



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par:

**Zeghdi talal**

&

**Hamidatou soufiane**

### THEME

## *Commande par Mode de Glissement de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*

*Soutenu le : 10 juillet 2021 devant la commission d'examen composée de :*

**BOUTABBA Tarek**

**MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela**

**Président**

**CHAIBA Azeddine**

**PROF : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela**

**Encadreur**

**LAGGOUN Louanesse**

**MCB : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela**

**Examineur**

## ***Remerciements***

*Avant tout nous tenons à remercier Dieu tout puissant qui nous a donné la faculté d'atteindre ce niveau.*

*Nos vifs remerciements s'adressent à notre aimable encadreur CHAIBA Azeddine Professeur à l'Université Abbes LAGHROUR Khenchela qui, par son expérience et son efficacité nous a ménagé aucun effort pour mener à bien ce travail.*

*Nos remerciements s'adressent également à tous les enseignants et camarades du département de génie industriel qui ont assisté notre formation.*

## *Dédicace*

*A mon cher père et ma chère mère pour  
l'éducation et le grand amour dont ils  
m'ont entouré*

*Et pour leur patience et leurs sacrifices.*

*A mes chères sœurs.*

*A tous mes proches.*

*A tous mes amis.*

*A tous ce que j'aime.*

*Ce mémoire leur est dédié.*

# *Sommaire*

<i>Dédicace</i> .....	3
<i>Table des notations et symboles</i> .....	7

### *Chapitre 1*

modélisation et simulations de MADA et onduleur.....	3
I.1 Introduction:.....	4
I.2 Généralité sur la machine asynchrone a double alimenttion.....	4
I.3 Etat de l'art de la MADA: .....	4
I.4 Modes de fonctionnement de la MADA : .....	4
I.4.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone : .....	4
I.4.2 Fonctionnement en moteur hyper-synchrone : .....	4
I.4.3 Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone : .....	5
I.4.4 Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone : .....	6
I.5 Domaine d'application de la MADA : .....	6
I.5.1 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur : .....	6
I.5.2 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs : .....	6
I.5.3 Fonctionnement en génératrice: .....	7
I.6 Avantages et inconvénients de la MADA : .....	8
I.6.1 Avantages de la MADA:.....	8
I.6.2 Inconvénients de la MADA: .....	8
I.7 Modélisation de la machine asynchrone a double alimentation :.....	8
I.7.1 Introduction:.....	8
I.7.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MADA:.....	8
I.7.3 Equations générale de la machine asynchrone à double alimentation: .....	9
I.7.4 Équations électriques réelles de la machine:.....	9
I.7.5 Equation magnetique: .....	10
I.7.6 Equation mécanique:.....	10
I.7.6.1 Le couple électromagnétique: .....	10
I.7.7 La transformation de park : .....	11
I.7.7.1 Définition: .....	11
I.7.7.2 La matrice de Park: .....	11
I.7.8 Application de la transformation de Park à la MADA:.....	12
I.7.8.1 Equations des tensions: .....	12
I.7.8.2 Equations des flux :.....	12
I.7.9 Choix du référentiel : .....	13
Trois types de référentiels sont intéressants en pratique: .....	13
I.7.9.1 Référentiel lié au stator: .....	13
I.7.9.2 Référentiel lié au rotor: .....	14
I.7.9.3 Référentiel lié au champ tournant : .....	14
I.7.10 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park:.....	14

I.7.11	Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :	15
I.8	Simulation de la machine asynchrone a double alimentation :	16
I- 9-	Modélisation de l'alimentation de la MADA :	18
I-10-	Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes:	18
I-11-	Modélisation de l'onduleur de tension :	19
I-12-	Stratégie de commande de l'onduleur:	20

## *Chapitre 2*

	Commande vectorielle de la MADA .....	22
II-1	-Introduction:.....	23
II2	Généralités sur la commande vectorielle .....	23
II3	Variantes de la commande vectorielle .....	23
II3-	Principe de la commande vectorielle:.....	23
II4-	Les types de la commande vectorielle.....	24
II4.1	Commande vectorielle directe .....	24
II4.2	Commande vectorielle indirecte .....	24
II5	-Application de la commande vectorielle à la MADA .....	25
II6.	Commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique.....	26
II6	Bloc de défluxage .....	27
II7-	Principe du découplage par compensation .....	28
II8-	Calcul des régulateurs.....	29
II8.1	Régulation du courant rotorique directe .....	30
II8.2-	Régulation du courant rotorique quadrature.....	32
II8.3-	Régulation de vitesse.....	33
II.9	DEFLUXAGE .....	33
II10	. Résultats de simulation avec application de la commande .....	35
II10.1	Démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge : .....	36
II10.2.1	Inversion du sens de rotation : .....	38
II11.	Conclusion.....	39

## *Chapitre 3*

	commande par mode glissement. ....	40
	Introduction : .....	41
	Théorie de la commande par mode de glissement : .....	41
	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande : .....	41
	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état : .....	42
	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente : .....	42
	Principe de la commande par mode de glissement : .....	43
	Conception de la commande par mode de glissement: .....	43
III.7.1.	Choix de la surface de glissement : .....	44
III.7.2.	Conditions de convergence et d'existence : .....	45
III.7.2.2.	Approche de Lyapunov : .....	45

Détermination de la loi de commande :.....	46
Phénomène de broutement: .....	48
III.8. Application de la commande par mode glissant à la MADA : .....	49
Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement: .....	50
Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement : .....	50
Résultats de simulation : .....	51
interprétation des resultants:.....	<u>52</u>
Conclusion: .....	<u>53</u>
Conclusion générale .....	<u>567</u>
Bibliographies .....	60

### Paramètres de modélisation de la machine :

$R_s$	$(\Omega)$	Résistance statorique par phase,
$R_r$	$(\Omega)$	Résistance rotorique par phase,
$L_s$	$(H)$	Inductance cyclique statorique,
$L_r$	$(H)$	Inductance cyclique rotorique,
$m_{ss}$	$(H)$	Inductance mutuelle entre deux enroulements du stator,
$m_{rr}$	$(H)$	Inductance mutuelle entre deux enroulements du rotor,
$M_{sr}$	$(H)$	Matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor
$M_{sr}$	$(H)$	Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor
$\sigma$	$(-)$	Coefficient de dispersion ou (de Blondel) : $\sigma = 1 - M^{sr} \left  \begin{matrix} L_s & L_r \end{matrix} \right $ ,
$p$	$(-)$	Nombre de paires de pôles,
$J$	$(kg.m^2)$	Moment d'inertie,
$F$	$(N.m.s / rd)$	Coefficient de frottement visqueux,
$C_{em}$	$(N.m)$	Couple électromagnétique,
$C_r$	$(N.m)$	Couple de charge,
$T_s$	$(s)$	Constante de temps électrique statorique,
$T_r$	$(s)$	Constante de temps électrique rotorique,

### Repères :

$\rightarrow \rightarrow \rightarrow$		Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques,
$S_a, S_b, S_c$		Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
$\rightarrow \rightarrow \rightarrow$		
$R_a, R_b, R_c$		Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
$(d, q)$		
$(\alpha, \beta)$		Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator),
$\theta$	$(rd)$	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
$\theta_s$	$(rd)$	Position angulaire du stator par rapport à l'axe $(d)$ ,
$\theta_r$	$(rd)$	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe $(d)$ ,

### Grandeurs électriques au stator :

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$	$(V)$	Tensions statoriques triphasées,
$V_{s, abc}$	$(V)$	Vecteur des tensions statoriques triphasées
$v_{sd}, v_{sq}$	$(V)$	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$v_{tsdc1}, v_{tsqc1}$	$(V)$	Termes de couplage direct et en quadrature liés aux enroulements statoriques,

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	(A)	Courants statoriques triphasés,
$I_{s, abc}$	(A)	Vecteur des courants statoriques triphasés,
$i_{sd}, i_{sq}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant ( $d, q$ ),
$I_{s, dq}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant ( $d, q$ ),

#### Grandeurs électriques au rotor :

$v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$	(V)	Tensions rotoriques triphasées,
$V_{r, abc}$	(V)	Vecteur des tensions rotoriques triphasées,
$v_{rd}, v_{rq}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère ( $d, q$ ),
$v_{trdc1}, v_{trqc1}$	(V)	Termes de couplage direct et en quadrature liés aux enroulements rotoriques,
$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$	(A)	Courants rotoriques triphasés,
$I_{r, abc}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques triphasés,
$i_{rd}, i_{rq}$	(A)	Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant ( $d, q$ ),
$I_{r, dq}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant ( $d, q$ ),

#### Grandeurs magnétiques au stator :

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	(Wb)	Flux magnétiques au stator,
$\Phi_{s, abc}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au stator,
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant ( $d, q$ ),

#### Grandeurs magnétiques au rotor :

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$	(Wb)	Flux magnétiques au rotor,
$\Phi_{r, abc}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au rotor,
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant ( $d, q$ ),

#### Grandeurs mécaniques :

$\omega$	(rd / s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
$\omega_s$	(rd / s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques,
$\omega_r$	(rd / s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),
$\omega_g$	(-)	Glissement de la vitesse de rotation : $\omega_g = \omega_s - \omega$
$f_s$	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
$f_r$	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
$\Omega$	(rd / s)	Vitesse mécanique de rotation : $\Omega = \omega p$ ,
$N$	(tr / mn)	Vitesse mécanique de rotation : $N = 30\Omega \pi$ ,

$N_n$       ( $tr / mn$ )      Vitesse mécanique nominale de rotation,

**Transformations :**

$s$       Opérateur de Laplace,

$P$       (-)      Transformation de Park :  $X_{abc} \rightarrow X_{dq}$  ,

$C$       (-)      Transformation de Concordia :  $X_{abc} \rightarrow X_{\alpha\beta}$  □,

$R(x)$       (-)      Transformation de rotation de  $x'$  ,

**Grandeurs de commande :**

$K_p$       (-)      Composante proportionnelle du correcteur PI,

$K_i$       (-)      Composante intégrale du correcteur PI.

$V(X)$       (-)      Fonction de Lyapunov,

$U$       Vecteur de commande,

**Sigles utilisés pour la modélisation des machines :**

MAS      Machine Asynchrone,

MADA      Machine Asynchrone à Double Alimentation,

MCC      Machine à courant continu,

DFIM      Doubly Fed Induction Machine,

MLI      Modulation de Largeur d'Impulsion.

# LISTE DES FIGURES

## Chapitre 1

FIG I.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone .....	4
FIG. I.2 : Fonctionnement moteur en mode moteur hyper- synchrone.....	5
FIG .I.3 : Fonctionnement générateur hypo-synchrone. ....	5
FIG .I.4 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone.....	6
FIG.I.5. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur : .....	6
FIG .I.6 : MADA alimentée par deux onduleurs avec deux bus continus indépendants.....	7
FIG .I.7 : Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA .....	7
FIG.I.8 Représentation schématique de la MADA. ....	9
FIG. I.9 .Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA . ....	12
FIG.I.10. Choix du référentiel.....	14
FIG.I.11 Résultats de simulation de la MADA .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.I.12 Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation .....	18
FIG.I.13 Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.....	19
FIG.I.14 Circuit de filtrage de la tension redressée.....	19
FIG.I.15 Schema de l'onduleur triphase a deux niveaux. ....	19

## Chapitre 2

FIG II1-Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant .	24
FIG (II.2) Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC. ....	26
FIG II3 Illustration de l'orientation du flux statorique.....	26
FIG II 4 : Bloc de fluxage .....	28
FIG II5 Reconstitution des tensions $V_{sd}$ et $V_{sq}$ .....	28
FIG . II- 6: commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie .....	29
FIG II-7 Synoptique de la boucle de régulation de vitesse.....	30
FIG II.8 Schéma de régulation de courant $i_{rd}$ .....	30
FIG II.9 Schéma de régulation de courant $i_{rq}$ .....	32
FIG II10.Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.....	33
FIG II11 Schéma bloc de la simulation de la machine asynchrone à double alimentation Par Commande Vectoriel .....	35
FIG II.12 Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une introduction de variation de couple de charge.....	36

## Chapitre 3

FIG III1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande. ....	42
FIG III2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	42
FIG III3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente . ....	43
FIG III4. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	44

FIG III.5. Caractéristique dynamique de la grandeur de Commande équivalente. ....	46
FIG .III.6. Fonction sign (Commande de type relais). ....	47
FIG .III.7 Illustration du phénomène de broutement. ....	48
FIG .III.8. Fonction de saturation (Commande adoucie). ....	48
FIG .III.9 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement du MADA.....	51
FIG.III 10. Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement de la MADA sous MATLAB/Simulink. ....	51
FIG.III. (11 ) statorique et rotorique par phase respectivement. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG .III. (12 ) Tension et courant statorique par phase. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG .III. (13) Tension et courant statorique par phase avec zoom. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.3</b>
FIG.III. (14) Courant rotorique et statorique biphasé. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.III.(15) puissance active, réactive statorique avec sa référence. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.III.(16) Couple électromagnétique.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.III.(17 ) Les composantes du flux rotorique biphasé. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.III.(18 ) Les flux statorique directe. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.III.(19 ) : La tension $U_{q-eq}$ et $U_{d-eq}$ . ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
FIG.III. (20)Les flux statorique quadrant.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

## ملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى عرض دراسة محاكاة للتحكم بواسطة تقنية النمط الانزلاقي لماكنة كهربائية لا تزامنية مضاعفة التغذية. من أجل هذا، عرضنا أولاً دراسة إحصائية لما قام به الباحثين في هذا المضمار، ثم انتقلنا بعد ذلك إلى إعطاء نموذج رياضي اتبعناه بمحاكاة نظام تغذية هذه الآلة مكون من جزئين متماثلين، إحداهما يغذي الجزء الساكن و الآخر يغذي الجزء الدوار، كل جزء مكون من العناصر التالية: موج جهد ثلاثي الأطوار، يتم التحكم فيه بالتوتر، مقوم ثلاثي الأطوار مشكل من ثنائيات المساري، مصفاة لترشيح الجهود الكهربائية عالية التواتر. التفكيك بين التدفق والعزم، استعملنا التحكم الشعاعي الذي يوجه فيه التدفق وفق العضو الدوار، وبينت نتائج المحاكاة أن الفصل بين التدفق و العزم قد تم فعلاً. ومن أجل تحسينها استعملنا منظم ذو نمط انزلاقي.

كلمات مفتاحية: ماكنة كهربائية لا تزامنية مضاعفة التغذية، التحكم الشعاعي، منظم ذو نمط انزلاقي.

## Résumé :

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique qui a été simulé par le Matlab-Simulink. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux parties identiques, l'une reliée au stator et l'autre au rotor. Chaque partie est constituée par les éléments suivants : un onduleur de tension triphasé, un redresseur triphasé à diodes et un filtre passe-bas. Le problème de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint. Afin d'améliorer ces résultats, la technique de mode glissant a été utilisée. Mots-clés : Machine asynchrone à double alimentation, Commande vectorielle, Réglage par mode de glissement.

# *Introduction générale*

A travers l'histoire l'énergie électrique a été le facteur le plus important de la vie humaine. Où l'exploitation de cette énergie a connu de nombreuses étapes et de grands développements. L'une des formes les plus populaires d'utilisation de cette énergie est la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique.

Un convertisseur électromécanique (machine électrique) assure la conversion réciproque d'énergie électrique en énergie mécanique de translation et le plus souvent de rotation. Il représente actuellement la plus grande partie (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir de l'énergie.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1]

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement [1]

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines [1] [2]. La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, du au couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine comme une machine à courant continu à excitation séparé ou il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle lié au couple (le courant d'induit). [3]

Il s'agit de la machine asynchrone double alimenté (MADA) *DFIM* (en anglais : *Doubly Fed Induction Machine*), où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa robustesse, sa longévité et une plage de variation de vitesse plus importante (régime hypo-synchrone, synchrone et hyper-synchrone) [4].

Connue depuis la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, la *DFIM* est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. [5]

Ce mémoire concerne une étude de la commande par mode glissement de la machine asynchrone à double alimentation. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail suivant :

Le contenu de ce mémoire est structuré en Trois chapitres organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ses inconvénients et ses avantages. Une modélisation détaillée de cette machine avec son système d'alimentation sera aussi présentée.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'une structure du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique de la MADA, les performances de cette commande vectorielle seront démontrées par des résultats de simulation

Le troisième chapitre présente la commande par mode de glissement du MADA. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur la MADA. Nous montrons enfin les avantages apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

## ***Chapitre1***

# ***Modélisation et simulations de MADA et l'onduleur***

### ***1.1 Introduction:***

Dans ce chapitre, nous allons mener une étude sur la modélisation et simulation de la machine asynchrone à double alimentation, Et onduleur. Mais avant d'aborder cette etude nous allons presenter un état de l'art du domaine en présentant ses différentes strategies de commande. Par ailleurs, la MADA et grâce à sa double alimentation offer plusieurs possibilités de configuration du mode de fonctionnement de la machine.

### ***1.2 Généralité sur la machine asynchrone a double alimenttion***

### ***1.3 Etat de l'art de la MADA:***

La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [1].

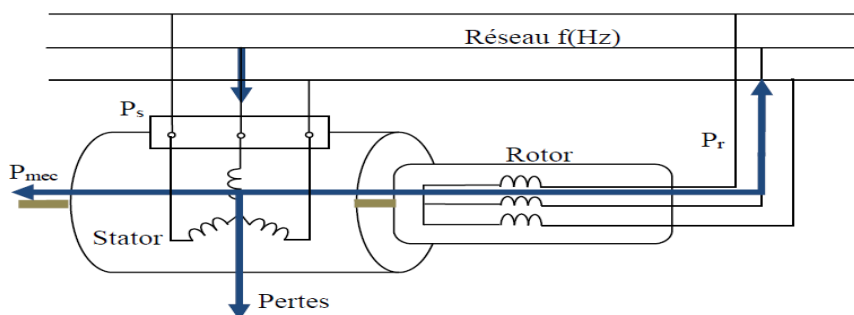
### ***1.4 Modes de fonctionnement de la MADA :***

En général, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en génératrice, mais la difference avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

#### ***1.4.1 Fonctionnement en moteur hypo-synchrone :***

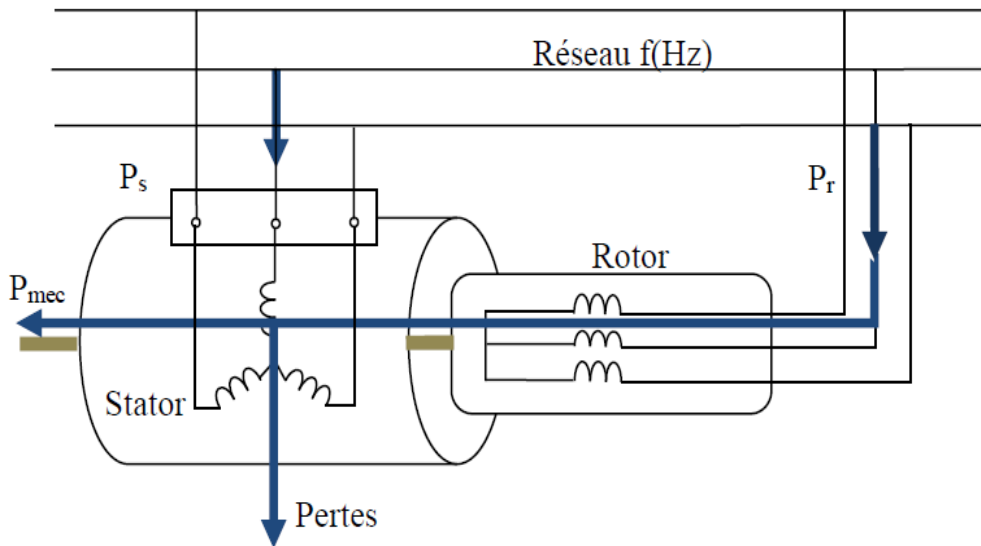
Lorsque la machine tourne en dessous de la vitesse de synchronisme, la puissance électrique du stator ( $P_s$ ) est transformée en partie en puissance mécanique ( $P_m$ ) et le reste peut être réinjectée au réseau à travers le rotor ( $P_r$ ). La MAS à cage peut fonctionner dans les mêmes conditions, sauf que cette puissance est dissipée dans le rotor sous formes de pertes joules. [02]



***FIG. I.1 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone***

#### ***1.4.2 Fonctionnement en moteur hyper-synchrone :***

Le fonctionnement en mode hyper-synchrone du moteur est réalisé lorsque la vitesse de la machine peut varier au-delà de la vitesse de synchronisme. Elle peut recevoir de la puissance électrique du côté stator et du rotor. La MAS à cage ne peut pas fonctionner dans ce mode . [03]

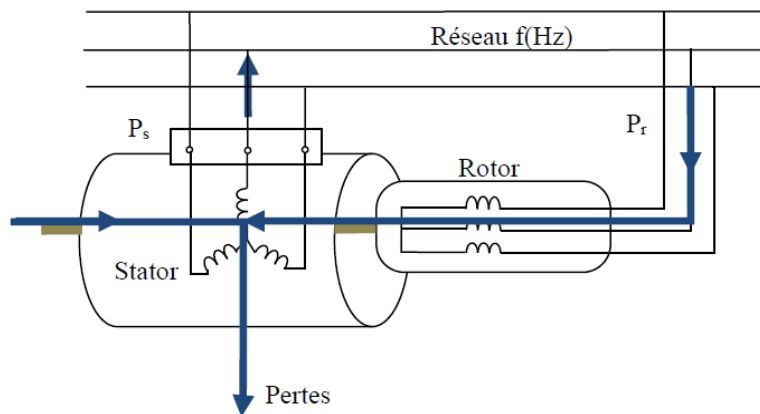


**FIG. I.2 : Fonctionnement moteur en mode moteur hyper- synchrone.**

**I.4.3 Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone :**

L'énergie mécanique est transmise à l'arbre de la machine, celui-ci la fournit au stator, lequel la transmet au réseau. Afin de permettre un fonctionnement hyposynchrone, l'énergie de glissement, provenant du réseau, se doit d'être transmise au rotor [04].

Ainsi pour le fonctionnement générateur hyposynchrone, une alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de la vitesse de rotation [05].



**FIG .I.3 : Fonctionnement générateur hypo-synchrone.**

### I.4.4 Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone :

La totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à  $g \cdot P_{mec}$  est transmise par l'intermédiaire du rotor [06].

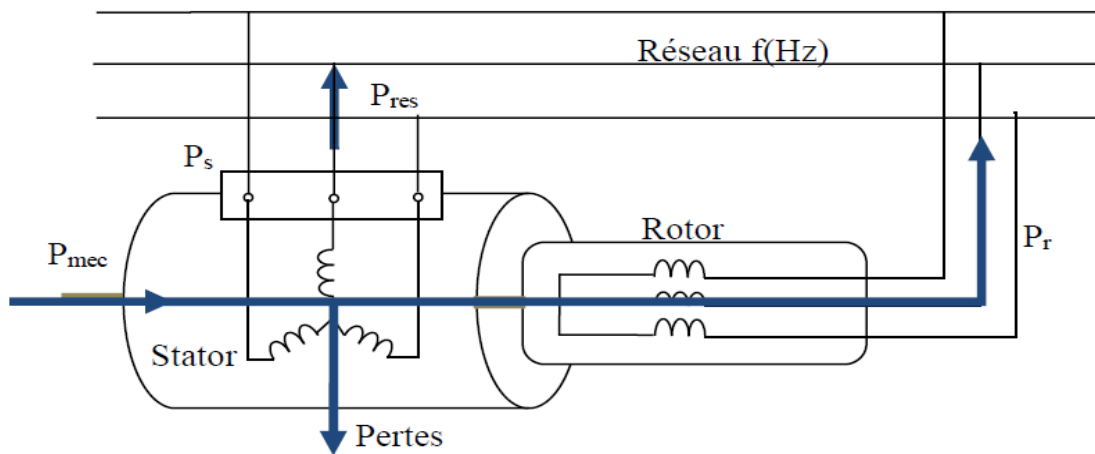


FIG .I.4 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone.

### I.5 Domaine d'application de la MADA :

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [2].

#### I.5.1 Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur :

Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (Single Doubly Fed Induction Machine). Cette classe est dite MADA Simple . La figure (I.6 ) présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

Cette structure est appelée aussi la cascade hyposynchrone. Elle permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire [8].

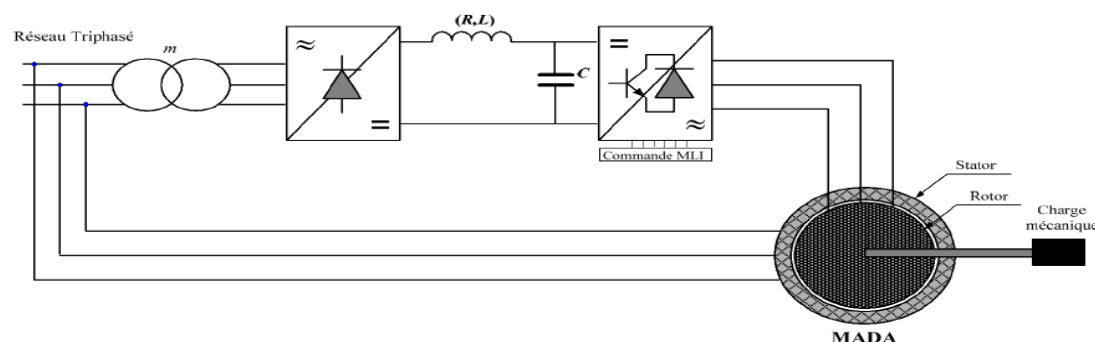


FIG .I.5 : MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor.

#### I.5.2 Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (I. 6)

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;
- Deux cycloconvertisseurs.

L'article [9] s'intéresse à une nouvelle approche pour contrôler une MADA alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique.

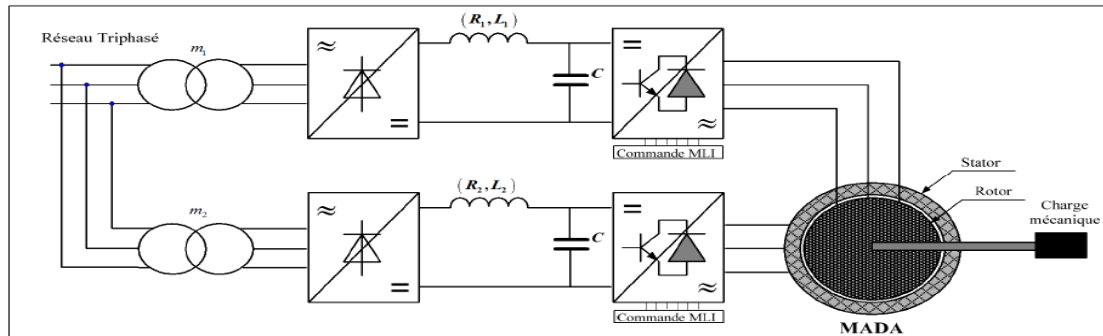


FIG .I.6 : MADA alimentée par deux onduleurs avec deux bus continus indépendants

### 15.3 Fonctionnement en génératrice :

Avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagne ce développement. La littérature est abondante dans ce domaine et les thèmes abordés sont très variés :

- Modélisation, zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et tensions notamment en présence des défauts au niveau du réseau.
- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- Dimensionnement du convertisseur au rotor.
- Un stator relié au réseau ou sur charge indépendante.

L'article [10] s'intéresse principalement aux zones d'instabilité de la MADA et au non linéarité de son circuit magnétique. Les résultats prouvent que la stabilité de la machine est affectée par les perturbations de la vitesse, de la charge et de fréquence d'excitation indépendamment du facteur de puissance. Quand à la saturation, il s'est avéré qu'elle mène à deux fréquences : l'une asynchrone, l'autre synchrone. La majorité des résultats théoriques sont confirmés expérimentalement.

Le schéma de principe pour une telle application est donné par la figure (I.7 )

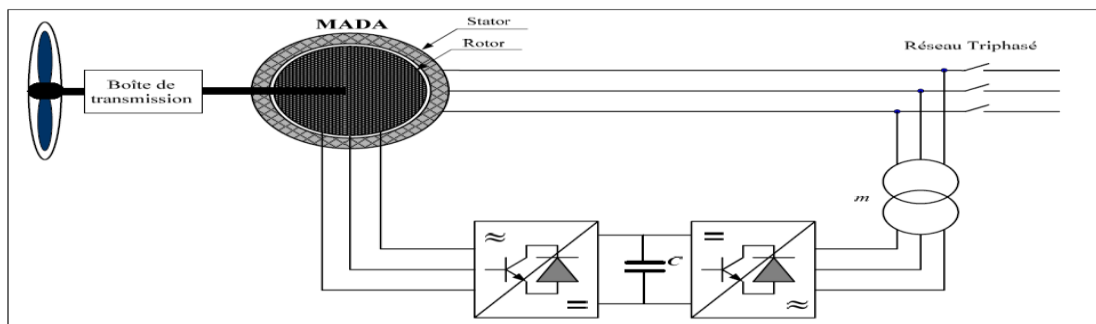


FIG .I.7 : Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA

## ***1.6 Avantages et inconvénients de la MADA :***

Nous introduisons succinctement dans ce paragraphe les avantages et les inconvénients de la Machine Asynchrone à Double Alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

### ***1.6.1 Avantages de la MADA:***

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Bon rendement à cause de la faible taille du convertisseur.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.
- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine, nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.

### ***1.6.2 Inconvénients de la MADA:***

- Machine plus volumineuse que celle à cage. Généralement, elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage. Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la MADA.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

## ***1.7 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation :***

### ***1.7.1 Introduction:***

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement,[3]. Afin de bien comprendre la méthodologie développée lors de la détermination de l'algorithme de la commande vectorielle, une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) semble nécessaire [4].

Pour obtenir le modèle d'un système ; trois taches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité [5].

### ***1.7.2 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation de la MADA:***

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis pour la plupart des applications; ces hypothèses sont les suivantes:

- Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme ce qui conduit à une perméance d'entrefer constante.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et les pertes fers sont négligeables.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.
- On néglige l'effet de peau.

□ Nous ne tenons compte que des pertes joules dans la machine. Nous négligeons les pertes fer.

**I.7.3 Equations générale de la machine asynchrone à double alimentation:**

La MADA (DFAM) est représentée schématiquement par la figure (I.8) :

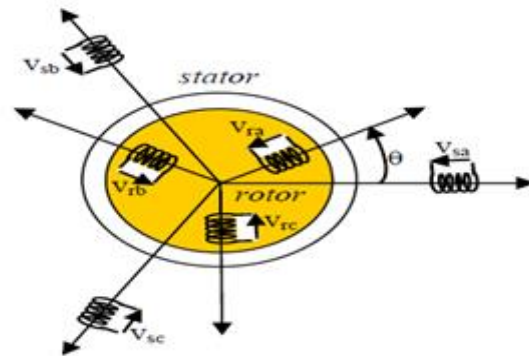


FIG.I.8 Représentation schématique de la MADA.

**I.7.4 Équations électriques réelles de la machine:**

Les équations s'écrivent sous la forme suivante :

La loi de Faraday, nous donne :

Pour les tensions statoriques:

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa}$$

$$v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \tag{1.1}$$

$$v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc}$$

pour les tensions rotoriques:

$$v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra}$$

$$v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \tag{1.2}$$

$$v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc}$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \tag{1.3}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \tag{1.4}$$

Avec:

$V_s = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]$  : Tensions instantanées des phases a,b et c statoriques.

$I_s = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]$  : Courants instantanés des phases a,b et c statoriques.

$\phi_s = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]$  : Flux instantanés des phases a,b et c statoriques.

$V_r = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]$  : Tensions instantanées des phases a,b et c rotoriques.

$I_r = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]$  : Courants instantanés des phases a,b et c rotoriques

$\phi_r = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]$  : Flux instantanés des phases a,b et c rotoriques.

$R_s$  et  $R_r$  : Résistances d'une phase statorique et rotoriques respectivement

### 1.7.5 Equation magnetique:

Quant aux flux magnétiques traversant chaque phase statorique et rotorique, ils son décrits par :

Pour le stator:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [m_{sr}][I_r] \quad (1.5)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_r] = [m_{rs}][I_r] + [L_{ss}][I_s] \quad (1.6)$$

Avec :

$[L_{ss}]$ : matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$ : matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$ : matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi - \frac{4\pi}{3}) & \cos \varphi & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\varphi - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3}) & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

on obtient les équations matricielles suivantes:

$$\begin{pmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Nous remplaçons les matrices de flux (1.3)et (1.4) par les matrices des inductances obtenues en les equations magnétiques (1.5) et (1.6) :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (1.11)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_s]) \quad (1.12)$$

### 1.7.6 Equation mécanique:

#### 1.7.6.1 Le couple électromagnétique:

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = [I_s] \left\{ \frac{d}{dx} [M_{sr}] \right\} [I_r] \quad (1.13)$$

On peut également exprimer le couple électromagnétique en fonction du couple résistant  $Cr$  opposé par la charge mécanique du moteur , du moment d'inertie de toutes les parties tournantes et du coefficient de frottement visqueux  $F$  :

$$Cem = J. \frac{d\Omega}{dt} + F. \Omega + Cr \quad (1.14)$$

Cr: couple résistant.

J: Moment d'inertie.

F:Coefficient de frottement.

### 1.7.7 La transformation de park :

#### 1.7.7.1 Définition:

La transformée de Park, est un outil mathématique utilisé en électrotechnique afin de réaliser un changement de repère dans un système d'axe diphasé ou triphasé. Elle est généralement utilisée pour passer d'un repère « fixe » lié au stator d'une machine électrique à un repère tournant lié à son rotor ou au champ magnétique[6].

La transformation de Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre (indice d) et d'axe en quadrature (indice q). Cette transformation s'écrit sous forme aux variables reelles leurs composantes homopolaires (indice0), d'axe direct .

$$\begin{pmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{pmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{pmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

Notice: La variable  $X$  peut être une tension, un courant ou un flux. Ou  $\theta a$  est l'écart angulaire arbitraire entre l'axe d'une phase dans l'une des armatures (stator ou rotor) et l'axe d'observation d. L'angle  $\theta a$  prend la valeur  $\theta s$  pour les grandeurs statorique et la valeur  $(\theta r = \theta s - \theta)$  pour les grandeurs rotoriques.

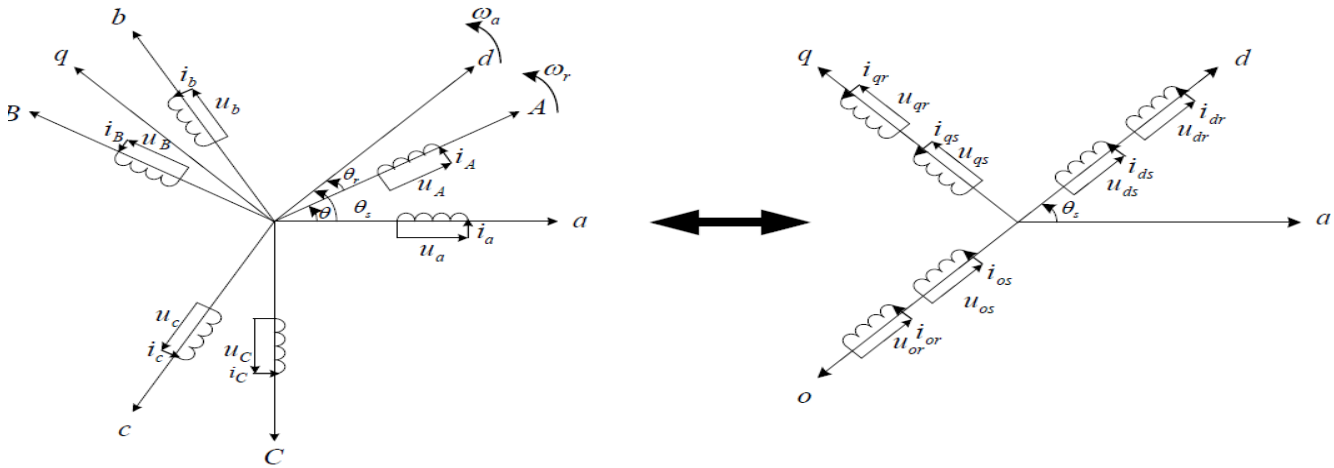
#### 1.7.7.2 La matrice de Park:

La matrice de transformation de Park et son inverse Comme suit:

$$P(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

$$P(\theta)^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.17)$$

**I.7.8 Application de la transformation de Park à la MADA:**



**FIG. 1.9.Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA .**

Ou:

- $\theta$  : est l'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a.
- $\theta r$  : est l'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d.
- $\omega$  : est l'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d.
- $\omega_r$  : est la vitesse angulaire du système d'axes (d, q).
- $\omega_e$  : est la vitesse angulaire électrique rotorique.

**I.7.8.1 Equations des tensions:**

Après l'application de la transformation de Park pour l'équation du stator et l'équation du rotor (1.5) et (1.6) les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (d,q) sont données par:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} & - w_{coor} \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} & + w_{coor} \cdot \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} & - (w_{coor} - w) \cdot \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} & + (w_{coor} - w) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.18)$$

Avec:

- $w_{coor}$  : Pulsation du référentiel d'axe (d,q).
- $w$  : Pulsation mécanique du rotor.

**I.7.8.2 Equations des flux :**

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions, On applique cette transformation sur les équations des flux statoriques et rotoriques on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (1.19)$$

Ou:

$$\begin{aligned} L_s &= l_{ss} - m_{ss} \\ L_r &= l_{rr} - m_{rr} \quad M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{aligned}$$

Equation matricielle:

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix} \quad (1.20)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et courant rotoriques est donnée par :

$$C_e = \frac{pM}{L_s} (I_{qr} \varphi_{ds} - I_{dr} \varphi_{qs}) \quad (1.21)$$

### 1.7.9 Choix du référentiel :

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées.

On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe. [ 7] .

#### Trois types de référentiels sont intéressants en pratique:

- Référentiel fixe au stator (référentiel stationnaire  $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ ): Ce référentiel est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques .
- Référentiel fixé au rotor (référentiel tournant  $\frac{d\theta_r}{dt} = 0 = \omega = P \cdot \Omega$ ): Ce référentiel est utilise pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.
- Référentiel fixé au champ tournant statorique (référentiel tournant à la vitesse de pulsation statorique  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ ): Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande Les axes sont désigné par (d,q).

#### 1.7.9.1 Référentiel lié au stator:

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator ( $\omega_{coord} = 0$ )

**a. Pour le stator :**

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{sa} \cdot I_{sa} = + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_{sb} \cdot I_{sb} = + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \end{cases} \quad (1.22)$$

**b. Pour le rotor:**

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} = \frac{d\varphi_{ra}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{rb} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} = \frac{d\varphi_{rb}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{ra} \end{cases} \quad (1.23)$$

**I.7.9.2 Référentiel lié au rotor:**

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $w$  donc ( $w_{coord} = w = P\Omega$ ).

a. Pour le stator:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s.I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - w.\varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s.I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + w.\varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.24)$$

b. Pour le rotor:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r.I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r.I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (1.25)$$

**I.7.9.3 Référentiel lié au champ tournant :**

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a  $w_{coord} = w_s$  dans le système d'équation devient comme suit:

a. Pour le stator:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s.I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - w_s.\varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s.I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + w_s.\varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.26)$$

b. Pour le rotor:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r.I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (w_s - w).\varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r.I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (w_s - w).\varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.27)$$

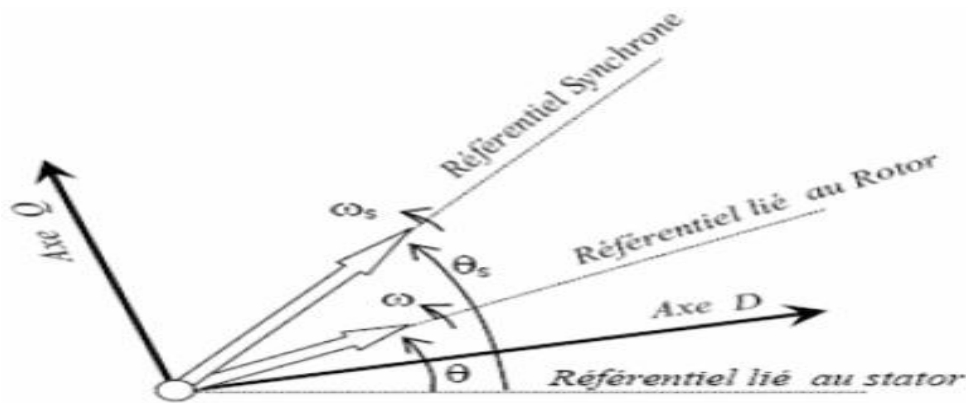


FIG. I.10 Choix du referential.

**I.7.10 Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park:**

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (1.14) au système d'équations différentielles modélisant la machine [8].

La forme generale du couple electromagnetique d'une machine asynchrone triphasee modelisee dans le repere de Park est donnee par la relation suivante :

$$Cem = \frac{3PM}{2Lr} (\varphi dr. iqs - \varphi qrids) = \frac{3P}{2} (\varphi ds. iqs - \varphi qs. ids) \quad (1.28)$$

### 1.7.11 Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

Introduisons, pour le modèle complet de la machine doublement alimentée, un vecteur d'état formé, en plus des quatre courants, de la vitesse et de la position angulaire. Le couple de charge sera considéré comme une entrée perturbatrice[9].

En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante:

$$X = \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \quad (1.29)$$

Avec:

X : vecteur d'état.

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

B : Matrice de la commande .

U : Vecteur du système de commande.

Où :

$$X = [ Isd Isq Ird Irq ]^T$$

$$U = [ Vsd Vsq Vrd Vrq ]^T$$

Pour la représentation matricielle :

$$A = \begin{pmatrix} -\alpha s & Ws & \alpha s M & 0 \\ -Ws & -\alpha s & 0 & \alpha s M \\ \alpha s \beta - \beta P W & -\gamma r & W r & \\ \beta P W & \alpha s \beta & -W r & -\gamma r \end{pmatrix} \quad (1.30)$$

$$B = \begin{pmatrix} -\beta & 0 & \frac{1}{\gamma r} & 0 \\ 0 & -\beta & 0 & \frac{1}{\gamma r} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.31)$$

par forme d'équations :

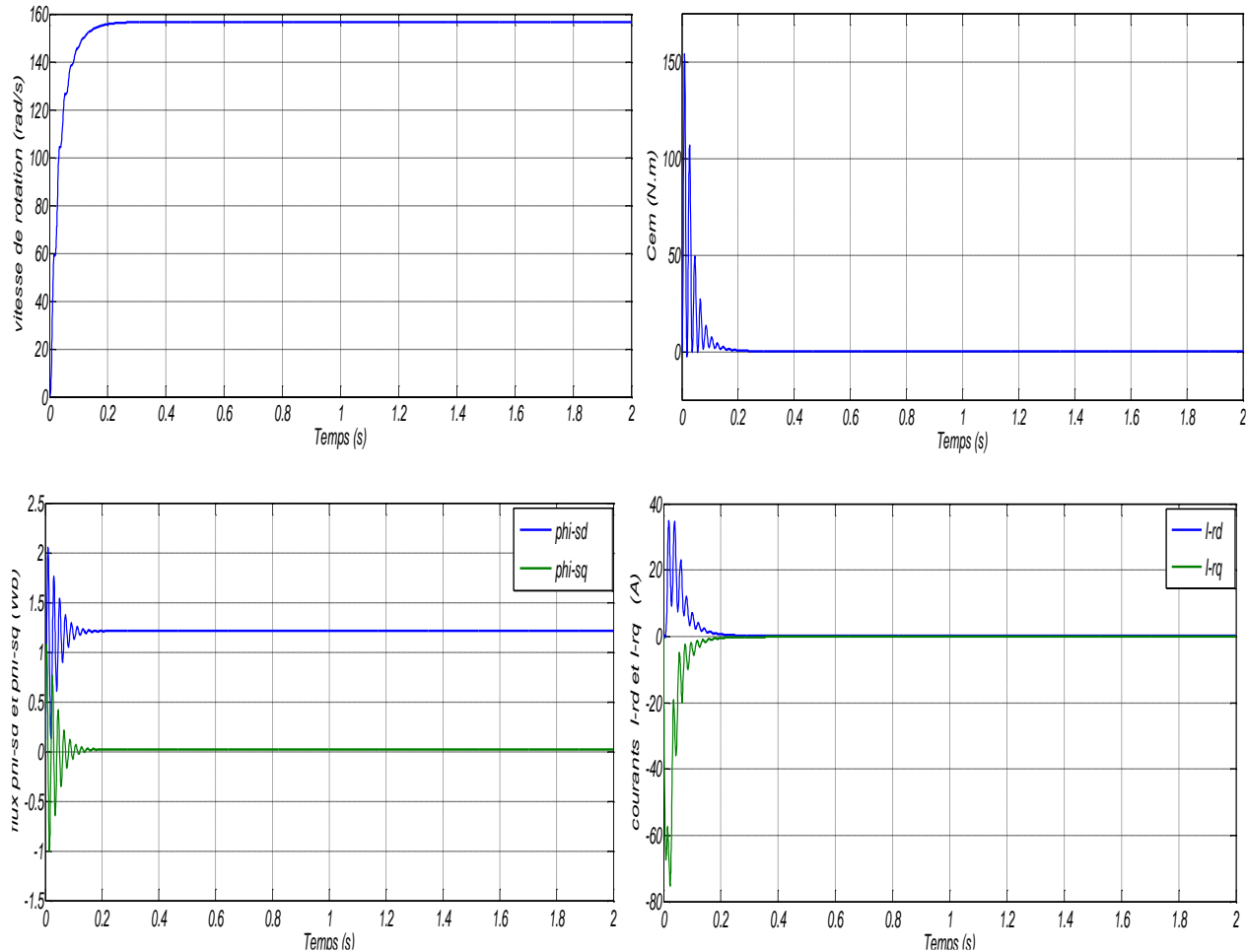
$$\begin{cases} \frac{d\varphi sd}{dt} = -\alpha s. \varphi sd + ws. \varphi sq + \alpha s. M. Ird + Vsd \\ \frac{d\varphi sq}{dt} = -\alpha s. \varphi sq - ws \varphi sd + \alpha s. M. Irq + Vsq \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\begin{cases} \frac{dIrd}{dt} = -\gamma r. Ird + wr. Irq + \alpha s. \beta \varphi sd - \beta P. w \varphi sq - \beta Vsd + \frac{1}{\sigma r} Vrd \\ \frac{dIrq}{dt} = -\gamma r. Irq - wr. Ird + \alpha s. \beta \varphi sq + \beta P. w \varphi sd - \beta Vs + \frac{1}{\sigma r} Vrq \end{cases} \quad (1.33)$$

**. I.8 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :**

On a simulé la MADA alimentée par le réseau triphasé équilibré 220 / 380V de fréquence  $f = 50Hz$ , au coté stator et une tension de 12V de fréquence  $f_r=26Hz$  au coté rotor, a vide et en charge. Les paramètres de la machine sont donnés au annexe; les simulations sont effectués avec MATLAB/SIMULINK.

Démarrage à vide



**Figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document..11. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA.**

la figure (1.11) présent les résultats de simulation de l'entrainement a vide d'une machine asynchrone a double alimentation.

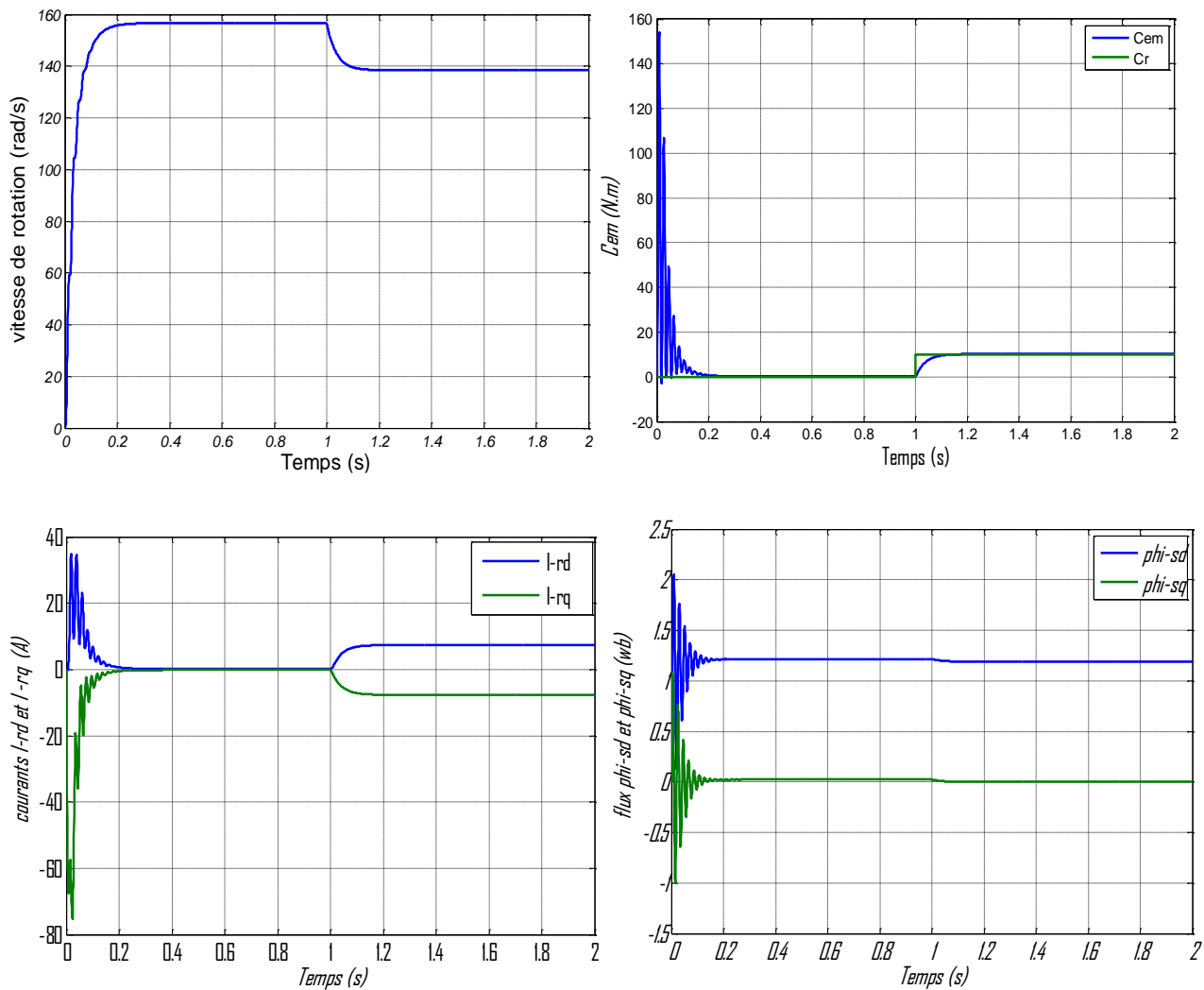
On a remarque que :

- La vitesse de rotation passe de zéro a 157 rad/s au bout d'un 0.22s, en suit elle reste constant;
- Le couple électromagnétique à la phase de démarrage attient un pic de (150 N.m), puis elle ce stabilise a (0 N.m);
- Les flux statoriques stabilisent après un régime transitoire, pour la composent direct elle prend la valeur 1.2Wb et la composant quadrature presque 0Wb;

- Pour le courant rotorique, la composant quadrature au démarrage atteint un pic de -75 A et devient stable a 0A, même chose pour la composant direct mais avec un pic de 38A.

Introduction d'un couple de charge

En appliquant un couple de charge de 25 N.m a l'instant  $t=1s$  , on obtient les résultats de simulation représentés ci-dessous.



**Figure** Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document..12. Résultats de simulation de la MADA chargée par un couple de 25 N.m à  $t=1s$ .

la figure (1.12) présente les résultats de simulation de l'entraînement d'une machine asynchrone à double alimentation chargée par un couple de 25 N.m à  $t=1s$ . l'application de la charge à  $t=1s$ , on remarque une chute de vitesse qui se stabilise presque à 138 rad/s, le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple résistif,  $I_{rd}$  suit la forme du couple et  $I_{rq}$  change sa forme.

### I- 9-Modélisation de l'alimentation de la MADA :

#### Introduction:

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le marché des composants d'électronique de puissance telle que les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composants ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme. Ces convertisseurs tel que l'onduleur, redresseur apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels[10].

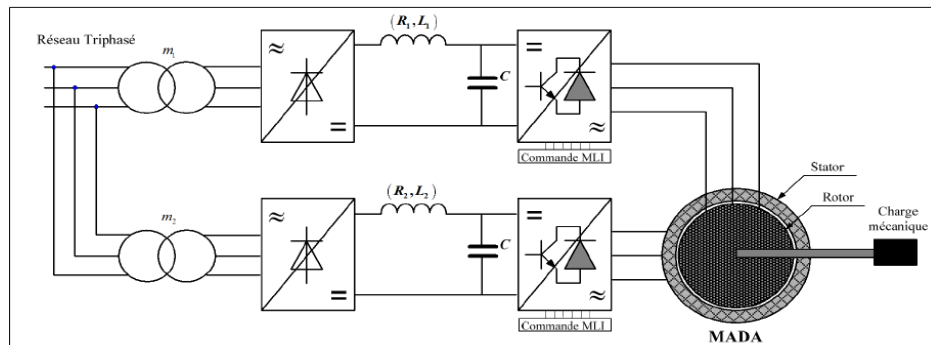


FIG.1.13 Système d'alimentation d'une machine asynchrone à double alimentation

L'ensemble d'un entraînement électrique, lorsqu'il est alimenté par le réseau comprend:

- Deux redresseurs d'entrée.
- Deux filtres comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension  $U$  à l'entrée de l'onduleur.
- Deux onduleurs de tension à MLI.
- Le moteur asynchrone doublement alimenté (MADA).

### I-10- Modélisation d'un redresseur triphasé double alternance à diodes:

Le redresseur utilisé dans les deux alimentations de la MADA est un redresseur triphasé double alternance à diodes. La figure représente son schéma de principe, il est composé de trois diodes ( $D_1, D_2, D_3$ ) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes ( $D_4, D_5, D_6$ ) à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant  $i_d(t)$ .

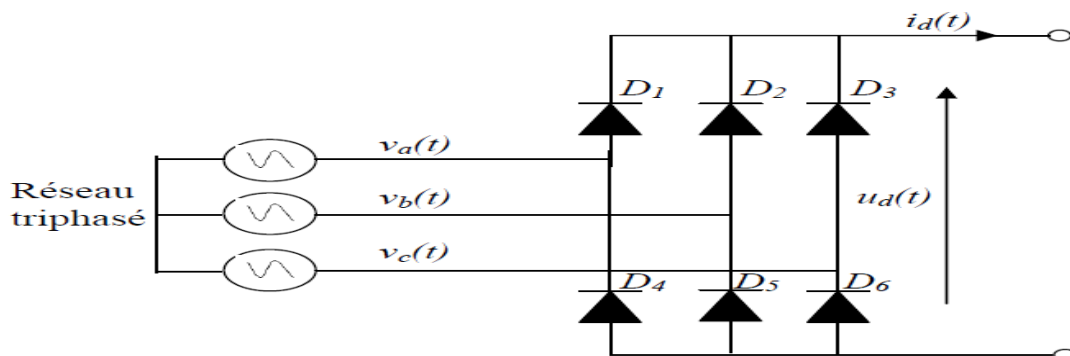


FIG.I.14 Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

**Modélisation du circuit de filtrage :**

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée .  
La figure ( ) représente son schéma de principe .

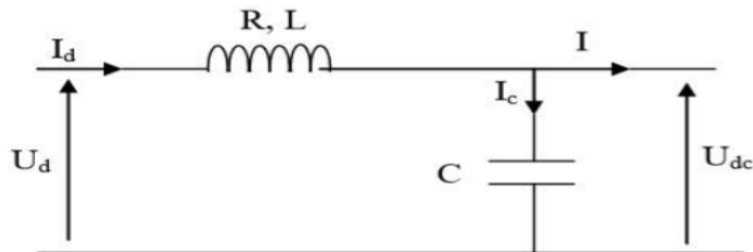


FIG.I.15 Circuit de filtrage de la tension redressée.

**I-11- Modélisation de l'onduleur de tension :**

L'onduleur de tension est un convertisseur d'électronique de puissance qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courants alternatif. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT).

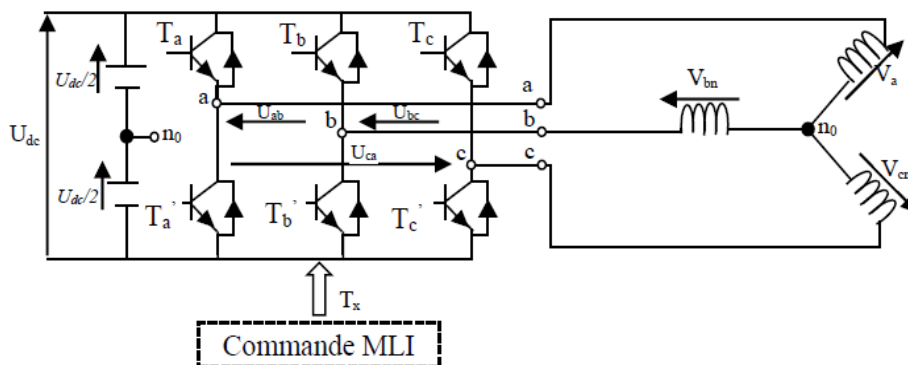


FIG.I.16 Schema de l'onduleur triphase a deux niveaux.

La machine a ete modelisee a partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  . L'onduleur est commande a partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (supposes etre des interrupteurs ideaux) :  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert,  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant. Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur tel que :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.34)$$

si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} Van = \frac{1}{3}(Uab - Uca) \\ Vbn = \frac{1}{3}(Ubc - Uab) \\ Vcn = \frac{1}{3}(Uca - Ubc) \end{cases} \quad (1.35)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MADA), alors nous pouvons écrire la tension de sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} Van + Vnn_0 = Van_0 \\ Vbn + Vnn_0 = Vbn_0 \\ Vcn + Vnn_0 = Vcn_0 \end{cases} \quad (1.36)$$

on concluons que :

$$Vnn_0 = \frac{1}{3}[ Van_0 + Vbn_0 + Vcn_0 ] \quad (1.37)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\square \square$  Si (i = a, b, c) on a :

$$Vin_0 = Si \cdot Udc - \frac{Udc}{2} = (Si - 0,5)Udc \quad (1.38)$$

On trouve donc:

$$\begin{cases} Van_0 = (Sa - 0,5)Udc \\ Vbn_0 = (Sb - 0,5)Udc \\ Vcn_0 = (Sc - 0,5)Udc \end{cases} \quad (1.39)$$

On remplace l'équation (1.34) dans l'equation (1.35) on obtient :

$$\begin{cases} Van = \frac{2}{3}Van_0 - \frac{1}{3}Vbn_0 - \frac{1}{3}Vcn_0 \\ Vbn = -\frac{1}{3}Van_0 + \frac{2}{3}Vbn_0 - \frac{1}{3}Vcn_0 \\ Vcn = -\frac{1}{3}Van_0 - \frac{1}{3}Vbn_0 + \frac{2}{3}Vcn_0 \end{cases} \quad (1.40)$$

On peut aussi écrire ces tensions sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot Udc \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

### ***I -12-Stratégie de commande de l'onduleur:***

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables [ 11] .

Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences. La technique de modulation de largeur d'impulsion retenue dans cette étude est la méthode à MLI triangulo-sinusoïdale.

Elle est basée sur la comparaison d'un signal triangulaire de grande fréquence et d'un signal sinusoïdale de la même fréquence que le signal que l'on souhaite obtenir. Le signal triangulaire est appelé la porteuse et le signal sinusoïdale est appelé la modulante [12].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{ref\ a} = V_m \sin (2\pi ft) \\ V_{ref\ b} = V_m \sin (2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref\ c} = V_m \sin (2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.42)$$

L'équation de la porteuse est donné par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] \text{ si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 1] \text{ si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.43)$$

Où :

$$T_p = \frac{1}{f_p} \quad (1.44)$$

$f$ : Fréquence de la tension de référence (Hz).

$T_p$  : Période de la porteuse (s).

$V_m$  : Amplitude de la tension de référence (V ).

$V_{ref}$  : Tension de référence (V ).

$V_{pm}$  : Valeur crête de l'onde de modulation (V ).

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1. L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation ( $p f$ ) sur la fréquence de référence ( $f$ ).

2. Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $m V$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $p_m V$ ).

$f_p$ :fréquence de la porteuse (Hz).

### Conclusion :

Dans ce chapitre un aperçu général sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et leur modélisation et leur application a été donné ainsi que les différents types de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ; ainsi que ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application. Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système. Ensuite on a passé à la simulation de la machine asynchrone double alimentation pour différentes valeurs de fréquence et de tension rotorique avec comme variation d'états le courant rotorique et le flux statorique.

Ensuite, nous avons modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filter et l'onduleur.

Cette étude du modèle sera exploitée pour étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation au chapitre suivant.

## ***Chapitre 2***

### ***Commande vectorielle de la MADA***

### ***II-1 -Introduction:***

Dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, ce qui donne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes. Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (en anglais Field Oriented Control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision [21].

La machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous offrir la possibilité d'une mesure des courants des deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler, donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière, contrairement à la machine asynchrone à cage.

### ***II2 Généralités sur la commande vectorielle***

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [22].

### ***II3 Variantes de la commande vectorielle***

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [23]

Plusieurs techniques ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer: Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension ;
- Commande en courant. Suivant l'orientation du repère (d,q) :
- Le flux rotorique ;
- Le flux statorique ;
- le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase)
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

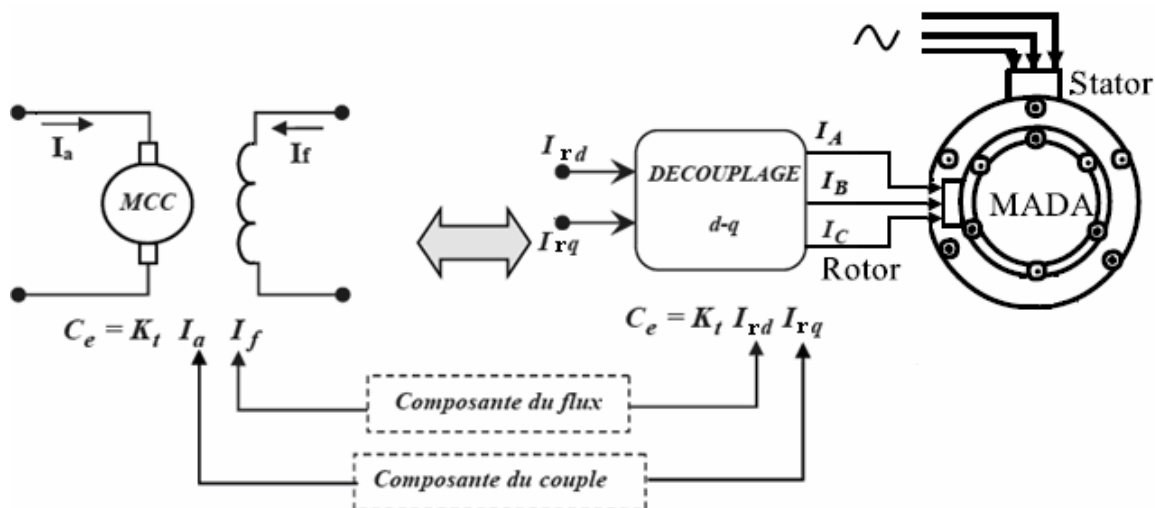
### ***II3-Principe de la commande vectorielle:***

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [25]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Contrairement à la machine asynchrone à cage, où nous avons accès à la mesure des courants au stator seulement, la machine asynchrone à bagues doublement alimentée possède l'avantage de nous

offrir la possibilité d'une mesure des courants de deux côtés et par conséquent de pouvoir les contrôler donnant une meilleure flexibilité à la commande de cette dernière [24].

L'objectif pour une commande du MADA est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure II.8.



**FIG II1-Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu**

#### II4- Les types de la commande vectorielle

La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. La commande à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple.

Généralement ces techniques se différencient selon :

- la source d'énergie : commande en tension ou en courant,
- l'orientation du repère (d, q) : suivant le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer, le contrôle du flux : direct par mesure ou indirect par observation

##### II4.1 Commande vectorielle directe

La connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quelque soit le régime transitoire effectué. En effet, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants.

Car l'application de la première méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure de flux ;
- Problème de filtrage de signale mesuré ;
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température.

##### II4.2 Commande vectorielle indirecte

Est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte.

Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [25].

### ***II5 -Application de la commande vectorielle à la MADA***

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique  $i_{ds}$  ou  $i_{dr}$  et le couple par l'autre composante  $i_{qs}$  ou  $i_{qr}$ . Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu. L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par :

$$C_{em} = K_a \Phi(I_f) I_a \quad (\text{II.1})$$

- $\Phi(I_f)$  : Est le flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ .
- $I_a$  : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (II 1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [26].

On peut schématiser cette méthode comme suit

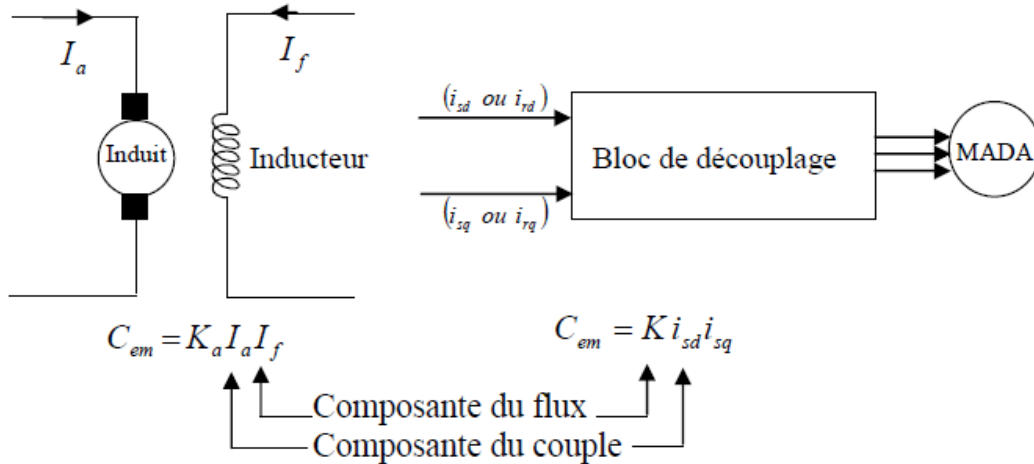


FIG (II.2) Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

**II.6. Commande vectorielle de la MADA par orientation du flux statorique**

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d-q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [27]

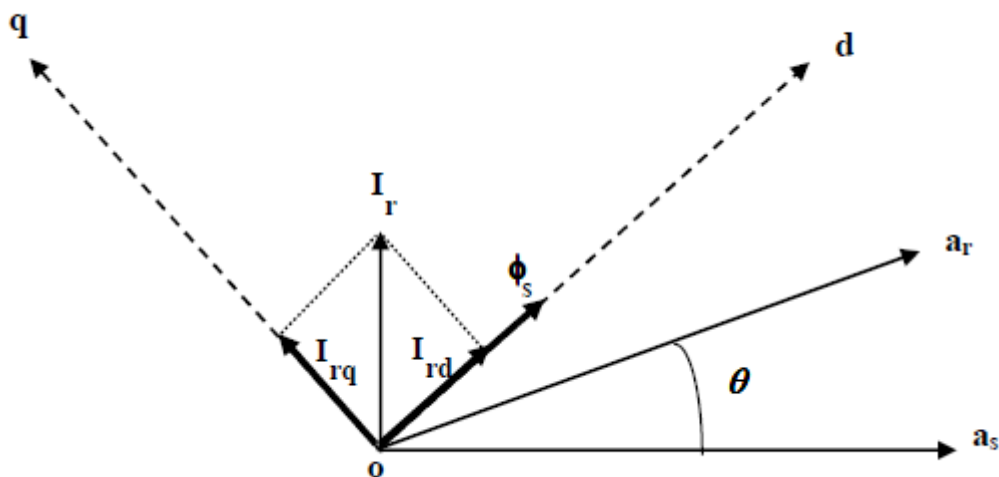


FIG II.3 Illustration de l'orientation du flux statorique

$$\phi_s = \phi_{sq} \quad \text{et} \quad \phi_{sd} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \rightarrow i_{sq} = -\frac{M i_{rq}}{L_s} \\ i_{sq} = 0 \\ i_{rd} = \frac{\phi_s^*}{M} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{P.M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant l'équation (II3) dans (II4) on trouve :

$$c_e = \frac{P.M}{L_s} (-\phi_s i_{rq}) = -\frac{P.M}{L_s} \phi_s i_{rq}$$

Alors

$$i_{rq} = \frac{-L_s}{P.M} \frac{C_e^*}{\phi_s^*} \quad (\text{II.5})$$

$$\phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} \phi_{sd}$$

$$\phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} \phi_{sq}$$

$$(\text{II.6})$$

### II6 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est in

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rq}$$

$$V_{rq} = \left( R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r i_{rd}$$

$$(\text{II.7})$$

férieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale .Il est défini par la fonction non linéaire suivante [28]:

- sous-vitesse :

$$\phi_r = \phi_{mom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{mom} \quad (\text{II.8})$$

- sur -vitesse :

$$\phi_r = \frac{\phi_{mom}}{|\Omega_r|} - \phi_{mom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{mom} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$\Omega_{mom}$  : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{mom}$  : Flux rotorique nominale.

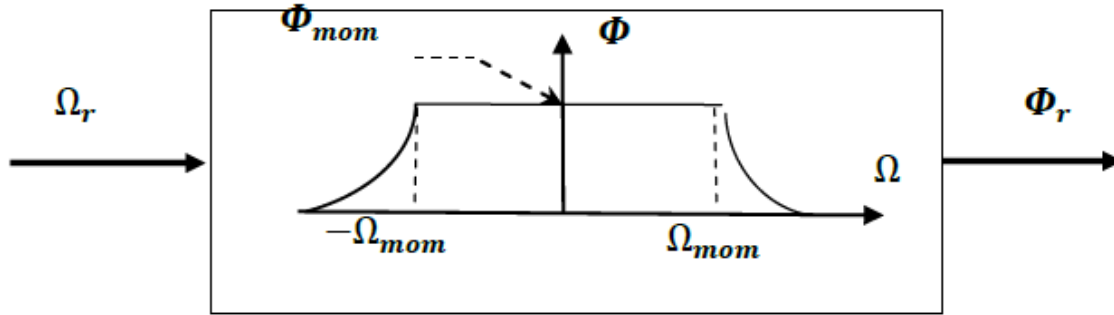


FIG II 4 : Bloc dé fluxage

**II7-Principe du découplage par compensation**

Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que[28]::

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \tag{II.10}$$

et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \tag{II.11}$$

$$\text{Avec : } e_d = \omega_s \sigma L_{s1} i_{sq} + R_r \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \Phi_r \tag{II.12}$$

$$e_q = - \left( \omega_s \sigma L_{s1} i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \right) \tag{II.13}$$

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

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \tag{II.14}$$

$$V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq}$$

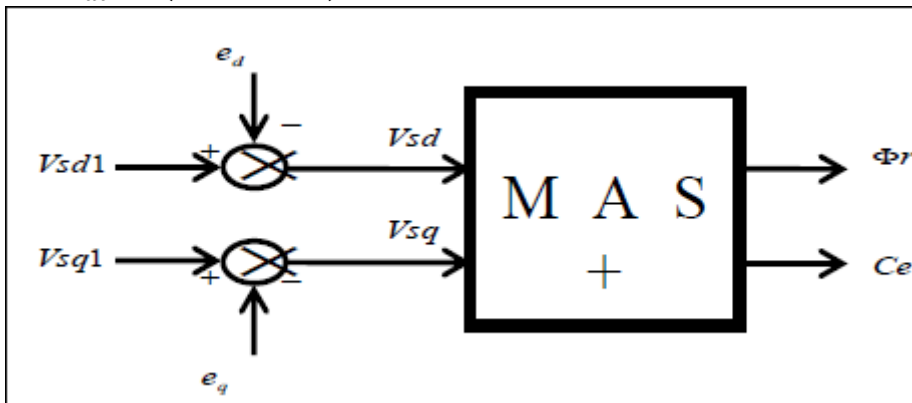


FIG II5 Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$



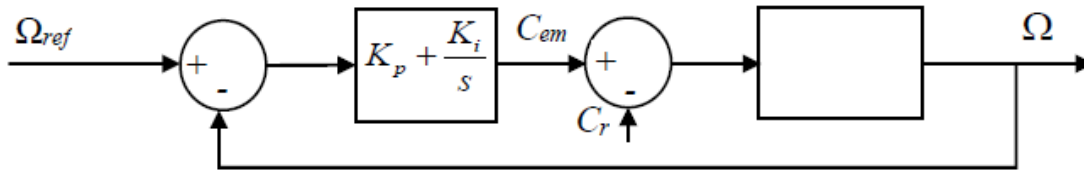


FIG II7 Synoptique de la boucle de régulation de vitesse.

**II.8.1 Régulation du courant rotorique directe**

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation (II.58) et par l'annulation de  $E_d$  par le terme de compensation

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) i_{rd} \quad (II.20)$$

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r s} \quad (II.21)$$

La boucle de régulation de courant  $i_{rd}$  peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.8 :

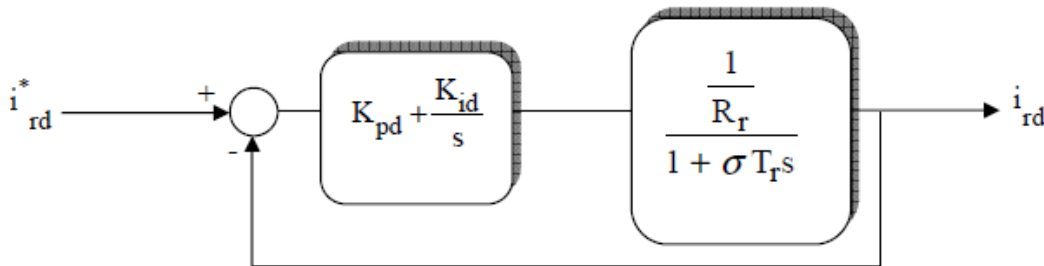


FIG II.8 Schéma de régulation de courant  $i_{rd}$

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.8 sera :

$$FTBO(s)_{rd} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left( \frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (II.22)$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (II.23)$$

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

$$FTBO(s)_{ird} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (II.24)$$

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

$$G(s) = \frac{1}{1+\tau s} \quad (\text{II.25})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure II.12 sera :

$$\text{FTBF} = \frac{1}{\frac{Rrs}{K_{id}}} \quad (\text{II.26})$$

De l'expression

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (II.27)$$

**II.8.2-Régulation du courant rotorique quadrature**

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation II.59 et par l'annulation de Eq par le terme de compensation

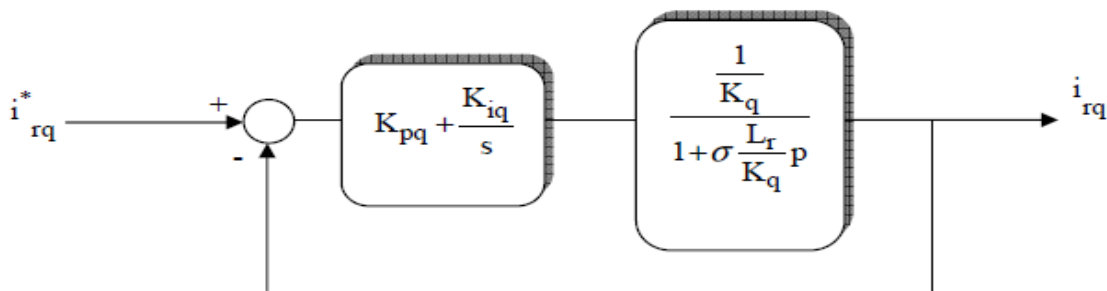
$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} = \left( R_r + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = k_q \left( 1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} p \right) i_{rq}$$

$$\frac{i_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{k_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{k_q} p}$$

Où :  $K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s \cdot T_s}$

(II.28)

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



**FIG II.9 Schéma de régulation de courant  $i_{rq}$**

Pour déterminer les deux coefficients  $K_{pq}$

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = \left( R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (II.29)$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est

$$\tau_e = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086 \text{ s} \quad (II.30)$$

pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même que pour le courant  $i$  rd 0.001 s.

### II.8.3-Régulation de vitesse

La boucle fermée de la régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

D'après l'équation mécanique, nous avons :  $\frac{w}{C_{em}} = \frac{\left(\frac{p}{J}\right)}{s + \rho_m}$  (II.31)

Avec  $\rho_m = \frac{f_c}{J}$  (II.32)

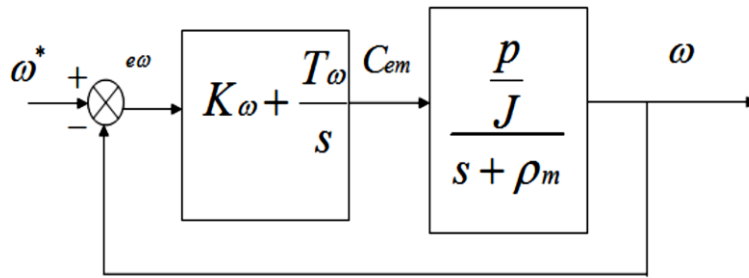


FIG II 10. Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_\omega (1 + s T_\omega) \left(\frac{p}{J}\right)}{s^2 + s \left(\rho_m + K_\omega \frac{T_\omega p}{J}\right) + \frac{K_\omega p}{J}} \quad (II.33)$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons le paramètre du correcteur de

$$\begin{cases} K_\omega = 2\rho^2 \frac{J}{p} \\ T_\omega = \frac{2\rho - \rho_m}{2\rho^2} \end{cases} \quad (II.34)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit

### II.9 DEFLUXAGE

Rappelons l'expression du couple électromagnétique de la MADA exprimé en fonction des flux et des courants statoriques :

$$C_{em} = \frac{3P}{2} (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.35})$$

Et selon la condition d'orientation du flux statorique ( $\varphi_{ds}=\varphi_s$  et  $\varphi_{qs}=0$ ), cette expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{-3PM}{2L_r} \varphi_r i_{qs} \quad (\text{II.36})$$

Aussi, l'expression de la puissance électromagnétique de la machine est donnée par :

$$P_{em} = C_{em} \Omega_r \quad (\text{II.37})$$

Le fonctionnement de la machine est normal jusqu'à des valeurs nominales (vitesse, puissance, couple). Si on veut tourner la machine à des vitesses supérieures à la vitesse nominale, celle-ci devient surchargée en dépassant sa puissance nominale. C'est pourquoi, on doit diminuer le flux de la machine avec l'augmentation de la vitesse au-delà de sa valeur nominale pour assurer un fonctionnement à puissance constante (nominale). On appelle cette opération le défluxage.

Dans ces conditions, on peut faire tourner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale, en gardant en même temps la puissance mécanique constante et égale à sa valeur nominale. Ainsi, on peut éviter la surcharge et le suréchauffement de la machine. Pour cela, on impose un flux de référence défini par :

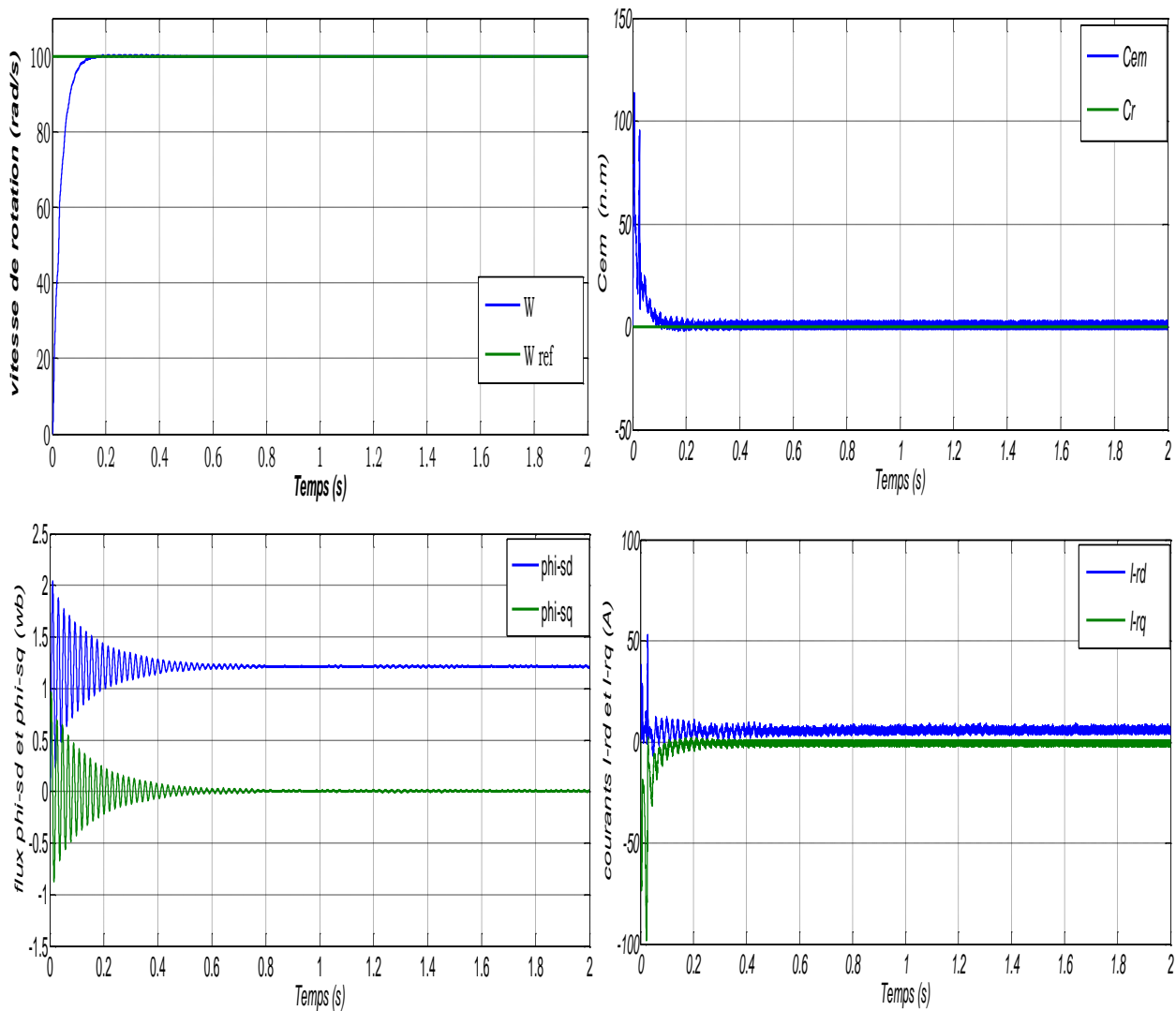
$$\varphi_s^* = \varphi_{sn} \quad \text{si} \quad |\omega_r| < \omega_{rn}$$

(II38)

$$\varphi_s^* = \varphi_{sn} \frac{|\omega_r|}{\omega_{rn}} \quad \text{si} \quad |\omega_r| > \omega_{rn}$$

Où :  $\omega_{rn}=P \Omega_{rn}$  est la vitesse angulaire nominale de la machine ;  
 $\varphi_{sn}$  est le flux statorique nominal.





**Figure II.12. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d’un réglage de vitesse par un PI classique.**

d'après les résultats du démarrage a vide de la figure (II.12), on remarque que :

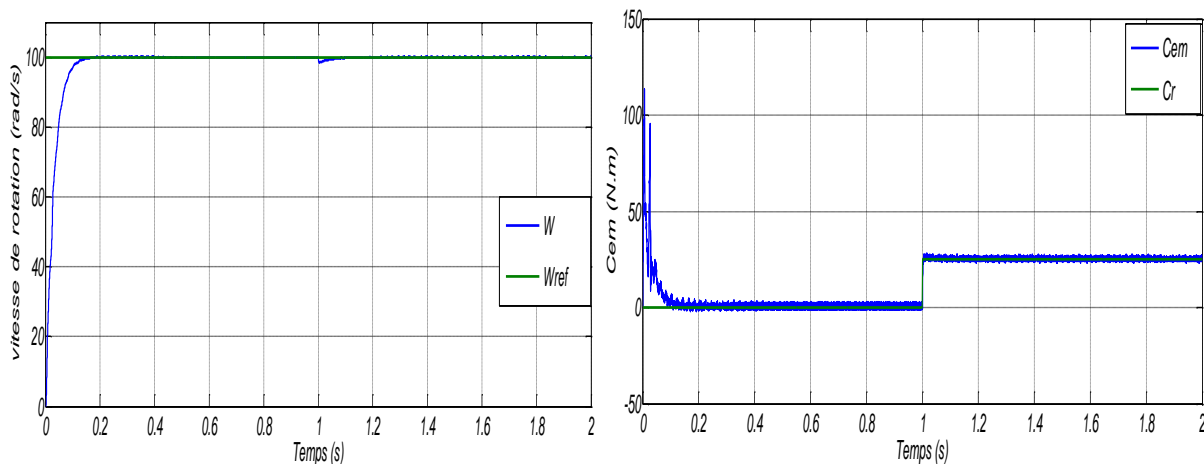
- La vitesse suite la grandeur de référence (100 rad/s) sans dépassement avec un bon temps de réponse de(0.2 s);
- le couple électromagnétique au régime transitoire marque un pic de 110 N.m puis diminue pour équilibrer le couple des frottements en régime établi;
- pour les flux statoriques après un régime transitoire elles deviennent stable, La composante directe du flux statorique suit presque sa valeur de référence qui est de 1.2Wb et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d’orientation du flux statorique;

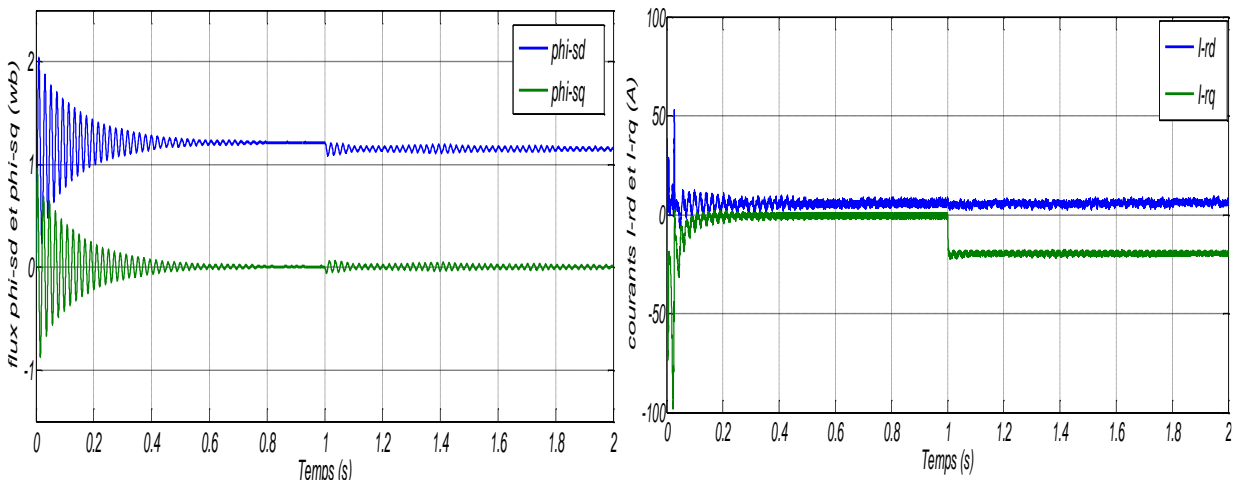
– Les courants rotorique font des pics aux premiers instants de démarrage, ils suivent bien leurs références. Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant.

### Introduction d'un couple de charge :

En appliquant un couple de charge de 25 N.m a l'instant  $t=1s$ , on obtient les résultats de simulation représentés ci-dessous.

D'après ces résultats de simulation, on remarque que la vitesse de rotation marque une petite diminution aux instants de l'application du couple de charge. D'autre part, le couple électromagnétique au démarrage marque un pic de 120 N.m, lors de l'application du couple de charge afin d'équilibrer cette charge et le couple des frottements à la fois. En conséquence, le flux statorique devient stable après un régime transitoire, mais avec l'application de la charge elle présente une faible perturbation, la composant quadrature du courant présente une chute, mais la composant direct ne présente aucun changement.



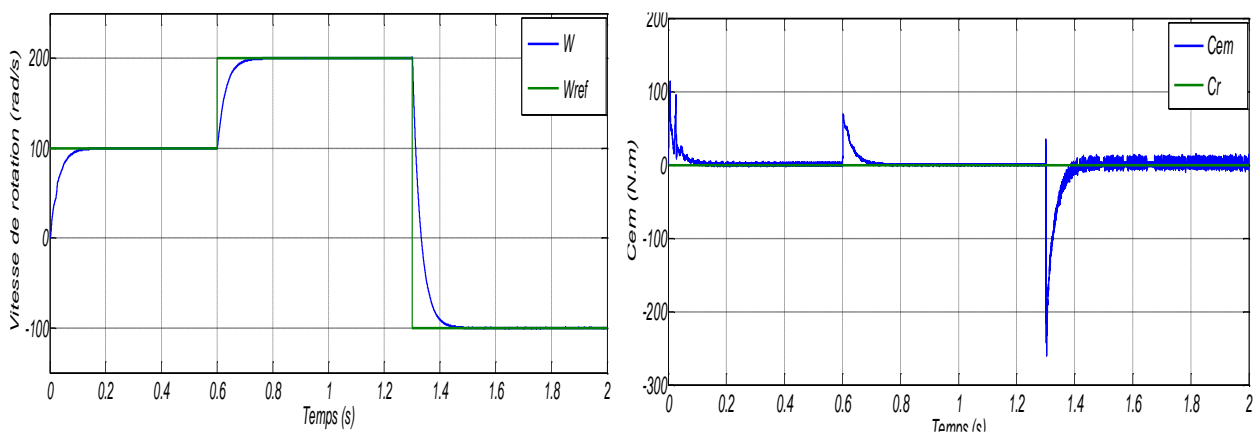


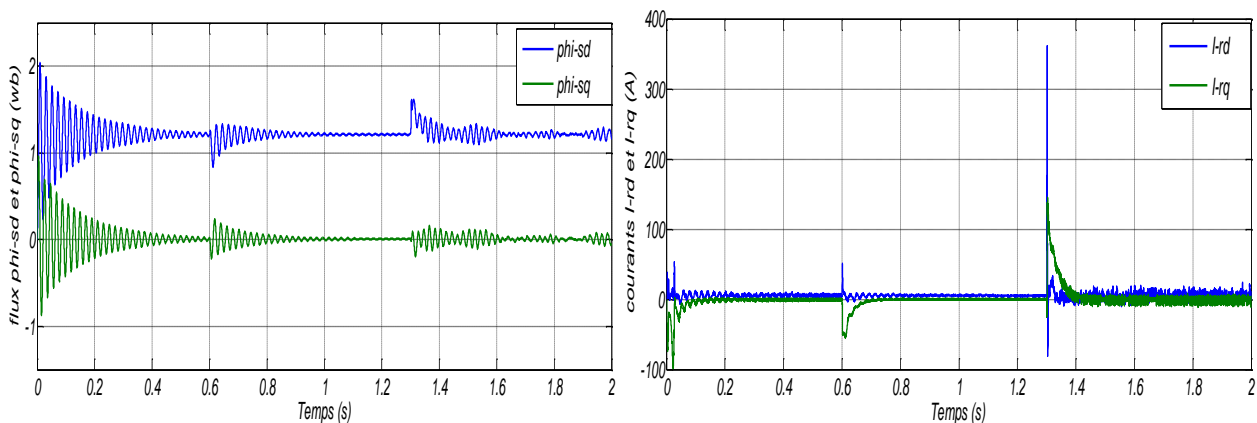
**Figure II.13 Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d’un réglage de vitesse par un PI classique chargée par un couple de 25 N.m à t=1 s.**

**Changement de consigne et inversion du sens de rotation :**

Dans ce cas, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=100$  rad/s, suivi d’un changement de consigne de 100 rad/s à 200 rad/s à  $t=0.6$  s, puis une inversion du sens de rotation à  $-100$  rad/s à partir de  $t=1.3$  s.

Nous pouvons constater que le changement de consigne et l’inversion du sens de rotation ne provoquent aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse. mais des perturbations et des pics sont remarque au niveau des autres grandeur du machine, le couple électromagnétique marque un pic de (-280 N.m) lors de l’inversion de vitesse, même chose pour le courant qui port un pic de 98 A au composant direct, le flux marque des perturbations considérable lors de changement de consigne et l’inversion de vitesse.





**Figure II 14. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.**

### II11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de la commande vectorielle de la Machine Asynchrone Doublement Alimentée. Puis, nous avons évoqué une nouvelle approche permettant le découplage de ses courants dans un repère tournant ( $d-q$ ). Ce principe est basé sur un découplage entrée-sortie par retour d'état conduisant à des fonctions de transfert, des courants par rapport à leurs références, très simples. Le découplage proposé est suivi d'une commande par retour d'état de ces courants et orientation du flux statorique, munie d'un régulateur PI classique. Des résultats de simulation ont été présentés.

L'étude de la commande du système lors des incertitudes paramétriques montre que la commande est relativement robuste face à la variation des paramètres électriques et non robuste vis-à-vis de la variation des paramètres mécaniques.

Pour améliorer les performances obtenues par le PI classique ; une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir le mode glissant. Cette dernière occupe une large place parmi les techniques de commandes avancées.

## ***Chapitre 3***

### ***Commande par mode glissement.***

**Introduction :**

La commande par modes glissants des systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commande à structure variable .

En effet, la robustesse et la simplicité qui la caractérisent, sont les motifs essentiels qui nous amènent souvent à chercher de plus sur cette technique. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [30].

Les premiers travaux sur ce type de commande ont été menés dans l'ancienne U.R.S.S. à partir des années soixante. Elle est basée essentiellement sur la résolution des équations différentielles à second membre discontinu, initiée par le mathématicien soviétique A. G. Filippov [31]. Le véritable essor de l'utilisation de cette technique date de la parution des livres d'Iktis [32] et d'Utkin [33]. L'intérêt de cette commande ne cesse d'augmenter en raison de sa simplicité d'élaboration et ses multiples applications dans l'automatique ou de l'électronique de puissance [34].

Les avantages de la commande par mode glissant sont multiples. Le plus important est lié aux propriétés de robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques du système et des Perturbations Il faut signaler aussi sa simplicité d'élaboration et d'adaptation, aussi bien aux systèmes non linéaires qu'aux systèmes linéaires.

Son principal inconvénient est le phénomène de broutement ou réticence- **chattering** en anglais-, qui est un phénomène non désirable, car il peut endommager les actionneurs. Le chattering correspond à des oscillations de part et d'autre de la surface de commutation [35].

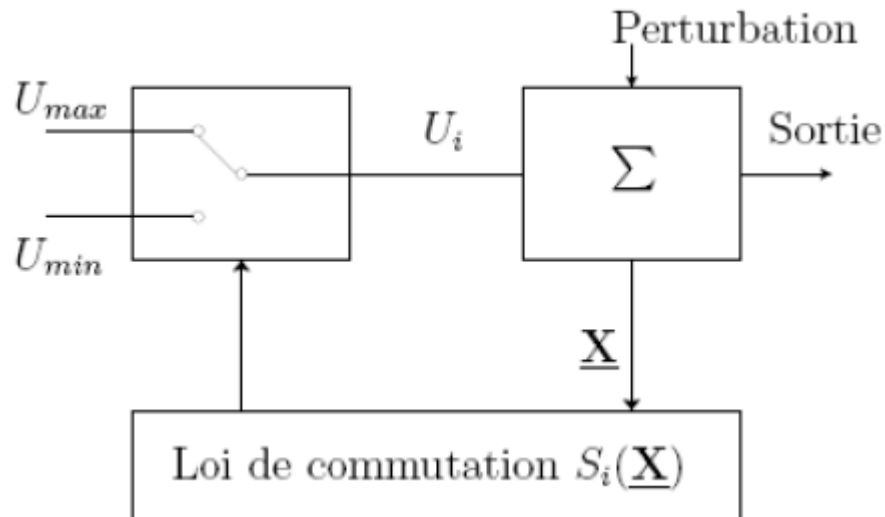
Dans ce chapitre, nous montrons comment la commande par mode de glissement peut être appliquée au contrôle du machine asynchrone à double alimentation (MADA). nous abordons ensuite l'application de mode glissement de la MADA. nous donnons après l'application de la commande sur le MADA et nous allons enfin illustrer et visualiser les résultats de simulation.

**Théorie de la commande par mode de glissement :**

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des dif- ferentes commandes. La première correspond a la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui meme. On l'appel- lera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre- réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente"[36].

**Structure par commutation au niveau de l'organe de commande :**

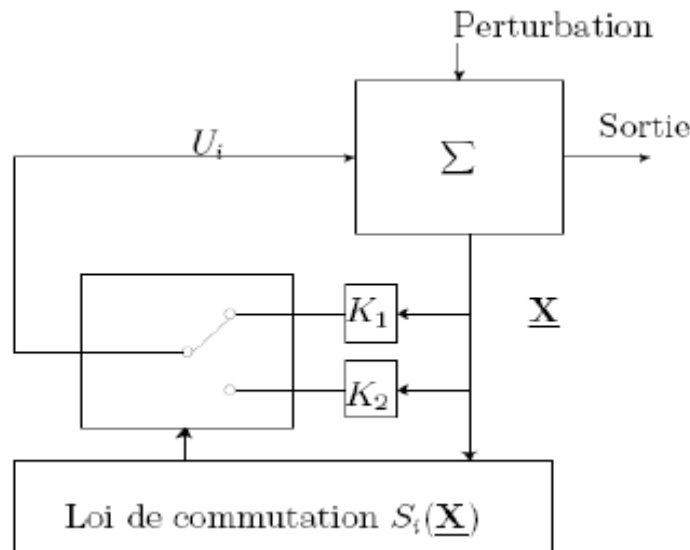
Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (III 1) . Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée, Elle a été utilisée pour la commande de moteurs pas à pas.



**FIG III1. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.**

**Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état :**

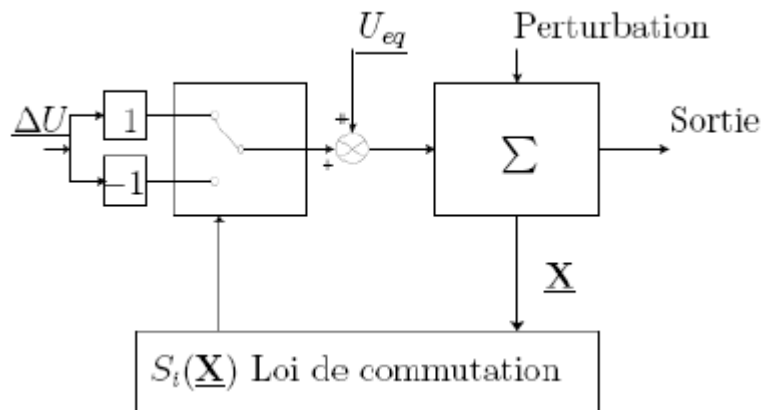
le schéma d'une telle structure sur la figure (III 2) , Elle a été mise en oeuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction . Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage.



**FIG III2. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.**

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

structure dont le principe est montrée sur la figure(III 3) . Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité.



**FigIII3. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente .**

Avec:

$U$  : vecteur de commande.

$U_{eq}$  : vecteur de commande équivalente.

$\Delta U$  : vecteur de commande discontinue.

$\underline{X}$  : vecteur de variables.

$S_i$  : vecteur surface de commutation.

#### **Principe de la commande par mode de glissement :**

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région[37] .

En résumé, une commande par régime glissant est divisée en trois parties:

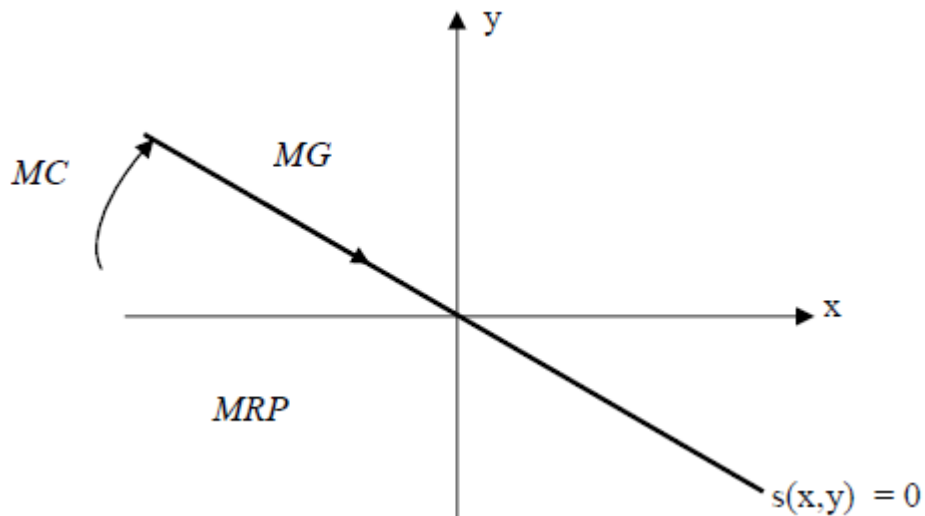
- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

#### **Conception de la commande par mode de glissement:**

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

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

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



**FIG III.4. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.**

### III.7.1. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé . Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale au vecteur erreur du vecteur d'état. Considérons le système non linéaire défini par les équations suivantes [38] :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A. x(t) + B. U(t) \\ y(t) = C. x(t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où :

$X(t)$  est le vecteur d'état.

$u(t)$  est le vecteur de commande et  $y(t)$  est la sortie.

Et d'autre par :

$$\dot{X} = f(X, t) + g(X, t)U(X, t) \quad (\text{III.2})$$

$$X \in R^n, u \in R$$

Où  $f(X,t)$ ,  $g(X,t)$  sont fonctions non linéaires continues et incertaines supposées bornées.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande [U]. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x^*$ , plusieurs travaux proposent la forme générale suivante[39] [40].

$$S(X) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e \quad (\text{III.3})$$

$$e = X^d - X$$

Avec :

$$X = [X, \dot{X}, \dots, X^{n-1}]^T, X^d = [X^d, \dot{X}^d, \ddot{X}^d, \dots]^T$$

$e$  : erreur sur la grandeur à régler.

$\lambda$  : coefficient positif.

$n$ : ordre du système.

$X^d$  : grandeur désirée.

$X$  : variable d'état de la grandeur commandée.

### III.7.2. Conditions de convergence et d'existence :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation externes et des variations paramétriques [41].

#### III.7.2.1. Approche directe :

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(X)$  et sa dérivée, les valeurs justes à gauche et à droite de commutation.

#### III.7.2.2. Approche de Lyapunov :

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \tag{III.5}$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x). \dot{S}(x) \tag{III.6}$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

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

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [42].

**Détermination de la loi de commande :**

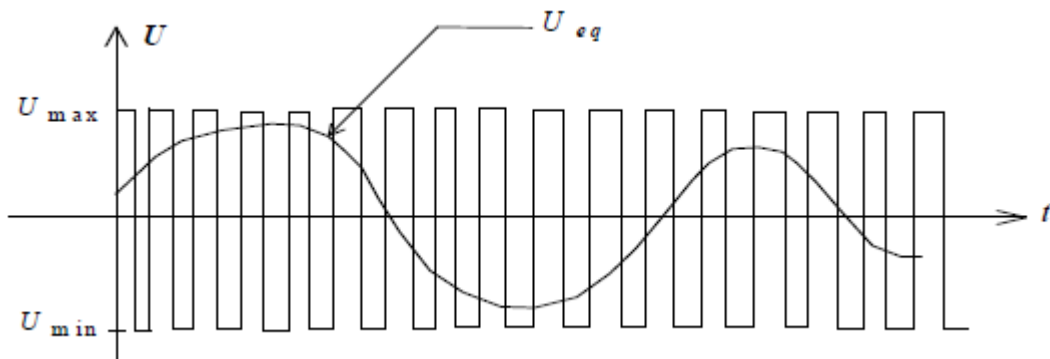
La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte  $u_{eq}$  et la deuxième est stabilisante  $u_n$ [43]. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [44].

$$U = u_{eq} + u_n \tag{III.7}$$

$u_{eq}$  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  $\dot{S}(x)=0$  [45].

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs ( $U_{max}$ )et ( $U_{min}$ ).la figure(5)

La commande discrète  $u$  est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système[46].



**FIG 5. Caractéristique dynamique de la grandeur de Commande équivalente.**

Pour mettre en évidence le développement précédent, on considère le modèle d'état (III.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$   
La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dx} (Ax(t) + BU(t)) \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant l'expression de  $U$  dans l'équation (III.8), on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dx} [Ax(t) + Bu_{eq}(t)] + \frac{ds}{dx} Bu_n \quad (\text{III.9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente[47].

$$u_{eq} = - \left[ \frac{ds}{dx} B \right]^{-1} \left[ \frac{ds}{dx} Ax(t) \right] \quad (\text{III.10})$$

Pour assurer l'attractivité de la surface de glissement, il suffit d'ajouter le terme  $u_n$  à la loi de commande, de telle sorte que :

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

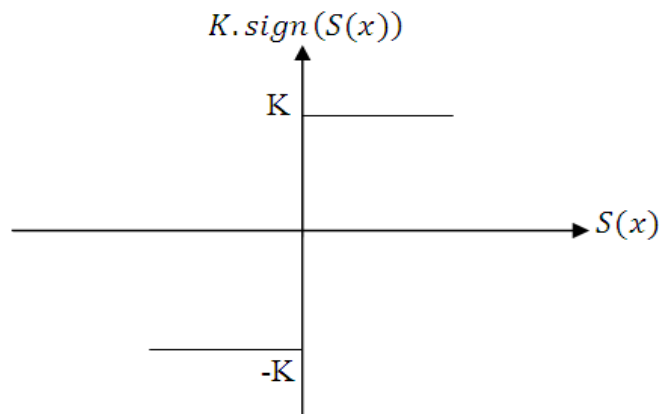
C'est-à-dire

$$S(x) \cdot \frac{ds}{dx} Bu_n < 0$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe  $u_n$  de soit opposé à celui de  $S(x) \frac{ds}{dx} B$ . Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [49]:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.11})$$

La figure suivante représente la fonction de la commande discrète de type relais :



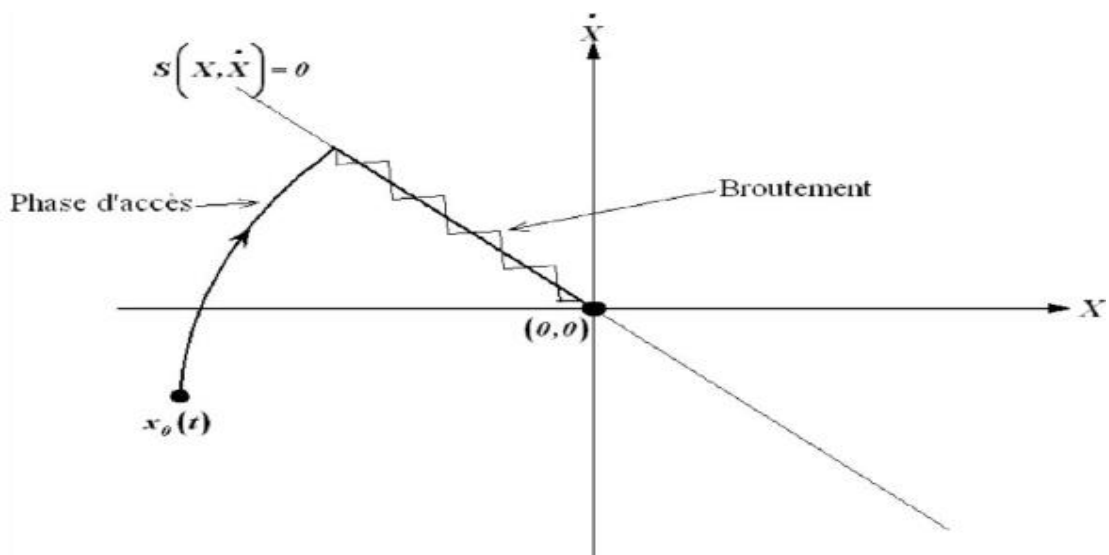
**FIG .III.6. Fonction sign (Commande de type relais).**

Cependant, la fonction “sign” génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé réticence (ou « chattering » en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de

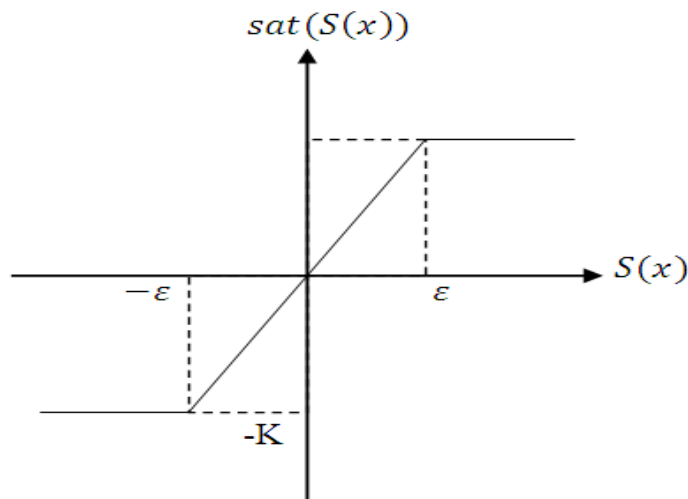
la commande, des composantes hautes frequencies. représente le phénomène réticence broutement [50]

**Phénomène de broutement:**

Cette phénomène de (Reticence) caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement figure(III. ) Ainsi, les commutations trop rapides peuvent exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées des actionneurs et des capteurs lors de la synthèse de la loi de commande provoquant leurs usures rapide et induisant des pertes énergétiques non négligeables surtout au niveau des circuits de puissance électrique. Elles peuvent aussi dégrader les performances et même conduire à l’instabilité du système [51]



**FIG .III.7. I illustration du phénomène de broutement.**



**FIG .III.8 Fonction de saturation (Commande adoucie).**

L'une des solutions envisagées consiste à introduire une bande d'arrêt autour de la surface de commutation. Pour ce faire, il suffit de substituer une fonction de *saturation* (*sat*). la figure(III.7). à la fonction *signe* (*sgn*) dont les discontinuités au voisinage de zéro sont moins brutales. Cette fonction de saturation peut être exprimée par[52]:

$$S(x) = \begin{cases} K & \text{si } s(x) > \varepsilon \\ -K & \text{si } s(x) < -\varepsilon \\ \frac{Ks(x)}{\varepsilon} & \text{si } |s(x)| \leq \varepsilon \end{cases}$$

### III.8. Application de la commande par mode glissant à la MADA :

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode de glissement avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode de glissement au moteur asynchrone à double alimentation afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

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

Dans cette étude, nous appliquerons une méthode qui utilise une surface glissement non linéaire exprimée en fonction des variables d'état et pour celle-ci nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle établi avant. Cette méthode réglage consiste à déterminer en premier lieu la surface de glissement adéquate, ainsi que la valeur équivalente et non linéaire pour chaque grandeur à réguler.

Donc la loi de commande peut s'exprimer comme :

$$I_{qs\ ref} = I_{qs\ n} + I_{qs\ eq}$$

La composante discontinue  $I_{qs\ n}$  est donnée par :  $I_{qs\ n} = K_w \text{sing}(S(\Omega))$

L'expression de la surface de contrôle de la vitesse a pour forme :

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

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}$$

on a : 
$$C_e = \frac{-3PM}{2.L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{qs}$$

Avec l'équation mécanique :  $J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega - C_r$

Donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = J\dot{\Omega} = \frac{-3PM}{2.L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{qs} - f\Omega - C_r \rightarrow \dot{\Omega} = \frac{1}{J} \cdot \frac{-3PM}{2.L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{qs} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r$$

- Pour obtenir la composante équivalente  $I_{aeq}$  il faut que  $S(\Omega) = 0$ ,  $\dot{S}(\Omega) = 0$ ,  $I_{an} = 0$ .  
(Le régime permanent).

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = 0$$

En remplaçant  $\dot{\Omega}$  par sa valeur dans l'équation de la surface de commutation on trouve :

$$\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \cdot \frac{-3PM}{2.L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{qs} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r = 0$$

Par conséquence

$$I_{qs} = \left( J \cdot \frac{2L_r}{1} \cdot \frac{1}{3PM \cdot \phi} \right) \left[ \dot{\Omega}_{ref} + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \right] = I_{qseq}$$

Pour déterminer la valeur de  $k$ , on prend :

$$k = |I_{eq}|_{max}$$

Dans notre régulateur, nous avons introduit la commande douce à un seul seuil pour diminuer les phénomènes de broutement.

$$I = I_{eq} + I_n ;$$

$$I_n = -K \text{sign}(S_{dq})$$

### **Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement :**

#### **Avantages:**

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- . La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations ;
- . Il suffit de connaître une borne pour  $v$ , ce qui simplifie le réglage ;
- . Le choix de la surface de commutation est assez libre

#### **Inconvénient:**

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénient

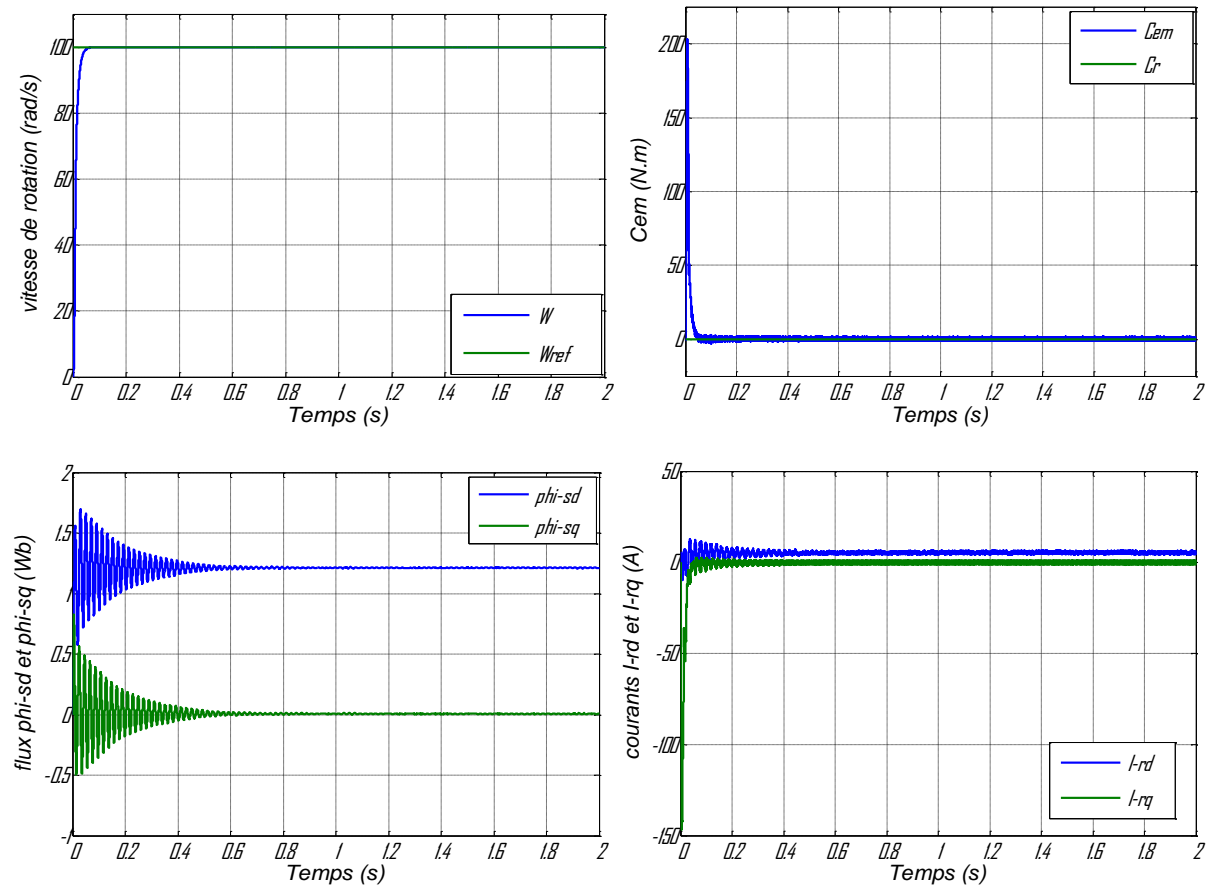
- Un phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- Le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré or que cette dernière (la commande élevée) n'est pas souhaitable.

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

Le schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse, du flux statorique et des courants rotoriques par mode de glissement (MG) sur le MADA est illustré par la figure suivante :



Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par mode de glissement.

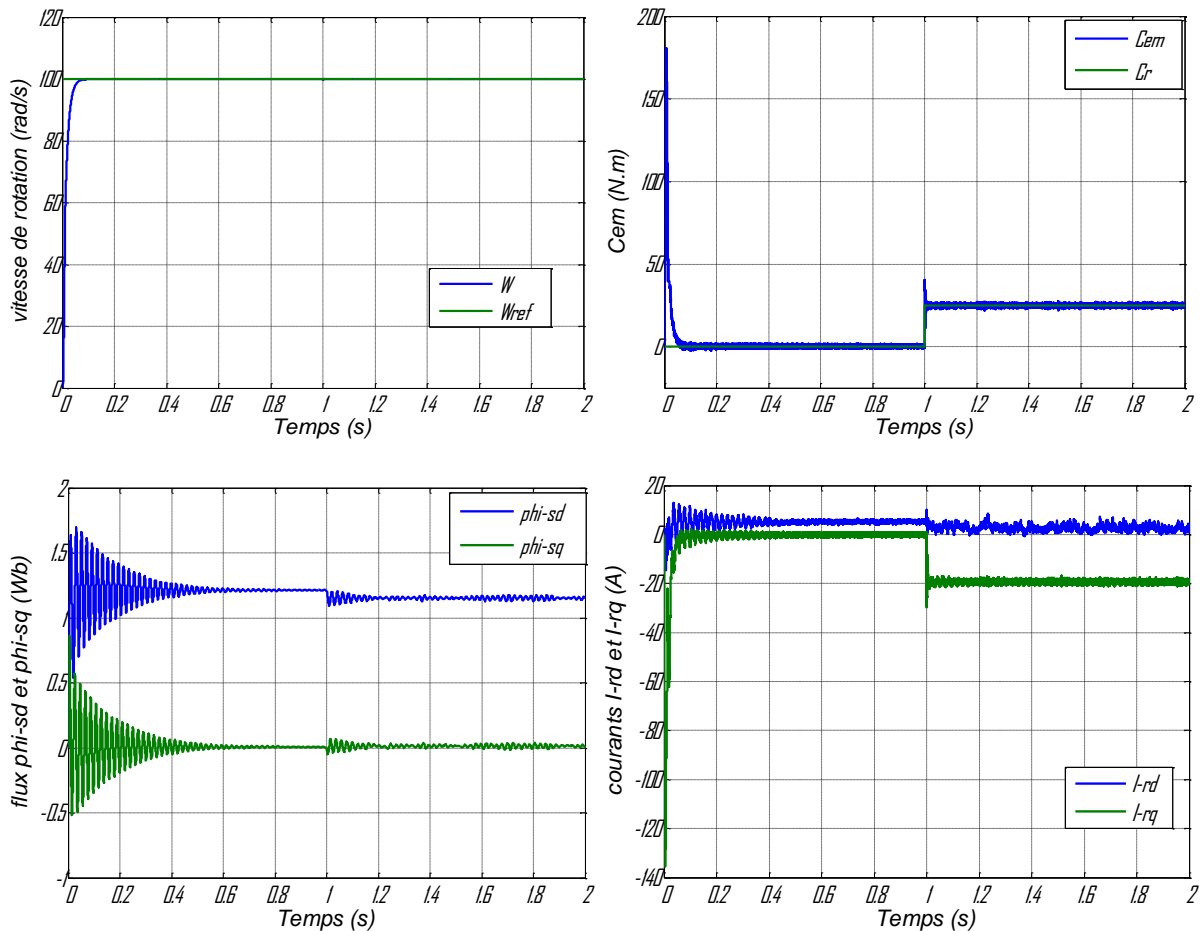


**Figure III.11. Résultats de simulation du démarrage à vide de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par régulateur à mode de glissement.**

D'après les résultats de simulation ci-dessus on remarque l'amélioration de la réponse dynamique de la vitesse. Cette dernière atteint sa référence en un temps de réponse moins de 0.1 s qui est plus rapide de la réponse de régulateur PI classique presque 0.2s . aussi, l'allure du couple marque un pic de 205 N.m, supérieur à celui marqué dans le cas du PI classique qui est de 110 N.m. même chose au composant quadrature de courant rotorique qui marque un pic de -149 A ,D'autre part, on remarque une amélioration des autres réponses .

**Introduction d'un couple de charge**

En appliquant un couple de charge de 25 N.m à l'instant  $t=1s$  , la figure (III.11)présent les Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par mode de glissement chargée par un couple de 25 N.m à  $t=1 s$ .

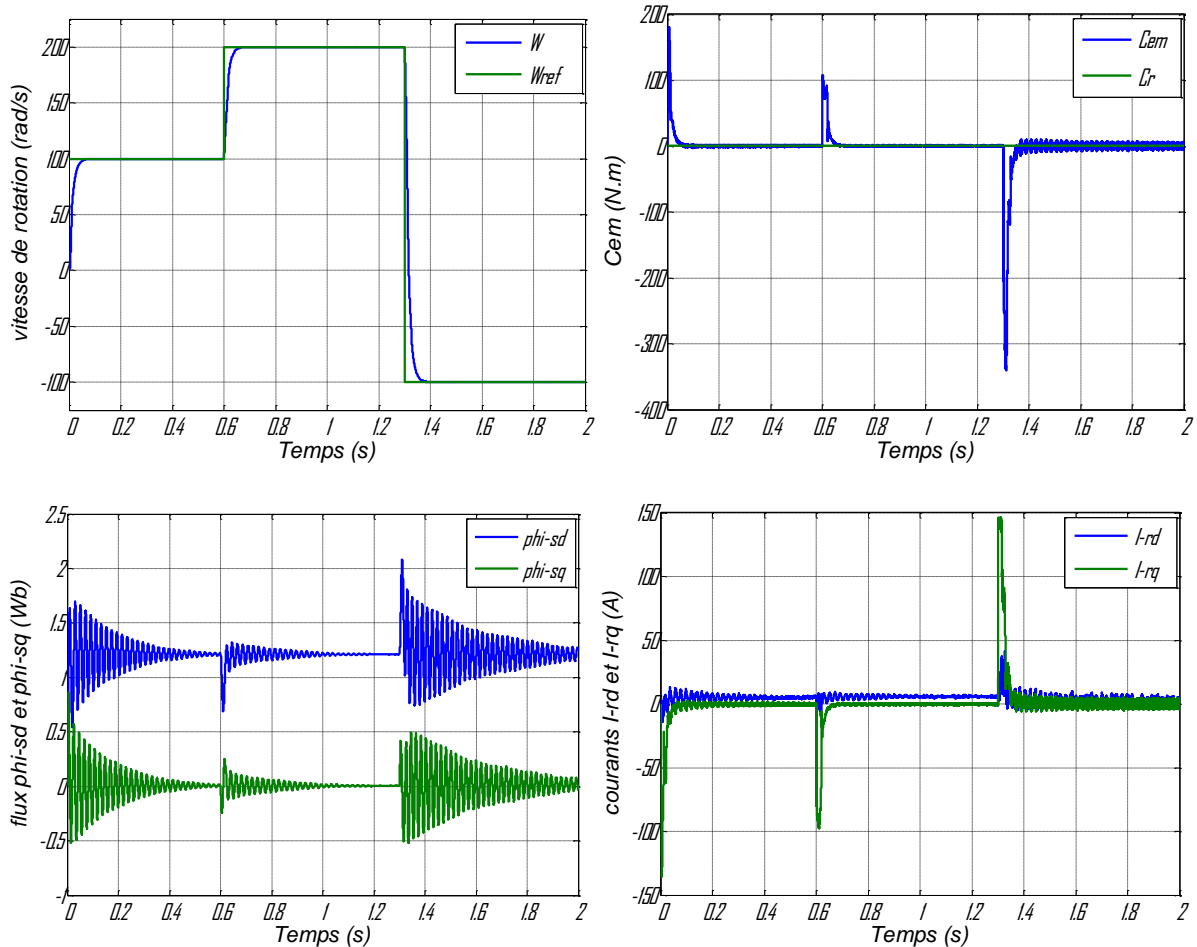


**Figure III.12. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse chargée par un couple de 25 N.m à  $t=1$  s.**

Les résultats de simulation montrent bien que la vitesse reste insensible à l'introduction du couple de charge ce qui montre bien la robustesse du régulateur à mode glissement face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique. D'autre part les autres résultats présents une amélioration par rapport aux résultats du régulateur PI classique.

### **Changement de consigne et inversion du sens de rotation**

Dans ce cas, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=100$  rad/s, suivi d'un changement de consigne de 100 rad/s à 200 rad/s à  $t=0.6$  s, puis une inversion du sens de rotation à  $-100$  rad/s à partir de  $t=1.3$  s.



**Figure III.13. Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d’un réglage de vitesse par un régulateur à mode de glissement pour différentes consignes de vitesse.**

D'après la figure(III.13)qui present les Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d’un réglage de vitesse par un régulateur à mode glissement pour différentes consignes de vitesse , on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l’inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D’autre part, le couple électromagnétique marque des pics de 100 et -350 N.m pendant le changement de consigne et l’inversion du sens de rotation. Aussi, la réponse du composant quadrature de courant rotorique marque des pics de -100 A et 150A, le flux statorique marque des perturbations après le changement de consigne ou l'inversion de vitesse.

**Conclusion :**

Ce chapitre a fait l’objet de l’application de la commande à régime glissant à la MADA dont l’objectif principal étant la régulation de la vitesse. Dans ce contexte nous avons présenté tout d’abord un rappel théorique sur la commande par mode glissant. Ensuite nous avons abordé la

conception de la commande avec ses différentes étapes. Puis on a appliqué cette dernière à la MADA, et dans le but de réduire le phénomène de chattering, nous avons utilisé la fonction SAT à la commande. Enfin, des résultats de simulation ont été présentés.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que la régulation de la vitesse par mode glissant, quoiqu'elles soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses sont robustes vis-à-vis de la variation paramétrique interne et externe. Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse face à l'augmentation de l'inertie et du frottement, et une affectation des flux et du courant lors de la variation évolutives des paramètres électriques.

# ***Conclusion générale***

Le travail effectué dans ce mémoire a pour objectif la commande par mode glissement de la machine asynchrone à double alimentation. Cette méthode doit être efficace et robuste face aux perturbations extérieures et aux variations du système contrôlé, cette dernière est actuellement largement utilisée dans le domaine industriel et qui a supplanté presque toutes les autres méthodes de contrôle.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre aux modélisation et simulation de la MADA plus onduleur, Ce chapitre comprend un état de l'art de la machine étudiée aussi, et généralité sur la MADA. Il s'agit de trouver un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement dynamique de la machine, puis le simuler à travers le Matlab/Simulink.

Le second chapitre est consacré à la commande vectorielle directe par orientation du flux statorique pour la régulation de la vitesse du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) utilisant un régulateur classique (IP). Pour cela, le MADA est alimenté au rotor par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), tandis que, le stator est alimenté directement au réseau. Cette commande rend le système de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu.

L'association de la commande vectorielle à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique. L'amélioration du découplage entre le flux et le couple se fait en utilisant une commande non-linéaire. (mode glissement).

La troisième chapitre nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement, Les résultats obtenus ont montré que cette technique de réglage apporte des améliorations remarquables par rapport aux autres techniques de réglage (travaux déjà publiés). Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, Une régulation de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé broutement (chattering). comme ils accordent une bonne poursuite. Ce qui nous a permis d'affirmer que l'approche à mode glissant offre une excellente robustesse au contrôle vectoriel.

A partir de cette étude et des résultats de simulation obtenus, on peut tirer les conclusions suivantes :

- L'étude des machines électriques en général et la MADA en particulier exige une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner. Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements.
- La technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA peut maîtriser la électromagnétique et améliore la dynamique de la vitesse. L'association de la commande vectorielle à régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique mécanique.
- Le mode glissant, caractérisé par sa robustesse, a été exploité pour construire un régulateur glissant de vitesse de la MADA. L'approche de la commande glissant proposée a été justifiée par les résultats de simulation et les performances obtenus. Une comparaison avec les résultats obtenus par le PI classique a montré l'amélioration des performances dynamiques. Ce qui rend le régulateur glissant un choix acceptable pour les

systèmes d'entraînement nécessitant des réglages rapides, précis et moins sensibles aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques électriques et mécaniques.

Notre travail a besoin d'une continuation plus profonde sur la commande en vitesse variable de la MADA. Donc, il peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à son amélioration. En perspectives de ce mémoire, on propose les idées suivantes :

- D'un autre côté, nous pensons qu'il est très intéressant d'appliquer les nouvelles techniques de commande à la régulation de vitesse de la MADA. Dans ce cadre, nous citons la commande par logique floue et la commande par réseau de neurone.
- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Utiliser des observateurs tels que, le filtre de KALMAN ou l'observateur de type MRAS pour estimer le flux et la vitesse de la MADA avec plus de précision.

# ***Bibliographies***

- [1] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones," Edition 1, Hermes Science Europe, 2000.
- [2] J. P. Caron, et J. P. Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone," Edition Technique, Paris 1995.
- [3] S.Ardjoun «Commande en vitesse par mode glissant d'une machine Asynchrone à double Alimentation ». Magister en électrotechnique, université Sidi-Bel-Abbès, 2010.
- [4] F. Boumaraf, "Commande Intelligente d'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation," Thèse de magister de l'université de Batna 2009.
- [5] S. Drid, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation," Thèse de doctorat de l'université de Batna Novembre 2005.

### Chapitre 1-

- [1] P.E vidal (Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation) L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE . 2004.
- [2] C. BELFEDAL ( Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne ) thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Décembre 2007.
- [3] C. BELFEDAL ( Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne ) thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, Décembre 2007.
- [4] Ben Nadji Hocine, « Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant » . MASTER ACADEMIQUE Université Echahid Hamma Lakhdar-El-Oued.
- [5] I.HAMZAOUI, "Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", mémoire de magistère, ENP, Janvier 2008 .
- [6] Ben Nadji Hocine, « Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant » . MASTER ACADEMIQUE Université Echahid Hamma Lakhdar-El-Oued.
- [7] S. Khojet El Khil (commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) ) thèses de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 2006.
- [8] P-E. VIDAL, "Commande non-linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation " Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.
- [9] S.DRID, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation", thèse de Doctorat, Université de Batna, Novembre 2005.
- [10] IOANNIDES M. G. Doubly Fed Induction Machine State Variables Model and Dynamic Response IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No. 1, pp 55-61, March 1991.
- [11] A.chaiba (commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle). thèse de doctorat, université de Batna .2010.

- [12] F.zidani (Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique floue). thèse de doctorat, Batna, 2002.
- [13] O.bouaddou,S.lahouazi .(commande vectorielle en puissance d'une génératrice asynchrone à double alimentation.U.mouloud mammeri tizi ouzou.2012/2013.
- [14] A.dahdouh . (Commande de la machine Asynchrone par l'IFT (Interactive Feedback Tuning)),U.oum elbouaghi.2009.2010.
- [15] F.POITIERS. ( Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de L'énergie éolienne -Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à Double alimentation reliée au réseau . *Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes*. France 2006.
- [16] S.DRID, (Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation). thèse de doctorat en sciences de l'université de Batna, 2005 .
- [17] G.SALLOUM,( Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation). Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Mars 2007.
- [18] A.BOULAHIA, (Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique ).Magister université de Constantine, 2009.
- [19] R.AZAIZA, (Etude et Commande d'une Machine Asynchrone a Double Alimentation Alimentée par un convertisseur Multiniveaux) . Université M'hamed Bougara Boumerdes ,2008 .
- [20] F.SOPHIE, (Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau). thèse de doctorat, université de lille, 2013.

### Chapitre 2

- [21] G. SALLOUM, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation ", thèse de doctorat, institut national polytechnique deToulouse, Mars 2007
- [22] G. A. Capolino, H. Hénao et V. T. Nguyen Phuoc, "Méthode de Conception 'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction", SEE, Journée d'Etudes, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- Y. Djeriri, « Commande vectorielle d'une MADA intégrée à un système éolien , Mémoire de Magister en Électrotechnique », Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbès , Algérie, 2009.
- [23] : Y. ELBIA, ,,,,"Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Alimentation et à Flux Orienté,"" Mémoire de magister de l'université de Batna, 2009.
- [24] K.Mesbah «Etude du générateur asynchrone et coordination des puissances dans une ferme éolienne connectée au réseau »Doctorat. Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2016.
- [25] R. Azaizia, «étude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux », Mémoire De magister en génie électrique, Université de Boumerdes, Algérie, 2008.
- [26] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles, Commande", Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.

- [27] H. Tamrabet, “Robustesse d’un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d’une Machine Asynchrone,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2006.
- [28] M. Hamata omar et m. Louchen nourdine « Contribution a la commande vectorielle de lamachine asynchrone
- [29] S. El Aimani « Modélisation de différentes technologies d’éoliennes intégrées dans un réseade moyenne tension » Doctorat délivre conjointement par l’école centrale de LILLE et l’université des sciences et technologies de LILLE, 2004.
- Chapter 3 –**
- [30] Laboratoire d’Etudes et de Modélisation en Electrotechnique, Faculté des Sciences de l’ingénieur, Université de Jijel, B.P. 98, Ouled Aissa, 18000, Jijel, Algérie
- [31] G. Filippov, “Differential equations with discontinuous right-hard side”, Amer. Math. Soc trans.62: 199-231, 1960.
- [32] U. Iktis, Control systems of variable structure, J. Wiley, Now York 1976
- [33] V. I. Utkin, “Sliding modes in control and optimization”, Springer. Berlin 1992.
- [34] L. Oukaci, N. Zaidi, “Commande d’un générateur Photovoltaïque basé sur la technique du mode glissant modifiée”, Mémoire de Master de l’Université A. Mira de Bejaïa, Algérie, juin 2012
- [35] taib samir , "commande par mode glissants via une linearisation d'un générateur de vapeur". université mouloud mammeri. Tizi-ouzou.2012/2013
- [36] ] P-E. VIDAL, "Commande non-linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation " Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.
- [37] H.AMIMEUR, «Contribution à la Commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement», Thèse de doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2008.
- [38] M. F. Benkhoris, A. Gayed, Discrete sliding control technique of DC motor drive, IEE Conference Publication N°.249 Power Electronics and Variable Speed Drives, September 1996
- [39] L. Berkani, L. Abbache, “Commande par Mode de Glissement d’un Moteur Asynchrone Double Etoile”, Mémoire de Master de l’Université A. Mira de Bejaïa, Algérie, juin 2013.
- [40] M. Kercha, “Commande par mode de glissement d’un moteur pas à pas à aimant permanent”, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, 2005.
- [41] C. P. Coleman, D. Grodble, A comparison of robustness fuzzy logic, PID, sliding mode control, IEEE, pp.1654-1659, 1994
- a. L. Nemmour; “Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de magister de l’université de Batna 2002.
- [42] H. Bühler, “Réglage par mode de glissement,” Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986
- [43] M. Chebre, M. Zerikat, Y. Bendaha, “Adaptation des Paramètres d’un Contrôleur PI par un FLC Appliqué à un Moteur Asynchrone,” 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP’2007, 03-04 Novembre 2007.
- a. L. Nemmour; “Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de magister de l’université de Batna 2002.
- [44] L. Nemmour; “Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de magister de l’université de Batna 2002.

- [45] H.AMIMEUR, «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement», Thèse de doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2008.
- [46] Y.ELBIA ."Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté".UNIVERSITE EL-HADJ LAKHDAR-BATNA
- [47] 2009
- [48] Y. Bekakra, D. Ben attous, "Speed and Flux Control for DFOC of Doubly Fed Induction Machine using Sliding Mode Controller," Acta Electrotechnica et Informatica, Technical University of Košice, Letná 9, 042 00, Košice, Slovak Republic.
- [49] C. D. Wit, Commande des moteurs asynchrones. 2 – Optimisation, discrétisation et observateurs, Hermès Science Publication, Paris 2000.
- [50] HECK, "Sliding mode control for singularly perturbed systems", International Journal of Control, vol. 53, pp. 985-1001, 1991
- [51] Y.ELBIA ."Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté".UNIVERSITE EL-HADJ LAKHDAR-BATNA. 2009