

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTETECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude
de MASTER ACADEMIQUE**
Spécialité : **Réseaux Electrique**
Filière : **Génie Electrique**

Présenté par
Arezki ARAB SAID
Zahra AIT AIDER

Mémoire dirigé par Koussaila MESBAH

Thème

**Commande en vitesse d'une Machine
Asynchrone à double alimentation
(MADA) en vue de la production de
l'énergie électrique connectée au réseau**

Mémoire soutenu publiquement le 04 Juillet 2017 devant le jury composé de :

M Tahar OTMANE-CERIF
MCA, UMMTO, Président

M Koussaila MESBAH
MAB, UMMTO, Rapporteur

M Hamid SEDDIKI
MCA, UMMTO, Examineur

M Adel RAHOU
Docteur, UMMTO, Examineur

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents, mon père «Salah» qui ne cesse de m'encourager, ma mère «Tassadite» symbole de sacrifice, sans eux je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

A mes chères sœurs et frères.

A toute la famille A tous mes amis. A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.

A la mémoire de Mes grands-parents «Mibarek, Ouiza».

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*A mon grand-père «Mohand». A mes chers parents,
mon père «Saïd» qui ne cesse de m'encourager, ma mère
«Nacéra» symbole de sacrifice, sans eux je ne serais pas ce
que je suis aujourd'hui.*

A mes chères sœurs et frères.

*A toute la famille A tous mes amis. A tous ceux qui
m'ont aidé de près ou de loin.*

A la mémoire de Mes deux grands-mères.

Zahra

Remerciements

Nous exprimons nos sincères remerciements à notre encadreur: Monsieur Kossaila MASBAH maitre-assistant classe B de l'université MOULOUD MAMERJ de Tizi-Ouzou, pour sa rigueur scientifique et ses qualités humaines, ses conseils et ses critiques ont grandement contribué à la réalisation de ce travail.

Nos remerciements s'adressent également aux membres de jury pour avoir accepté de lire, de critiquer et d'enrichir ce travail :

- *Monsieur OTMANE-CHERIF Tahar, maitre de conférence classe A à l'UMMTO, pour nous avoir fait l'honneur d'accepter la présidence de notre jury.*
 - *Monsieur SEDDIKI Hamid, maitre de conférence classe A à l'UMMTO, pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de participer à ce jury.*
 - *Monsieur RAHOUI Adel, docteur à l'UMMTO, pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de participer à ce jury.*
-

Table des matières

Table des matières	1
Abréviations et Notations	3
Introduction générale	5
Chapitre I : Etat de l'art sur la MADA	7
I.1_Introduction	8
I.1.1_Appellations et constitution de la MADA	8
I.1.2_Domaines d'application de la MADA	9
I.2_Classification de la MADA	9
I.2.1.Machine à double alimentation simple	9
I.2.2. Machine à double alimentation en cascade	9
I.2.3. Machine à double alimentation cascade à un repère	9
I.2.4. Machine à double alimentation sans collecteur	9
I.2.5. Machine à double alimentation sans balai	10
I.3_Mode de fonctionnement de la MADA	10
I.3.1_Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	10
I.3.2_Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	10
I.3.3_Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	11
I.3.4_Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone	11
I.4_Déférentes topologies de la MADA	12
I.4.1_Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée	12
I.4.2_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Kramer	12
I.4.3_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	13
I.4.4_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	13
I.5_Avantages et inconvénients de la MADA	14
I.5.1_Avantages de la MADA	14
I.5.2_Inconvénients de la MADA	14
I.6_Conclusion	14
Chapitre II : Modélisation de la MADA	15
II.1_Introduction	16
II.2_Hypothèses de travail	16
II.3_Modèle de MADA dans le repère triphasé	16
II.3.1_Equations électriques	16
II.3.2_Equations magnétiques	17
II.3.3_Equations mécaniques	17

II.4_Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (dq)	18
II.5_Relation entre les flux et les courants	19
II.6_Choix du référentiel	19
II.7_Bilan des puissances dans la MADA	20
II.7.1_Bilan des puissances en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques	20
II.7.2_Bilan des puissances sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques	20
II.8_Simulation et interprétation des résultats	21
II.9_Fonction de la MADA a le régime permanent	23
II.9.1_Interprétation des résultats	23
II.10_Conclusion	25
Chapitre III: Commande vectorielle de la MADA	26
III.1_Introduction	27
III.2_Principe de la commande vectorielle	27
III.3_Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique	27
III.3.1_Choix référentiel pour le modèle biphasé	28
III.4_Calcul des paramètres de régulateur PI	30
III.5_Simulation numérique de la MADA	33
III.5.1_Fonctionnement en mode générateur hyper- synchrone	33
III.5.2_Fonctionnement en générateur hypo-synchrone	35
III.6_Régulation de la vitesse	36
III.6.1_Calcul de régulateur de vitesse	36
III.6.2_Calcul des paramètres de régulateur PI	37
III.6.3_Les résultats de simulations	38
III.7_Conclusion	38
Chapitre IV : Association en convertisseur à MLI - MADA	39
IV.1_Introduction	40
IV.2_Modélisation et commande de l'onduleur à MLI	40
IV.2.1_Description de l'onduleur	40
IV.2.2_Modélisation de l'onduleur	40
IV.3_La commande à MLI	42
IV.4_Simulation du système avec onduleur	43
IV.5_Association de la PLL avec la MADA	45
IV.5.1_Structure de la PLL	45
IV.5.2_Modélisation de la PLL	45
IV.5.3_Test de la PLL	46
IV.5.3.1_Test de la PLL sur un réseau sans défaut	46
IV.5.3.2_Simulation numérique de la PLL	47
IV.6_Simulation du la MADA_onduleur_PLL	48
IV.7_Conclusion	49
Conclusion générale	50
Bibliographique	51

Abréviations et Notations

Abréviations

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
DFIG	Doubly Fed Induction Generator.
DFIM	Doubly Fed Induction Motor.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
GTO	Gate Turn Off.
FTBO	Fonction de Transfert en boucle Ouverte.
FTBF	Fonction de Transfert en boucle Fermée.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PI	Proportionnel intégrale.
PLL	Phase Locked Loop.

Notations

P	Nombre de paires de pôles
d	Indice de la composante directe
q	Indice de la composante en quadrature
P(θ)	Transformation de Park
P(θ)⁻¹	Transformation inverse de Park
(dq)	Repère biphasé tournant
(abc)	Repère triphasé fixe
m	Indice de modulation
r	coefficient de réglage
P_s, P_r, P_{mec}	Puissances statorique, rotoriques et mécanique (W).
Q_s, Q_r	Puissances réactives statorique et rotoriques (Var).
f	fréquence du réseau (Hz).
V_s, V_r	Tensions statoriques et rotoriques (V).
I_s, I_r	Courant statorique, rotoriques (A).
R_s, R_r	Résistances statorique et rotoriques (Ω).
L_s, L_r	les inductances principales de fuite satatoriques et rotoriques (H).
M_s, M_r	les inductances mutuelles statoriques et rotoriques (H).
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m).
C_r	Couple résistant (N.m).
J	Moment d'inertie (Kg.m ²).

Ω_r	Vitesse de rotation (tr/min).
Φ_s	Flux statorique (Wb).
Φ_r	Flux rotoriques (Wb).
ω_s	Pulsation des courants statoriques (rad/s).
ω_r	Pulsation des courants appliqués au rotor (rad/s).
σ	Coefficient de dispersion.
J_T	L'inertie totale des parties tournantes de la machine (Kg.m ²).
f_T	La somme des frottements visqueux (N.m/rad).
T_p	Période de la porteuse (s).
F_p	fréquence de la porteuse (Hz).
E_m	Amplitude de la tension (V).
V_{ref}	Tension de référence (V).
V_m	Valeur crête de l'onde de modulation (V).
U_{dc}	Tension de bus continu (V).
θ_s	Angle électrique statorique (rad).
θ_r	Angle électrique rotorique (rad).

Introduction Générale

Depuis l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été affrontés pour la commande des machines électriques à des vitesses variables. Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité et un coût réduit.

Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais-collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [1].

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages : coût de fabrication réduit, construction relativement simple, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. Par contre l'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [1].

Grace à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, les problèmes de la commande des machines alternatives ont été résolus. L'électronique de puissance permet de générer des grandeurs électriques de fréquence, de tension et de courant variable, tout en assurant un rendement élevé. Les convertisseurs sont associés à une électronique numérique de commande permettant l'implantation de puissants algorithmes de contrôle en temps réel.

Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un cas particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). La MADA est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions statorique et rotorique.

L'intérêt de cette machine est dû aux degrés de liberté qu'elle offre une alimentation par un convertisseur soit coté stator au bien rotor, et un élargissement de la plage de vitesse (hypo synchrone, hyper-synchrone, synchrone). Pour un fonctionnement à des vitesses variables, on doit insérer à la machine un convertisseur à MLI (Modulation à Largeur d'impulsions) entre la machine et le réseau, quelle que soit la vitesse de rotation de la machine [1].

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) [1].

Problématique

Pour subvenir aux besoins en énergie de la société actuelle, il est nécessaire de trouver des solutions adaptées et diversifiées. Dans l'immédiat, nous disposons de ressources en énergies renouvelables inépuisables, que nous sommes en mesure d'exploiter de plus en plus facilement et proprement. Néanmoins, longtemps négligées, les techniques d'extraction de la puissance de ces ressources demandent des recherches et développements plus approfondis visant à fiabiliser, baisser les coûts et d'augmenter l'efficacité énergétique.

La technologie des aérogénérateurs s'est diversifiée en même temps qu'elle progressait. Il y a encore quelques années, toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Pour la plupart d'elles sont basées sur un générateur asynchrone à cage d'écureuil [14]. Les progrès technologiques réalisés sur les convertisseurs puissance ont rendu l'utilisation d'autres aérogénérateurs possible. L'introduction du convertisseur de puissance entre le générateur et le réseau entraîne un meilleur rendement énergétique du système. Avec l'utilisation de la MADA, la plus grande partie de la puissance passe par le stator et

moins de 30% de la puissance par le convertisseur coté rotor. Le convertisseur sera donc petit et moins coûteux [14].

Le contenu de ce mémoire est structuré en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter un état de l'art sur les machines asynchrone à double alimentation, ou nous allons citer ses domaines d'application et reconstitution. Ensuite, les différents modes de fonctionnement et les différentes topologies de cette machine. Enfin, nous serons présentés ses avantages et ses inconvénients.

Le deuxième chapitre, il est consacré au modèle de la machine asynchrone à double alimentation. Dans le cas présent, il faut que la modélisation prenne en compte le régime dynamique de la machine. La modélisation de Park est la plus adaptée, elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente. A la fin de ce chapitre, en présente les résultats de simulation de la MADA.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude d'une structure du contrôle vectoriel par orientation du flux statorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. Les performances de cette commande vectorielle seront démontrées par des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre concerne l'étude du système complet (MADA, convertisseur, PLL). Premièrement nous présentons le modèle topologique de l'onduleur à MLI. Pour mettre en évidence l'influence du convertisseur, nous allons l'intégrer dans le système en utilisant deux fréquences de modulations différentes suivis d'une étude comparative des performances de la commande.

Dans le but d'étudier l'influence du réseau sur la machine. Nous avons proposé un PLL classique basée sur un régulateur PI. Cette PLL nous l'avons soumis à deux tests de robustesse en injectant un saut de phase et un saut d'amplitude. Une fois que ces tests sont réalisés, nous avons simulé le système globale (MADA-convertisseur –PLL) avec injection d'un saut de phase ensuite un saut d'amplitude.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus et des perspectives envisageable.

Chapitre I :

Etat de l'art sur la MADA

Sommaire

Chapitre I : Etat de l'art sur la MADA	7
I.1_Introduction	8
I.1.1_Appellations et constitution de la MADA	8
I.1.2_Domaines d'application de la MADA	9
I.2_Classification de la MADA	9
I.2.1.Machine à double alimentation simple	9
I.2.2. Machine à double alimentation en cascade	9
I.2.3. Machine à double alimentation cascade à un repère	9
I.2.4. Machine à double alimentation sans collecteur	9
I.2.5. Machine à double alimentation sans balai	10
I.3_Mode de fonctionnement de la MADA	10
I.3.1_Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	10
I.3.2_Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	10
I.3.3_Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	11
I.3.4_Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone	11
I.4_Déférentes topologies de la MADA	12
I.4.1_Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée	12
I.4.2_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Kramer	12
I.4.3_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	13
I.4.4_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	13
I.5_Avantages et inconvénients de la MADA	14
I.5.1_Avantages de la MADA	14
I.5.2_Inconvénients de la MADA	14
I.6_Conclusion	14

I.1_Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée.

Ce chapitre dresse un état de l'art sur la MADA. Il permet ainsi de mettre en évidence l'évolution qu'a connue cette machine depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que : les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance [1].

I.1.1_Appellations et constitution de la MADA

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Le schéma de la figure 1.1 représente le symbole d'une MADA [2].

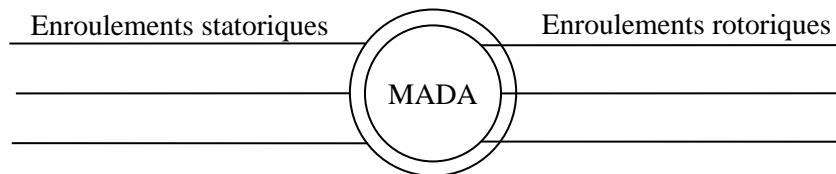


Figure I.1 : Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

Elle fait partie de la famille des machines à courant alternatif à double alimentation. La MADA est considérée comme étant une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des sources électriques, cette machine se compose généralement d'un stator réalisé d'un empilage de tôles ferromagnétiques présentant des encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé présentant un nombre de pôles. Le stator de cette machine est identique à celui d'une machine asynchrone à cage. Par contre, le rotor de cette machine est de type bobiné, il est lui aussi composé d'un empilage de tôles et il présente un bobinage triphasé de nombre de paires de pôles, les contacts électriques glissants sont nécessaires pour alimenter les enroulements rotoriques. On utilise alors des bagues (en bronze ou en cuivre) solidaires à l'axe du rotor par une entretoise isolante. Elles sont connectées aux extrémités du bobinage rotorique. Le contact glissant est réalisé grâce à trois balais en carbone qui viennent frotter sur les balais. A cause de ce système de contact glissant, la MADA présente l'inconvénient de nécessiter une maintenance plus régulière que pour une machine asynchrone à cage. En effet, les balais doivent frotter sur les bagues pour réaliser le contact électrique entre ces deux pièces mais le frottement entre deux pièces provoque de l'échauffement mais surtout de l'usure. Généralement les balais sont constitués d'une matière (graphite) moins dur que les bagues, ce sont eux qu'il faut remplacer quand leur usure devient importante. C'est donc un inconvénient important pour ce type de MADA, mais l'utilisation des machines asynchrones à double alimentation sans balais permet d'avoir une maintenance moins fréquente. Cette machine est aussi qualifiée de machine généralisée. En effet, en fonction de son alimentation électrique, son fonctionnement peut s'apparenter à un fonctionnement d'autres machines usuelles.

- **Machine asynchrone à cage**

Si les enroulements rotoriques de la MADA sont court circuits, son fonctionnement s'apparente alors à celui d'une machine asynchrone à cage.

- **Machine synchrone**

Si le rotor de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement est du même type que celui d'une machine synchrone à inducteur bobiné (à pôles lisses).

- **Machine à courant continu**

C'est le cas dual du cas précédant. Si on considère que le stator de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement peut s'apparenter au fonctionnement d'une machine à courant continu dont le collecteur mécanique serait remplacé par un collecteur électrique (onduleur). On remarque alors qu'en fonction de son alimentation et de sa configuration électrique, le fonctionnement

d'une machine asynchrone à rotor bobiné peut s'apparenter au fonctionnement de bien d'autres machines, c'est pour cela que l'on qualifie cette machine de machine généralisé.

I.1.2_Domains d'application de la MADA

La description suivante a pour but de dresser une classification non exhaustive des domaines où la MADA est utilisée [2], [3].

- **Génération d'énergie**

Les énergies fossiles finiront par se tarir à plus ou moins longue échéance et impacts sur l'environnement commencent à être pris en considération. C'est pour cela que des systèmes consistant à transformer une énergie renouvelable en énergie électrique sont en plein développement. La MADA est alors utilisée dans la conversion d'énergie éolienne en énergie électrique et son utilisation pour transformer de l'énergie hydraulique en énergie électrique de façon réversible commence à être envisagée.

- **Application embarquée**

Pour l'alimentation du réseau de bord dans des applications embarquées, comme par exemple les avions, l'utilisation de la MADA permet un gain de masse et d'encombrement, on qualifie alors cette application de génératrice à fréquence fixe et à vitesse variable. De plus, la MADA permet dans ce type d'application de composer les harmoniques de courant absorbé par les charges connectées sur ce réseau [2], [3], [4].

- **Entraînement à vitesse variable**

La MADA est aussi utilisée pour des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance comme par exemple la métallurgie (laminoirs) ou le pompage.

I.2_Classification de la MADA

Dans la littérature du domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante [1].

I.2.1.Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple, est une machine asynchrone à rotor bobiné couplée par un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine) le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur composé d'un redresseur et d'un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cycloconvertisseur (conversion directe).

I.2.2. Machine à double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascade Doubly Fed Induction Machine). Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées.

I.2.3. Machine à double alimentation cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère consiste de deux machines asynchrones à cage connectées mécaniquement, (Single Frame Cascade Doubly Fed Induction Machine). Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif.

I.2.4. Machine à double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements logés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC. Ce type de machine consacre de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles.

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui consiste à un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire.

I.2.5. Machine à double alimentation sans balai

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19^{ème} siècle. Deux machines à rotor bobiné ont été cales sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications des grandes puissances.

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADAS), représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive par beaucoup de chercheurs [1].

I.3_Mode de fonctionnement de la MADA

La MADA est par parfaitement commandable si toute fois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme en générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [3] [9].

I.3.1_Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

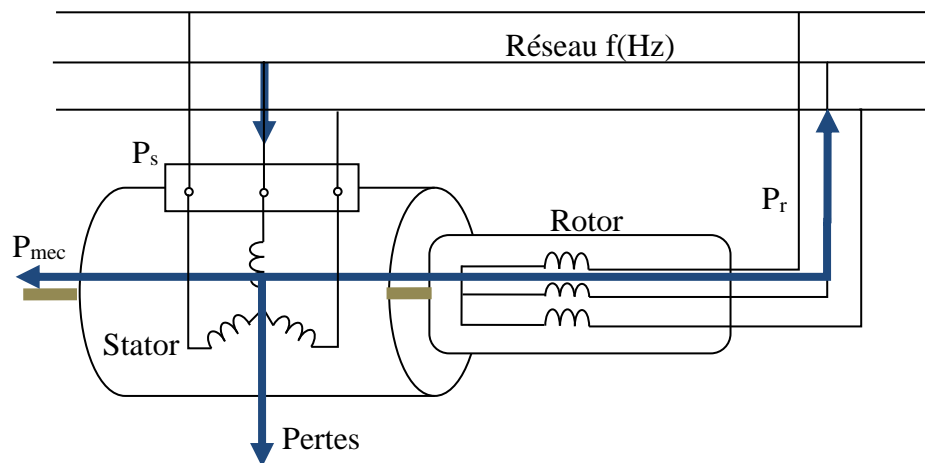


Figure I.2 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La figure I.2 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joule dans le rotor.

I.3.2_Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La figure I.3 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

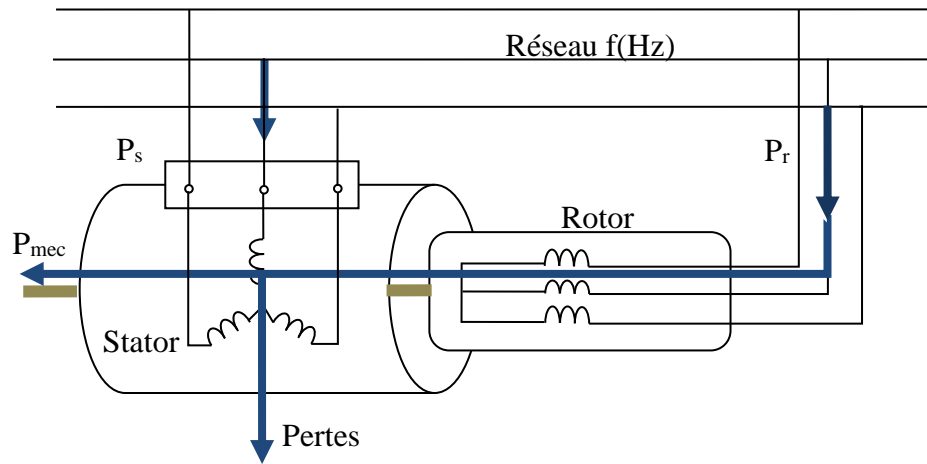


Figure I.3 : Fonctionnement moteur en mode hyper- synchrone.

I.3.3_Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure I.4 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement.

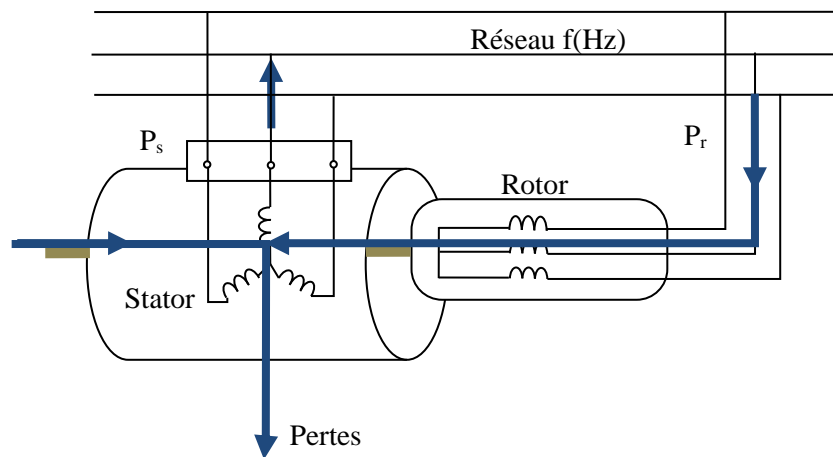


Figure I.4 : Génératrice hypo- synchrone

I.3.4_Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

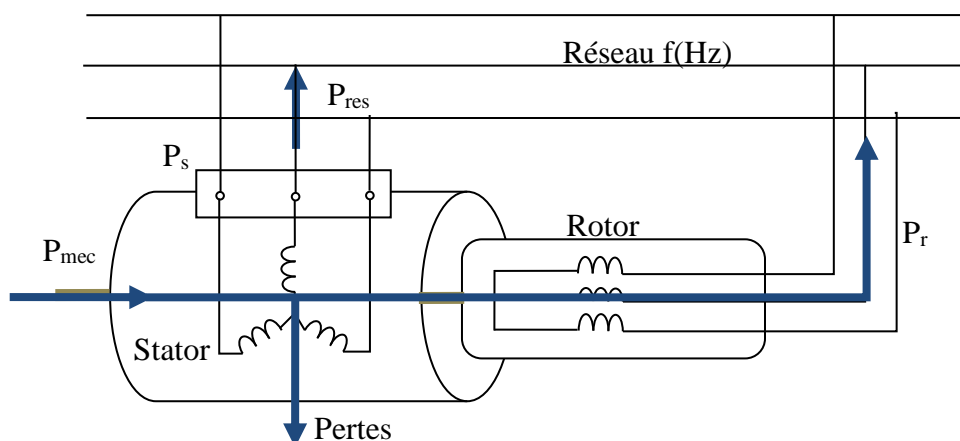


Figure I.5 : Génératrice hyper- synchrone

La figure I.5 montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

I.4_Différentes topologies de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasés classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le 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 [5], [6].

I.4.1_Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la figure I.6, le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation du moteur.

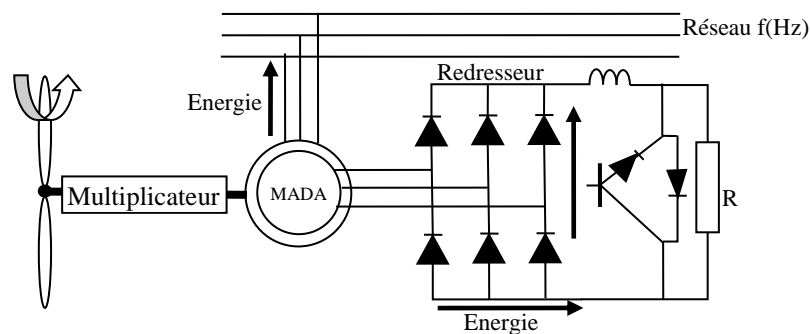


Figure I.6 : MADA avec contrôle du glissement par dissipation de l'énergie rotorique

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transmise dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance.

I.4.2_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (structure de Kramer) voir figure I.7.

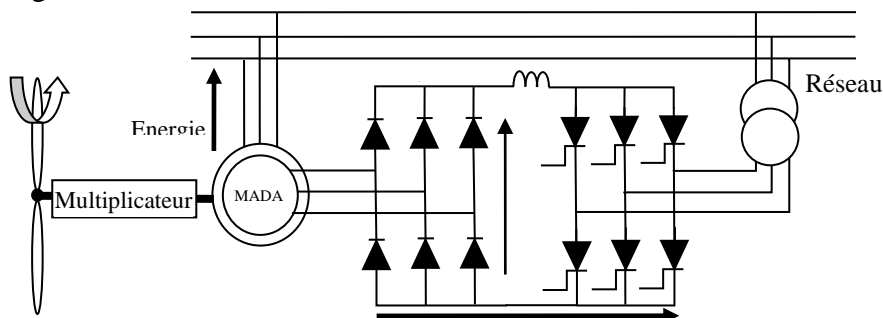


Figure I.7 : MADA structure de Kramer

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux et il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle du synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée, au profit de la structure de Schrbius avec convertisseur à IGBT.

I.4.3_Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur figure I.8, l'ensemble est alors appelé structure de Scherbius.

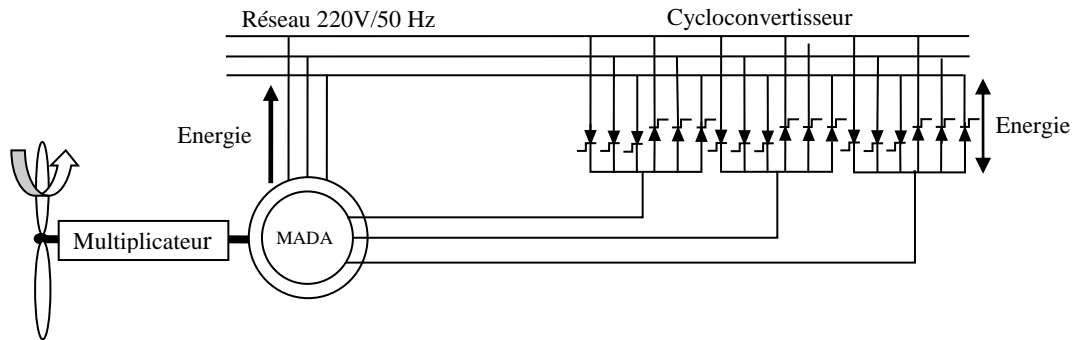


Figure I.8 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur

La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la Figure I.8. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hypo synchrone) ou négative (fonctionnement hyper synchrone).

I.4.4_Machine asynchrone à double alimentation - structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Cette configuration Figure I.9 a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius avec cycloconvertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'impulsions (MLI) dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmonique non nuls vers les fréquence élevées).

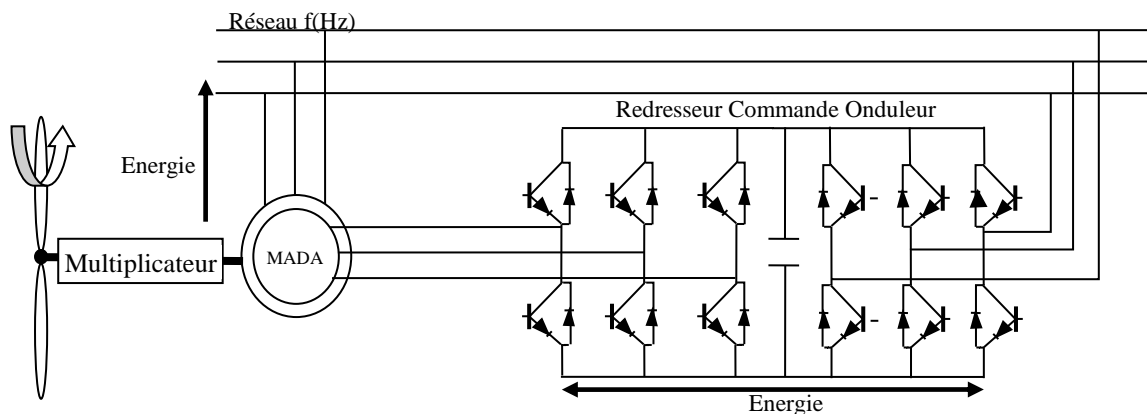


Figure I.9 : structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Toutefois, malgré la présence de contacts glissants qui doivent être entretenus et remplacés périodiquement, la conception de cette machine est plus conventionnelle et plus simple que les autres types de MADA. Plusieurs études récentes, confirmées par des relations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance coté réseau. Si le glissement reste inférieur à 30% autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représente moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire. La présence d'un convertisseur MLI peut toutefois entraîner

des dv/dt importants dans les enroulements rotoriques et faire circuler des courants de fréquences élevés dans ces mêmes enroulements.

I.5_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 [3].

I.5.1_Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- 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.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor: en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt.
- 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.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

I.5.2_Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage. Généralement, elle est plus longue à causes des balais.
- 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).
- 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.

I.6_Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine asynchrone à double alimentation sous toutes ses configurations et les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur) et la fréquence constante (fonctionnement générateur).

Au cours de notre recherche bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la MADA. Nous avons orienté notre étude sur l'utilisation d'une MADA en fonctionnement génératrice et moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant un onduleur au rotor, le stator est connecté directement au réseau, car cette structure permet de contrôler la puissance active et réactive statorique et moins de 30% de la puissance passe par le convertisseur coté rotor [3].

Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires. La simplicité de sa commande et sa souplesse de reconfiguration lui a associée le surnom d'une « Machine Généralisée ». Le prochain chapitre est consacré à la modélisation de la MADA.

Chapitre II :

Modélisation de la MADA

Sommaire

Chapitre II : Modélisation de la MADA	15
II.1_Introduction	16
II.2_Hypothèses de travail	16
II.3_Modèle de MADA dans le repère triphasé	16
II.3.1_Equations électriques	16
II.3.2_Equations magnétiques	17
II.3.3_Equations mécaniques	17
II.4_Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (dq)	18
II.5_Relation entre les flux et les courants	19
II.6_Choix du référentiel	19
II.7_Bilan des puissances dans la MADA	20
II.7.1_Bilan des puissances en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques	20
II.7.2_Bilan des puissances sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques	20
II.8_Simulation et interprétation des résultats	21
II.9_Fonction de la MADA a le régime permanent	23
II.9.1_Interprétation des résultats	23
II.10_Conclusion	25

II.1_Introduction

La MADA est très populaire puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à toutes les autres machines utilisées dans les éoliennes à vitesse variable. Son utilisation dans la chaîne de conversion électromécanique en tant que aérogénérateur a connu une croissance spectaculaire au cours des dernières années. En effet, le convertisseur d'énergie utilisé afin de redresser-onduler les courants alternatifs du rotor à une puissance nominale fractionnaire de celle du générateur, ce qui réduit son cout par rapport aux topologies concourantes [7].

Dans ce chapitre, l'objectif est la modélisation de la MADA dans laquelle le rotor est connecté au réseau par l'intermédiaire d'une interface connectée au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance dimensionnée à environ 30% de la puissance. Le stator est connecté directement au réseau (éoliennes à vitesse variable). Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (dq), soit fixe ($\alpha\beta$). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la MADA à l'aide des transformations mathématiques adaptées.

Ensuit nous allons tester la machine avant de la mettre en mode de fonctionnement par un test de validation. Les résultats de simulations qui seront présentés par le logiciel Matlab/Simulink, nous allons les comparées avec la plaque signalétique de la machine.

II.2_Hypothèses de travail

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec les répartitions de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe pour se prêter à une analyse pris en compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes afin de pouvoir élaborer un modèle simple [4], [10], [11].

- La machine est symétrique et avec un entrefer constant.
- Le circuit magnétique n'est saturé et parfaitement feuilleté ; il en résulte que les pertes fer et par hystérésis sont négligeables et que seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- La f.é.m. crée dans une phase au stator et au rotor, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.
- L'influence de l'effet de la température n'est pas prise en compte, il en résulte que tous les coefficients d'inductances mutuelles sont en fonction de la position des axes magnétiques.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque du stator et du rotor.

II.3_Modèle de MADA dans le repère triphasé

II.3.1_Equations électriques

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, le modèle de la MADA comporte trois équations statiques et rotoriques :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (II.1)$$

$$\text{Avec : } V_r \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t \quad (II.2)$$

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^t \quad (II.3)$$

$$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t \quad (II.4)$$

$$[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t \quad (II.5)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Sachant que : R_s, R_r sont respectivement les résistances satatoriques et rotoriques.

II.3.2 Equations magnétiques

Les équations de flux satatoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [M_{sr}] * [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] * [I_r] + [M_{rs}] * [I_s] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

D'ou :

l_s, l_r : sont respectivement les inductances principales de fuite satatoriques et rotoriques.

M_s, M_r : sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles (ou matrice de couplage rotor-stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$

Si on veut trouver les équations de tension en fonction de courant on remplace la relation (II.8) dans la relation (II.1), on trouve alors :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] * [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] * [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] * [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] * [I_s]) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.3.3 Equations mécaniques

Le couple électromagnétique peut être obtenue à partir de l'expression de la Co-énergie ou à l'aide d'un bilan de puissance

$$C_{em} = P [I_s]^t * \frac{d}{dt} ([M_{sr}] * [I_r]) \quad (\text{II.13})$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \quad (\text{II.14})$$

II.4 Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (dq)

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$), puis vers le repère (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc) ; par contre le repère (dq) est mobile ; il forme avec le repère ($\alpha\beta$) un angle appelé angle de la transformation du Park ou angle Park [4].

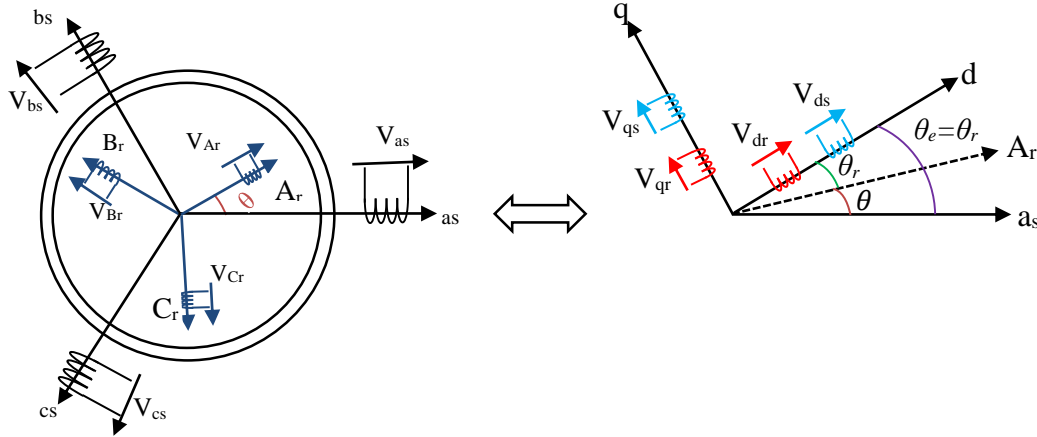


Figure II.1: Passage de triphasé au biphasé.

Ainsi que, la transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques biphasés orthogonaux, à d'obtenir un modèle plus simple que le modèle physique du système précédent.

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

D'où :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

La matrice de transformation de Park permet le passage des composantes biphasées ; avec X_{abc} peut être : Un vecteur tension ; un vecteur courant ; un vecteur flux ; ainsi les grandeurs statoriques comme suit :

Tension :

$$\begin{cases} [V_{sdq}] = [P(\theta_s)] * [V_{sabc}] \\ [V_{rdq}] = [P(\theta_r)] * [V_{rabc}] \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Courant :

$$\begin{cases} [I_{sdq}] = [p(\theta_s)] * [i_{sabc}] \\ [I_{rdq}] = [p(\theta_r)] * [i_{rabc}] \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Flux :

$$\begin{cases} [\Phi_{sdq}] = [P(\theta_s)] * [\Phi_{sabc}] \\ [\Phi_{rdq}] = [P(\theta_r)] * [\Phi_{rabc}] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.5 Relation entre les flux et les courants

$$\begin{cases} [\Phi_{ds}] = L_s * I_{ds} + M * I_{dr} \\ [\Phi_{qs}] = L_s * I_{qs} + M * I_{qr} \\ [\Phi_{dr}] = L_r * I_{dr} + M * I_{ds} \\ [\Phi_{qr}] = L_r * I_{qr} + M * I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique ;

$L_r = l_r - M_r$: inductance cyclique rotorique.

$M = 3/2 M_{rs} = 3/2 M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

Les équations aux tensions statoriques et rotoriques, écrites dans le repère de Park, sont données par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} [V_{ds}] = R_s * I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ [V_{qs}] = R_s * I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ [V_{dr}] = R_r * I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ [V_{qr}] = R_r * I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.6 Choix du référentiel

Le choix du référentiel se fait par rapport au problème à étudier. Pour notre étude on s'intéresse au référentiel lié au champ tournant. Ou le repère dq , tourne à la vitesse électrique du champ tournant et les équations de la machine ne subissent aucune simplification. L'avantage de ce repère est que toutes les grandeurs d'entrées-sorties sont continuées et il est relativement plus simple de commander des grandeurs continues. Vu l'avantage que confère ce référentiel, dans la suite du travail, le choix du référentiel se repose sur le repère lié au champ tournant. Finalement, les équations de la machine dans le repère dq peuvent être résumées comme suit [8], [7], [12] :

- **Equations électrique**

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega_r \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

- **Equations des flux**

Les flux statoriques et rotoriques sont reliés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
\Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\
\Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \\
\Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} \\
\Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs}
\end{aligned} \tag{II.22}$$

- **Equation de Couple électromagnétique**

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

$$C_e = \frac{pM}{L_s} (I_{qr} \Phi_{ds} - I_{dr} \Phi_{qs}) \tag{II.23}$$

- **Equation mécanique**

De même l'équation mécanique s'écrit :

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \tag{II.23}$$

Sachant que :

ω_s : Pulsation des courants statoriques, et également la vitesse électrique du champ tournant.

ω_r : Pulsation des courants appliqués au rotor.

$\omega = p\Omega$: vitesse angulaire du rotor et Ω sa vitesse de rotation mécanique.

II.7_Bilan des puissances dans la MADA

Tout d'abord, nous présentons le calcul des puissances actives et réactives côté stator et rotor en tenant compte des termes résistifs et ensuite en les négligeant [7] [13].

En régime permanent les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s I_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s I_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\
V_{dr} &= R_r I_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\
V_{qr} &= R_r I_{qr} + \omega_r \Phi_{dr}
\end{aligned} \tag{II.24}$$

II.7.1_Bilan des puissances en tenant compte des résistances rotoriques et statoriques

Le bilan des puissances coté stator en tenant compte des termes résistifs est :

- Côté stator :

$$\begin{aligned}
P_s &= V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} = \frac{R_s}{M_{rs}^2} (\Phi_{dr}^2 + L_r^2 I_{qr}^2) - \omega_s I_{qr} \Phi_{dr} \\
Q_s &= V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} = 0
\end{aligned} \tag{II.25}$$

- Côté rotor :

$$\begin{aligned}
P_r &= V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \\
Q_r &= V_{qr} I_{qr} - V_{dr} I_{dr}
\end{aligned} \tag{II.26}$$

Les puissances actives contiennent des termes relatifs aux pertes par effet joule (de nature résistives) et un autre terme représentant l'énergie transmise. Le second terme est en fonction des pulsations du stator et du rotor ainsi que de la valeur du couple. Nous avons choisi de fonctionner à facteur de puissance unitaire au stator. En imposant un courant $I_{ds} = 0$, la tension V_{ds} s'annule aussi d'où $Q_s = 0$.

II.7.2_Bilan des puissances sans prise en compte des résistances rotoriques et statoriques

En négligeant les termes résistifs, les équations des tensions de la machine en régime permanent sont :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &\approx -\omega_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &\approx +\omega_s \Phi_{ds} \\
 V_{dr} &\approx -\omega_r \Phi_{qr} \\
 V_{qr} &\approx +\omega_r \Phi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{II.27}$$

- Côté stator :

$$\begin{aligned}
 P_s &= V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} = -\omega_s I_{dr} \Phi_{qr} + \omega_s I_{qr} \Phi_{dr} \\
 Q_s &= V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} = 0
 \end{aligned}
 \tag{II.28}$$

- Côté rotor :

$$\begin{aligned}
 P_r &= V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \\
 Q_r &= V_{qr} I_{dr} - V_{dr} I_{qr}
 \end{aligned}
 \tag{II.26}$$

Les puissances actives du stator P_s et du rotor P_r dépendent des composantes directes du flux rotorique, du courant I_{qr} ainsi que des pulsations ω_s et ω_r . La puissance réactive au stator Q_s dépend de même de Φ_{dr} , I_{qr} , ω_s et des paramètres inductifs de la MADA. L'énergie réactive sera toujours fournie à la machine par le stator, quel que soit le signe de ω_s .

En négligeant les termes résistifs, il est possible de trouver une relation simple entre les puissances actives du rotor et du stator d'un côté et des et des pulsations correspondantes d'un autre côté. Il est donc possible de repartir d'une repartition des pulsations ω_s et ω_r .

II.8_Simulation et interprétation des résultats

Grandeurs nominales	Valeurs
Puissance nominale P_n	KW
Puissance apparente nominale statorique S_{sn}	KVA
Puissance apparente nominale statorique S_{rn}	KVA
Vitesse nomina N_n	tr/mn
Couple nominal C_n	Nm
Fréquence f_{sn}	Hz
Tension d'alimentation statorique Y U_{sn}	V
Tension d'alimentation rotorique Y U_{rn}	V
Courant statorique nominal Y I_{sn}	A
Courant rotorique nominal Y I_{rn}	A

Tableau II.1 : Plaque signalétique de la MADA [14].

Grandeurs nominales	Valeurs
Résistance statorique R_s	Ω
Inductance cyclique statorique L_s	mH
Inductance cyclique rotorique L_r	mH
Inductance cyclique mutuelle M	mH
Coefficient de dispersion σ	
Rapport de transformation a	
Résistance rotorique ramené au stator R'_r	$a^2 R_r = \Omega$
Inductance de fuite totale L_f	$\sigma a^2 L_r = \text{mH}$
Moment d'inertie J	Kgm^2
Coefficient de frottement visqueux f	Nms/rd

Tableau II.2 : Paramètres électriques et mécanique de la MADA [14].

La simulation a été réalisée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Pour le but de tester notre machine et faire la comparaison entre les résultats obtenue et la plaque signalétique. Pour mettre en évidence les performances de la MADA, nous avons soumis notre système pour le cas de démarrage à vide. Les paramètres de la MADA utilisée sont cités dans le tableau ci-dessus.

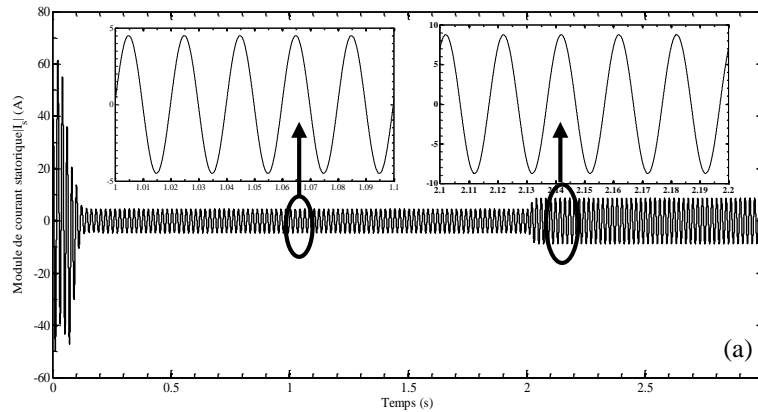


Figure II. 2a : module de courant statorique.

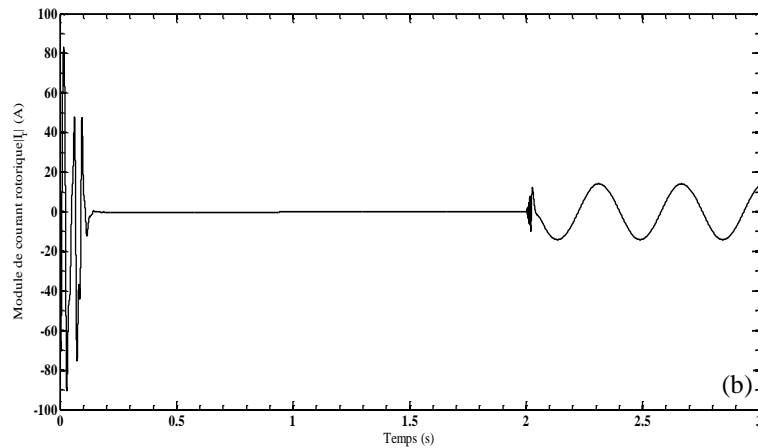


Figure II. 2b : module de courant rotorique.

Les figures ci-dessus présentent le courant statorique et celui du rotor en fonction du temps. Pendant la phase de démarrage, on observe des pics de courants très importants dépassant les 60 A pour le stator et les 80 A pour le rotor. Ces derniers sont dus au régime transitoire de la machine qui est initialement à l'arrêt. Ces valeurs provoquent la distorsion de la machine par l'échauffement en cas de démarrage répété. Par conséquent, ce problème peut être contourné en démarrant la machine à vide ou bien en imposant un démarrage progressif. Une fois que le régime permanent est établi, dans l'intervalle [0.2, 2 s], la valeur de courant statorique prend sa forme sinusoïdale pulsant à la pulsation du réseau et aillant une valeur maximale de 5 A. Pour le courant du rotor, durant cet intervalle, et nul du fait que la vitesse de rotation est très proche du synchronisme et la machine fonctionnant à vide. A l'instant $t=2s$, nous avons appliqué un couple de charge égale à sa valeur nominale $C_r = 20.3 \text{ Nm}$ les allures de courant statorique et rotorique atteint le régime permanent, d'où leurs valeurs proches à celles qu'ont donné au tableau II.1.

A la figure II.3, on représente la variation de couple électromagnétique. Pendant la phase de démarrage, l'amplitude de couple atteint une valeur voisine de (140N.m), du au régime transitoire, à l'intervalle de temps [0.2, 2 s] la valeur de couple électromagnétique tant vers zéro car la machine démarre à vide. A l'instant $t=2s$, on applique un couple de charge égale à 20.3N.m, presque égale à la valeur nominale. Pour la figure II.5, on constate que la vitesse de rotation varie de zéro jusqu'à la vitesse de synchronisme (1500tr/mn), au bout d'un temps de $t=0.1s$, elle se stabilise dans un intervalle [0.2, 2s]. Ensuite elle trouve sa valeur nominale (1415 tr/mn) puis elle reste constante.

En comparant ces résultats avec la plaque signalétique on trouve que les résultats sont fiables.

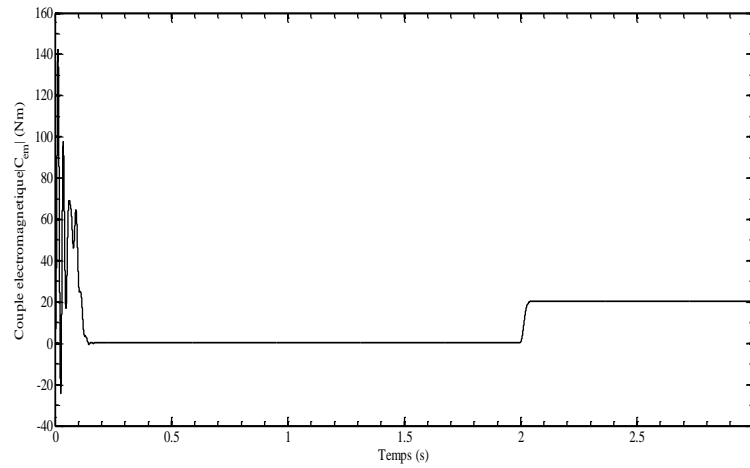


Figure II.4 : Couple électromagnétique.

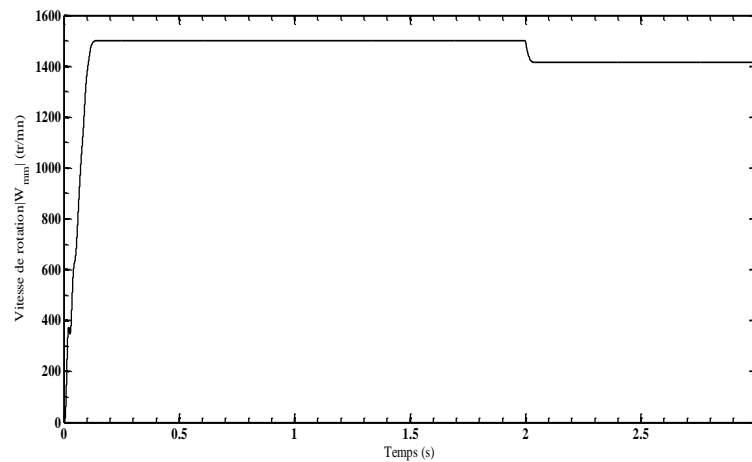


Figure II.5 : Vitesse de rotation

II.9_Fonction de la MADA au régime permanent

Une fois qu'on a validé notre modèle en le comparant à la plaque signalétique de la machine, on procédera, dans cette partie, à son étude en régime permanent. Le fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse est lié à la variation des tensions rotoriques. Dans ce contexte, on cherche à mettre en évidence l'influence de la variation de ces tensions sur son fonctionnement.

Pour aboutir à notre objectif, en premier lieu, nous allons maintenir la tension d'axe en quadrature V_{qr} nulle et de varier celle d'axe directe V_{dr} . Ensuite, on procédera à l'inverse. Les traces des différents points de fonctionnements pour les deux cas de fonctionnement sont illustrées à la figure II.6 et figure II.7.

II.9.1_Interprétation des résultats

La figure II.6 montre la relation de couple électromagnétique dans les quatre quadrants du plan couple/vitesse, pour les différentes valeurs de V_{dr} avec $V_{qr}=0$

Les allures semblent à des droites de pente constante. Elles représentent les quatre modes de fonctionnement de la MADA (moteur hyper synchrone, moteur Hypo synchrone, générateur hyper synchrone, générateur hypo synchrone) tel que :

- Le couple est négatif, la vitesse de rotation est au-dessus de la vitesse de synchronisation donc on a un mode générateur hyper synchrone.
- Le couple est négatif, la vitesse de rotation est au-dessous de la vitesse de synchronisation donc on a un mode générateur hypo synchrone.
- Le couple est positif, la vitesse de rotation est au-dessus de la vitesse de synchronisation donc on a un mode moteur hyper synchrone.

- Le couple est positif, la vitesse de rotation est au-dessous de la vitesse de synchronisation donc on a un mode moteur hypo synchrone.

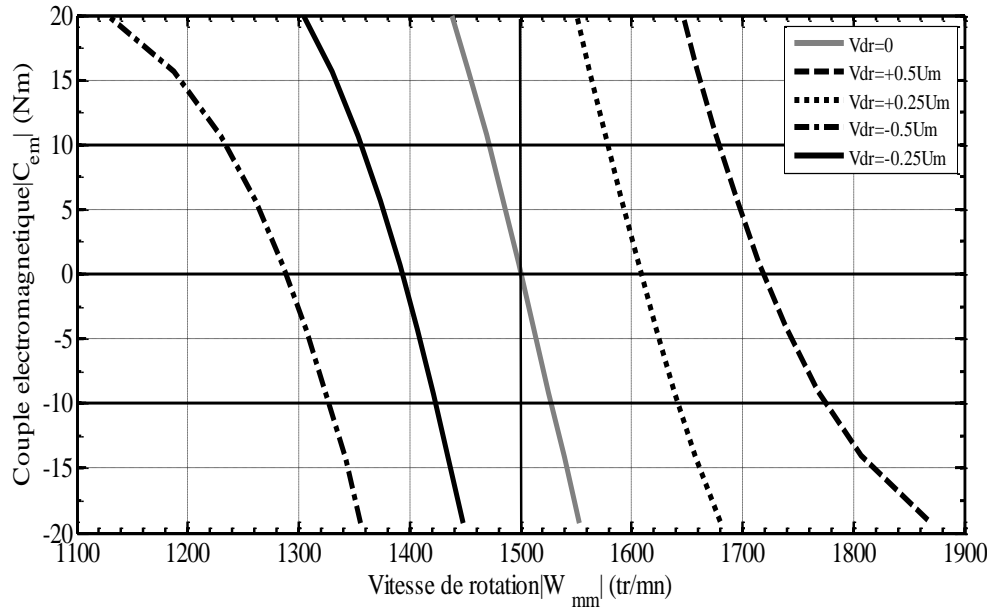


Figure II.6 : Caractéristique $C_{em}=f(w)$, $V_{qr}=0$ et V_{dr} variable

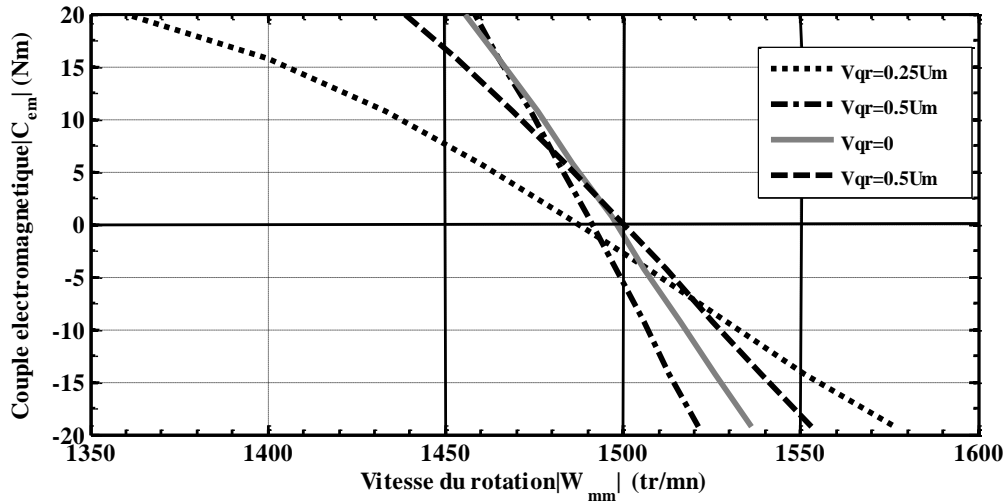


Figure II.7: Caractéristique $C_{em}=f(w)$, $V_{dr}=0$ et V_{qr} variable.

La figure II.7 montre le couple électromagnétique en fonction de la vitesse dans les quatre quadrants de plan couple/vitesse, pour les différentes valeurs de V_{qr} avec $V_{dr}=0$.

On constate à partir de cette figure le couple électromagnétique varie avec la vitesse de rotation dans deux quadrants seulement, le fonctionnement moteur hypo synchrone et générateur hyper synchrone, la plage de la variation de vitesse est réduite $\omega \in [1450-1550] \text{ tr/mn}$, au-delà de ces valeurs la machine décroche.

La différence entre la figure II.6 et la figure II.7 est :

- La plage de variation de vitesse (une grande plage de variation de vitesse pour la première figure par contre la deuxième on remarque une variation de vitesse réduite).
- Les modes de fonctionnements (la figure II.6 on a quatre mode, la deuxième on trouve deux mode de fonctionnement seulement).

Le point commun qui existe entre les deux figures est la droite grise correspond à la machine asynchrone à cage.

II.10_Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doit respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande.

Comme on a pu le voir, le modèle mathématique obtenu est fortement non-linéaires et présente des dynamiques différentes et est d'ordre élevé. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statoriques et rotoriques. De ce fait, l'analyse et le contrôle de tels systèmes peuvent s'avérer difficiles. (Chapitre suivant), et les hypothèses simplificatrices sont valables.

La seconde partie de ce chapitre présente des résultats de simulation où nous avons présenté les différents modes de fonctionnements hyper-synchrones hypo-synchrones. Le test de la MADA a pour but de déterminer l'influence des deux tensions sur les puissances de la machine d'où nous avons déduit que la tension direct rotorique a une influence sur la puissance active statorique et la tension quadrature rotorique sur la puissance réactive statorique.

Chapitre III:

Commande vectorielle de la MADA

Sommaire

Chapitre III: Commande vectorielle de la MADA	26
III.1_Introduction	27
III.2_Principe de la commande vectorielle	27
III.3_Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique	27
III.3.1_Choix référentiel pour le modèle biphasé	28
III.4_Calcul des paramètres de régulateur PI	30
III.5_Simulation numérique de la MADA	33
III.5.1_Fonctionnement en mode générateur hyper- synchrone	33
III.5.2_Fonctionnement en générateur hypo-synchrone	35
III.6_Régulation de la vitesse	36
III.6.1_Calcul de régulateur de vitesse	36
III.6.2_Calcul des paramètres de régulateur PI	37
III.6.3_Les résultats de simulations	38
III.7_Conclusion	38

III.1_Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux statorique présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la MADA aussi bien en fonctionnement générateur que moteur.

Cette commande vectorielle est utilisée pour le fonctionnement génératrice, cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator de la machine et le réseau. Nous allons simuler tout le système globale en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink.

III.2_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 séparée ou il y a un découplage naturel entre les grandeurs commandant le flux, courant d'excitation et celle liée au couple et le courant d'induit. Ce découplage permet d'avoir une réponse très rapide du couple.

La figure 3.1 illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu (MCC) et la commande vectorielle d'une MADA [9], [14], [15].

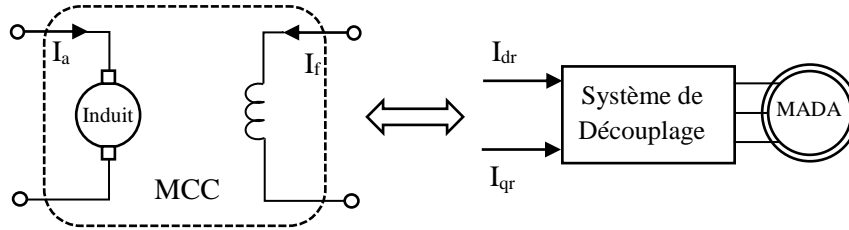


Figure III.1 : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MADA.

L'examen de cette méthode, montre que les puissances active et réactive et les tensions rotoriques sont liées par une fonction de transfert de premier ordre. Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette méthode est appelée **méthode directe** car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode est appelée **méthode indirecte**.

III.3_Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

Rappelons que les équations de la MADA dans le repère (dq), tournant à la pulsation ω_s champ tournant statorique et pour une vitesse du rotor $\omega = p\Omega$, sont données par [14] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les flux statoriques et rotoriques sont liés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

L'expression du couple électromagnétique à la fonction des flux statoriques et courant rotoriques est donné par :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} (I_{dr} \phi_{qs} - I_{qr} \phi_{ds}) \quad (\text{III.3})$$

De même équation mécanique s'écrit :

$$C_e = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{III.4})$$

III.3.1_ Choix référentiel pour le modèle biphasé

Un contrôle vectoriel de la MADA a été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant d'axe **d** soit nul, nous pouvant écrire :

$$\begin{cases} \phi_{qs} = \phi_s \\ \phi_{ds} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

A partir des équations magnétiques (III.2) présentées précédemment, en déduit :

$$\begin{cases} 0 = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

- **Relation entre les courants statoriques et les flux rotoriques**

A partir des équations (III.6), les courants statoriques peuvent être exprimés en fonction des courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds} = -\frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = \frac{\phi_{qs} - M I_{qr}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Et aussi on trouve :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M \left(-\frac{M}{L_s} \right) I_{dr} = \sigma L_r I_{dr} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M \left(\frac{\phi_{qs} - M I_{qr}}{L_s} \right) = \sigma L_r I_{qr} + \frac{M \phi_{qs}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ Est le coefficient de dispersion

- **Les équations des tensions statoriques et rotoriques**

A partir des équations précédentes du (III.1) à (III.8), les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MADA peut être écrite comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \sigma L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - \omega_r \sigma L_r I_{qr} - \omega_r \frac{M\phi_{qs}}{L_s} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \sigma L_r \frac{dI_{qr}}{dt} - \omega_r \sigma L_r I_{dr} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

- **L'équation du couple électromagnétique**

Le choix d'orientation du flux statorique suivant l'axe q, rend le couple électromagnétique produit par la MADA dépend du courant rotoriques suivant l'axe d. L'équation du couple électromagnétique s'écrit alors :

$$C_e = \frac{PM}{L_s} I_{dr} \phi_{qr} \quad (III.10)$$

- **Relation entre les puissances statoriques et les courant rotoriques**

Dans un repère diphasé, la puissance active et réactive statorique d'une MADA s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{array} \right. \quad (III.11)$$

Les équations de la puissance active et réactive statoriques peuvent être simplifiées, en remplaçant dans leurs expressions générales les courants par les équations (III.7) :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = V_{ds} I_{ds} = -V_{ds} \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ Q_s = -V_{ds} I_{qs} = -V_{ds} \frac{MI_{qr} - \phi_{qs}}{L_s} \end{array} \right. \quad (III.12)$$

En remplaçant dans le système (III.7), les courants I_{dr} et I_{qr} donnés respectivement en fonction des puissances active et réactive par :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{dr} = -\frac{L_s}{MV_{ds}} P_s \\ I_{qr} = \frac{L_s}{MV_{ds}} \left(Q_s + \frac{\phi_{qs}}{L_s} V_{ds} \right) \end{array} \right. \quad (III.13)$$

- **Relations entre les tensions rotoriques et les puissances**

On obtient alors le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr} = -\frac{R_r L_s}{MV_{ds}} P_s - \frac{\sigma L_s L_r}{MV_{ds}} \frac{dP_s}{dt} - \omega_r \frac{\sigma L_s L_r}{MV_{ds}} Q_s - \omega_r \frac{L_r}{M} \phi_{qs} \\ V_{qr} = \frac{R_r L_s}{MV_{ds}} Q_s - \frac{\sigma L_s L_r}{MV_{ds}} \frac{dQ_s}{dt} - \omega_r \frac{\sigma L_s L_r}{MV_{ds}} P_s + \frac{R_r}{M} \phi_{qs} \end{array} \right. \quad (III.14)$$

En définissons de nouvelles variables données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr1} = -V_{dr} - \omega_r \frac{\sigma L_s L_r}{MV_{ds}} Q_s - \omega_r \frac{L_r}{M} \phi_{qs} \\ V_{qr1} = V_{qr} + \omega_r \frac{\sigma L_s L_r}{MV_{ds}} P_s - \frac{R_r}{M} \phi_{qs} \end{array} \right. \quad (III.15)$$

Alors, la composante V_{dr1} agit sur la puissance active P_s alors que la tension V_{qr1} agit sur la puissance réactive Q_s comme suit :

$$\begin{cases} V_{dr1} = \frac{R_r L_s}{M V_{ds}} P_s + \frac{\sigma L_r L_s}{M V_{ds}} \frac{dP_s}{dt} \\ V_{qr1} = \frac{R_r L_s}{M V_{ds}} Q_s + \frac{\sigma L_r L_s}{M V_{ds}} \frac{dQ_s}{dt} \end{cases} \quad (III.16)$$

Avec :

$$A = -$$

et

$$T_r = -$$

A partir des équations précédentes, nous avons établi le schéma bloc du système électrique à réguler illustré à la figure III.2.

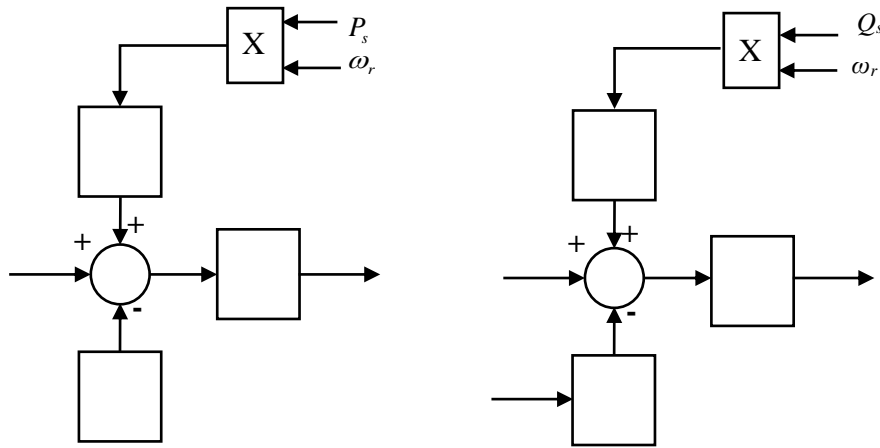


Figure III.2 : Schéma simplifié du modèle en puissance de la MADA

III.4_Calcul des paramètres de régulateur PI

Dans une machine asynchrone à double alimentation, l'asservissement joue un rôle très important dans la commande. En effet, plus cet asservissement est efficace, plus les puissances statoriques (active et réactive) produites par la machine sont proche de celles désirées [8].

Afin d'établir les boucles de régulation des puissances, nous avons précédé par la méthode de compensation des pôles. Cette méthode présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert de premier ordre. Les paramètres de régulateur K_p et K_i doit être calculés en fonction des paramètres de la MADA et du temps de réponse t_r du système en boucle fermée [14].

La fonction de transfert du système est donnée par (III.6) qui sera représentée par :

$$G(s) = - \quad (III.17)$$

La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.18)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec le régulateur s'écrit de la manière suivante :

$$FTBO = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) - \quad (III.19)$$

On suppose que :

$$\frac{K}{K} = - \quad (III.20)$$

On obtient la FTBO suivante :

$$FTBO = \frac{K_p}{s} - \quad (III.21)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = - \quad (III.22)$$

Avec :

$$T_{bf} = \frac{1}{-} = -$$

$$T_{bf} = -$$

Pour régler le temps de réponse, il faut choisir la constante de temps selon le tableau ci-dessous :

$y(t) / y_{ref}(t)$					
t_r					

Tableau III.1 : Temps de réponse d'un système du 1^{er} ordre [14]

Pour que la puissance atteigne % de sa valeur de référence, il faut un temps :

$$t_r \Rightarrow \omega_n =$$

Les paramètres du régulateur égale à :

$$\begin{aligned} K_p &= \\ K_i &= \end{aligned} \quad (III.23)$$

Après que avoir trouvé les paramètres de régulateurs K_p et K_i , nous pouvons schématiser les boucles de régulation des puissances active et réactive, toute en indiquons le modèle de la MADA, et le bloc de régulation et celui du découplage.

Pour vérifier la réussite du découplage réalisé et pour aussi tester le bon fonctionnement des régulateurs, nous avons simulé les deux boucles de régulations montrées dans les figures ci-dessous III.3 et III.4. Dans le premier temps, nous avons appliqué un échelon de puissance active Q_{sref} est nulle (voir figure III.5a). Dans un second temps, un échelon de puissance réactive est appliqué alors que P_{sref} est demeure nulle voir figure III.5b. On remarque que dans les graphes obtenues, il n'y aucune influence d'une grandeur sur l'autre durant l'application de l'échelon, ce qui montre le bon découplage. On constate aussi que les allures ont un temps de réponse imposé dans le calcul des régulateurs sans dépassement ce qui prouvé l'efficacité du calcul réalisé.

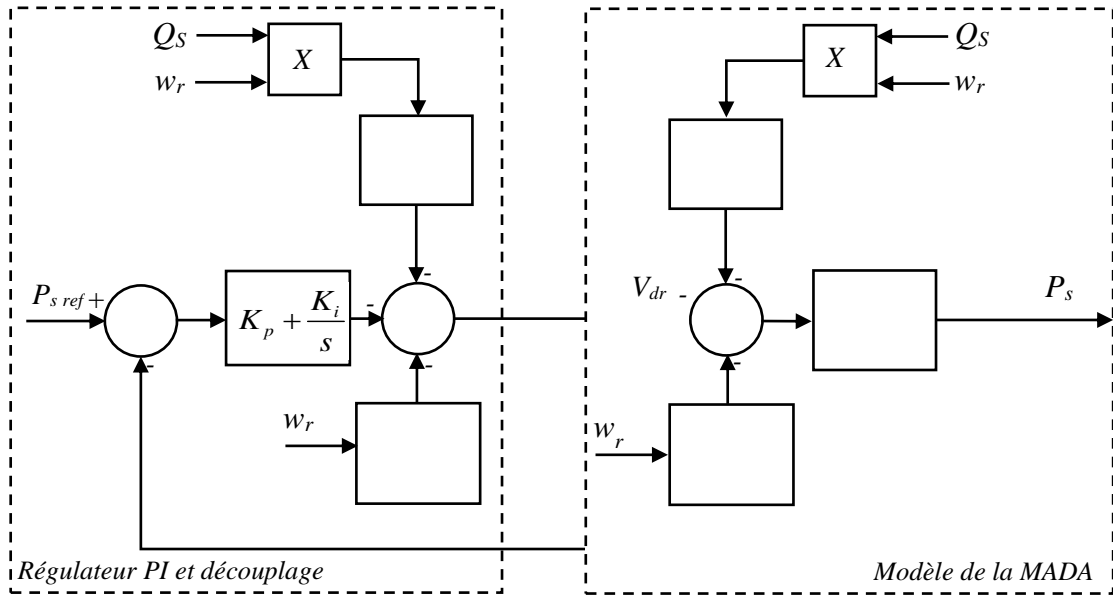


Figure III.3 : Boucle de régulation de la puissance active P_s

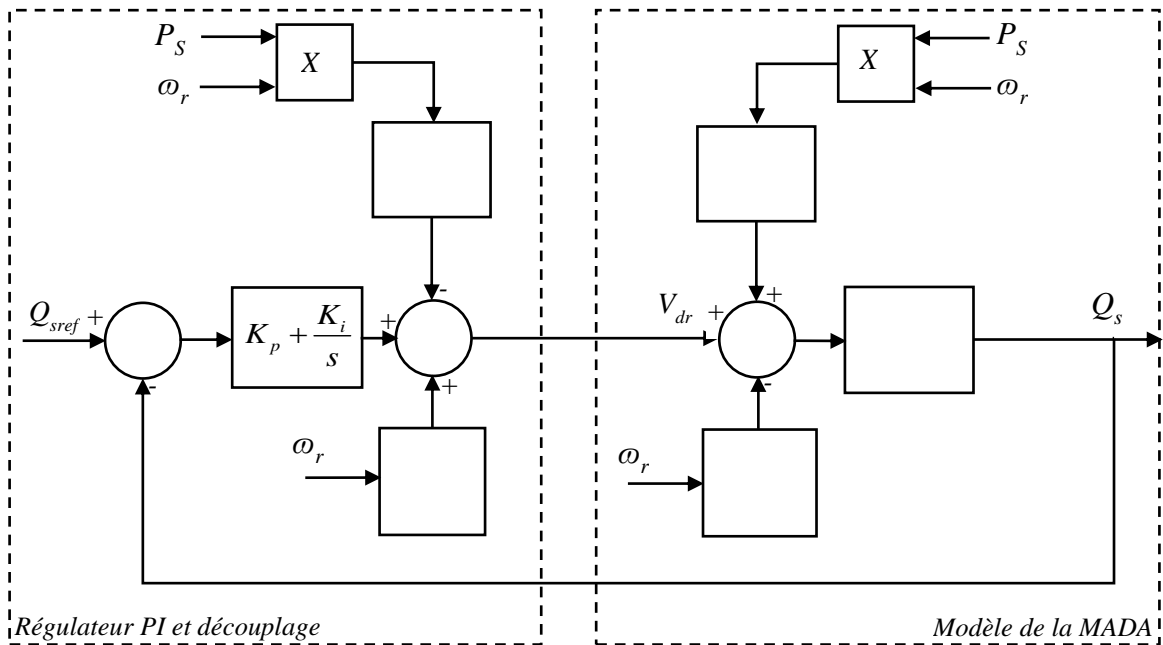


Figure III.4 : Boucle de régulation de la puissance réactive Q_s

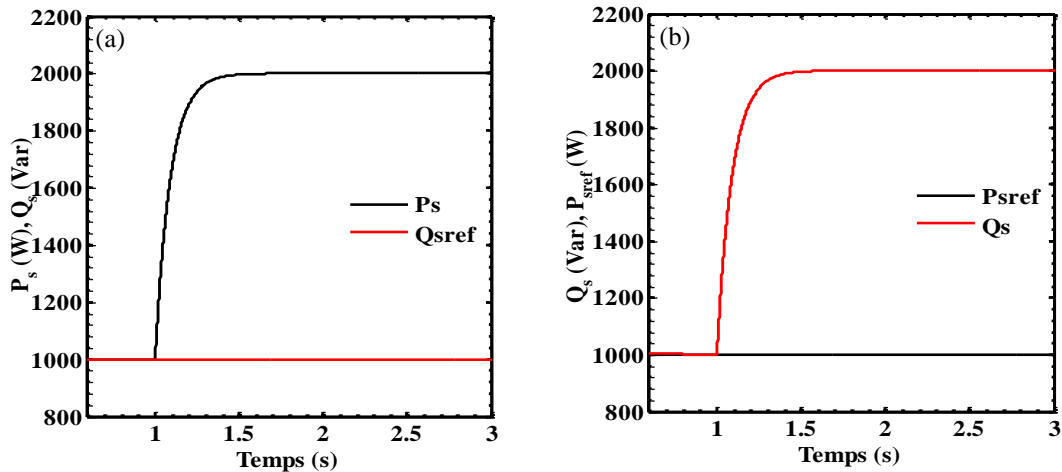


Figure III.5 : réponse à échelon des deux boucles de régulation de la puissance, (a) : application d'un échelon pour P_s et (b) : Application d'un échelon pour Q_s .

III.5 Simulation numérique de la MADA

Dans ce paragraphe, nous présenterons les résultats de la commande découplée des puissances actives et réactives statorique de la MADA avec le contrôle directe de ces puissances. Pendant la simulation, nous avons supposé que la MADA fonctionne à une vitesse constante. Ce qui est généralement justifié en pratique, étant donné que la variation de de cette grandeur mécanique est plus lente que la variation des grandeurs électrique [5].

Pour cela nous présenterons deux fonctionnements : le fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone et en mode moteur hypo-synchrone.

III.5.1 Fonctionnement en mode générateur hyper- synchrone

Dans ce premier essai on considère à désigner un aspect de puissance active d'où une consigne de la puissance réactive est nulle, tandis que la machine est amenée à une vitesse fixe en hyper-synchrone de voisinage de 2000tr/min.

La machine est connectée au réseau triphasé 220V-50Hz. La puissance réactive est imposée nulle pendant tout le fonctionnement. Premièrement, ce dernier est nul, après un échelon négatif de 2000W est appliqué à $t=1s$ (P_{sref} passe de 0W a -2000W), ensuite à $t=2s$, la consigne revient à zéro (P_{sref} passe de -2000W à 0W). Les résultats de simulation numérique des différentes grandeurs sont rapportés à la figure III.6.

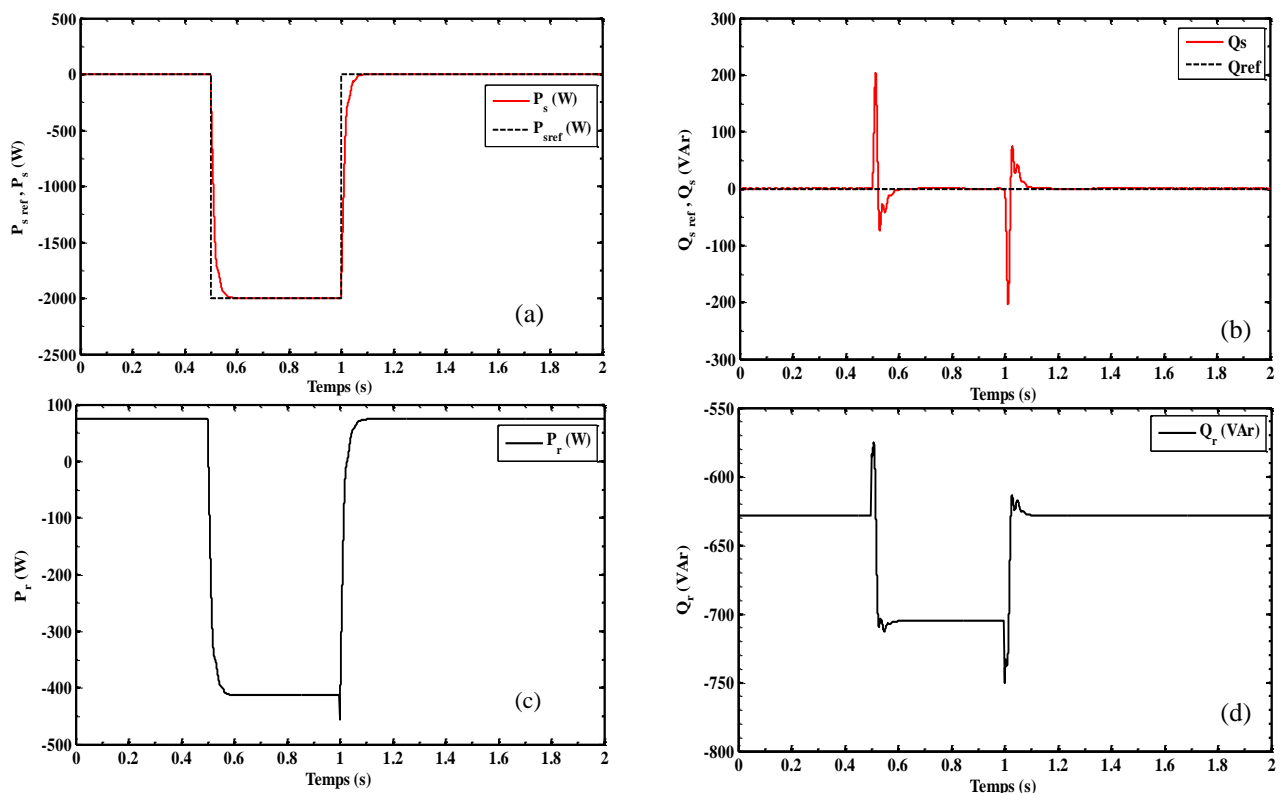


Figure III.6 : Résultats de simulation numérique de la MADA fonctionnant en hyper-synchrone avec boucle de régulation de la puissance active et réactive, (a) : Puissance active du stator et sa référence, (b) : Puissance réactive du stator et sa référence, (c) : Puissance active du rotor, (d) : Puissance réactive du rotor.

La figure III.6a présente l'allure de la puissance active statorique P_s . On constate, que cette dernière suit correctement la recommandation prescrite suivant une fonction de premier ordre sans aucun dépassement. La figure III.6b, nous montre que la puissance réactive statorique Q_s est régulièrement nulle avec des dépassements durant le transitoire, c.-à-d. au moment de l'application de l'échelon. A la figure III.6c, nous avons revu la puissance active du rotor P_r , cette dernière initialement faible et positive. A $P_s=0$, cette puissance représente des pertes joules dans le rotor. A $t=1s$, elle devient négative pour qu'elle s'établisse à sa valeur minimale pour garantir le fonctionnement en hyper-synchrone. Le signe négatif indique que la puissance est renvoyée vers l'extérieur.

Cette puissance peut être rattrapée et utilisée, soit en la conservant dans des batteries pour l'utilisée au moment de besoin, soit on l'réinjectant dans le réseau, à travers des convertisseurs de puissance pour améliorer le rendement du système. De même, on remarque à la figure III.6d que la puissance réactive est négative alors la machine produit une puissance réactive. Cette dernière, ne passe pas vers le réseau don la commande du convertisseur coté réseau affirmant un facteur de puissance unitaire à son entrée.

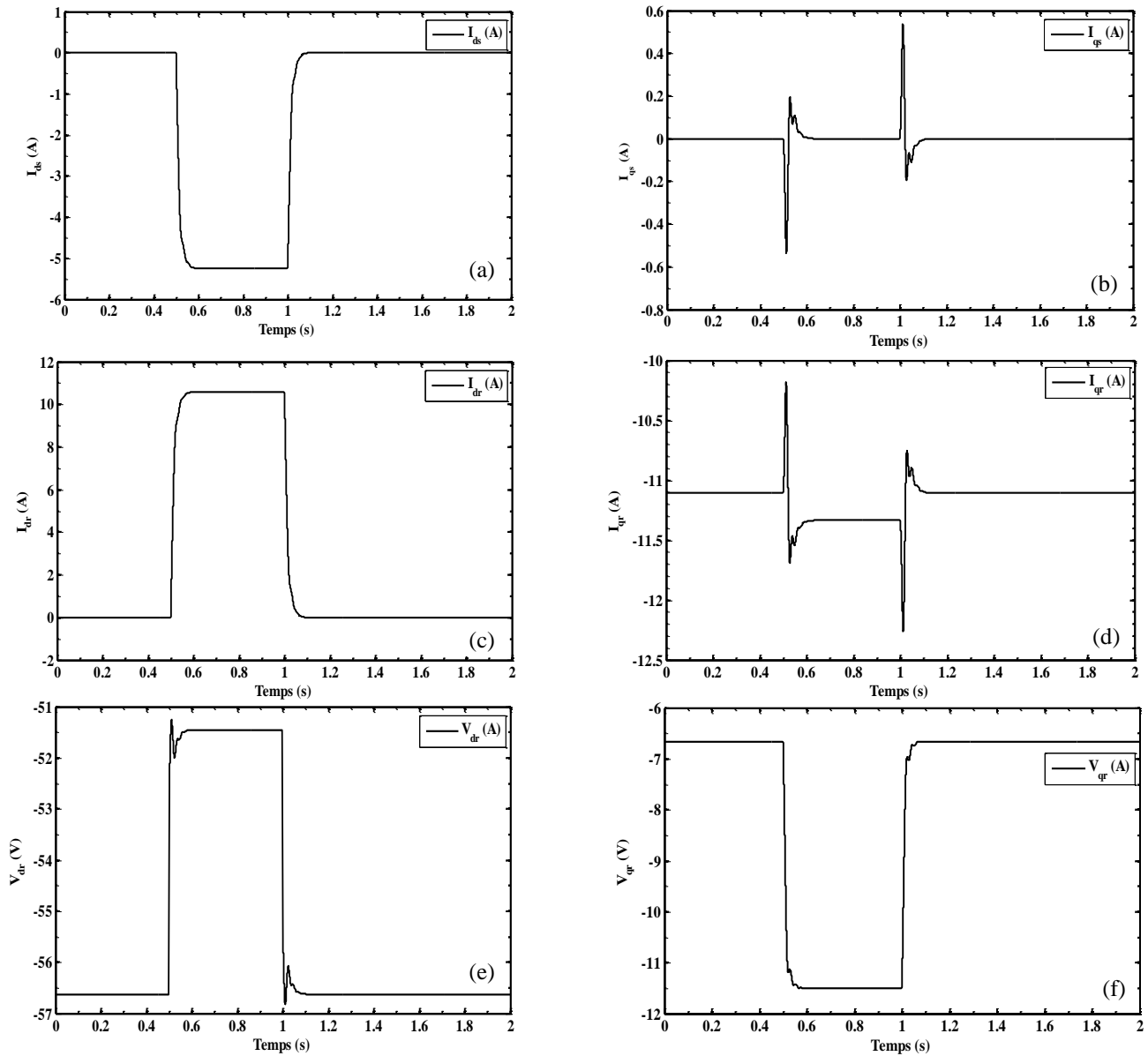


Figure III.7 : Résultats de simulation numérique de la MADA fonctionnant en hyper-synchrone avec boucle de régulation de la puissance active et réactive, (a) : Composante directe du courant statorique, (b) : Composante en quadrature du courant statorique, (c) : Composante directe du courant rotorique, (d) : Composante en quadrature du courant rotorique, (e) : Composante directe de la tension rotorique, (f) : Composante en quadrature de la tension rotorique.

Les figures III.7a et III.7b, présentent respectivement la variation des courants statorique I_{ds} et I_{qs} . Ces grandeurs sont les images respectives de la puissance active et réactive statoriques. On peut examiner sur les deux figures, qu'on a convenablement $I_{ds}=P_s/V_{ds}$ et $I_{qs}=0$. La figure III.6c montre que l'allure du courant I_{dr} est relative au module du courant I_{ds} mais de signe opposé. On peut affirmer que, la puissance active du stator et le couple électromagnétique sont commandés par le courant I_{dr} .

(La figure III.7d) indique que le courant I_{qr} est l'image de la puissance réactive du rotor. On remarque que, d'après cette figure, ce courant est partiellement constant et varie très légèrement pour assurer une puissance réactive nulle au stator. Les figures III.7e et III.7f présentent respectivement l'allure des tensions rotoriques V_{dr} et V_{qr} . La tension V_{dr} est négative et varie à peine lors de

l'application de l'échelon de puissance active. Avec encore la tension V_{qr} est négative et faible, en revanche, elle varie brillamment lors de l'application de l'échelon de puissance active.

III.5.2 Fonctionnement en générateur hypo-synchrone

Ce second essai, admet à imposer un profil de puissance active négative et une consigne de la puissance réactive nulle alors que la machine est transporté à une vitesse fixe inférieure à la vitesse synchrone qui est d'environ $N=1000\text{tr/min}$.

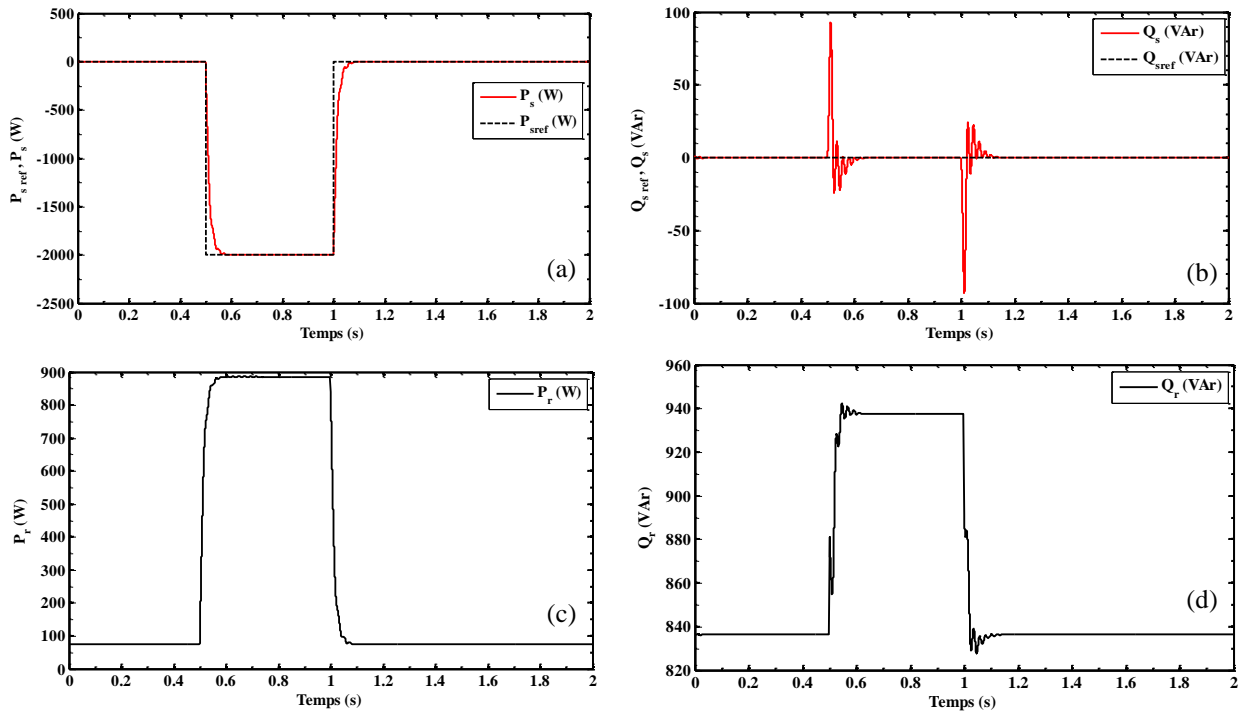


Figure III.8 : Résultats de simulation numérique de la MADA fonctionnant en hypo-synchrone avec boucle de régulation de la puissance active et réactive, (a) : Puissance active du stator et sa référence, (b) : Puissance réactive du stator et sa référence, (c) : Puissance active du rotor, (d) : Puissance réactive du rotor.

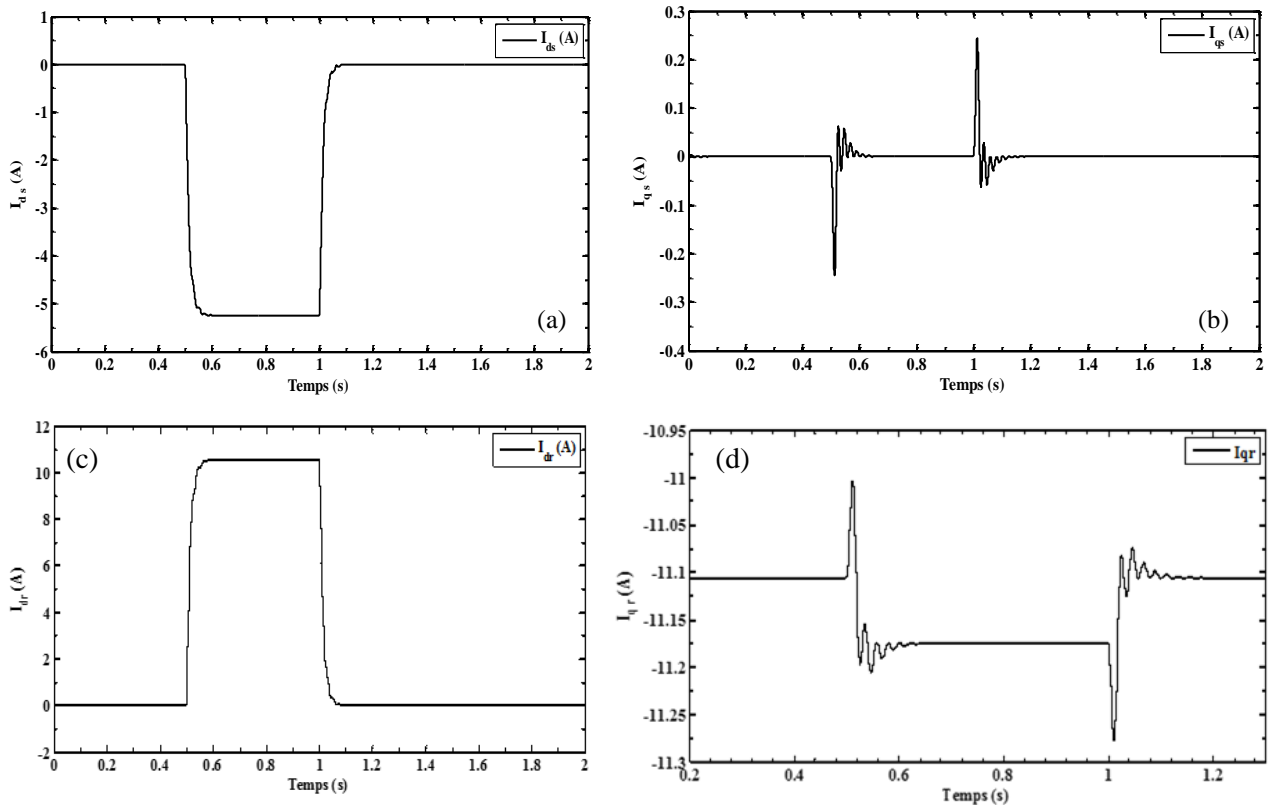


Figure III.8 (suite) : Résultats de simulation numérique de la MADA fonctionnant en hypo-synchrone avec boucle de régulation de la puissance active et réactive, (a) : Composante directe du courant statorique, (b) : Composante en quadrature du courant statorique, (c) : Composante directe du courant rotorique, (d) : Composante en quadrature du courant rotorique.

A partir des figures III.8a et III.8b, pareille à la première simulation, on constate que les puissances suivent convenablement leurs référence. Par contre, les puissances rotoriques P_r et Q_r , données aux figures III.8c et III.8d ont permuté de signe et sont désormais positives. Pour fonctionner en hypo-synchronisme, on doit fournir de la puissance active et réactive au rotor. Les courants statoriques I_{ds} et I_{qs} montrés aux figures III.8c et III.8d n'ont pas toléré de changement du moment que ces derniers sont respectivement l'image des puissances active et réactive statoriques.

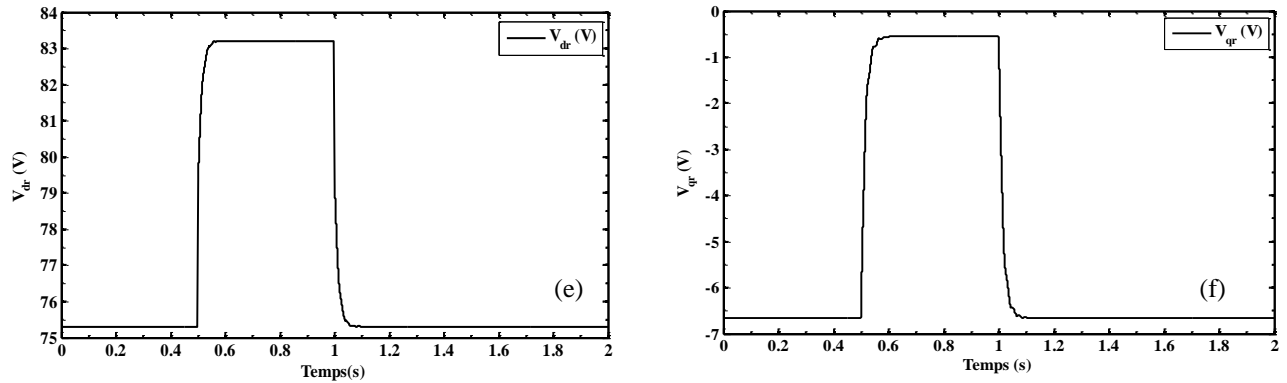


Figure III.8 (suite) : Résultats de simulation numérique de la MADA fonctionnant en hypo-synchrone avec boucle de régulation de la puissance active et réactive, (c) : Composante directe du courant rotorique, (d) : Composante en quadrature du courant rotorique, (e) : Composante directe de la tension rotorique, (f) : Composante en quadrature de la tension rotorique.

En confrontant les résultats de ce deuxième essai à ceux du premier, on constate que la différence habite au niveau des grandeurs rotoriques, c'est-à-dire seules les grandeurs rotoriques supportent un changement de signe.

Apprenons au dernier que cette étude sur la MADA s'est réduite au fonctionnement à vitesse fixe alors qu'en réalité ce n'est pas le cas. Pour compléter l'étude, on doit intégrer la commande de vitesse, chose qui sera effectué dans la suite du travail.

III.6 Régulation de la vitesse

III.6.1 Calcul de régulateur de vitesse

Le régulateur permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse [11].

Afin d'établir la boucle de vitesse, nous avons utilisé la méthode de placement des pôles de la boucle fermée. Cette méthode consiste à déterminer directement la fonction de transfert en boucle fermée. Les deux paramètres K_P et K_i sont alors déterminés afin d'imposer deux pôles du dénominateur de la fonction de transfert de la boucle fermée.

A partir de l'expression mécanique de la machine asynchrone à double alimentation, on aura la fonction de transfert tel que :

$$J_T \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_T \Omega \quad (III.24)$$

D'où :

J_T : l'inertie totale des parties tournantes de la machine.

f_T : la somme des frottements visqueux.

C_r : le couple résistant subi par la MADA.

On obtient une fonction de transfert qui égale :

$$\frac{\Omega(s)}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{1 + \frac{J_T}{f_T} s} \quad (III.25)$$

Cette fonction de transfert est de type premier ordre avec :

- un gain : $1/f_T$.
- la constante de temps mécanique à vide : J_T/f_T .

On peut déduire la fonction de transfère :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{f_T + J_T s} \quad (\text{III.26})$$

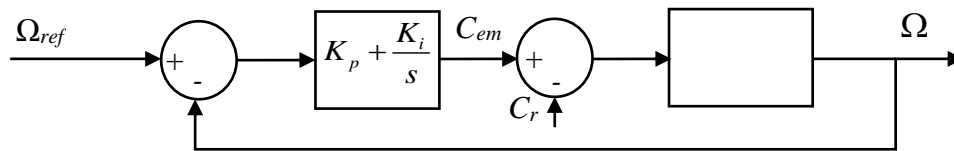


Figure III.9 : Synoptique de la boucle de régulation de vitesse.

III.6.2_Calcul des paramètres de régulateur PI

La structure générale d'un régulateur proportionnel intégrale, notée PI est composée de la fonction proportionnelle et de la fonction intégrale mise en parallèle. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.27})$$

La fonction de transfert en boucle fermée de notre système est :

$$G_{bf\Omega}(s) = - \quad (\text{III.28})$$

Ce qui nous donne :

$$G_{bf\Omega}(s) = - \quad (\text{III.29})$$

L'expression (III.28) est de second ordre, pour déterminer les deux paramètres K_p et K_i du régulateur, il faut que le polynôme de dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée soit égale à celui d'un système du second ordre sinusoïdale amorti standard donné par :

$$\Delta(s) = s^2 + 2z w_n s + w_n^2 \quad (\text{III.30})$$

Les paramètres z et w_n sont choisis de sorte à imposer les caractéristiques dynamiques (temps d'établissement et dépassement de la réponse indicielle) de la réponse indicielle en boucle fermée.

Les paramètres de régulateur égale à :

$$\begin{aligned} K_p &= \\ K_i &= \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

III.6.3_Les résultats de simulations

Les simulations ont été réalisées pour le mode générateur, et cela selon un profil de vitesse imposée de 100 rd/s, 200 rd/s et un couple résistant égale à -10N.m. La figure III.10 représente plus ou moins 30% de la vitesse de synchronisme, et représentent respectivement le fonctionnement hypo et hyper synchrone. A partir de $t=0.1s$ la MADA fonctionne en mode générateur hypo synchrone, et au-delà de $t=1.1s$ la MADA fonctionne en mode générateur hyper synchrone sans oublier de dire que la vitesse de rotation suit sa référence. Sauf qu'on remarque des dépassements, au démarrage de la machine mais sont pas important par rapport au dépassement qui est à l'instant $t=1.8s$, a causé à la perte mécanique de la machine. L'objectif étant de simuler le comportement de la MADA en mode générateur pour différentes vitesses.

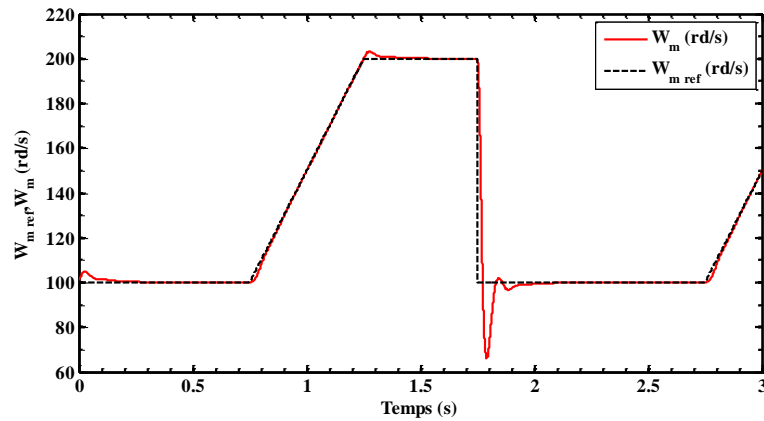


Figure III.10 : Passage de fonctionnement hypo synchrone au fonctionnement hyper synchrone.

La figure III.11 montre l'évolution temporelle en régime permanent des puissances actives et réactive au stator (P_s et Q_s). La puissance active au stator est négative fournie au réseau dans les deux comportements hypo et hyper synchrone, la puissance réactive au stator est nulle, d'où un facteur de puissance unitaire.

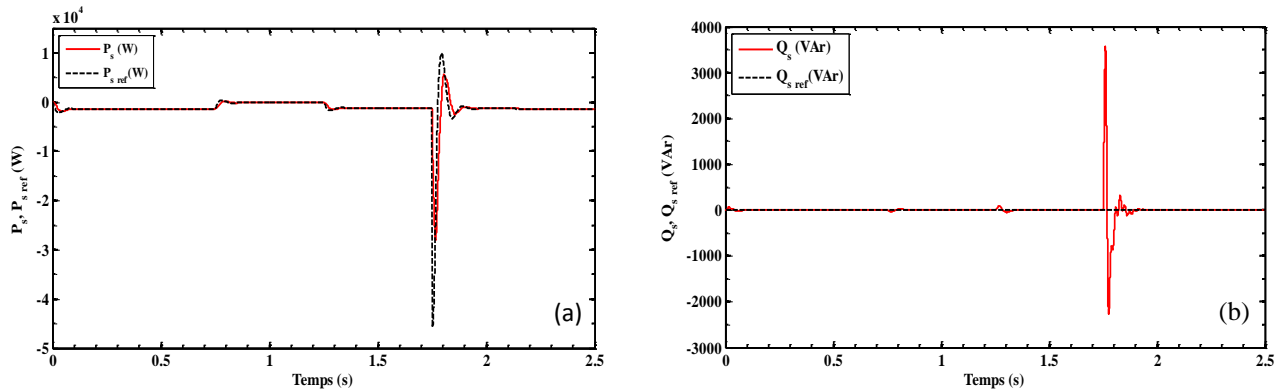


Figure III.11 : Puissance active et réactive respectivement au stator et au rotor, tension du rotor dans l'axe dq.

III.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la MADA. Le choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe q. La méthode du flux orienté est appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus ré pondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. A partir de la simulation numérique, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux statorique permet de découpler le flux et les puissances de sorte que la composante directe de la tension rotorique contrôle la puissance active et celle d'axe q sert à commander la puissance réactive. Ceci nous permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la MCC.

Chapitre IV :

Association en convertisseur à MLI -MADA

Sommaire

Chapitre IV : Association du convertisseur MLI - MADA	39
IV.1_ Introduction	40
IV.2_ Modélisation et commande de l'onduleur à MLI	40
IV.2.1_ Description de l'onduleur	40
IV.2.2_ Modélisation de l'onduleur	40
IV.3_ La commande à MLI	42
IV.4_ Simulation du système avec onduleur	43
IV.5_ Association de la PLL avec la MDAA	45
IV.5.1_ Structure de la PLL	45
IV.5.2_ Modélisation de la PLL	45
IV.5.3_ Teste de la PLL	46
IV.5.3.1_ Teste de la PLL sur un réseau sans défaut	46
IV.5.3.2_ Simulation numérique de la PLL	47
IV.6_ Simulation du la MADA_onduleur_PLL	48
IV.7_ Conclusion	49

IV.1_ 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 [16].

Dans ce chapitre, nous allons présenter le fonctionnement et la modélisation de l'onduleur puis la commande MLI. Ensuite nous allons l'intégrer dans le système pour pouvoir réaliser la commande étudiée au chapitre précédent.

IV.2_ Modélisation et commande de l'onduleur à MLI

IV.2.1_ Description de l'onduleur

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).

Sa commande peut être réalisée par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI) [8].

IV.2.2_ Modélisation de l'onduleur

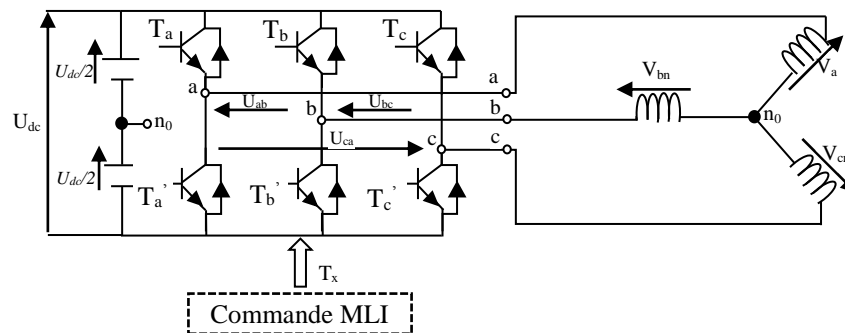


Figure IV.1 : Onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de f.e.m égale à $U_{dc}/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [3].

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i , on appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i=1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert.
- Si $S_i=0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur tel que :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (IV.2)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Tel que :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (IV.5)$$

Donc, on peut déduire que:

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (IV.4)$$

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

$$V_{in0} = S_i U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = \left(S_i - \frac{1}{2} \right) U_{dc} \quad (IV.5)$$

On trouve donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = \left(S_a - \frac{1}{2} \right) U_{dc} \\ V_{bn0} = \left(S_b - \frac{1}{2} \right) U_{dc} \\ V_{cn0} = \left(S_c - \frac{1}{2} \right) U_{dc} \end{cases} \quad (IV.6)$$

On remplace l'équation (IV.4) dans l'équation (IV.3), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{an0} - \frac{1}{3} V_{bn0} - \frac{1}{3} V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{an0} + \frac{2}{3} V_{bn0} - \frac{1}{3} V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{an0} - \frac{1}{3} V_{bn0} + \frac{2}{3} V_{cn0} \end{cases} \quad (IV.7)$$

On remplace l'équation (IV.6) dans l'équation (IV.7), on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

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

IV.3_ La commande à MLI

Le principe de la technique de modulation de largeur d'impulsion est basé sur la comparaison d'un signal dit la modulante et un autre dit la porteuse.

La technique choisie pour la commande de notre convertisseur est la MLI sinus- triangle car elle permet d'éliminer les harmoniques et d'avoir un bon rendement. 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 [17].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned} V_{refa} &= E_m \sin(2\pi ft) \\ V_{refb} &= E_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{refc} &= E_m \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (IV.9)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p \left[4(t - T_p) - 1 \right] & \text{si : } 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ V_p \left[-4(t - T_p) + 3 \right] & \text{si : } \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \quad (IV.10)$$

Ou :

$$T_p = \frac{1}{f_p}$$

f : Fréquence de la tension de référence(en Hz)

T_p : Période de la porteuse (en seconde)

f_p : fréquence de la porteuse (en Hz)

E_m : Amplitude de la tension de référence (enV)

V_{ref} : Tension de référence (en V)

V_p : Valeur crête de l'onde de modulation (enV)

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ✓ L'indice de modulation **m** égale au rapport de la fréquence de porteuse (f_p) sur la fréquence de référence(f) :

$$m = \frac{f_p}{f}$$

- ✓ Le coefficient de réglage en tension **r** égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence (E_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_p) :

$$r = \frac{E_m}{V_p}$$

Il existe différents types de modulation de largeur d'impulsion :

- MLI naturelle : c'est une technique analogique utilisé dans les réalisations industrielles les plus anciennes.
- MLI calculée : les angles de commutations sont obtenus à l'avance par un calcul direct, ils seront mémorisés puis reproduits au cours de fonctionnement.
- La modulation vectorielle : la modulation vectorielle est un cas particulier de largeur d'impulsion.

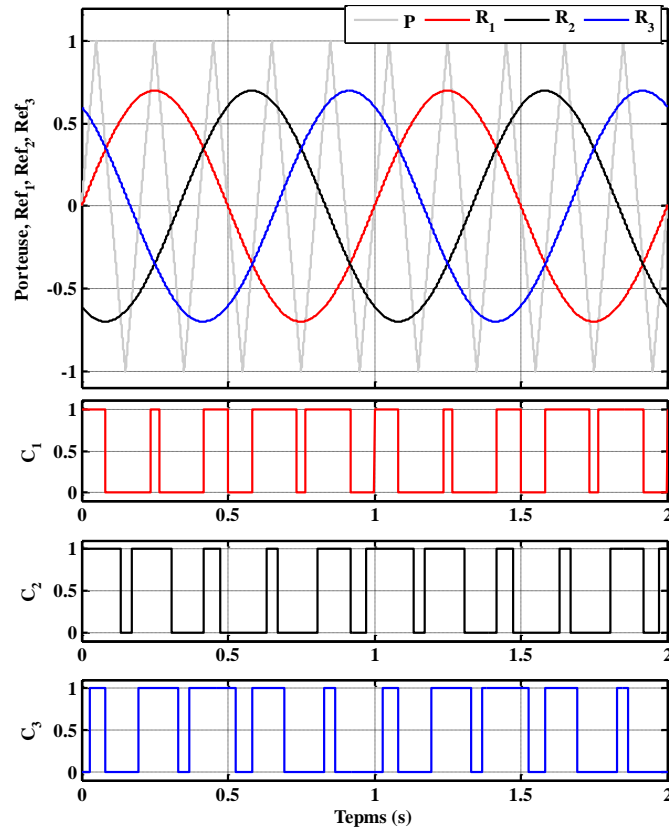


Figure IV.2 : Principe de fonctionnement de la technique MLI triangulosinusoidale à une porteuse

IV.4_Simulation du système avec onduleur

Les résultats de simulation présentés sur les figures ci-dessous, nous permettent de présenter les performances de la conduite de la MADA alimentée par un onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal, et pour deux fréquences de porteuse : $f_p=5$ kHz et $f_p=7.5$ kHz.

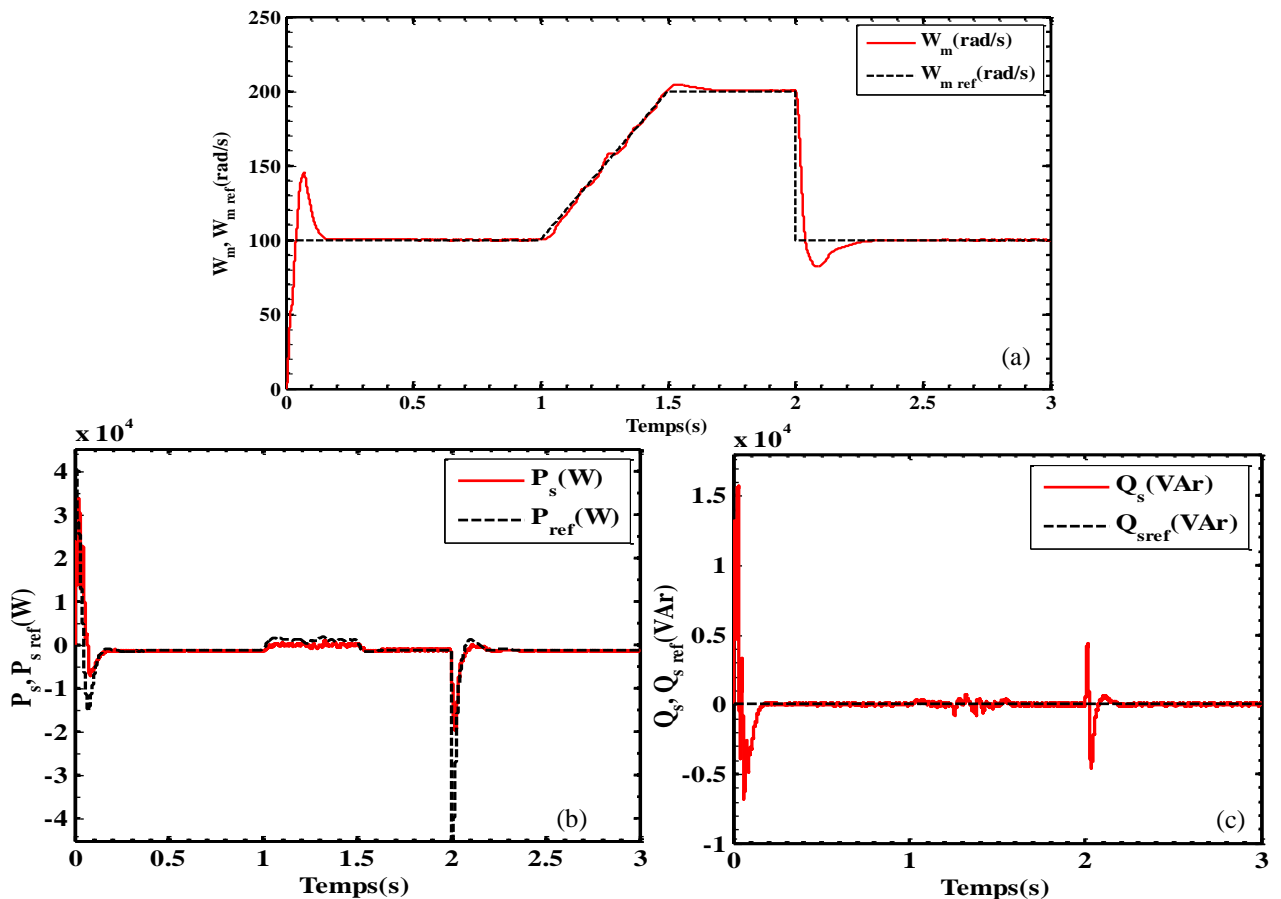


Figure IV.3 : Résultats expérimentaux obtenus de l'association de convertisseur avec la MADA

Pour la fréquence de porteuse qui est égale à 5 kHz, nous avons étudié notre système en se basant sur un profil de vitesse donnée dans la figure IV.3a, et avec couple de charge qui égale à -10Nm ($C_r = -10\text{Nm}$). Les simulations ont été réalisées pour le mode génératrice, et cela selon un profil de vitesse donnée de 100 rd/s à 200 rd/s. Ces vitesses représentent plus ou moins 30% de la vitesse de synchronisme, sachant que la vitesse suit sa référence, on représente respectivement le fonctionnement hypo et hyper synchrone. Dont l'hypo synchrone allant entre 0.2 à 1s et l'hyper synchrone entre 1.2 à 2s sans oublier de cité le régime transitoire lorsque le démarrage de la machine à vide à l' instant où $t \in [0, 0.2\text{s}]$. Nous avons aussi observé une perturbation introduite lorsque du passage d'hypo à l'hyper synchrone causé par la rampe imposé sur le profil de vitesse, pour que la machine augmente progressivement sa vitesse, ce qui résoudre une accélération égale à zéro.

Dans les figures IV.3b_c décrit l'évolution temporelle des puissances actives et réactives au stator (P_s et Q_s) La puissance active au stator est négative, la puissance réactive au stator est nulle, d'où un facteur de puissance unitaire mais négatif, c'est-à-dire la puissance fournie par la MADA et envoyée au réseau. On constate aussi que le transitoire du au démarrage entre 0 à 0.2s, des grand dépassement et des perturbations avec une erreur statique lors de la rampe de vitesse entre 1et1.5s les deux puissances suit leurs référence, malgré le passage de fonctionnement hypo synchrone au fonctionnement hyper synchrone sauf que un écart de puissance à $t \in [1\text{s} - 1.5\text{s}]$ du a l'inertie de la machine. On observe aussi à l'instant $t=2\text{s}$ un pic introduit pour les deux puissances dû à la variation de la vitesse de rotation. En régime permanent, on voit que toutes les grandeurs suivent bien leur référence.

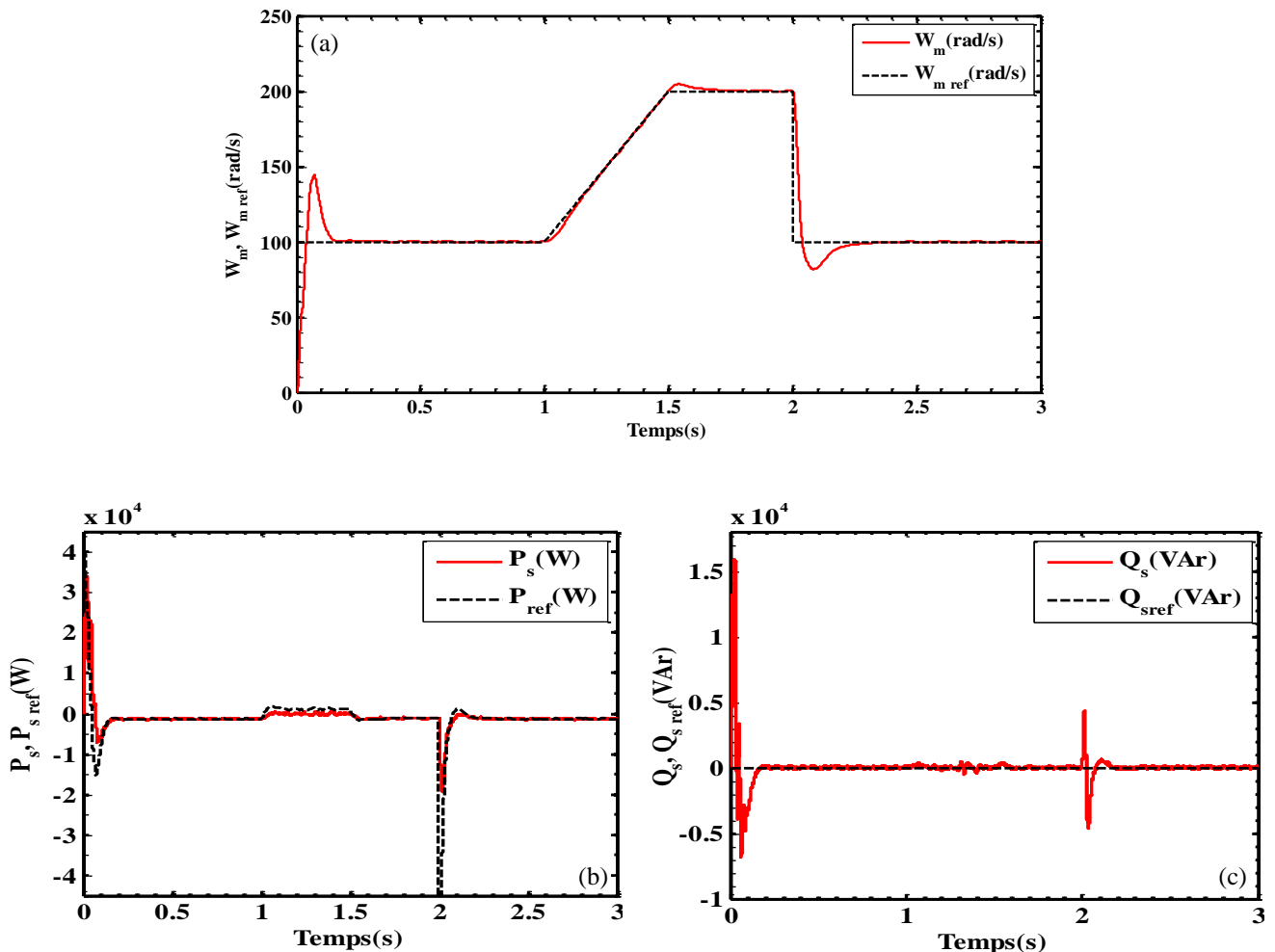


Figure IV.4 : Résultats expérimentaux obtenus de l'association du convertisseur avec la MADA pour $f_p=7.5\text{kHz}$

Pour la fréquence de porteuse qui est égale à 7.5 kHz, nous avons refait le même test, d'après les figures présenté ci-dessous, on remarque une amélioration dans les allures interprétés, à l'occurrence la perturbation, le transitoire, les pics enregistré dans les puissances et l'écart entre la puissance active et sa référence, cette amélioration revient à l'augmentation de la fréquence de porteuse de l'onduleur. Pour cela, en peut atteindre des résultats parfaits mais ils dépendent aussi de la fréquence de processus

du PC et par conséquent du pas de calcul choisit pour la simulation qui ne peut pas être infiniment petit.

IV.5 _ Association de la PLL avec la MADA

IV.5.1_ Structure de la PLL

Afin d'échanger une puissance contrôlée de notre machine avec le réseau, il faut que les tensions de stator doivent être de même amplitude et synchronisées avec celle du réseau. Cela veut dire que nous devons savoir à chaque instant toutes les grandeurs liées à la tension de réseau tel que l'amplitude, la fréquence, la phase et la pulsation de vecteur de tension.

Plusieurs techniques sont utilisées tel que :

- Boucle à verrouillage de phase (PLL phase locked loop).
- Une estimation du flux virtuel.

Dans notre étude, on s'intéresse à la première technique :

La PLL sert à déterminer l'angle nécessaire à la transformation de Park de la phase équivalente d'un système triphasé. La PLL réalise le suivis de phase de la composante directe de la tension de réseau, afin d'éliminer la composante en quadrature, ce qui se produit lorsque la phase estimée est égale à la phase du réseau [18].

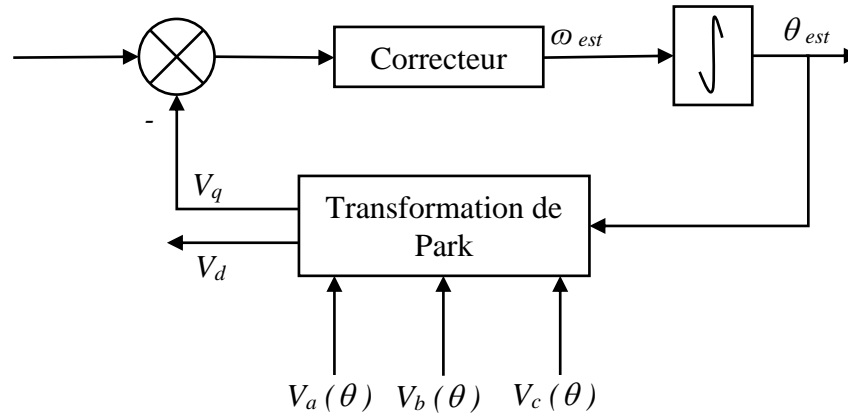


Figure IV.5 : Principe de la PLL triphasé dans le domaine de Park [14].

IV.5.2_Modélisation de la PLL

Le système de la tension triphasé sinusoïdale et équilibré est donné par :

$$\begin{aligned} V_a &= E_m \cos \theta \\ V_b &= E_m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_c &= E_m \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

Avec :

$$\theta = 2\pi ft$$

Afin d'avoir des grandeurs continues, on doit changer de repère (abc, dq), en utilisant la matrice de Park. Pour passer d'abc vers dq, on passe par la transformation de Clark, on obtient :

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \\ V_\beta &= \end{aligned} \quad (\text{IV.12})$$

Donc, dans le repère tournant on trouve :

$$\begin{aligned} V_d &= E_m \cos(\theta - \theta_{est}) \\ V_q &= -E_m \sin(\theta - \theta_{est}) \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

$$\begin{aligned} V_d &= E_m \cos(\Delta\theta) \\ V_q &= -E_m \sin(\Delta\theta) \end{aligned} \tag{IV.14}$$

Pour que le repère tournant soit synchronisé avec l'axe d qui tourne avec une pulsation ω , il faut que la phase estimée égale à la phase du réseau, la phase estimée doit être calculée par la boucle de la PLL.

Le modèle de la PLL en boucle fermée avec un régulateur classique PI. Donc, on obtient la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_q}{V_{qref}} = \tag{IV.15}$$

$$\frac{V_q}{V_{qref}} = \tag{IV.16}$$

On pose :

$$2\pi E_m K_i =$$

$$\frac{K_p}{K_i} =$$

$$\frac{V_q}{V_{qref}} = \tag{IV.17}$$

Les paramètres de régulateur est :

$$\begin{cases} K_i = \\ K_p = \end{cases} \tag{IV.18}$$

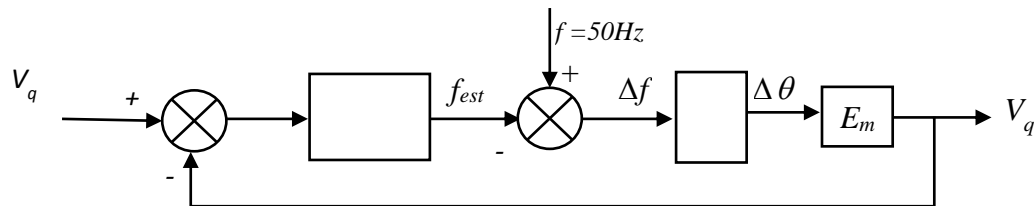


Figure IV.6 : Modèle de la commande de la PLL

IV.5.3 Teste de la PLL

Avant d'associer la PLL avec le réseau, il faut valider ces performances sachant que plusieurs méthodes pour tester la PLL à savoir :

- ✓ Teste de la PLL sur un réseau sans défaut.
- ✓ Teste de la PLL sur un réseau avec un défaut.

IV.5.3.1 Teste de la PLL sur un réseau sans défaut

Dans notre travail, nous avons étudié la PLL sur un réseau sans défaut. Dont en choisissant un facteur d'amortissement $z=1$ et un temps de réponse en boucle fermé $t_r=10ms$ tout en sachant que $E_m=220\sqrt{2}$. En utilisant le tableau IV.1 suivants, pour calculer les coefficients du régulateur.

z									
$n.t_r$									

Tableau IV.1 : Valeur numérique de réponse d'un système de 2^{em} ordre [14].

$$\omega_n =$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} K_i = \\ K_p = \end{cases}$$

IV.5.3.2_Simulation numérique de la PLL

Nous avons dévoilé à la figure IV.6, les résultats de la PLL pour différentes valeurs saut de phase à $t=2s$. $\theta \in [0, \pi]$. Nous constatons que pour la *figure IV.5a* la composante V_q converge en régime permanent qui égale à zéro. Durant la phase de transitoire, on remarque V_q présente de dépassement qui sont plus importants $\theta=\pi$ on conclure que la dégradation des avantages est du faite que l'approximation $\sin\Delta\theta=\Delta\theta$. Dans la *figure IV5b* présente les différentes allures de la composante de V_d la première observation ces allures se rassemble a un système de 1^{er} ordre et sans dépassement, sauf que à $\theta=\pi$ d'où cette allure prend un temps réponse dépasse la condition imposé.

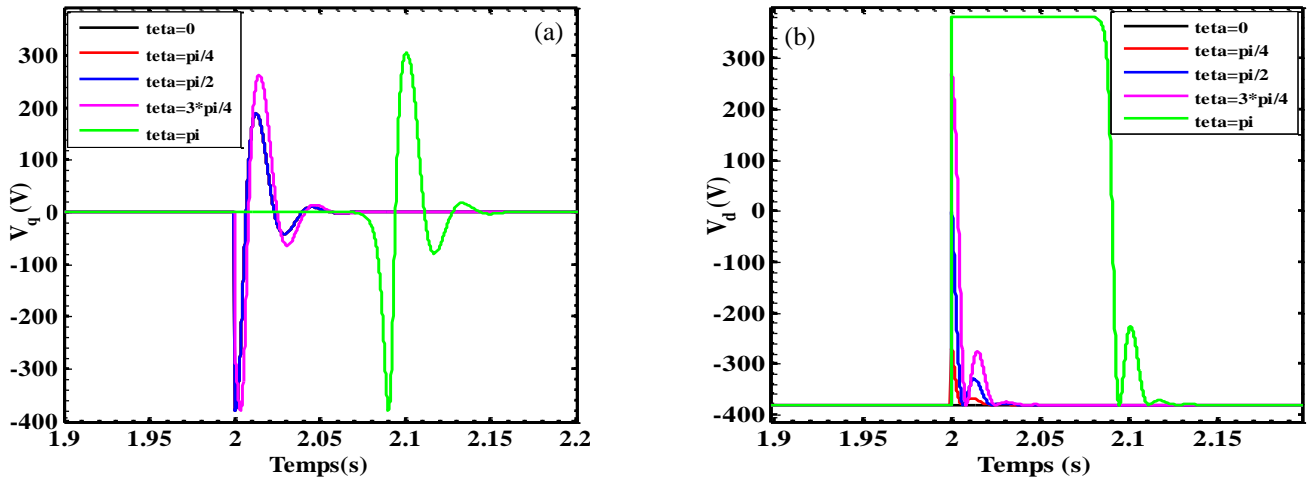


Figure IV.6 : V_q et V_d pour différentes valeurs de déphasages à $t=2s$.

La figure IV.6 montre le fonctionnement de la PLL dans le cas où la variation de la tension d'amplitude allant entre 0.3 à 1, à $t=2s$ de la tension nominale. On remarque à la figure IV.6a les composantes de V_q égale à zéro ce qui prouve la condition imposé de V_q dans les paramètres de la PLL sont juste. Par contre dans la figure IV.6b on remarque la variation des allures de la tension V_d pour le temps imposé, c.-à-d. Le saut d'amplitude est bien détecté.

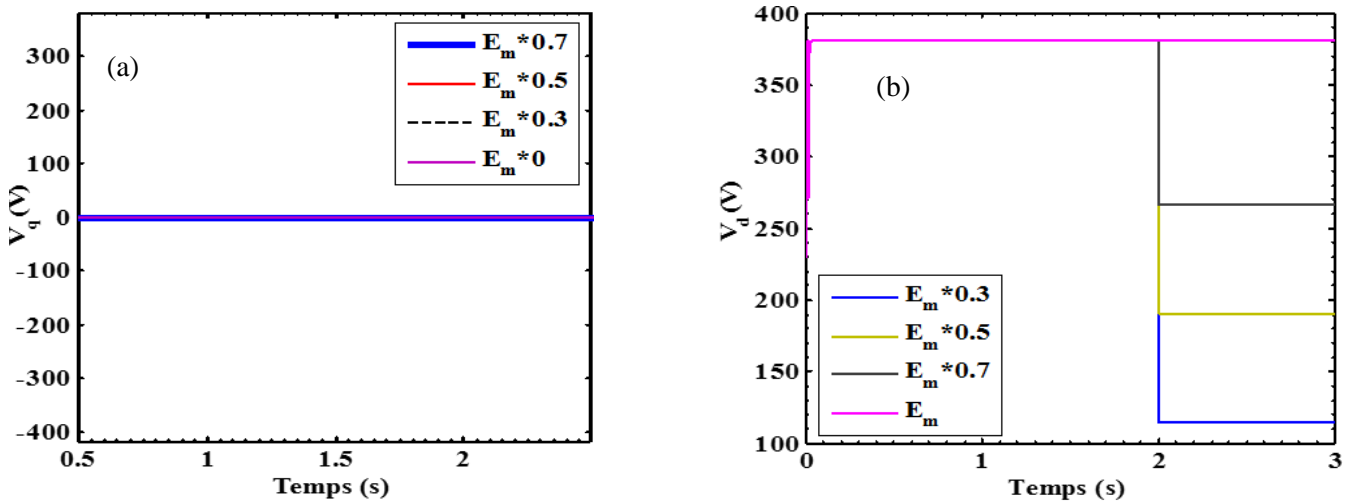


Figure IV.7 : V_q et V_d pour différentes valeurs d'amplitude à $t=2s$.

IV.6_Simulation du la MADA_onduleur_PLL

Après qu'on avait validé la PLL avec un test, en peut l'associée avec notre système, sans oublier de maintenir la fréquence de porteuse à 7.5 kHz et le couple de charge à -10Nm. Nous présentons alors dans les figures ci-dessous les différentes allures, la première lecture sur ces derniers, aucun changement dû à l'association de la PLL, par rapport au figures précédentes (*figure IV 4*), malgré l'application des différents sauts (saut de phase et saut d'amplitude), dont on constate que les deux phénomènes sont introduit a l'instant imposé ($t=0.7s$ pour le premier et $t=2.5s$ pour le second), au-delà de ces deux instants tous les courbes revient à leurs état normale.

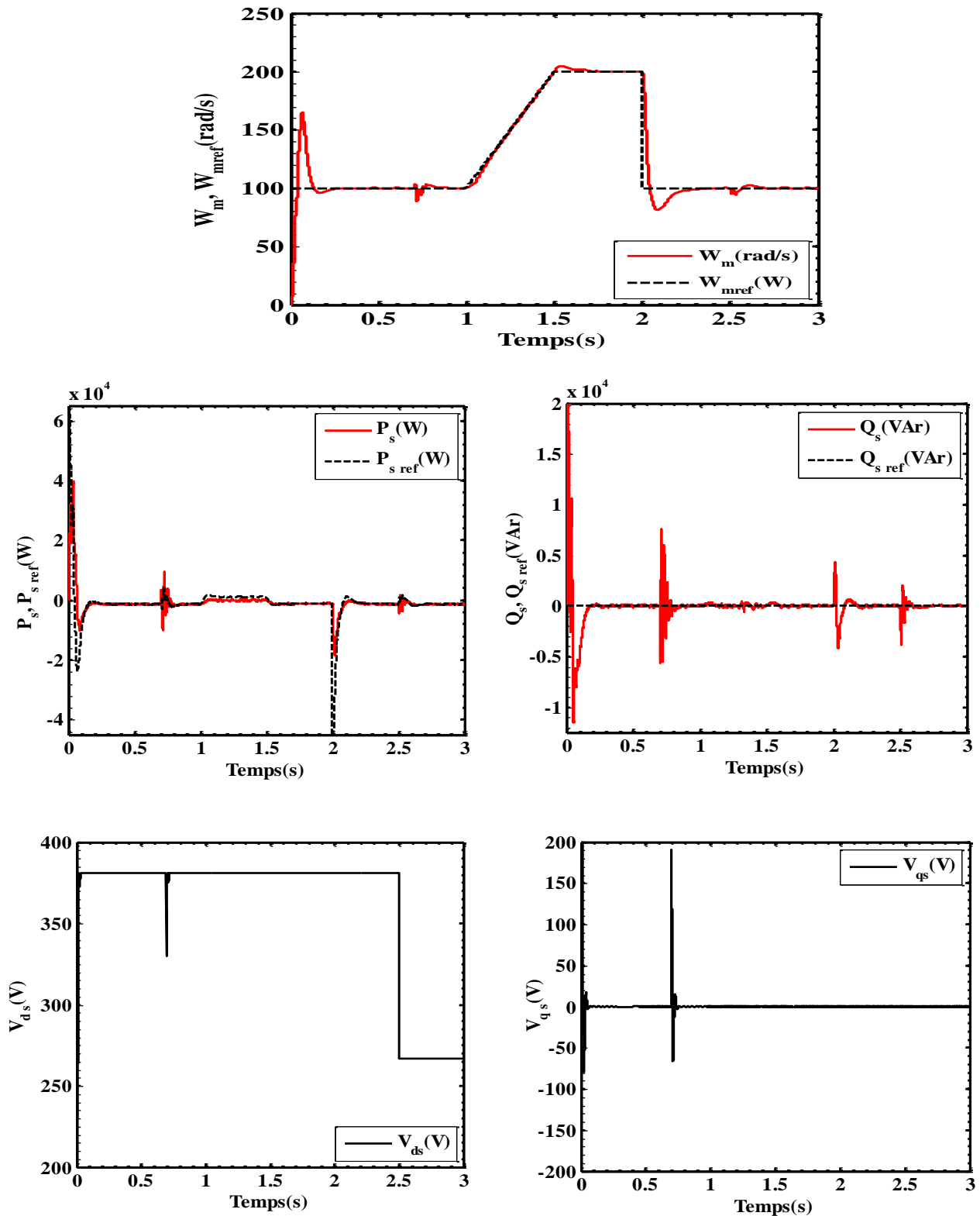


Figure IV.8 : Résultats expérimentaux obtenus de l'association de convertisseur MLI_PLL avec la MADA

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé le système d'alimentation coté rotor qui comporte l'onduleur, le stator et connecté au réseau, le rotor est liée à un onduleur Sim power système. Pour ce dernier, nous avons appliqué la technique MLI sinus – triangle pour le commander. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation ont pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Pour l'échange de puissance avec le réseau on a synchronisé notre système avec la PLL. D'après les résultats de simulations, on constate qu'à chaque fois qu'il y a une perturbation soit tension, fréquence ou déphasage notre système va dégrader. Et aussi la fréquence de la porteuse joue un rôle important, à

chaque fois, la fréquence augmente, les résultats s'améliorent de plus en plus. En revanche cette fréquence ne peut pas être plus grande que la fréquence d'échantiannage. Cette dernière est limitée par les performances de pc et des cartes d'interface. D'où la nécessité de trouver une fréquence grande un bon compromis entre celle d'échantiannage et les performances du système.

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier et de réaliser par la simulation numérique une commande pour la régulation de la puissance active et réactive d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) avec un système Onduleur.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), ses applications, ses modes de fonctionnement ses avantages et ses inconvénient qui nous permis de choisir la meilleurs topologie qui permis un meilleurs compromis.

Dans le deuxième chapitre, Nous avons exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de Park. Une étude comparative entre les deux types de fonctionnement Générateur et moteur a été effectuée dans le but de connaître le comportement de ce type de machine aux régimes dynamique. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink il est donc très utile de déterminer son domaine de fonctionnement dans les quatre quadrants pour pouvoir déterminer la grandeur de commande.

Pour cela, la commande vectorielle élaborée dans le troisième chapitre en puissance active et réactive statoriques. Dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but de découpler le modèle de la MADA pour garantir le bon fonctionnement des régulateurs. Pendant la simulation, nous avons supposé que la MADA fonctionne à une vitesse constante, dont l'étude été effectuée en mode générateur et en mode moteur. Dans la dernière partie de ce chapitre, la MADA est appelée à être commandée dans des divers applications tel que l'éolienne, dans cette intérêt, nous avons rajouté une boucle externe basée sur un autre régulateur PI. D'après les résultats, la régulation de la vitesse en utilisant les régulateurs PI à prouvés ces performances pour des petites variations de la vitesse en garantissant un bon suivis des consignes des puissances. Mais pour des variations brusques, on remarque l'apparition des pics durant le transitoire des puissances.

Nous avons entamé la synchronisation du système avec le réseau et l'influence de ce dernier sur la commande d'après le test de robustesse de la PLL. Nous avons déduit que la PLL classique est suffisante pour la synchroniser la dernière simulation consacrée au système convertisseur-MADA-PLL avec injection de perturbations du réseau montre qu'en restant dans les limites de fonctionnement du réseau $\pm 5\%$ pour la tension et 0.5% pour la fréquence. Par contre en poursuite de vitesse, on remarque une erreur statique dans la puissance active importante. Pour le test réalisé avec une fréquence de commutation 5Khz. Pour réduire cette erreur, nous avons augmenté cette fréquence à 7.5Khz. D'après les résultats de simulation on a remarqué que l'erreur est réduite de 50% enivrent. Mais en contrepartie, nous avons rendu les calculs plus lourds. Donc, il faut faire un bon compromis entre la fréquence et la taille des calculs.

Suite aux résultats obtenus dans cette étude, des perspectives intéressantes pouvant contribuées à l'amélioration du fonctionnement de la MADA sont en visage ables :

- Utilisation d'autres types de régulateurs plus performants dans la commande du dispositif.
- Association d'un convertisseur coté réseau pour la régulation de la tension U_{dc} et de réinjecter la puissance rotoriques vers le réseau pour améliorer le rendement du système.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] S.Ardjoun «Commande en vitesse par mode glissant d'une machine Asynchrone à double Alimentation ». Magister en électrotechnique, université Sidi-Bel-Abbès, 2010.
- [2] F.Bonnet « Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur ».Doctorat de l'université de Toulouse ,2008.
- [3] H.Ben Nadji, A.Belloul «Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant ».Master Académique, université El-Oued, 2015.
- [4] H.Abdelli «Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation »Magister université d'Oran .Mohamed Boudiaf.
- [5] E. El mjabber «Modélisation et commande de la MADA pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne ». Master II, Université sidi Mohammed Ben Abdellah, 2013.
- [6] Z.Lemmouchia «Commande robuste de la Machine asynchrone Doublement alimentée MADA avec et sans capteur de vitesse »Magister, université d'El-oued, 2013.
- [7] M.Dahmani, H.Yacoubi « Commande d'un système de production de l'énergie éolienne »Master Académique UMMTO, 2016.
- [8] R.Azaizia « Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentée par un convertisseur multiniveaux » Magister université M'Hamed bougara boumerdes, 2008.
- [9] A. Boyette « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne »Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2006.
- [10] T. Ayoub « Analyse et commande quatre quadrants de la machine asynchrone à double alimentation ». Master Académique Université du Québec en ABITIBI, Témisca Mingue, 2013.

- [11] S. El Aimani « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension » Doctorat délivré conjointement par l'école centrale de LILLE et l'université des sciences et technologies de LILLE, 2004.
 - [12] A. Ben Amor « Commande direct des puissances d'une MADA Intégré dans un système éolien connecté au réseau » Magister, université d'El oued, 2013.
 - [13] F. Atmane « Commande non linéaire par des régulateurs en mode glissant d'une Machine asynchrone à double alimentation MADA » Magister, université Biskra, 2013.
 - [14] 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.
 - [15] M. Bouaraki « Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable : Application sur un site à TINDOUF » Magister université M'Hamed Bougara, Boumerdes, 2012.
 - [16] A. Boulahia « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique ». Magister université de Constantine, 2009.
 - [17] S. Hamecha « Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent ». Magister université UMMTO ,2013.
 - [18] M. Correron « Système électroniques, chapitre 13 (cours), Boucles à verrouillage de phase, Phase -locked loops(PLL), Haute école spécialisée de suisse occidentale.
-

UNIVERSITE MOULOUD MAMERI DE TIZI-OUZOU

THESE DE MASTER ACADEMIQUE

Thème

Commande en vitesse d'une Machine Asynchrone à double alimentation (MADA) en vue de la production de l'énergie électrique connectée au réseau

Arezki ARAB SAID

Zahra AIT AIDER

Résumé

L'objectif principal de ce mémoire est d'étudier la commande en vitesse d'une Machine Asynchrone à Double Aimantation. Ce mémoire est consacré à une étude générale de la MADA, ses applications, ses modes de fonctionnement ses avantages et ses inconvénients qui nous permis de choisir la meilleurs topologie. Nous avons exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de Park, dans le but de connaître le comportement de ce type de machine aux régimes dynamique. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink il est donc très utile de déterminer son domaine de fonctionnement dans les quatre quadrants pour pouvoir déterminer la grandeur de commande. Pour cela, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, ou on a exprimé les grandeurs statoriques de la MADA en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but de découpler le modèle de la MADA pour garantir le bon fonctionnement des régulateurs. Pendant la simulation, nous avons supposé que la MADA fonctionne à une vitesse constante, par suite nous avons rajouté une boucle externe basée sur un autre régulateur PI. D'après les résultats , la régulation de la vitesse en utilisant les régulateurs PI à prouvés ces performances pour des petites variations de la vitesse en garantissant un bon suivis des consignes des puissances. Mais pour des variations brusques, on remarque l'apparition des pics durant le transitoire des puissances. Concernent l'étude de système MADA, convertisseur, PLL. Nous présentons le modèle topologique de l'onduleur à MLI. Pour mettre en évidence l'influence du convertisseur, nous allons l'intégrer dans le système en utilisant deux fréquences de modulations différentes suivis d'une étude comparative des performances de la commande et d'analyser les résultats.

Mots clés : Machine asynchrone à double alimentation, MADA, convertisseur à MLI, régulateurs PI, boucle de verrouillage de phase (PLL).
