0 \quad ; \quad V_{rdn} = 0 \quad (III.43)$$

Par conséquent, la commande correspondante est donnée par :

$$V_{rdeq} = \sigma L_r \left[\dot{i}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rd} + A_2 V_{sd} + \frac{A_2}{T_s} \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} \right] \quad (III.44)$$

En remplace A_1 et A_2 on obtient:

$$V_{rdeq} = \sigma L_r \left[\dot{i}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma T_r} i_{rd} + A_2 V_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} \right] \quad (III.45)$$

$$V_{rd}^{ref} = V_{rdeq} + V_{rdn} \quad (III.46)$$

Et

$$V_{rdn} = K_{V_{rd}} \text{sat}(S(i_{rd})) \quad (III.47)$$

Avec

$K_{V_{rd}}$: Constant positive.

Surface de régulation du courant rotorique direct avec limitation :

Afin de limiter tous les dépassements possibles du courant i_{rd} , nous ajoutons un limiteur

Du courant défini par :

$$\dot{i}_{rq}^{lim} = i_{rq}^{max} \text{sat}(S(i_{rq})) \quad (III.48)$$

L'erreur de courant continu du stator est définie par :

$$e_4 = \dot{i}_{rq}^{lim} - \dot{i}_{rq} \quad (III.49)$$

Pour n 1, l'équation de contrôle du courant statorique direct peut être obtenue

Par :

$$S(i_{rq}) = e_4 = \dot{i}_{rq}^{lim} - \dot{i}_{rq} \quad (III.50)$$

$$\dot{S}(i_{rq}) = e_4 = \dot{i}_{rq}^{lim} - \ddot{i}_{rq} \quad (III.51)$$

En substituant l'expression pour $\ddot{i}_{rq}$ de l'équation (III.17) dans l'équation (III.51), nous obtenons:

$$\dot{S}(i_{rq}) = e_4 = \dot{i}_{rq}^{lim} - \left(-\frac{1}{\sigma} [A_1] \dot{i}_{rq} - A_2 V_{sq} + A_2 \omega_s \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) \quad (III.52)$$

La tension de référence de contrôle V_{rdref} est défini par :

$$V_{rq}^{ref} = V_{rqeq} + V_{rqn} \quad (III.53)$$

Pendant le régime glissant et en régime permanent, on a :

$$S(i_{rq}) = e_4 = 0 \quad ; \quad \dot{S}(i_{rq}) = 0 \quad ; \quad V_{rqn} = 0 \quad (III.54)$$

La commande équivalente est donc donnée par :

$$V_{rqeq} = \sigma L_r \left[\dot{i}_{rq}^{lim} + \frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rq} + A_2 V_{sq} - A_2 \omega_s \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} \right] \quad (III.55)$$

En remplace A_1 et A_2 on obtient:

$$V_{rqeq} = \sigma L_r \left[\dot{i}_{rd}^{lim} + \frac{1}{\sigma T_r} i_{rd} + A_2 V_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} \right] \quad (III.56)$$

Et

$$V_{rqn} = K_{V_{rq}} \text{sat}(\sigma(i_{rq})) \quad (III.57)$$

Avec

$K_{V_{rq}}$: Constant positive.

III.8.5 Observateur en mode glissant

En théorie du contrôle, un observateur en mode glissant (SMO) est un outil utile pour estimer l'état d'un système, en particulier lorsque la mesure directe est difficile ou coûteuse. L'idée de base d'un observateur en mode glissant est d'utiliser une stratégie de contrôle en mode glissant pour construire un observateur qui suit de près l'état du système. L'observateur crée des estimations d'état en réduisant la différence entre les variables d'état observées et réelles [26].

Un SMO se distingue par sa capacité à fonctionner en mode glissant, où la dynamique des erreurs de l'observateur est censée converger vers zéro dans un laps de temps fini. Malgré les incertitudes ou le bruit du système, l'observateur peut néanmoins fournir des estimations d'état précises grâce à cette caractéristique. Parce qu'ils permettent d'estimer des caractéristiques importantes telles que la position et la vitesse du rotor sans avoir besoin de mesures directes, les observateurs en mode glissant sont souvent utilisés dans les applications de contrôle sans capteur pour les machines électriques telles que les moteurs. Une estimation précise et fiable de l'état est possible dans divers contextes du monde réel en utilisant les concepts de contrôle du mode glissant et en tirant parti des caractéristiques de résilience des observateurs en mode glissant. Le coût est augmenté par les applications de contrôle sans capteur utilisant des observateurs en mode glissant.

Pour réduire les coûts d'exploitation, améliorer l'efficacité du système et augmenter la fiabilité des systèmes de machines électriques.

III.8.5.1 Observateur de vitesse

L'observateur en mode glissant exprimé dans (III.58) peut être utilisé pour calculer la vitesse[26], [27], [28] comme :

$$\dot{\hat{\omega}}_r = -\frac{f}{J}\omega_r + \frac{1}{J}Ce - \frac{1}{J}\hat{C}_r + \lambda_1 e_\omega + K_1 \text{sign}(e_\omega) \quad (\text{ III.58})$$

III.8.5.2 Observateur de couple résistant

Un observateur de couple de charge (Load Torque Observer, LTO) est un outil essentiel dans les systèmes de commande des moteurs électriques. Il est conçu pour estimer le couple de charge appliqué à l'axe du moteur sans recourir à des capteurs physiques. Cette estimation repose sur des modèles mathématiques du système et sur des mesures disponibles, telles que les courants et tensions statoriques, permettant de déduire le couple de charge en temps réel.

En calculant directement le couple de charge sur l'arbre moteur sans nécessiter de capteurs mécaniques, le LTO joue un rôle crucial, notamment dans des situations où le couple de charge est irrégulier ou inconnu. Cette approche réduit les incertitudes du système tout en améliorant les performances du contrôle [29], [30]

Traditionnellement, un capteur de couple est utilisé pour mesurer directement le couple de charge, fournissant des données précises sur le système. Cependant, dans les cas où un capteur de couple n'est pas disponible ou son utilisation est impraticable, le LTO représente une solution viable. Par exemple, pour un moteur à induction, le couple de charge peut être estimé grâce à un observateur en mode glissant, ce qui élimine le besoin de capteurs mécaniques. Cette méthode améliore les performances du système de commande et réduit les incertitudes liées aux paramètres inconnus.

Dans la méthode proposée, un observateur en mode glissant est utilisé pour estimer le couple de charge appliqué au moteur à induction. Cet observateur fonctionne en minimisant l'écart entre les valeurs estimées et les valeurs réelles, en considérant le couple de charge inconnu ou variable comme une source d'incertitude du système. Grâce à cette estimation, le système de commande moteur peut mieux réagir aux variations de charge et appliquer des actions correctives adaptées.

Le développement de l'observateur repose sur le modèle mécanique du moteur à induction. Il permet de déterminer le couple de charge avec précision en intégrant les équations dynamiques du MADA et en prenant en compte les paramètres inconnus. L'ajout de la méthode en mode

glissant dans le processus d'estimation s'avère particulièrement efficace pour réduire l'incertitude du système et optimiser le contrôle[27], [30]

La méthode proposée offre une solution fiable et économique pour estimer le couple de charge appliqué, sans recourir à un capteur de couple. Cela permet d'améliorer l'efficacité du contrôle moteur dans un large éventail d'applications. Le modèle mécanique du MADA utilisé dans cette approche est présenté ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{\omega}_r = -\frac{f}{J} \omega_r + \frac{1}{J} Ce - \frac{1}{J} C_r \\ \dot{C}_r = 0 \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_r = -\frac{f}{J} \omega_r + \frac{1}{J} Ce - \frac{1}{J} \hat{C}_r + \lambda_1 e_\omega + K_1 \text{sign}(e_\omega) \\ \dot{\hat{C}}_r = -\lambda_2 e_\omega - K_2 \text{sign}(e_\omega) \end{cases} \quad (\text{III.60})$$

L'erreur d'estimation de vitesse est représentée par la surface de glissement :
 e_ω les erreurs d'estimation sont calculées comme suit :

$$e_\omega = (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III.61})$$

$$e_{Cr} = (C_r - \hat{C}_r) \quad (\text{III.62})$$

Où

e_ω est un erreur dans l'estimation du charge de torque et e_{Cr} est un erreur dans l'estimation du charge de torque.

$$S_\omega = e_\omega \quad (\text{III.63})$$

$$e_\omega = (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (\text{III.64})$$

$$e_{Cr} = (C_r - \hat{C}_r) \quad (\text{III.65})$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} (Ce - C_r) - \frac{f}{J} \omega_r \quad (\text{III.66})$$

$$\dot{e}_\omega = \frac{1}{J} e_{Cr} - \lambda_1 e_\omega - K_1 \text{sign}(e_\omega) \quad (\text{III.67})$$

$$\dot{e}_{Cr} = \lambda_2 e_\omega + K_2 \text{sign}(e_\omega) \quad (\text{III.68})$$

Avec: K_1, K_2, λ_1 et λ_2 sont des constantes positives. Si les gains de l'observateur sont suffisamment importants pour satisfaire la condition de stabilité, l'erreur d'estimation converge vers zéro.

III.8.6 Résultats de simulation et interprétations

Afin de confirmer l'efficacité et la stabilité du système de contrôle via l'approche sans capteur SMC, le MADA est soumis à des tests de robustesse dans divers scénarios de fonctionnement. Le schéma global du commande mode glissant sans capteurs mécaniques est représenté.

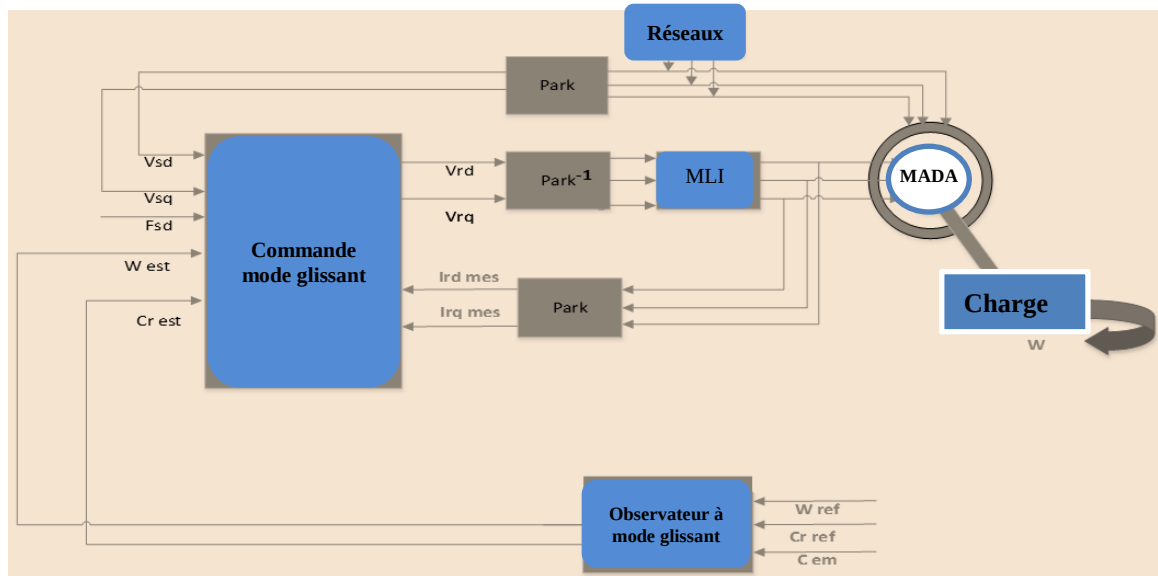


Figure III.11-Schéma globale du commande par mode glissant sans capteur.

Pour évaluer les performances du MADA dans divers régimes de fonctionnement, une charge de [0 5 0 5 0 0] N·m a été appliquée à des instants précis : [0 0,75 1,75 2,75 4,25 4,5] s. Mettant en évidence les réponses du système. La simulation numérique a permis d'analyser l'ensemble du système, intégrant les paramètres du MADA répertoriés dans l'annexe.

Pour une consigne de vitesse définie comme [0 0 20 20 100 100 -15 -15 0 0] rad/s, à des intervalles de temps correspondants [0 0,5 0,6 1,4 1,8 2,8 3,3 3,9 4 4,5]s, la réactivité du système face aux changements de charge est clairement représentée dans la figure III.12. Cette figure illustre les variations de la vitesse rotorique et leur évolution temporelle.

Le contrôleur SMC proposé et le contrôleur PI traditionnel ont tous deux démontré des performances exceptionnelles de suivi. Dans chaque cas, la vitesse du rotor suit étroitement la consigne de vitesse, validant ainsi l'efficacité des techniques de contrôle. De plus, la comparaison entre la vitesse contrôlée et la vitesse estimée par l'observateur en mode glissant et le contrôleur PI montre une précision et une fiabilité comparables.

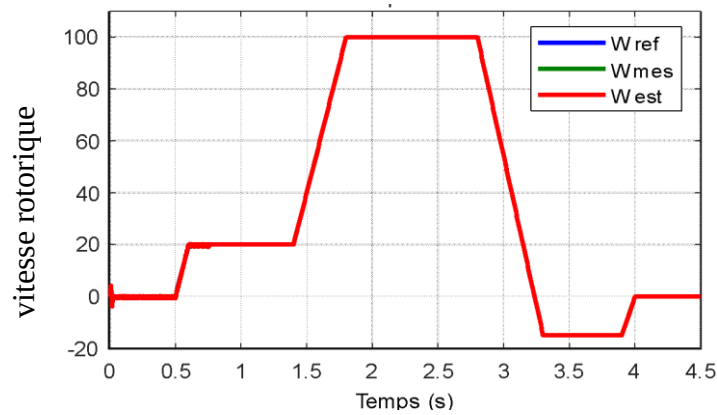


Figure III.12-vitesse rotorique

La figure III.12 illustre également que le contrôleur SMC combiné réagit plus rapidement que le contrôleur PI, ce qui entraîne des temps de montée et de stabilisation plus courts. L'erreur en régime permanent est significativement réduite avec le SMC, garantissant une meilleure concordance avec la consigne de vitesse. Ces résultats montrent que la technique de contrôle SMC est particulièrement bénéfique pour un suivi rapide et précis.

Un zoom sur les variations de la vitesse rotorique est présenté dans la figure III.13, confirmant les avantages du SMC en termes de temps de réponse rapide et de réduction des erreurs.

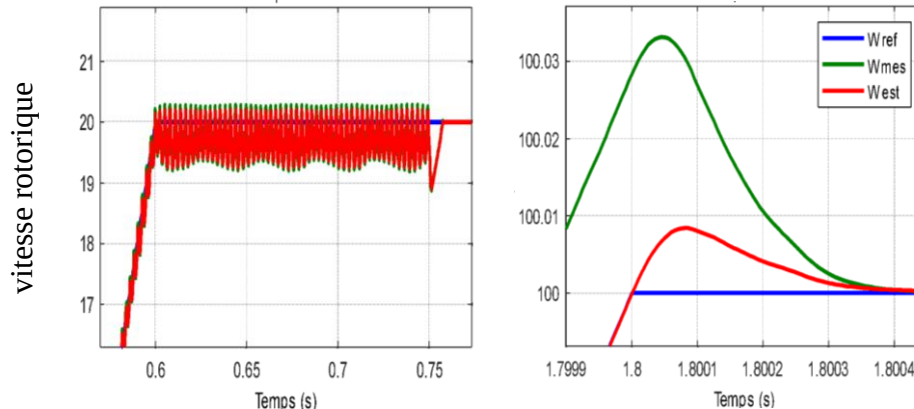


Figure III.13- Zoom sur la vitesse du rotor

Les performances en termes de contrôle du couple sont illustrées dans les figures III.14 et III.15. le contrôleur SMC assure une gestion plus précise et fiable du couple, avec des temps de réponse plus courts et des oscillations réduites. Il suit efficacement les trajectoires de couple souhaitées, garantissant une correction rapide des perturbations et fluctuations de charge.

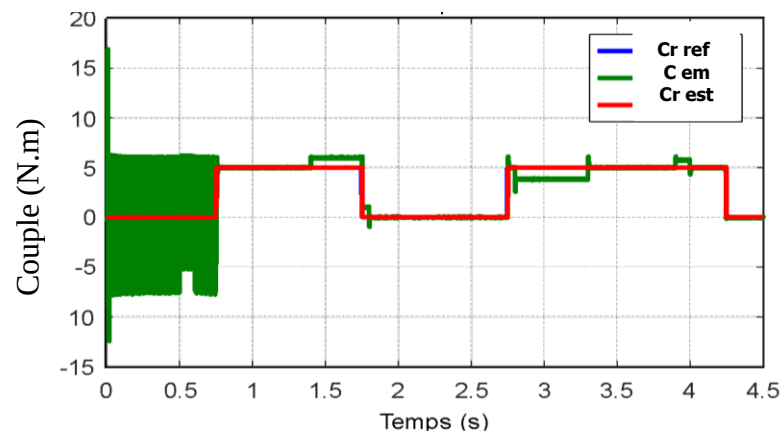


Figure III.14-Couple électromagnétique

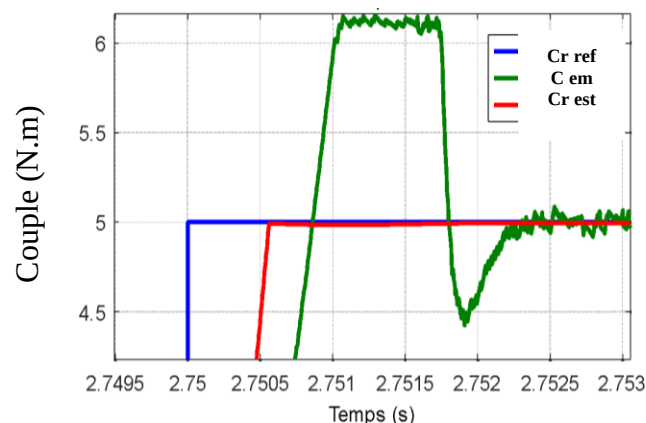


Figure III.15-Zoom sur le couple électromagnétique

La précision du calcul du couple par le SMC est remarquable, avec une correspondance étroite entre le couple estimé et le couple réel.

Les figures III.16, III.17 et III.18 montrent que les courants statoriques obtenus par le contrôleur SMC conservent une forme sinusoïdale, démontrant une régulation et un suivi précis des valeurs de référence. Le SMC réduit également les oscillations, créant des profils de courant plus stables.

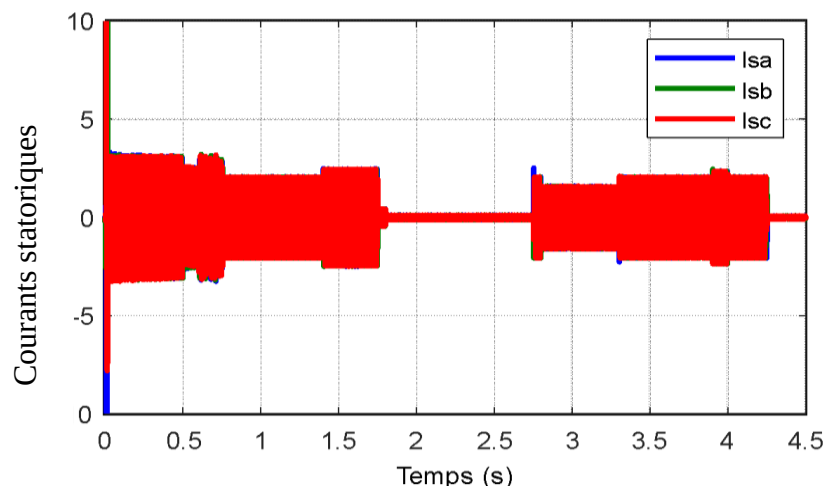


Figure III.16-Courants statoriques obtenus par le contrôleur SMC

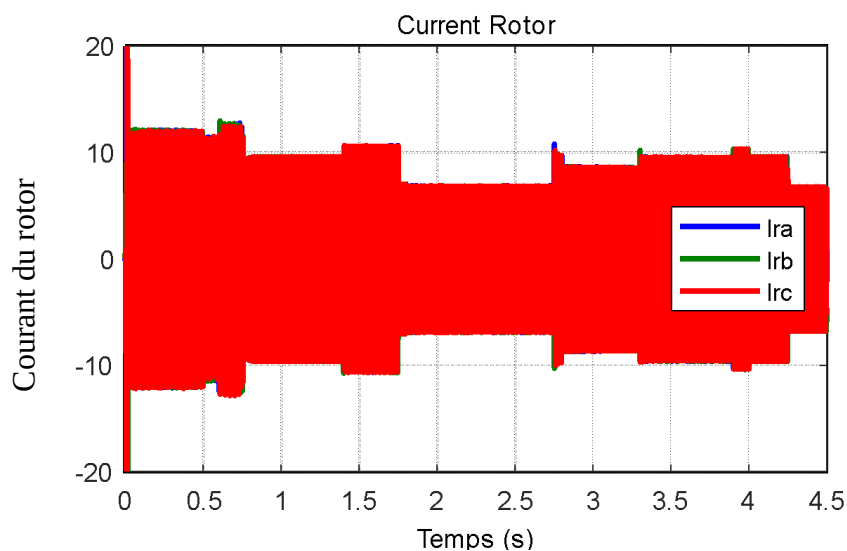


Figure III.17-Courants de rotor obtenus par le contrôleur SMC

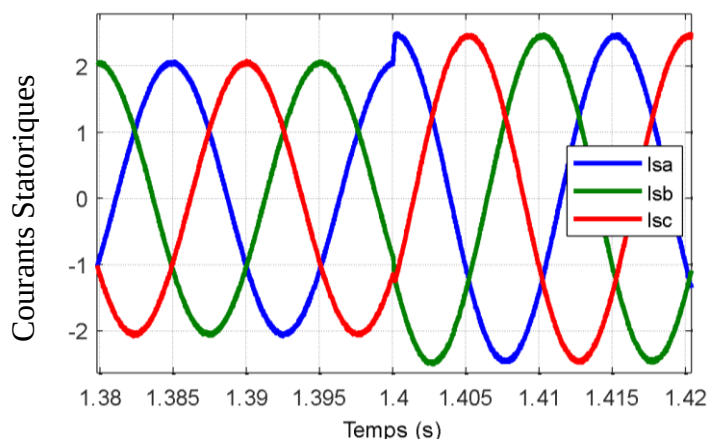


Figure III.18-Zoom sur les courants statoriques

Le flux statorique est illustré à la figure III.19, qui présente une réponse rapide et un suivi de référence puissant (1 Wb). le flux statorique obtenu par la technique SMC .

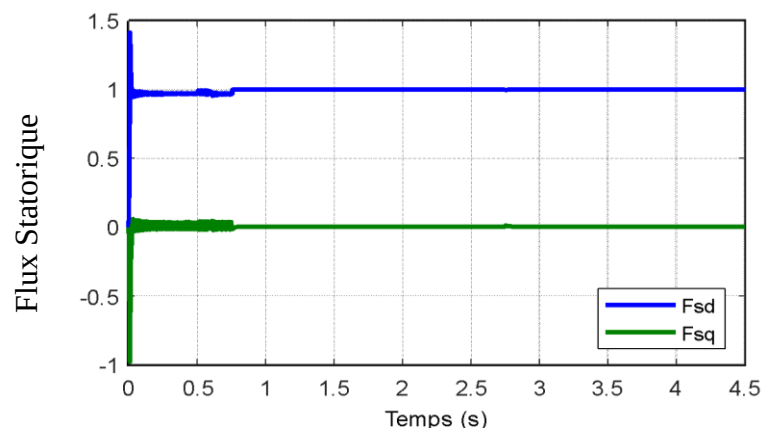


Figure III.19-Flux Statorique

III.9 Conclusion

Pour le fonctionnement en mode moteur d'une MADA, une approche améliorée de contrôle non linéaire sans capteur basée sur les techniques d'observation SMC et en mode glissant a été présentée dans cette étude. Par rapport à la technique conventionnelle, le système de contrôle intégré a montré une meilleure stabilité, un contrôle précis de la vitesse et du couple et des performances durables.

Les résultats ont démontré les avantages de la technique de contrôle suggérée par rapport au contrôleur PI traditionnel, notamment une diminution du temps de réponse, des erreurs en régime permanent et des oscillations de couple. En particulier lors des changements de charge, le SMC et l'observateur en mode glissant ont produit un suivi précis de la vitesse et un rejet amélioré des perturbations.

Les études futures pourront se concentrer sur la résolution des difficultés de mise en œuvre, telles que la complexité du système et les besoins de calcul en temps réel, ainsi que sur l'efficacité de l'approche de contrôle dans des situations de fonctionnement particulières et si elle peut être appliquée à différents types de moteurs. Dans l'ensemble, la stratégie de contrôle non linéaire sans capteur basée sur les approches d'observateur en mode glissant et SMC est une approche prometteuse pour obtenir un contrôle précis et fiable des MADA en mode moteur. Ses performances exceptionnelles en matière de suivi de vitesse, de rejet des perturbations et de stabilité ouvrent la porte à une efficacité et une fiabilité accrues dans une variété d'applications industrielle.

Chapitre IV

Commande Backstepping

sans capteur de la

MADA

IV.1. Introduction

Ce chapitre présente une stratégie de contrôle non linéaire sans capteur, combinant un observateur en mode glissant (SMO) et le contrôle backstepping (BS), appliqué à la MADA. L'objectif principal est de réaliser un découplage efficace entre le couple et le flux statorique, d'améliorer les performances de contrôle de vitesse, de réduire l'ondulation électromagnétique du couple et d'améliorer la distorsion du courant statorique pour maximiser l'efficacité de la commande vectorielle (FOC) pour le MADA. En utilisant la théorie de Lyapunov, une analyse de stabilité de la stratégie de contrôle proposée est menée. De plus, un observateur en mode glissant est utilisé pour estimer la vitesse du moteur et le couple de charge sans nécessiter de capteurs supplémentaires. Plusieurs tests de simulation réalisés à l'aide du logiciel Matlab/Simulink valident l'efficacité de cette stratégie de contrôle. Les résultats montrent une amélioration significative de l'erreur en régime permanent et de la réponse du contrôle de vitesse. De plus, la résilience du système de contrôle développé est évaluée, démontrant d'excellentes performances en gestion du couple et de la vitesse, ainsi qu'une résistance aux fluctuations de charge et aux changements de paramètres. Ces résultats mettent en évidence la viabilité de la stratégie de commande BS sans capteur, combinée à l'observateur en mode glissant, pour la commande des MADA dans diverses applications industrielles.

Les approches de contrôle robustes et non linéaires, telles que le contrôle backstepping, offrent une solution prometteuse à ces défis, en garantissant une bonne dynamique et des performances élevées. La technique du backstepping, développée dans les années 90, repose sur l'utilisation de fonctions de Lyapunov pour stabiliser chaque étape du processus de commande. En combinant le backstepping avec un observateur en mode glissant, ce chapitre propose une approche efficace et robuste pour le contrôle des MADA dans des applications industrielles diverses.

IV.2 Choix de la fonction de Lyapunov

La théorie de Lyapunov a été longtemps un outil important tant dans la commande linéaire que dans la commande non linéaire. Cependant, son application dans la commande non linéaire a été limitée par les difficultés à trouver une fonction de Lyapunov adaptée à un système donné. Souvent, cette tâche était laissée à l'imagination et à l'expertise du concepteur.

Même pour des systèmes simples et sans incertitudes, le choix de la fonction de Lyapunov et de la loi de commande n'est pas toujours évident. Il n'existe actuellement aucune règle générale

pour guider ce choix. Compte tenu de l'impact de ce choix sur le comportement global du système, l'importance de ce problème ces dernières années est bien comprise [24].

IV.3 Principe de l'approche du Backstepping

Le backstepping consiste à concevoir un régulateur en utilisant le modèle du système non linéaire pour sa conception. La stabilité du système est basée sur les théorèmes de Lyapunov, en combinant la décision de la fonction énergie avec celle des lois de commande. Cette méthode assure non seulement l'atteinte de l'objectif pour lequel le contrôleur est conçu (suivi et/ou régulation), mais aussi la stabilité globale du système compensé pour l'ensemble du temps[31].

S'il perd de l'énergie, un système se dirige vers un point d'équilibre. On accomplit cela en sélectionnant une fonction énergie adéquate, connue sous le nom de V , qui, en fonction du condition suivante, permet de déterminer l'expression du commande :

$$V(x).\dot{V}(x) < 0 \quad (IV.1)$$

Dans le cas où chaque sous-système n'est pas dépendant de l'entrée réelle, une loi de commande virtuelle est calculée pour chaque sous-système. Ensuite, on utilise cette loi de commande virtuelle comme référence pour le sous-système suivant, jusqu'à ce que la loi de commande pour l'ensemble du système soit obtenue. Contrairement aux méthodes de linéarisation, cette approche offre l'avantage de conserver les non-linéarités qui sont avantageuses pour la performance et la solidité du contrôle.

IV.4 Stabilité asymptotique

La stabilité asymptotique du système est garantie par l'utilisation de fonctions de Lyapunov dans l'approche Backstepping. Chaque sous-système est stabilisé à travers une fonction de Lyapunov $V(x)$ qui satisfait la condition de décroissance dans le temps[32]. :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (IV.2)$$

Cela implique que, pour chaque sous-système (comme la vitesse, le flux, et le courant), l'erreur entre la sortie du système et la référence converge vers zéro au fil du temps.

IV.5 Preuve de la stabilité

Première Étape : Stabilisation de la vitesse et du flux avec la fonction de Lyapunov

$$V_1 = \frac{1}{2}e_\omega^2 + \frac{1}{2}e_\varphi^2 \quad (IV.3)$$

Où

e_ω Et e_φ Sont respectivement les erreurs de vitesse et de flux.

Dérivée de V_1 : La dérivée de V_1 est exprimée en termes des erreurs de vitesse et de flux et de leurs dérivées. En utilisant les équations du modèle dynamique et les lois de commande, on obtient une expression pour En utilisant des gains appropriés tels que k_ω ; k_φ , on montre que

$$\dot{V}_1 \leq -k_\omega e_\omega^2 - k_\varphi e_\varphi^2 \quad (IV.4)$$

Ce qui assure une décroissance de la fonction de Lyapunov.

Deuxième Étape : Stabilisation des courants i_d et i_q à travers la fonction de Lyapunov étendue

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_{i_d}^2 + \frac{1}{2}e_{i_q}^2 \quad (IV.5)$$

En remplaçant les dérivées des erreurs de courant dans la dérivée de V_2 on montre que $\dot{V}_2$ est également strictement négatif, garantissant la stabilité asymptotique des courants.

2. Convergence des Trajectoires : La convergence des trajectoires signifie que les erreurs de suivi (de vitesse, de flux, de courant) convergent vers zéro au fil du temps. Cela peut être prouvé en observant la dérivée du fonction de Lyapunov $V(x)$ et en utilisant le théorème duSalle, qui stipule que si la dérivée d'une fonction de Lyapunov est strictement négative, alors les trajectoires convergent vers un attracteur stable (dans ce cas, l'état d'équilibre où toutes les erreurs sont nulles)[32].

IV.6 Modèle de moteur asynchrone à double alimentation

Afin de simplifier les équations différentielles (non linéaires) en ayant un terme d'inductance constant, la complexité du modèle MADA est réduite en utilisant la loi FOC, où l'on suppose que le flux statorique quadratique est nul, tandis que le flux direct est $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq}=0$ [2], [33].

Ainsi, le modèle MADA est décrit dans les cadres (d-q), comme suit [24]:

Equations:

$$\begin{cases} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{A_1 i_{rd}}{\sigma} - A_2 V_{sd} + \frac{A_2 \varphi_{sd}}{T_s} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{V_{rd}}{\sigma L_r} \\ \frac{di_{rq}}{dt} = -\frac{A_1 i_{rq}}{\sigma} - A_2 V_{sq} + A_2 \omega \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{V_{rq}}{\sigma L_r} \end{cases} \quad (IV.6)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (IV.7)$$

L'expression du couple électromagnétique devient la suivante :

$$C_{em} = -\frac{3.P.M}{2.L_s} \varphi_{sd} i_{rq} \quad (IV.8)$$

Les valeurs A1 et A2 sont définies comme suit :

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s T_s L_r} \\ A_2 = \frac{M}{\sigma L_r L_s} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Alors : les composants de courant de rotor i_{rd} et i_{rq} , les composants de flux de stator φ_{sd} et φ_{sq} , les composants de voltage de stator V_{sd} et V_{sq} , et les composants de voltage de rotor V_{rd} et V_{rq} . R_s et R_r représentent les résistances du stator et du rotor, L_s et L_r représentent les inductances du stator et du rotor, M représente l'inductance mutuelle, et P représente le nombre de paires de pôles. La force électromagnétique est représentée par C_{em} , la force de charge est représentée par C_r , la force de charge est représentée par J , la vitesse mécanique est représentée par ω_s , Les temps constants statoriques et rotoriques sont T_s et T_r .

IV.7 Stratégie de backstepping

BS est une stratégie de contrôle récursive qui utilise des contrôleurs virtuels conçus pour chaque sous-système de premier ordre, servant de référence pour l'étape ultérieure de conception du contrôleur. La fonction Lyapunov est utilisée pour garantir la précision et la stabilité du suivi. La conception du contrôleur BS pour les MADA se déroule en deux étapes[24].

Dans un premier temps, une trajectoire de référence est déterminée pour le système, englobant les trajectoires de référence de vitesse et d'amplitude du flux rotorique. La conception

du contrôleur est établie pour faciliter une erreur de suivi et un suivi de trajectoire approprié. Cette étape pose les bases du conception ultérieure des contrôles[34], [35].

Dans la deuxième étape, l'accent est mis sur la stabilisation et la robustesse du système de contrôle. Des contrôleurs supplémentaires sont conçus pour répondre aux dynamiques et aux incertitudes restantes du MADA. L'objectif est de stabiliser le système et d'améliorer sa robustesse face aux variations de paramètres, aux perturbations et aux incertitudes.

Les détails spécifiques de la deuxième étape peuvent varier en fonction du recherche ou du mise en œuvre particulière. Diverses approches, telles que le contrôle adaptatif, le contrôle en mode glissant ou d'autres stratégies de contrôle appropriées, peuvent être utilisées pour obtenir une stabilisation et une robustesse adaptées aux exigences de l'application MADA. En combinant le suivi de trajectoire dans le premier étage et la stabilisation dans le deuxième étage, la conception du contrôleur BS à deux étages offre une stratégie de contrôle complète. Cette stratégie garantit un contrôle précis, un rejet efficace des perturbations et des performances robustes pour les systèmes MADA, ce qui en fait une approche précieuse dans diverses applications industrielles. Les expressions instantanées du contrôle BS peuvent s'écrire comme suit:

Étape 01 :

Les contrôleurs de vitesse et de flux doivent suivre la trajectoire comme référence d'entrée. Ainsi, les erreurs de vitesse et de flux avec leur dérivée se présentent comme :

$$\begin{cases} e_3 = \varphi_{rdref} - \varphi_{rd} \\ \dot{e}_3 = \dot{\varphi}_{rdref} - \dot{\varphi}_{rd} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Sur la base de (IV.7) et (IV.10), la dérivée des erreurs peut être établie comme :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \\ \dot{e}_3 = \dot{\varphi}_{rdref} - V_{sd} - \frac{M}{T_s} i_{rd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (IV.11)$$

La fonction Lyapunov est définie comme suit :

$$\begin{cases} V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_3^2 \\ V = e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \end{cases} \quad (IV.12)$$

Ainsi, le système (IV.12) peut être réécrit comme :

$$\begin{cases} \dot{V} < 0 \\ V = e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \end{cases} \quad (IV.13)$$

En remplaçant (IV.12) dans (IV.13), on obtient :

$$\dot{V} = e_1 \left[\dot{\Omega}_{ref} + \frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega \right] + e_3 \left[\dot{\varphi}_{rdref} - V_{sd} - \frac{M}{T_s} i_{rd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right] \quad (IV.14)$$

La dérivée du fonction Lyapunov donne :

$$\begin{cases} \dot{\Omega}_{ref} + \frac{PM}{JL_s} (i_{rq} \varphi_{sd}) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega = -K_1 e_1 \\ \dot{\varphi}_{rdref} - V_{sq} - \frac{M}{T_s} i_{rd} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} = -K_3 e_3 \end{cases} \quad (IV.15)$$

Les courants de référence peuvent alors être décrits comme suit :

$$\begin{cases} i_{rqref} = \frac{JL_s}{PM \varphi_{sd}} \left[-K_1 e_1 - \dot{\Omega}_{ref} - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \right] \\ i_{rdref} = \frac{T_s}{M} \left[+K_3 e_3 + \dot{\varphi}_{rdref} - V_{sq} + \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \right] \end{cases} \quad (IV.16)$$

Étape 02 :

Le but de cette étape est d'obtenir les tensions de référence basées sur la phase précédente, où les erreurs de courant sont obtenues comme :

$$\begin{cases} e_2 = i_{sqref} - i_{sq} \\ e_4 = i_{sdref} - i_{sd} \end{cases} \quad (IV.17)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{sdref} - \dot{i}_{sd} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Sur la base de (IV.6), la dérivée des erreurs peut être établie comme :

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = \dot{i}_{sqref} - \left[-\frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rq} - A_2 V_{sq} + A_2 \omega \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right] \\ \dot{e}_4 = \dot{i}_{sdref} - \left[-\frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rd} - A_2 V_{sd} + \frac{A_2}{T_s} \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right] \end{cases} \quad (IV.19)$$

La fonction Lyapunov étendue s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_e = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \\ \dot{V}_e = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad \dot{V} = e_2 \dot{e}_2 + e_4 \dot{e}_4 \end{cases} \quad (IV.20)$$

Ainsi, le système (IV.20) peut être réécrit comme :

$$\begin{cases} \dot{V}_e < 0 \\ \dot{V}_e = -K_2 e_2^2 - K_4 e_4^2 \end{cases} \quad (IV.21)$$

En remplaçant (IV.19) dans (IV.21), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sqref} + \frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rq} + A_2 V_{sq} - A_2 \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rd} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq}] = -K_2 e_2 \\ \dot{i}_{sdref} + \frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rd} + A_2 V_{sd} - \frac{A_2}{T_s} \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} - \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd}] = -K_4 e_4 \end{cases} \quad (IV.22)$$

Alors les tensions de référence peuvent être décrites comme :

$$\begin{cases} V_{rq} = \sigma L_r \left[\dot{i}_{sqref} - \frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rq} + A_2 V_{sq} - A_2 \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{rd} + K_2 e_2 \right] \\ V_{rd} = \sigma L_r \left[\dot{i}_{sdref} + \frac{1}{\sigma} [A_1] i_{rd} + A_2 V_{sd} - \frac{A_2}{T_s} \varphi_{sd} - (\omega_s - \omega) i_{rq} + K_4 e_4 \right] \end{cases} \quad (IV.23)$$

IV.8 Observateur à mode glissant

L'observateur à mode glissant (SMO) est un outil crucial en théorie du contrôle, utilisé pour estimer l'état d'un système sans nécessiter de mesures directes, grâce à une approche de contrôle en mode glissant permettant de générer des estimations précises d'état en minimisant l'écart entre les variables observées et réelles, ce qui le rend particulièrement utile dans les applications de contrôle sans capteur pour les machines électriques, offrant ainsi des avantages tels que la réduction des coûts, l'amélioration des performances et l'augmentation de la fiabilité des systèmes. Deux types spécifiques d'observateurs à mode glissant sont présents l'observateur de vitesse, utilisé pour estimer la vitesse mécanique, et l'observateur de couple de charge, permettant d'estimer le couple de charge sur l'arbre du moteur sans recours à des capteurs physiques, offrant ainsi une approche précieuse pour améliorer les performances du contrôle des moteurs électriques[26], [29], [36].

IV.9 Résultats de simulation et interprétations

Pour cela, la MADA est soumise à des tests de robustesse pour des conditions de fonctionnement variables afin de vérifier les performances et la stabilité du système de contrôle via la stratégie de contrôle BS sans capteur.

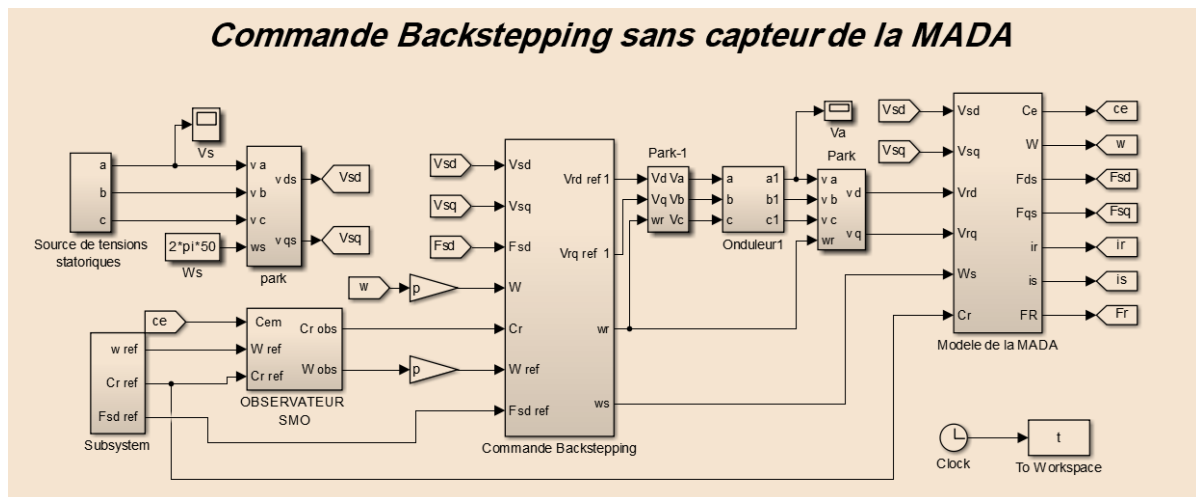


Figure IV.1-Schéma d'une stratégie de contrôle BS sans capteur pour un MADA avec SMO

Les performances du MADA ont été évaluées à l'aide d'une trajectoire test représentant différentes conditions de fonctionnement. Une charge variable de $[0 \ 5 \ 0 \ 5 \ 0 \ 0]$ N.m a été appliquée ou supprimée dans un temps variable. Une simulation numérique complète du système, comprenant les machines de contrôle et les observateurs, a été réalisée pour examiner les réponses du système.

La figure IV.2 illustre la réponse du système pour une consigne de vitesse définie comme $[0 \ 0 \ 20 \ 20 \ 100 \ 100 \ -15 \ -15 \ 0 \ 0]$ rad/s avec des intervalles de temps variable. Correspondants $[0 \ 0,5 \ 0,6 \ 1,4 \ 1,8 \ 2,8 \ 3,3 \ 3,9 \ 4]$ s. La figure IV.2 offre une vue détaillée des variations de la vitesse rotorique en réponse aux changements de charge.

Les résultats montrent que le contrôleur BS proposé et le contrôleur PI conventionnel permettent un excellent suivi de la vitesse de référence. Dans chaque cas, la vitesse du rotor suit étroitement la consigne, indiquant une gestion efficace de la vitesse. De plus, la vitesse estimée obtenue à l'aide de l'observateur en mode glissant (SMO) et du contrôleur PI s'aligne étroitement sur la vitesse mesurée. Cela confirme que les estimations de vitesse fournies par le SMO sont précises et fiables.

La figure montre que le contrôleur BS intégré à SMO a un bon temps de réponse pour l'état stable et les erreurs. Le contrôleur BS permet une montée plus rapide et une stabilité plus rapide. De plus, l'erreur en régime permanent est considérablement réduite, démontrant un meilleur suivi du point de consigne de vitesse.

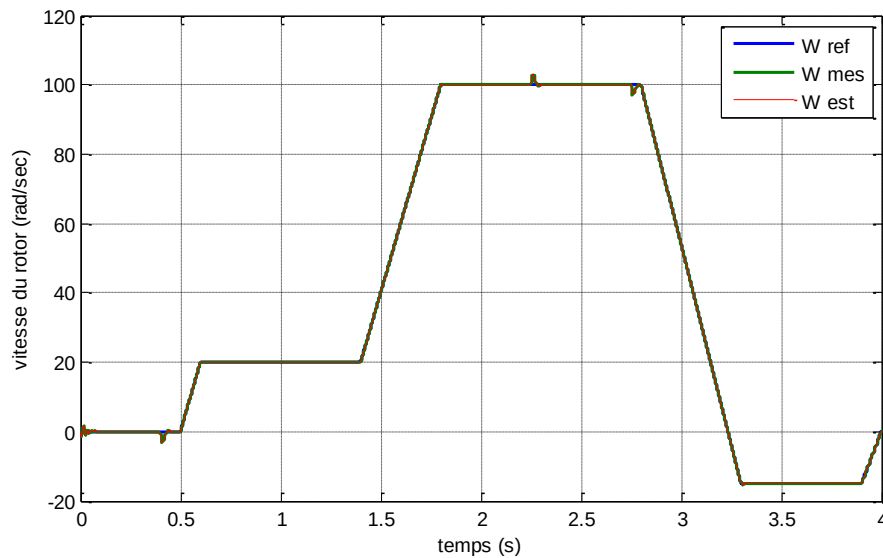


Figure IV.2-Vitesse du rotor

Figure IV.3 un zoom sur la vitesse du rotor met en évidence les performances supérieures du contrôleur BS, notamment en termes de réduction des temps de montée et des erreurs de stabilisation.

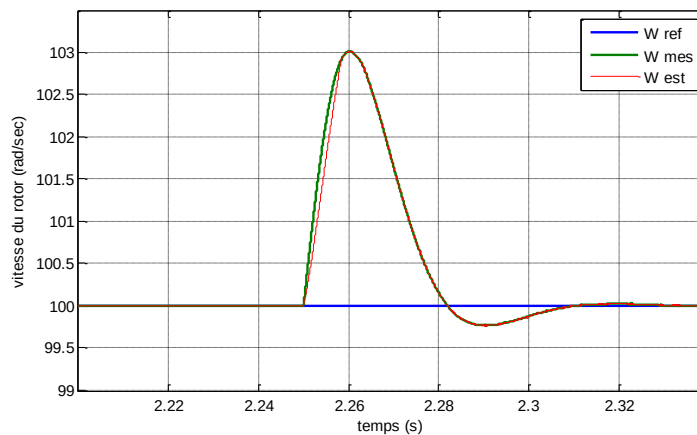


Figure IV.3-Zoom sur la vitesse du rotor

Les figures IV.4 et IV.5 les performances des contrôleurs BS dans le domaine du contrôle du couple. Le contrôleur BS surpasse à un temps de réponse plus court et une réduction significative des oscillations.

Le contrôleur BS assure un contrôle de couple plus précis et stable, minimisant les ondulations de couple tout en garantissant un suivi efficace de la trajectoire désirée. L'estimation du couple obtenue par le BS présente également une grande précision, suivant de très près le couple réel appliqué.

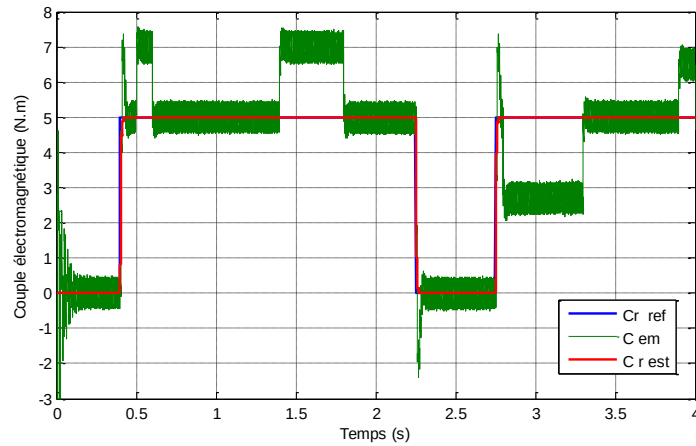


Figure IV.4-Couple électromagnétique.

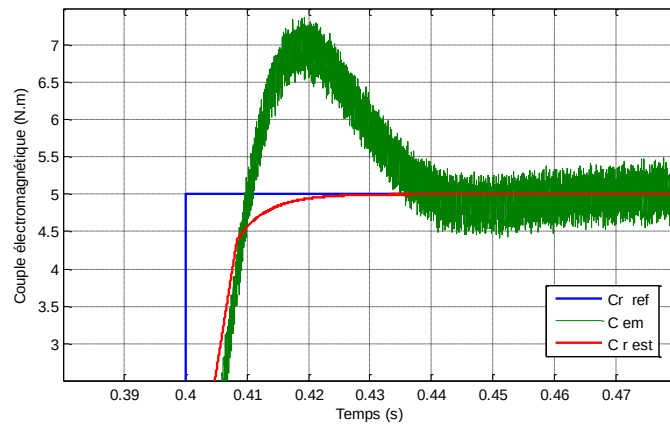


Figure IV.5-Zoom sur le couple électromagnétique.

La précision et la stabilité du contrôleur BS dans la gestion du couple sont clairement mises en évidence.

Les figures IV.6, IV.7 et IV.8 montrent que les courants statoriques et rotorique obtenus par le contrôleur BS présentent des formes sinusoïdales, indiquant une régulation et un suivi précis des valeurs de référence. Le contrôleur BS présente des performances améliorées en termes de minimisation des oscillations et d'obtention de profils de courant.

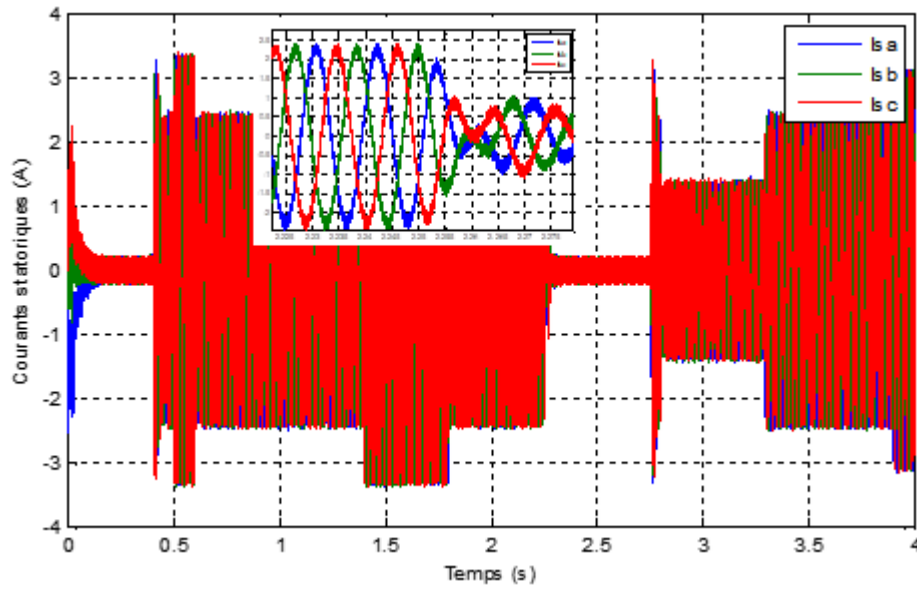


Figure IV.6-Courants statoriques

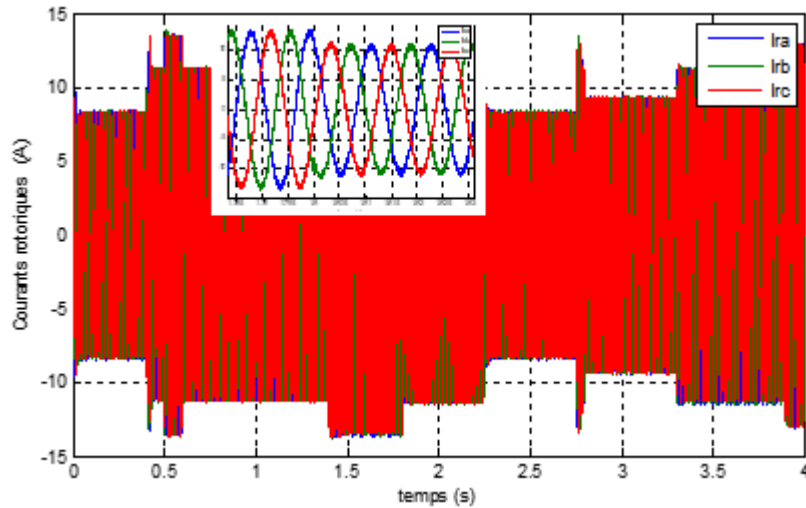


Figure IV.7-Courants rotoriques

La figure IV.9 montre le flux statorique, il a une réponse rapide, un bon suivi de référence (1,2 Wb), par la technique BS.

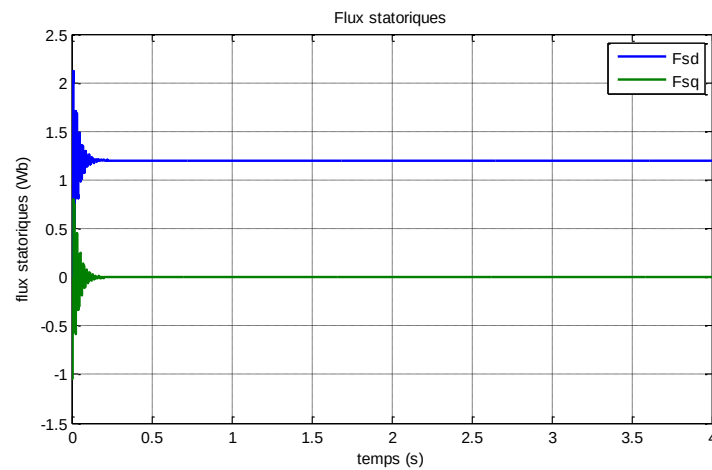


Figure IV.8-Flux statorique

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre, une stratégie de contrôle non linéaire améliorée sans capteur, basée sur des techniques de contrôle en retrait (BS) et d'observateur en mode glissant, a été proposée pour le fonctionnement en mode moteur d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Le système de contrôle intégré a démontré des performances robustes, un contrôle précis de la vitesse et du couple et une stabilité améliorée par rapport à l'approche conventionnelle.

Les résultats ont mis en évidence les avantages de la stratégie de contrôle proposée, notamment un temps de réponse réduit, une erreur en régime permanent et une oscillation de couple. La BS combinée à un observateur en mode glissant a permis un suivi précis la vitesse et un rejet amélioré des perturbations, en particulier lors des variations de charge.

Les recherches futures pourront se concentrer sur la résolution des défis de mise en œuvre tels que la complexité du système et les exigences de calcul en temps réel, ainsi que sur l'exploration des performances de la stratégie de contrôle dans des conditions de fonctionnement spécifiques et son application à différents types de moteurs. Dans l'ensemble, la stratégie de contrôle non linéaire sans capteur présentée, basée sur les techniques d'observation BS et en mode glissant, offre une solution prometteuse pour obtenir un contrôle précis et robuste du MADA en mode moteur. Ses performances supérieures en termes de suivi de vitesse, de rejet des perturbations et de stabilité ouvrent la voie à une efficacité et à une fiabilité améliorées dans diverses applications industrielles.

Conclusion générale

Conclusion générale

À travers ce travail de recherche, l'objectif principal était de proposer des solutions innovantes pour la modélisation et le contrôle des machines asynchrones à double alimentation (MADA), en particulier pour leur fonctionnement en mode moteur. Ces machines, qui sont caractérisées par une dynamique non linéaire, La modélisation de la MADA a été réalisée en utilisant la transformation de PARK et des techniques de contrôle vectoriel, assurant une stabilité optimale et une gestion efficace de la vitesse et du couple. En outre, une attention particulière a été portée sur les méthodes de contrôle sans capteur, d'observateur avancé tel que l'observateur en mode glissant qui ont été utilisés pour améliorer la robustesse et la précision du système, réduisant ainsi la dépendance aux capteurs physiques.

La proposition de stratégies de contrôle non linéaires, basées sur des méthodes comme le contrôle en mode glissant (SMC) et le backstepping, a permis de surmonter les défis liés aux perturbations et aux variations des charges, offrant une meilleure performance par rapport aux contrôleurs traditionnels. Ces approches ont montré une réduction significative du temps de réponse et des erreurs en régime permanent, ainsi qu'une meilleure gestion des perturbations, en particulier dans des environnements industriels complexes.

Les stratégies proposées, en particulier celles sans capteur, ont ouvert la voie à une meilleure fiabilité et robustesse des systèmes de contrôle des MADA dans des applications industrielles variées. Pour poursuivre ce travail et approfondir les résultats obtenus, plusieurs axes de recherche prometteurs peuvent être envisagés :

Amélioration des méthodes de contrôle sans capteur de vitesse : L'extension des techniques sans capteur, en particulier avec l'utilisation de nouveaux observateurs et algorithmes d'optimisation, permettra de renforcer la robustesse du système de contrôle et d'étendre son domaine d'application.

Implantation des stratégies proposées sur des sites réels : La validation des approches développées dans des environnements industriels réels permettra d'évaluer leur efficacité dans des conditions de fonctionnement complexes et de vérifier leur potentiel pour des applications à grande échelle.

En conclusion, ce travail a permis d'atteindre une grande partie des objectifs fixés en termes de commande non linéaire sans capteur, de stabilité et de gestion énergétique des MADA. Les perspectives de recherche ouvertes par cette étude laissent entrevoir de nombreuses possibilités d'amélioration et d'optimisation pour l'avenir, avec un fort potentiel pour des applications industrielles innovantes.

Références

- [1] M. A. MAHBOUB, “Commande Robuste d’un Système de Génération Eolien à base de Génératrice Double Alimentée sans Balais,” 2017.
- [2] S. Drid, “Double flux oriented control for the doubly fed induction motor,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 33, no. 10, pp. 1081–1095, 2005.
- [3] I. M. Alsofyani and N. R. N. Idris, “Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an Induction Motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3027–3035, Apr. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2447731.
- [4] T. Belbekri, B. Bouchiba, I. K. Bousserhane, and H. Becheri, “A study of sensorless vector control of IM using neural network luenberger observer,” *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 3, p. 1259, 2020.
- [5] M. Vasconcelos, M. Castro, C. Nicolet, and C. Moreira, “Flexibility extension in hydropower for the provision of frequency control services within the European energy transition,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 156, p. 109689, 2024.
- [6] M. Mehta and B. Mehta, “Control Strategies for Grid-Connected Hybrid Renewable Energy Systems: Integrating Modified Direct Torque Control Based Doubly Fed Induction Generator and Anfis Based Maximum Power Point Tracking for Solar Pv Generation,” *Available at SSRN 4687978*.
- [7] M. Zerzeri, A. Khedher, and F. Jallali, “Steady-state characteristics of DFIM: the potentialities of integration in electrical traction systems,” 2023.
- [8] M. Zerzeri, F. Jallali, and A. Khedher, *A Robust Nonlinear Control Based on SMC Approach for Doubly-Fed Induction Motor Drives Used in Electric Vehicles*. 2019, p. 144. doi: 10.1109/SCC47175.2019.9116183.
- [9] B. Abderrahmen, and Mohamed Boudiaf University of M’Sila, “Speed Control of a Doubly-Fed Induction Motor (DFIM) Based on Fuzzy Sliding Mode Controller,” *IJIES*, vol. 10, no. 3, pp. 20–29, Jun. 2017, doi: 10.22266/ijies2017.0630.03.
- [10] B. Abdelfattah and B. Faissel, “Modélisation et commande d’une génératrice synchrone à aimant permanent appliquée au éolienne et turbine à vent,” 2023.
- [11] M. A. Mahboub, S. Drid, M. Sid, and R. Cheikh, “Robust direct power control based on the Lyapunov theory of a grid-connected brushless doubly fed induction generator,” *Frontiers in Energy*, vol. 10, pp. 298–307, 2016.
- [12] B. Youcef, “Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées,” 2010.

- [13] A. Ruiz-Gonzalez, J.-R. Heredia-Larrubia, F. M. Perez-Hidalgo, and M. J. Meco-Gutierrez, "Discontinuous PWM Strategy with Frequency Modulation for Vibration Reduction in Asynchronous Machines," 2023.
- [14] T. Djellouli and M. S. Boucherit, "Speed estimation of a Doubly Fed Induction Machine controlled by a Field Oriented Control Strategy," *ENPESJ*, vol. 2, no. 2, pp. 7–13, Dec. 2022, doi: 10.53907/enpesj.v2i2.77.
- [15] H. Gasmi, H. Benbouhenni, N. Bizon, and S. Mendaci, "Field-oriented control based on nonlinear techniques for wind energy conversion systems," presented at the 2023 15th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), IEEE, 2023, pp. 1–7.
- [16] S. Drid, "Robust backstepping vector control for the doubly fed induction motor," *IET Control Theory & Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 861–868, 2007.
- [17] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation".
- [18] K. Abed and H. Zine, "Intelligent fuzzy back-stepping observer design based induction motor robust nonlinear sensorless control," *Electrical Engineering & Electromechanics*, no. 2, pp. 10–15, 2024.
- [19] O. Zeki and İ. ERDEM, "Rotor field-oriented control of doubly fed induction generator in wind energy conversion system," *Gazi University Journal of Science*, vol. 36, no. 3, pp. 1217–1229, 2023.
- [20] R. Afifa, S. Ali, M. Pervaiz, and J. Iqbal, "Adaptive backstepping integral sliding mode control of a mimo separately excited DC motor," *Robotics*, vol. 12, no. 4, p. 105, 2023.
- [21] S. K. Kakodia and G. Dyanamina, "Improved Federal Test Procedure (FTP75) driving cycle performance for PMSM-fed hybrid electric vehicles using artificial neural network," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1004–1026, 2024.
- [22] R. Yildiz, M. Barut, and E. Zerdali, "A comprehensive comparison of extended and unscented Kalman filters for speed-sensorless control applications of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 10, pp. 6423–6432, 2020.
- [23] L. Yousfi, S. Aoun, and M. Sedraoui, "Speed sensorless vector control of doubly fed induction machine using fuzzy logic control equipped with Luenberger observer," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 10, no. 6, pp. 1876–1888, 2022.
- [24] C. Djamila and Y. Miloud, "High performance of sensorless sliding mode control of doubly fed induction motor associated with two multilevel inverters fed by VFDPC_SVM rectifier," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI)*, vol. 8, no. 2, pp. 242–255, 2020.

- [25] K. Abed and H. K. E. Zine, "Intelligent fuzzy back-stepping observer design based induction motor robust nonlinear sensorless control," *Electrical Engineering & Electromechanics*, no. 2, pp. 10–15, 2024.
- [26] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, "Sensorless SVM-Direct Torque Control for Induction Motor Drive Using Sliding Mode Observers," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 189–202, Apr. 2017, doi: 10.1007/s40313-016-0294-7.
- [27] L. Kouriche and Y. Messlem, "MRAS-Super Twisting sliding Mode Observer for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor drive," *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, ISSN, pp. 0033–2097, 2021.
- [28] M. A. Mahboub, S. Drid, M. A. Sid, and R. Cheikh, "Sliding mode control of grid connected brushless doubly fed induction generator driven by wind turbine in variable speed," *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, vol. 8, pp. 788–798, 2017.
- [29] Y. Zhang, Z. Yin, J. Liu, and X. Tong, "Design and implementation of an adaptive sliding-mode observer for sensorless vector controlled induction machine drives," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 13, no. 3, pp. 1304–1316, 2018.
- [30] M. A. Mahboub and S. Drid, "Sliding mode control of a Brushless doubly fed induction generator," presented at the 3rd International Conference on Systems and Control, IEEE, 2013, pp. 308–313.
- [31] S. Khadar, K. Abdellah, A. Hafaifa, and A. Iqbal, "Investigation on SVM-Backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation," *Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 22, pp. 1013–1026, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.jestch.2019.02.008.
- [32] A. Kadrine, Z. Tir, O. P. Malik, M. A. Hamida, A. Reatti, and A. Houari, "Adaptive non-linear high gain observer based sensorless speed estimation of an induction motor," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 357, no. 13, pp. 8995–9024, 2020.
- [33] Y. Han, H. Kim, H. Kim, and K. Lee, "Dual MRAS for Robust Rotor Time Constant Compensation in IFOC IM Drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2024.
- [34] B. Aichi, M. Bourahla, K. Kendouci, and B. Mazari, "Real-time nonlinear speed control of an induction motor based on a new advanced integral backstepping approach," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 42, no. 2, pp. 244–258, Jan. 2020, doi: 10.1177/0142331219866545.
- [35] H. BENNADJI, Y. BEKAKRA, S. KHADAR, and H. GASMI, "Enhanced sensorless nonlinear control strategy of doubly fed induction motor based on sliding mode observer.," *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 6, 2024.

- [36] Z. Yang, Q. Ding, X. Sun, C. Lu, and H. Zhu, “Speed sensorless control of a bearingless induction motor based on sliding mode observer and phase-locked loop,” *ISA transactions*, vol. 123, pp. 346–356, 2022.

ANNEXE

Données du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) .
Valeurs nominales : 220/380 V -; 3.8/2.2A 1420 tr/min

Symbol	Quantity	Values
P_n	puissance nominale	0.8 kW
R_s	résistance statorique	11.98 Ω
R_r	résistance du rotor	0.904 Ω
L_s	inductance statorique	0.414 H
L_r	inductance du rotor	0.0556 H
M	inductance magnétisante	0.126 H
J	Moment d'inertie	0.01 kg.m ²
F	Coefficient de friction	0.0 N.m.s/rad
f	fréquence nominale	50 Hz

Les régulateurs des courants rotoriques :

Dans cette section, nous avons d'abord présenté les formules des différentes inductances cycliques en axes direct et quadrature. Ensuite, nous avons déterminé, à partir d'expériences, tous les paramètres électriques et mécaniques du modèle MADA, ce qui permet de décrire les éléments du système.

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, l'utilisation de régulateurs de courant qui agissent sur les tensions de commande est cruciale, en particulier dans le cas d'une alimentation en tension. Ces régulateurs, de type Proportionnel Intégral (PI), ont pour objectif d'augmenter la robustesse du système face aux perturbations internes ou externes.

Régulation du courant rotorique directe :

La fonction de transfert du courant rotorique direct est obtenue à partir de cette équation.

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_{rd} + E_D - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{rd} \quad \frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r s}$$

La boucle de régulation de courant i_{rd} peut se présenter par le schéma bloc de la figure:

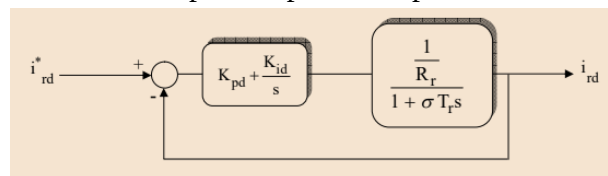


Schéma de régulation de courant i_{rd}

Soit un régulateur PI de fonction de transfert:

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) Du figure de régulation de courant i_{rd} sera :

$$FTBO(s_{ird}) = \frac{K_{ird}}{R_r s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s}$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO(s_{ird}) = \frac{K_{ird}}{R_r s}$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est Du forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$FTBF(s_{ird}) = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{ird}} s}$$

Par analogie de l'expression de FTBF et par l'expression G(s) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{ird}}$$

On a trouvé :

$$K_{ird} = \frac{R_r}{\tau}$$

$$K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau}$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_r = 0.0191$ s, nous avons choisi $\tau = 0.001$ s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

Régulation du courant rotorique quadrature :

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de cette

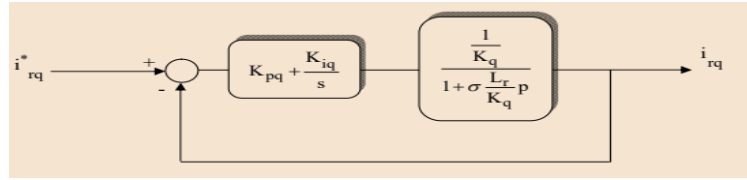
l'équation
$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = K_{irq} \left(1 + \frac{\sigma L_r}{K_p} s \right) i_{rq}$$

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_r}{K_{irq}} s}$$

Ou:

$$K_{irq} = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$$

La boucle de régulation de courant I_{rq} peut se présenter par le schéma suivant :

Schéma de régulation de courant I_{rq}

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé Du même façon que pour le courant I_{rd} . Alors, nous trouvons:

$$K_{irq} = \frac{K_q}{\tau} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau$$

$$K_{pq} = K_{irq} \frac{\sigma L_r}{K_{irq}} = \frac{\sigma L_r}{\tau}$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \frac{\sigma L_r}{K_q} = 0.0086$ s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même $\square$ que pour le courant Régulateur du flux statorique :

De l'équation de flux, nous avons ($V_{sd} = 0$):

$$\frac{\phi_{sd}}{i_{rd}} = \frac{M}{1 + T_s s}$$

Le schéma Du boucle de régulation du flux est donné par la figure ce dussi:

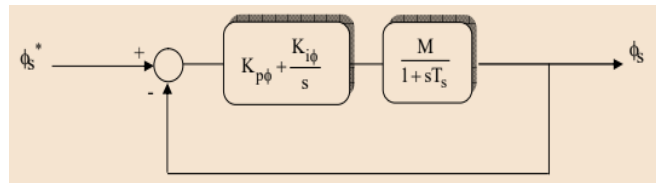


Schéma de régulation du flux statorique

La compensation des pôles donne :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_s$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s)_\phi = \frac{1}{1 + \frac{s}{M \cdot K_{i\phi}}}$$

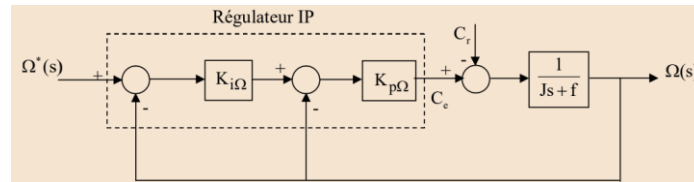
En comparant cette expression avec l'expression FTBF caractéristique de premier ordre, on trouve que :

$$K_{i\phi} = \frac{1}{M \cdot \tau}$$

$$K_{p\phi} = K_{i\phi} T_s = \frac{T_s}{M \cdot \tau}$$

Régulation de vitesse par un régulateur IP :

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI) est couramment employé pour le contrôle des machines asynchrones en raison de ses nombreux avantages. Il permet d'obtenir des performances élevées, notamment un faible dépassement, une absence d'écart statique et une excellente capacité à rejeter les perturbations. La figure suivante illustre schématiquement la boucle de régulation Du vitesse utilisant un régulateur PI.



Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

Le régulateur IP est employé pour ajuster les grandeurs mécaniques. Ce régulateur, issu du régulateur Proportionnel Intégral (PI) classique, a l'avantage de produire une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro, exprimée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} \cdot K_{i\Omega}} s + \frac{J}{K_{p\Omega} \cdot K_{i\Omega}} s^2}$$

$K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ dénoter les gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP. On peut voir que la vitesse de moteur est représentée par l'équation différentielle du second ordre : La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{w_n} s + \frac{1}{w_n^2} s^2}$$

Par l'identification de l'expression FTBF par l'expression $F(s)$, nous obtenons :

$$\frac{J}{K_{p\Omega} \cdot K_{i\Omega}} = \frac{1}{w_n^2}$$

$$\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{p\Omega} \cdot K_{i\Omega}} = \frac{2\zeta}{w_n}$$

Puisque, le choix des paramètres du régulateur est choisi selon le choix Du constante d'amortissement (ζ) et Du pulsation naturelle (w_n) :

$$K_{p\Omega} = 2J\zeta w_n - f$$

$$\frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{J\zeta w_n^2}{K_{p\Omega}}$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs Du constante d'amortissement (ζ) et Du pulsation naturelle (w_n) pour déterminer les coefficients $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$

On prend $\zeta = 0.9682$ et $w_n = 23.493$ rad /s, ce qui donne:

$$K_{p\Omega} = 0.4502$$

$$K_{i\Omega} = 12.0056$$