



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté Des Sciences et technologies

Département Génie électrique

Option : Commande des systèmes électriques

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de master

En Electrotechnique

Thème

**Contrôle par la logique floue d'une machine
asynchrone en cascade (MASEC)**

Réalisé par :

M^r MADI LYES

M^r KHETTAL BOUZID

Membres de jury :

Président : M^r Dj. AOUZELLAG .

Examineur : M^r HAMASSE.

Promoteur : M^r K. GHEDAMSI .

Co-promoteur : M^r A. MAAFA .

Année Universitaire : 2012/2013

REMERCIEMENTS

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Nous remercions en premier lieu, Dieu Tout Puissant de nous avoir donné la volonté et surtout le courage de mener dans de bonnes conditions ce travail

Nous tenons bien sûr à remercier nos parents qui nous ont soutenues psychiquement durant toutes nos études.

Nous tenons à remercier nos promoteurs pour ce mémoire et surtout pour leurs conseils, leurs idées, leurs critiques.

Nos remerciements s'adressent également, aux membres de jury, qui nous font l'honneur d'évaluer notre modeste travail.

Nous remercions aussi tous les étudiants qui nous ont aidées par d'un conseil ou d'une idée d'un encouragement au cours de cette année

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

*À Celle à qui mon cœur depuis sa naissance n'a pas pu éprouver
qu'amour et reconnaissance, à celle qui a donné un sens à mon existence
en m'offrant une éducation digne de confiance*

À ma chère Mère.

*À le symbole de sacrifice et courage mon père, pour son amour et son soutien
moral depuis mon enfance. Père merci.*

À mes frères :

Abd louhab, el hadi et allaoua

À mes sœurs :

Tassaadith, hayette et samira

À mes cousins.

À mes amis en particulier : hilal, samy, djamila et kamilia

Bouzid

Dédicace

A qui puis-je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également,

À mon frère, Nabil, pour qui je serai toujours là.

À mes trois, très chers, sœurs, Zakia, Hanane et Rima, pour leur soutien, leur aide, leurs encouragements.

À mes grands-parents, je pense qu'ils sont fiers de son fils.

À mon grand-père et mon petit cousin à qui je souhaite un prompt rétablissement.

À mon oncle, Hakim et sa femme Nacima et cousine, Meriem.

À mes meilleurs amis, (Riad, Saddik, Adel, Lehcen, Djamel, Abbas, Belaid, Yanice, Yacine,.....) et à toute la promo avec qui on a partagé des bons moments.

Lyes Madi

SOMMAIRE

Introduction générale..... 1

Chapitre I. Classification des machines électriques

I.1 Introduction..... 1

I.2 Classification des machines électriques selon un critère de fabrication 1

 I.2.1 Machines avec contacts. 1

 I.2.1.1 Machines à courant continu. 1

 I.2.1.2 Machines synchrones à excitation électrique. 2

 I.2.1.3 Machines asynchrones à rotor bobiné (MADA) 2

 I.2.2 Inconvénients des machines avec contacts. 3

 I.2.3 Machines sans contacts..... 3

 I.2.3.1 Machines synchrones. 4

 I.2.3.3 Machines à courant continu sans balais (BRUSHLESS) 6

 I.2.3.4 Machines asynchrones à cage d'écureuil. 6

 I.2.3.4 Machines linéaires à induction. 8

 I.2.3.5 Machines asynchrones à rotor massif..... 9

 I.2.3.6 Machines multi-phasées 9

 I.2.3.7 Machines asynchrones en cascade 11

 I.2.3.8 Autre architecture de la cascade..... 13

 I.2.4 Avantages des machines sans contacts 15

I.3 Conclusion 16

Chapitre II. Modélisation de la MADA et MASEC

II.1 Introduction. 17

II.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). 17

 II.2.1. Modèle de la MADA 18

 II.2.2 Transformation de Park 20

 II.2.3 Application de la transformation de Park à la MADA 21

 II.2.4 Représentation d'état de MAS. 21

II.3 Description de la cascade 22

 II.3.1 Machines asynchrones en cascade 22

 II.3.2 Modélisation de la cascade de deux MADA dans le repère $d q$ 23

Sommaire.

II.3.2.1 Première machine.....	23
II.3.2.2 Deuxième machine.....	24
II.3.3 Simulation et interprétation des résultats	27
II.3.4 Modélisation du convertisseur MLI	29
II.3.4.1 Modes d'alimentation des machines alternatives	30
II.3.4.2 Modélisation de l'onduleur	30
II.3.5 Alimentation de la MASEC avec onduleur.....	32
II.3.5.1 Technique de commande MLI sinus-triangle	32
II.3.5.2 Simulation de l'ensemble MASEC avec l'onduleur.....	33
II.4 Conclusion	35

Chapitre III. Contrôle de puissance de la MASEC

III.1 Introduction	36
III.2 Principe du contrôle de puissance de la cascade	36
III.3 Contrôle de puissance de la MASEC	36
III.3.1 Mode de fonctionnement de la MASEC.....	36
III.3.2 Choix du référentiel pour le modèle diphasé.....	37
III.3.3 Relation entre la tension du deuxième stator et son courant.....	39
III.3.4 Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator	39
III.3.5 Méthode directe.....	41
III.6 Simulation et interprétation du contrôle directe de la MASEC	41
III.7 Contrôle de puissance indirect de la MASEC.....	45
III.8 Contrôle sans boucle de puissance	45
III.9 Simulation et interprétation du contrôle indirecte de la MASEC.....	46
III.10 Conclusion	48

Chapitre IV. Contrôle par la logique floue d'une MASEC

IV.1 Introduction.....	49
IV.2 Structure de base d'un contrôleur flou.....	49
IV.2.1 Base de connaissances	50
IV.2.2 Fuzzification	50
IV.2.3 Règles d'inférence floue.....	50
IV.2.4 Defuzzification	50
IV.2.4.1 Méthode du maximum.....	50

Sommaire.

IV.2.4.2	Méthode de la moyenne des maxima.....	50
IV.2.4.3	Méthode du centre de gravité.....	51
IV.3	Application de la logique floue au contrôle vectoriel de la MASEC.....	51
IV.3.1	Régulateur de MAMDANI.....	51
IV.3.2	Synthèse du régulateur.....	52
IV.3.3	Loi de commande.....	53
IV.3.4	Régulateur à cinq classes.....	53
IV.3.5	Calcul des différentes commandes.....	54
IV.3.6	Simulation et interprétation des résultats.....	56
IV.4	Conclusion.....	59
	Conclusion générale.	60
	Annexe A.	i
	Annexe B.	iii
	Bibliographie	

Liste des figures

N° de la Figure	Titre	Page
Fig. I.1	Machine à courant continu.....	2
Fig. I.2	Rotor de machine synchrone à inducteur bobine.....	2
Fig. I.3	Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices.....	3
Fig. I.4	Vue éclatée d'une machine asynchrone à rotor bobiné.....	4
Fig. I.5	Machine à excitation avec redresseur tournant.....	5
Fig. I.6	Cage d'écureuil.....	7
Fig. I.7	Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	7
Fig. I.8	Moteur linéaire.....	8
Fig. I.9	Machines multi-phasées avec le nombre de phase statoriques multiple de trois.....	9
Fig. I.10	Machines multi-phasées avec le nombre de phases statoriques n'est pas un multiple de trois	10
Fig. I.11	Cascade de deux machines asynchrones (couplage frontal)	11
Fig. I.12	Cascade de deux machines asynchrones (couplage en succession).....	12
Fig. I.13.a	Machines asynchrone en cascade	12
Fig. I.13.b	Machines asynchrone en cascade.....	13
Fig. I.14	Machine à double alimentation à armature simple.....	13
Fig. I.15	Vu en coupe de la MASDPS sans couplage électrique.....	14
Fig. I.16	Organigramme des machines électriques sans contact.....	14
Fig. II.1	Représentation schématique de la MADA.....	16

Fig. II.2	Machines asynchrone en cascade.....	22
Fig. II.3	Evolution des caractéristiques de la MASEC.....	28
Fig. II.4	Structure générale d'alimentation d'une machine alternative.....	29
Fig. II.5	Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS.....	30
Fig. II.6	Association MASEC-convertisseur de tension à commande M.L.I.....	32
Fig. II.7	Evolution des caractéristiques de la MASEC alimentée par un onduleur.....	35
Fig.III.1	Illustration des différents modes de Fonctionnement de la MASEC.....	38
Fig.III.2	Schéma-bloc du système à réguler.....	41
Fig.III.3	Schéma-bloc de la commande directe en puissance.....	42
Fig.III.4	Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants.....	45
Fig.III.5	Schéma-bloc de la commande.....	46
Fig.III.6	Evolution des caractéristiques du contrôle de la MASEC indirect.....	49
Fig. IV.1.a	Schéma synoptique d'un contrôleur.....	50
Fig. IV.1 b	configuration d'un contrôleur flou.....	50
Fig. IV.2	Schéma bloc d'un contrôleur flou.....	53
Fig. IV.3	Fonction d'appartenance de chacune des variables linguistiques.....	55
Fig. IV.4	Schéma-bloc de la commande indirecte.....	57
Fig. IV.5	Résultats de simulation de contrôle en puissance par logique floue.....	59

Notations

Notations

MADA	Machine Asynchrone Doublement Alimentée
MASEC	Machine Asynchrone En Cascade
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MRV	Machines à Reluctance Variable
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
DC	Direct Current
AC	Alternating Current
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
PI	Proportionnel Intégrateur
FLC	régulateur flou

Liste des symboles

Liste des symboles

Ω_s	Vitesse du synchronisme (rd/s)
$\omega_{s1,s2}$	Pulsation des grandeurs électriques du stator 01 et 02 (rd/s)
ω_s	Pulsation des grandeurs électriques statoriques (rd/s)
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)
$\omega_{r1,r2}$	Pulsation des grandeurs électriques du rotor 01 et 02 (rd/s)
P	Nombre de paires de pôles de machine
P_1	Nombre de paires de pôles de la première machine
P_2	Nombre de paires de pôles de la deuxième machine
ρ	Opérateur de Laplace
$V_{a,b,cs1}$	Tensions triphasées statoriques (stator 01) (V)
$V_{a,b,cs2}$	Tensions triphasées statoriques (stator 02) (V)
$V_{a,b,cr}$	Tensions triphasées rotoriques (V)
$i_{a,b,cs1}$	Courants triphasées statoriques (stator 01) (A)
$i_{a,b,cs2}$	Courants triphasées statoriques (stator 02) (A)
$i_{a,b,cr}$	Courants triphasées rotoriques (A)
$R_{a,b,cs1}$	Résistance d'une phase statorique (stator 01) (Ohm)
$R_{a,b,cs2}$	Résistance d'une phase statorique (stator 02) (Ohm)
$R_{a,b,cr}$	Résistance d'une phase rotorique (Ohm)
$\varphi_{a,b,cs1}$	Flux triphasées statoriques (stator 01) (Wb)
$\varphi_{a,b,cs2}$	Flux triphasées statoriques (stator 02) (Wb)
$\varphi_{a,b,cr}$	Flux triphasées rotoriques (Wb)
$[V_s], [V_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
$[i_s], [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (V)
$[\varphi_s], [\varphi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (V)
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques (H)
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques (H)
$[M_{sr}]$	Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor (H)
$P(\theta)$	Matrice de Park

Liste des symboles

θ	Ecart angulaire entre deux phases, statorique et rotorique correspondant
$L_{s1,s2}$	Inductance propre cyclique de stators 01 et 02 (H)
L_r	Inductance propre cyclique de rotor (H)
M	Inductance mutuelle cyclique du stator par rapport rotor (H)
$L_{s,ro}$	Inductance cyclique homopolaire statorique et rotorique(H)
$\varphi_{ds1,ds2}$	Flux du stator 01 et 02 selon l'axe d dans référentiel de Park (Wb)
$\varphi_{qs1,qs2}$	Flux du stator 01 et 02 selon l'axe q dans référentiel de Park (Wb)
$\varphi_{s,ro}$	Flux homopolaire du stator et rotor (Wb)
φ_{dr}	Flux du rotor selon l'axe d dans référentiel de Park (Wb)
φ_{qr}	Flux du rotor selon l'axe q dans référentiel de Park (Wb)
φ	Flux d'excitation (Wb)
φ_r	Flux selon l'axe d (Wb)
$V_{ds1,ds2}$	Tension de stators 01 et 02 selon l'axe d dans référentiel de Park (V)
$V_{qs1,qs2}$	Tension de stators 01 et 02 selon l'axe q dans référentiel de Park (V)
$V_{s,ro}$	Tension homopolaire du stator et rotor (V)
V_{dr}	Tension du rotor selon l'axe d dans référentiel de Park (V)
V_{qr}	Tension du rotor selon l'axe q dans référentiel de Park (V)
$i_{ds1,ds2}$	Courants de stator 01 et 02 selon l'axe d dans référentiel de Park (A)
$i_{qs1,qs2}$	Courants de stator 01 et 02 selon l'axe q dans référentiel de Park (A)
$i_{s,ro}$	Courant homopolaire du stator et rotor (A)
i_{dr}	Courants du rotor selon l'axe d dans référentiel de Park (A)
i_{qr}	Courants du rotor selon l'axe q dans référentiel de Park (A)
θ_r	Position du stator 01 par rapport au rotor (rd)
θ_r	Angles d'un axe lié au champs tournant par rapport au repère du stator (rd)
[Z]	Impédance du système (Ohm)
[L]	Matrice d'inductance du système (H)
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m)
C_{e1}	Couple électromagnétique de la première machine (N.m)
C_{e2}	Couple électromagnétique de la deuxième machine (N.m)
C_r	Couple résistant (N.m)

Liste des symboles

F	Coefficient de frottement (N.m.s/rd)
J	Moment d'inertie ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)
$p_{s1,s2}$	Puissances électriques actives du stator 01 et 02 (W)
$Q_{s1,s2}$	Puissances électriques réactives du stator 01 et 02 (Var)
v_c	Tension du bus continu (V)
m	Indice de modulation
r	Indice de réglage
S	Glissement de la cascade
S_1	Glissement de la première machine
S_2	Glissement de la deuxième machine
τ_r	Constante de temps rotorique (s)
τ	Constante de temps d'un système du premier ordre (s)
K_p	Gain proportionnel du régulateur
K_i	Gain intégral du régulateur
t	temps (s)

Introduction Générale

Introduction générale

Les machines asynchrones sont les plus utilisées, non seulement dans les machines et appareils industriels, mais aussi dans celles domestiques. Cela est dû leur fiabilité et à leur simplicité de construction, c'est à dire de leur faible coût, de leur bon rendement et enfin de leur vitesse qui est quasi constante (proche du synchronisme) [1].

On peut associer aux machines asynchrones à rotor bobiné des rhéostats de démarrage ou de récupérer l'énergie rotorique avec un convertisseur (AC/AC) pour la réinjecter ensuite dans le réseau, afin d'avoir un meilleur couple de démarrage et un faible appel de courant, avec un meilleur rendement. Mais ce type de machine a l'inconvénient d'avoir un mécanisme de contact (les bagues et les ballais) qui les rend moins tolérées dans certaines industries en raison de l'environnement de travail et des conditions d'exploitation d'une part et en raison de la complexité de sa construction et de son coût élevé, d'autre part.

L'objectif de notre travail est la mise en cascade de deux machines asynchrones à rotor bobiné afin de supprimer les contraintes causées par les contacts et d'avoir un meilleur rendement. La modélisation de cette cascade est validée pour simulation numérique dans l'environnement Simulink de MATLAB. Le même outil est utilisé ensuite pour valider le modèle de commande

Notre mémoire est constitué de quatre chapitres :

Le premier chapitre retrace à la classification des différentes machines électriques selon la possession ou non des contacts.

Le deuxième chapitre aborde à la modélisation et la simulation sous MATLAB/Simulink de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) ainsi que la machine asynchrone en cascade (MASEC).

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle en puissance (directe et indirecte) de la MASEC

Le quatrième chapitre renvoie au contrôle par la logique floue d'une machine asynchrone en cascade (MASEC)

Finalement ce travail se termine avec une conclusion générale.

I.1 Introduction

Dans la vie quotidienne et surtout dans l'industrie, on rencontre toutes sortes de machines et d'appareils qui utilisent plusieurs types de moteurs ou de génératrices.

Chaque type de machines a des qualités et des performances, mais aussi des inconvénients. Dans ce premier chapitre, on essaiera de les classer selon leur conception interne. On distingue trois principales familles : synchrones, asynchrones et à courant continu. Cependant, il nous est apparu plus intéressant de faire un classement en se basant sur le critère de possession ou non possession de contacts [2].

I.2. Classification des machines électriques selon un critère de fabrication

Dans l'industrie, on distingue trois types de machines principales : synchrones, asynchrones et à courant continu, une classification selon le critère de possession ou de non possession de contact :

I.2.1. Machines avec contacts

On désigne par contacts, le dispositif permettant l'accès aux enroulements rotoriques. Il se constitue de deux parties distinctes, une partie fixe et une partie tournante. La partie fixe s'appelle les balais, la partie tournante s'appelle bagues pour les machines alternatives, ou collectrices pour les machines à courant continu. Les balais sont des éléments conducteurs, habituellement faits en graphite ou de carbone auxquels on additionne du cuivre pour augmenter la conductivité électrique. Ainsi le contact électrique se fait à partir des balais frottant sur les bagues du rotor. [3]

Parmi ces machines qui présentent des contacts:

I.2.1.1 Machines à courant continu

La machine à courant continu comporte un induit (rotor), un inducteur (stator) qui se constitue des pôles magnétiques excités par une source de courant continu ou des aimants permanents, un collecteur qui est solidaire de l'induit et des balais qui sont fixe et frottent sur le collecteur et ainsi alimentent les conducteur de l'induit. Elle peut transformer l'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement. Cette machine présente plusieurs inconvénients, avec en particulier son coût très élevé et la maintenance nécessaire à cause de la présence des balais qui frotte sur le collecteur. [4], [5]

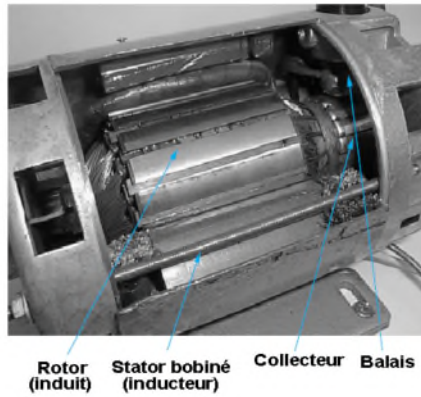


Figure.I.1. Machine à courant continu [6]

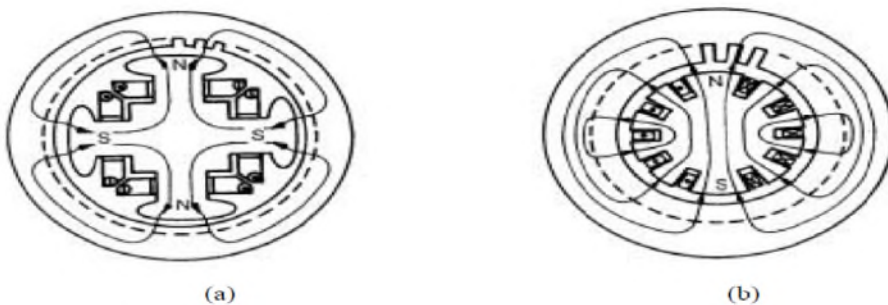
I.2.1.2 Machines synchrones à excitation électrique

Le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatif. L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor. Concernant le rotor, deux configurations sont envisageables :

- Un rotor à pôles saillants (figure I.2.a) pour lequel les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Ils sont fixés par queues d'aronde ou par clefs sur la jante qui assure le retour du flux.
- Un rotor à pôles lisses (figure I.2.b) plutôt adapté pour des applications à forte puissance et à grande vitesse ; le bobinage est, dans ce cas, logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier amagnétique. [4]

Figure.I.2. Rotor de machine synchrone à inducteur bobiné [4]

I.2.1.3 Machines asynchrones à rotor bobiné (MADA)



La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées 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, mais constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lors de la rotation de la machine, [7].

En comparaison avec la machine asynchrone à cage, la machine asynchrone doublement alimentée (MADA) permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variable de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme. [7]

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la machine asynchrone doublement alimentée. En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rétorque, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine. Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard, le montage en cascade hyposynchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement. Enfin, suite à une large évolution des composantes de l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergées pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse : la première consiste à coupler le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur de tension ; dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, structure présentant une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage [8].

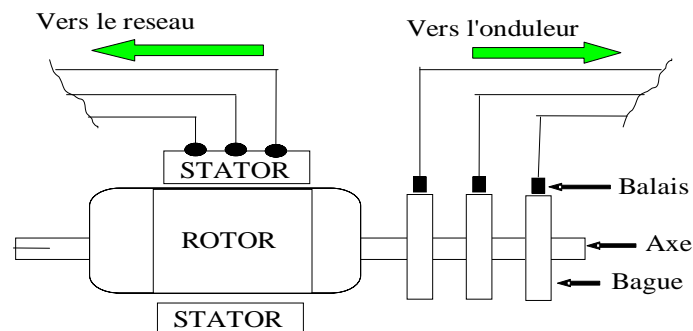


Figure.I.3. Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices [9]

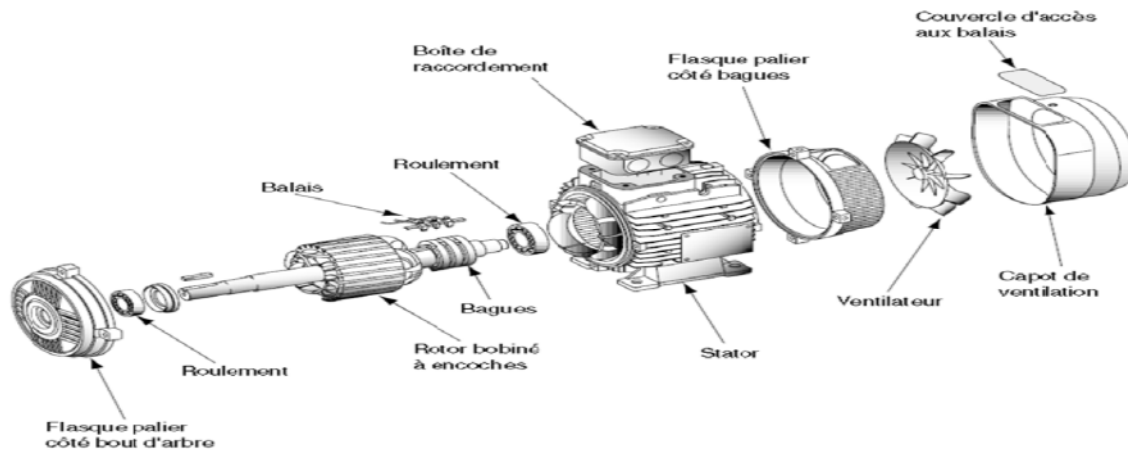


Figure.I.4 Vue éclatée d'une machine asynchrone à rotor bobiné [10]

I.2.2 Inconvénients des machines avec contacts

La présence de contacts dans ce genre de machines présente certains inconvénients parmi lesquels :

- La présence des balais- bagues qui rendent la machine fragile ;
- Une vitesse de rotation limitée ($<12000\text{tr /min}$) ;
- La présence de poussière conductrice (provoquant ainsi des étincelles entre les bagues) ;
- Echauffement du rotor dû à la présence des contacts ;
- Coût de fabrication très élevé ;
- Durée de vie limitée ;
- Usure des balais puis pollution de l'environnement ;

On peut conclure que, malgré leur souplesse de fonctionnement et leur bon rendement, on remarque bien qu'ils présentent plusieurs inconvénients. Pour ces raisons-là, on essaiera d'étudier d'autres machines, à savoir les machines sans contacts.

I.2.3 Machines sans contacts

Ces machines n'ont pas d'accès aux enroulements rotoriques, donc pas de dispositif de contact. Il en existe plusieurs modèles et pour mieux illustrer cette famille de machines, on présente l'organigramme de classification en figure(I.16)

I.2.3.1 Machines synchrones

Ses machines reposent sur deux types d'excitation rotorique.

I.2.3.1.1 aimants permanents

- aimants permanents dans le rotor

Ces machines comportent au niveau de leur rotor des aimants permanents, qui ont le rôle de créer le champ inducteur, ce qui supprime toutes sources de tension d'excitation en courant continu. Avec l'amélioration des matériaux magnétiques et essentiellement celle des aimants permanents, une très grande impulsion a été donnée à ce genre de machines.

On distingue plusieurs configurations. On ne cite ici que les magnétisations radiales et parallèles. [2]

➤ **excitation combinée**

C'est une combinaison de deux procédés d'excitation, une excitation électrique et une excitation avec des aimants permanents

I.2.3.1.2 excitation électrique

La mise en œuvre de l'excitation électrique peut se présenter sous différents aspects, mais on s'intéressera à ceux qui ne nécessitent pas la mise en place des contacts. Parmi ces excitations électriques les plus répandues, nous avons :

➤ **l'excitation avec redresseur tournant**

Ce type d'excitation est plus intéressant dans les machines à forte puissance, où on utilise la puissance mécanique disponible sur l'arbre. Le rotor triphasé de l'excitatrice est monté sur ce dernier, excité par le stator générant un champ fixe. Le courant ainsi induit est redressé par un convertisseur statique, et alimente le rotor de la machine synchrone [3]

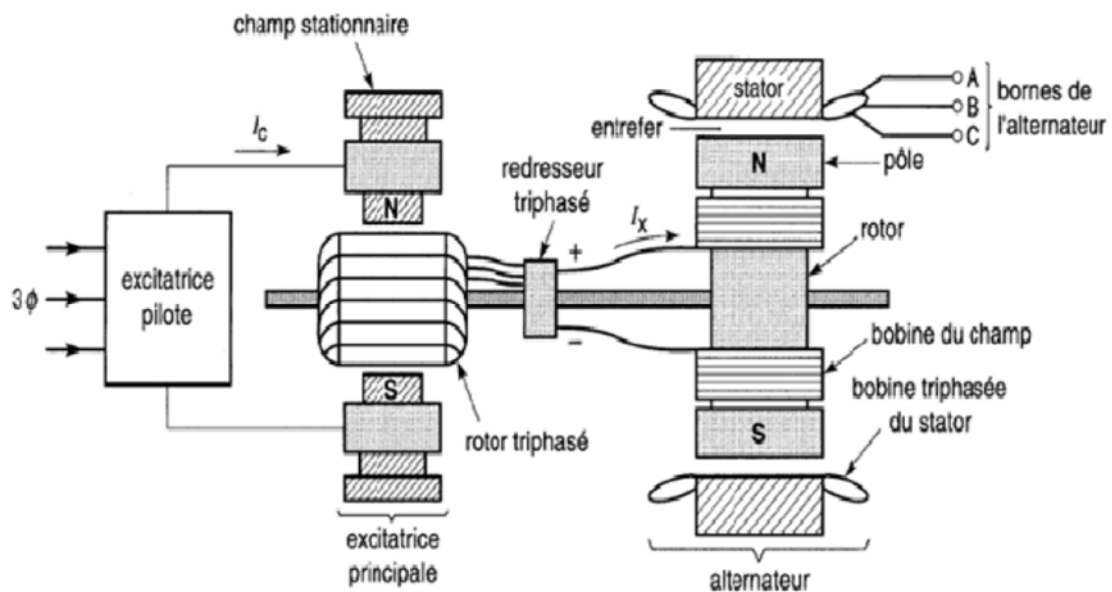


Figure I.5 Machine à excitation avec redresseur tournant [4]

➤ Machines à reluctance variable

La machine à reluctance variable (MRV) a été le premier moteur électrique conçu et a d'abord été utilisé dans l'horlogerie dans les années 1850 [11]. Son couple est développé seulement par la reluctance. La MRV présente l'avantage d'une grande simplicité de construction mécanique, d'un faible cout, d'une bonne robustesse, et d'un couple massique élevé. De plus, l'absence de l'excitation au rotor réduit les pertes qui sont alors principalement localisées au stator plus simple à refroidir. Les principaux inconvénients de cette machine sont la complexité relative à sa commande et l'ondulation du couple provoquant un bruit important. Son rendement et le facteur de puissance sont détériorés. Pour améliorer son facteur de puissance on ajoute des excitations (MRV excitée). Elle offre des caractéristiques intéressantes pour les basses vitesses de rotation [12], [13].

I.2.3.3 Machines à courant continu sans balais (BRUSHLESS) :

Les machines BRUSHLESS sont des machines synchrones à aimants permanents et à forces électromotrices généralement trapézoïdales. On les appelle machines à courant continu sans balais. Il s'agit de machines économiques, de faible puissance, souvent à pôles lisses, associés couramment à des commandes analogiques intégrées. Afin d'obtenir un couple électromagnétique sensiblement constant, on les alimente par des créneaux de courant de manière à ce que la puissance électromagnétique instantanée reste constante. En régime permanent, la vitesse de rotation est fixée, pareil que le couple électromagnétique.

Dans une machines Brushless, la commutation des enroulements est faite non pas mécaniquement mais de manière électronique par un système complexe appelé contrôleur.

Celui-ci transforme le courant continu en courant triphasé à fréquence variable. Il alimentera successivement les phases de la machine pour créer le champ tournant et donc la rotation qui nous intéresse. On comprend aisément qu'avec ce principe d'alimentation, il est impératif que les bobinages soient fixes dans la machine, et non pas en rotation comme dans la machine a charbons. Tous les Brushless ont donc la même architecture de construction : un stator fixe qui porte les bobines, et un rotor mobile sur lequel les aimants permanents sont collés. Les bobinages peuvent être réalisés de manière différente : en étoile ou en triangle.[14]

I.2.3.4 Machines asynchrones à cage d'écureuil

La machine asynchrone est, de beaucoup, la machine la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est

l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer, généralement utilisés dans l'industrie.

Elle est constituée des principaux éléments suivants :

Le stator : Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

Le rotor à cage : Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil bien entendu, figure (I.6). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

Pour les aérogénérateurs de dimensions conséquentes (grande puissance et rayon de pales important), la vitesse de rotation est peu élevée. Or, il n'est pas envisageable de concevoir une génératrice asynchrone lente avec un rendement correct. Il est donc nécessaire d'insérer entre la turbine et la machine asynchrone un multiplicateur mécanique de vitesse [15], [16]

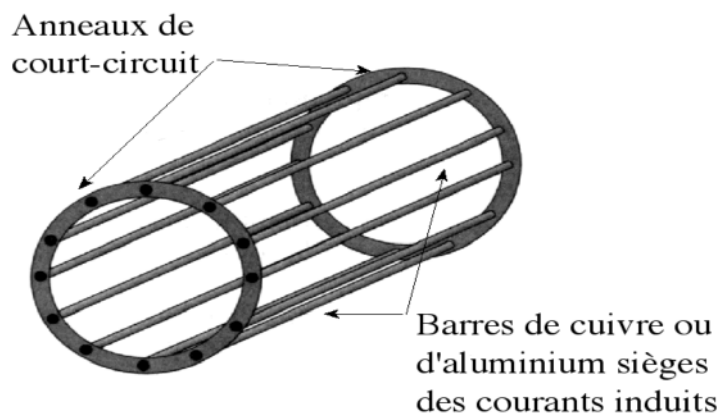


Figure .I.6.Cage d'écureuil [2]

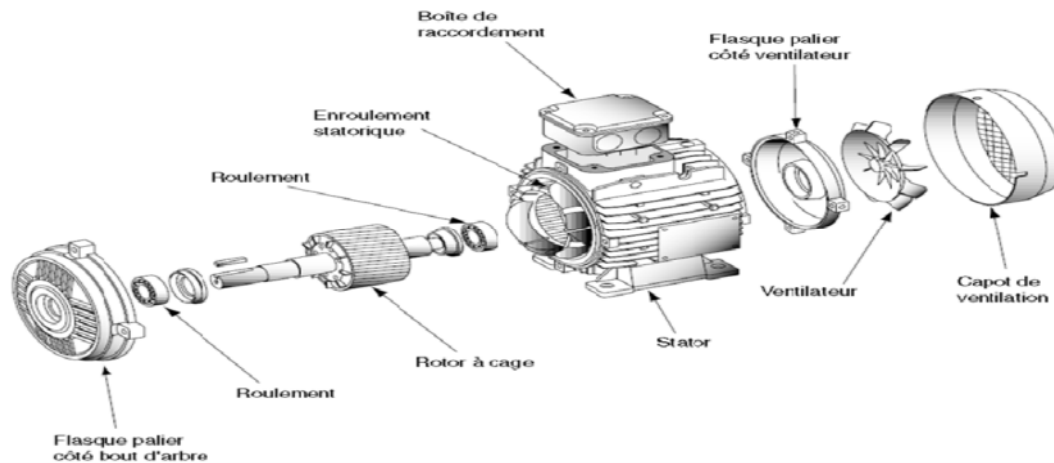


Figure.I.7.Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [17]

I.2.3.4 Machines linéaires à induction

Le principe est d'aplatir le stator sectoriel sans affecter la forme ou la vitesse du champ magnétique. Un stator plat produit un champ magnétique qui se déplace en ligne droite, à une vitesse constante.

$$V_s = 2 \pi w f$$

V_s : vitesse synchrone linéaire du champ m/s

w : Longueur d'un pas polaire m

f : fréquence du réseau Hz

Notons que la vitesse ne dépend pas du nombre de pôles mais seulement du pas polaire, par conséquent, pour un pas polaire donné, un stator bipolaire ou un stator, disons à 6 pôles, produisent des flux de même vitesse. Si une cage d'écureuil plate est placée à proximité du stator plat, le champ magnétique l'entraînera avec une force considérable. C'est le principe du moteur linéaire.

Dans plusieurs applications, il arrive que le rotor soit fixe alors que le stator se déplace. Par exemple, dans le cas des moteurs linéaires utilisés pour la propulsion de certains trains, le rotor est composé d'une plaque d'aluminium épaisse fixée au sol sur toute la longueur du parcours, et le stator linéaire est fixe en dessous de la carrosserie de façon à enjambrer la plaque. La vitesse est commandée en faisant varier la fréquence de la source qui alimente le stator. [18]

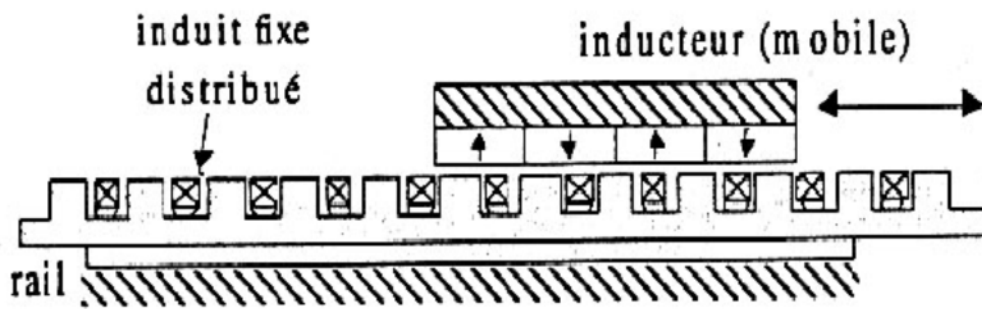


Figure.I.8. Moteur linéaire [19]

I.2.3.5 Machines asynchrones à rotor massif

Ce type de machines, à la simple caractéristique d'avoir un rotor cylindrique de fer plein, qui ne comporte ni encoche, ni enroulement, qu'on appelle massif. [2]

I.2.3.6 Machines multi-phasées

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà, on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multi-phasées".

Une machine multi-phasées est composée de n bobinages déphasés spatialement de $\frac{2\pi}{n}$ alimentés par des tensions déphasées temporellement de $\frac{2\pi}{n}$, avec n qui est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre les phases.

On distingue deux types de machines multiphasées selon que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. [4], [20]

➤ Machine multi-phasées de type 1

Les machines multi-phasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phases statoriques "q" est un multiple entier de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en plusieurs étoiles. On appelle aussi ce genre de machines "machines multi-étoiles".

Parmi les machines les plus connues de cette configuration, la machine asynchrone à doubles étoiles (MASDE). Elle est robuste, fiable et répond à de meilleurs critères de performances par rapport à la machine ordinaire (simple étoile) avec un rendement très élevé. [4], [20]

➤ Machine multi-phasées de type 2

Les machines multi-phasées de type 2 sont des machines possédant un nombre de phases statoriques qui contrairement au type précédant n'est pas un multiple de trois.

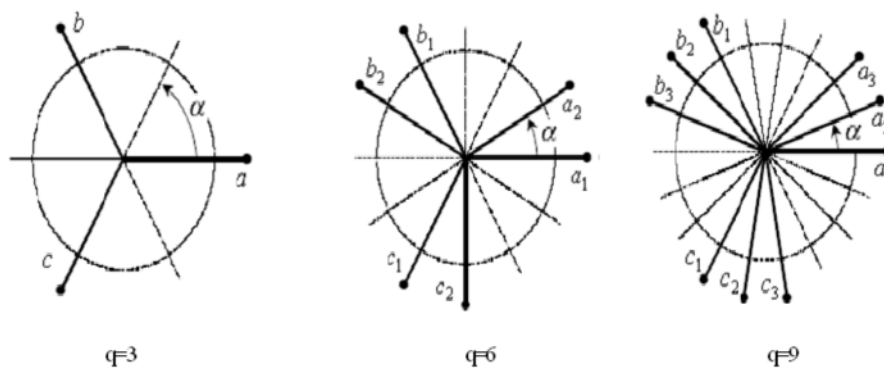


Figure.I.9. Machines multi-phasées avec le nombre de phases statoriques multiple de trois [4]

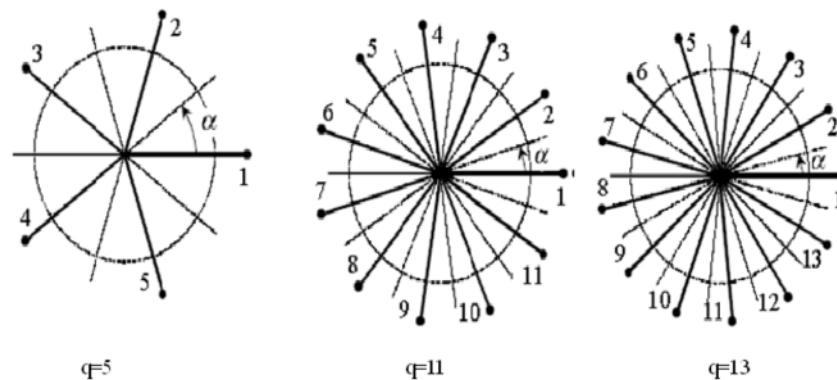


Figure.I.10. Machines multi-phasées avec le nombre de phases statoriques n'est pas un multiple de trois [4]

Les machines multi-phasées ont un très grand intérêt pour différentes raisons :

➤ **Segmentation de puissance**

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans en augmenter la tension (ou vice versa). La puissance totale est donc répartie sur un nombre de phases plus important, ce qui réduit la puissance demandée par chacune d'elles. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courant et de couple. [4]

➤ **réduction des harmoniques**

On peut réduire les harmoniques, dans la caractéristique couple-vitesse de certaines machines triphasées. Il n'y a donc pas forcément besoin de bobiner ces machines de manière à

réduire ces harmoniques, comme il est généralement nécessaire de faire pour les machines triphasées.

➤ **Amélioration de fiabilité**

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'elle entre en régime dégradé (perte de l'une des phases par défection des éléments semi-conducteurs de l'onduleur qui alimente la machine), la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases, ce qui produit une perte de contrôle ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. Avec les machines multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans que la connexion du neutre soit nécessaire. [4], [14]

➤ **Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique**

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique, dont la fréquence est six fois celle du fondamentale, est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Alors que dans les machines multi-étoiles, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, les harmoniques du couple de ces rangs sont naturellement éliminés. De plus, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent pas de f.m.m, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques, par conséquent une machine multi-phasée aura toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée.[14]

I.2.3.7 Machines asynchrones en cascade

On désigne par cascade, le couplage de deux machines mécaniquement et électriquement identiques, cela en reliant leurs deux arbres, ainsi que leurs phases. Il y a le couplage par inversion.

Il existe plusieurs types de couplage:

➤ **Couplage frontal**

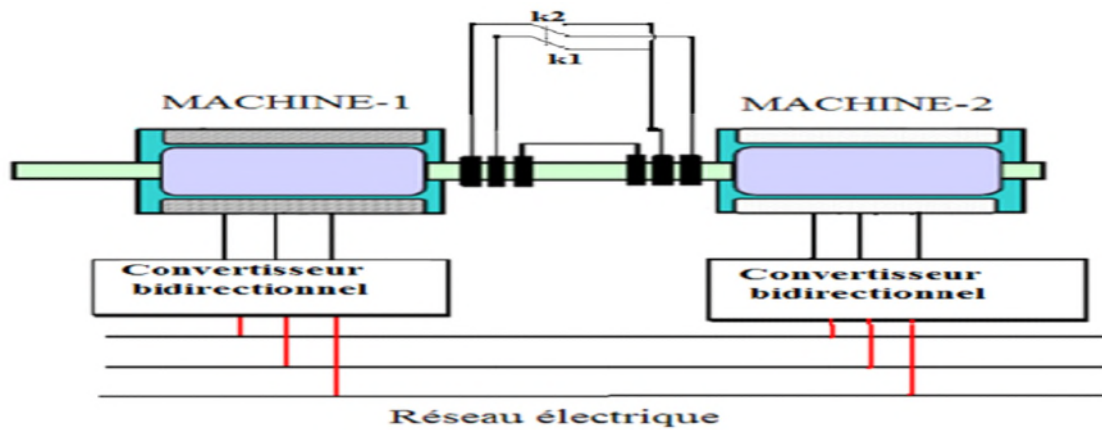


Figure.I.11.Cascade de deux machines asynchrones (couplage frontal) [20]

Les deux machines sont mises face à face, tel qu'il est représenté sur la (fig.I.11). Notons que pour ce genre de configuration le couplage des enroulements rotoriques peut se faire de deux manières, soit en couplage direct où on respecte la succession des phases ou alors en couplage inverse où deux des phases sont interchangées. Ce changement est schématisé par un interrupteur à deux positions.

➤ **Couplage par succession**

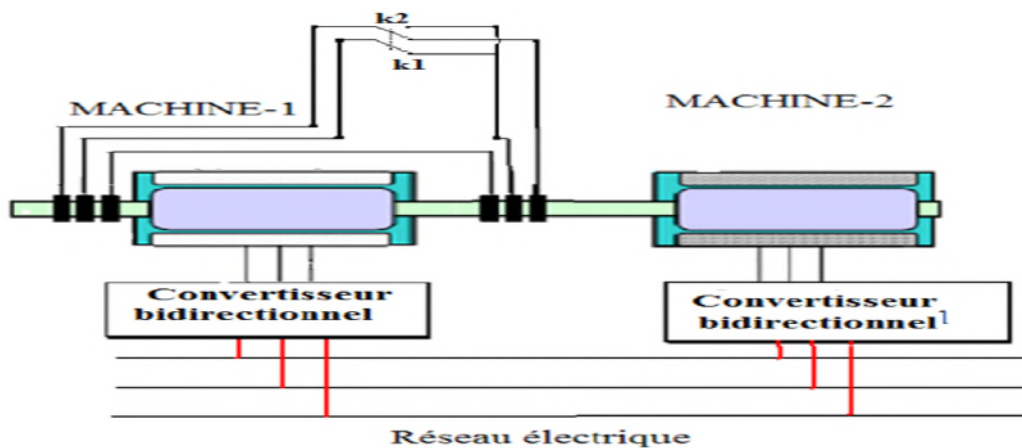


Figure.I.12.Cascade de deux machines asynchrones (couplage en succession) [20]

Un couplage par succession signifie, que les deux machines se succèdent l'une à l'autre, tel qu'il est représenté sur la (figure I.12). Là aussi l'inversion de phases est possible.

On peut remarquer qu'une machine en cascade en couplage frontale avec un couplage direct est équivalente à une machine en succession en couplage inverse et vice-versa. On peut en distinguer deux types:

a) Machines asynchrone en cascade, couplage inverse

Dans ce cas, on couplera les deux machines un couplage par succession en raccordant leurs arbres ainsi que leurs bobinages rotoriques avec un branchement inverse c'est-à-dire avec inversion des phases rotoriques. (La fig. I.13.a) illustre ce couplage

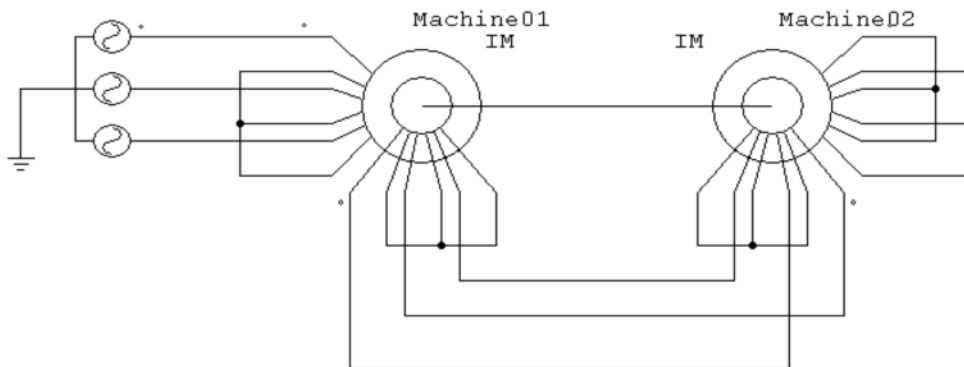


Figure.I.13.a – Machines asynchrone en cascade [4]

b) Machines asynchrone en cascade, couplage direct

On garde le couplage par succession mais au lieu de coupler leurs rotors avec un raccordement direct, on reliera l'entrée des bobines du rotor d'une machine à la sortie de l'autre comme le montre la figure (I.13.b) Une autre solution pour ce type de couplage qui consiste à les coupler mécaniquement avec la configuration frontal et on raccorde aussi leurs bobinages statoriques avec un branchement inverse, c'est-à-dire avec inversion des phases statoriques.

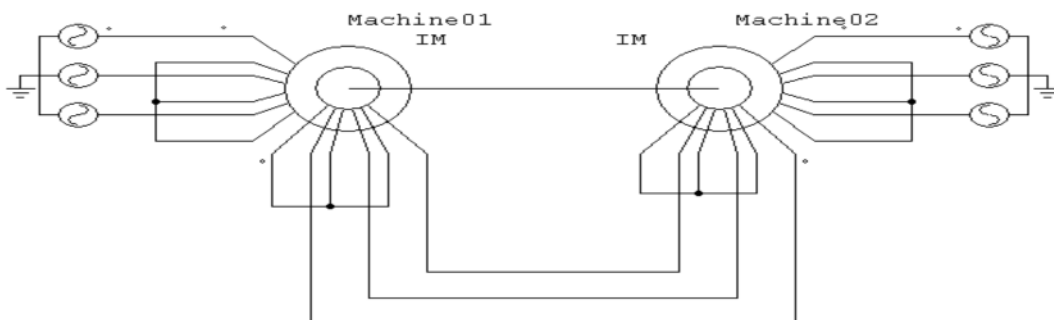


Figure.1.13.b – Machines asynchrone en cascade [4]

I.2.3.8 Autre architecture de la cascade

On se basant sur le principe précédant, on peut imaginer d'autre configuration :

MAS cascadiée à un repère; il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique est identique. Une machine à son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur. (Les deux circuits statoriques sont séparés). [21]

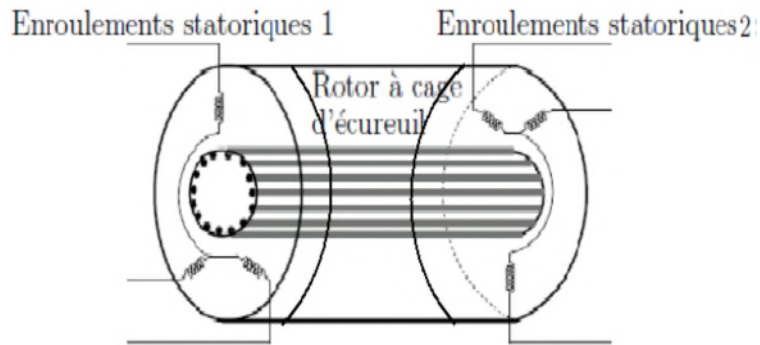


Figure.I.14. Machine à double alimentation à armature simple [21].

Cascade de deux MAS sans couplage électrique au rotor; dans ce genre de cascade, on supprime la connexion électrique du rotor. Ces machines, de petite puissance (<10 W) et de très grande vitesse (24000 à 100000 tr/mn), sont utilisées dans les gyroscopes à rotor extérieur (pour augmenter leur inertie), soit à un seul paquet ou bien à double paquets statoriques, (figure I.14). [4]

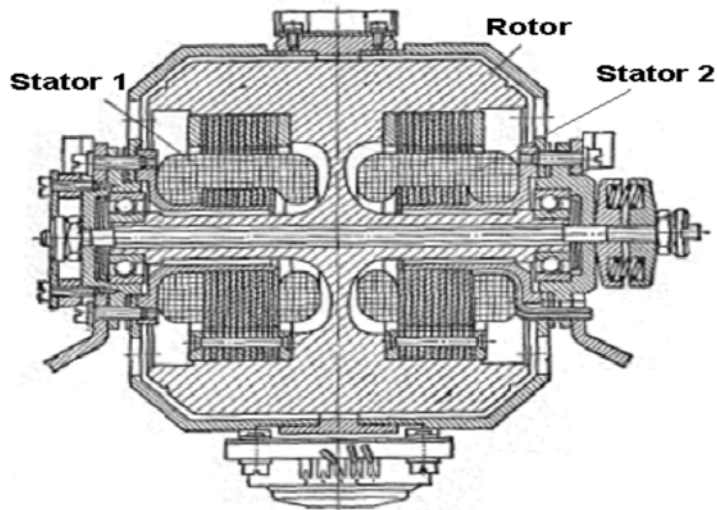


Figure.I.15. Vue en coupe de la MASDPS sans couplage électrique. [22]

Un résumé des machines sans contacts est illustré dans la figure.I.16.

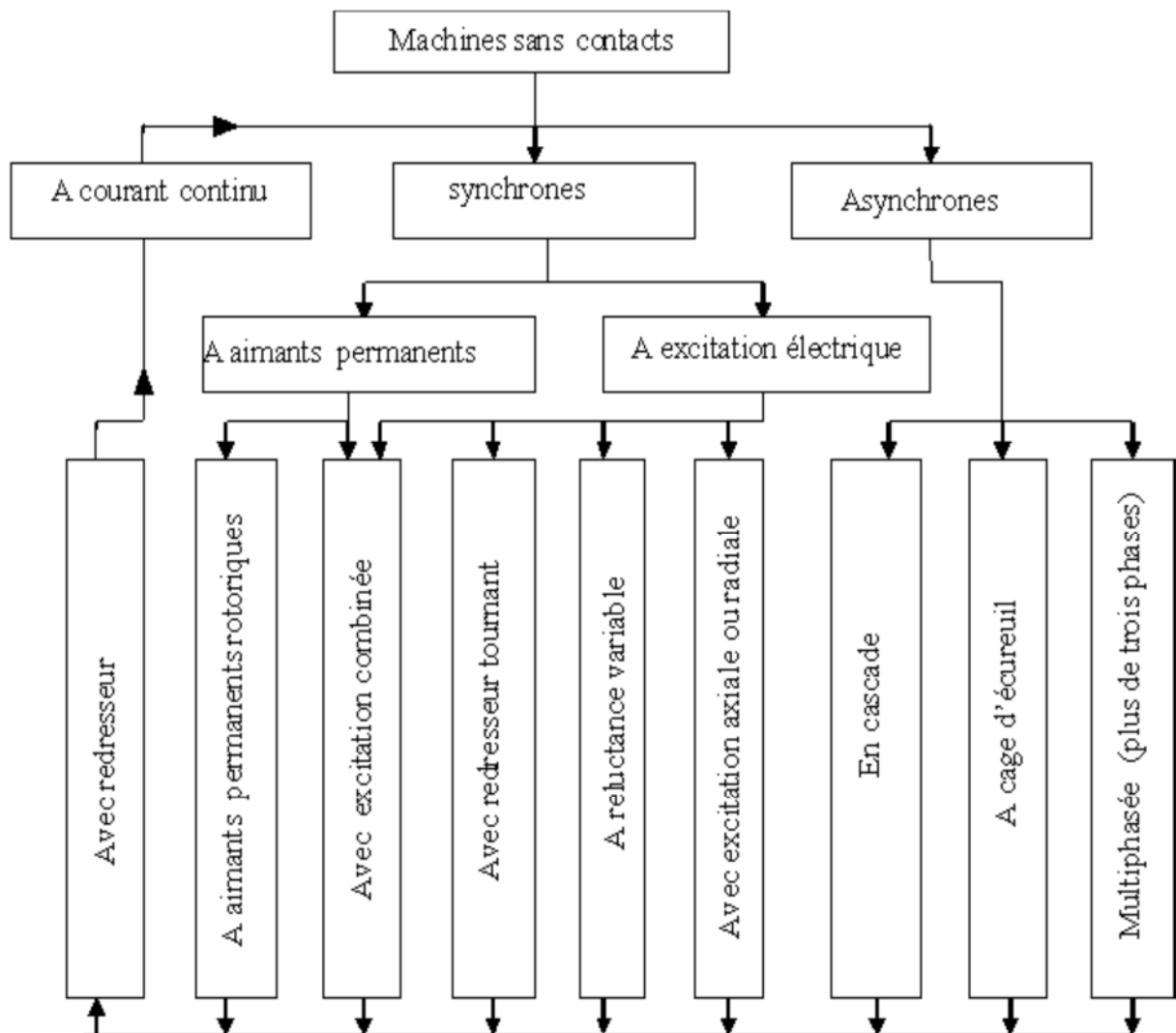


Figure.I.16.Organigramme des machines électriques sans contact [20]

I.2.4 Avantages des machines sans contacts

On distingue plusieurs avantages des machines sans contacts à savoir :

- Réduction du cout de fabrication;
- Facilité d'entretien;
- Elimination des étincelles (moins de parasites électriques);
- Moins de bruits (pas de vibration des balais à haut vitesse et les machines excitatrices)
- Meilleur rendement (pas de chute de tension au collecteur et aux enroulements rotoriques) ;
- Réduction de l'encombrement des machines;
- Refroidissement facile;
- Pas de limitation de vitesse.

- Tailles et poids avantageux (pas de collecteur, balais)

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une présentation des différentes machines, à savoir les machines avec contact ou sans contact. Nous avons différencié ces machines selon la possession ou non des contacts (balais –collecteur ou balais-bagues). Nous nous sommes intéressés aux avantages et aux inconvénients que présentent ces machines ainsi qu'à leurs différentes structures de ces machines.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation des machines (MADA et MASEC).

II.1 Introduction

La modélisation d'un système est une étape primordiale pour la compréhension de son fonctionnement afin d'élaborer des méthodes de commande adéquates. Pour simuler le fonctionnement d'un système et pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible mais qui représente fidèlement l'évolution des grandeurs caractéristiques de la machine. Dans ce contexte, ce chapitre fera l'objectif d'une modélisation et d'une simulation numérique de la cascade de deux machines asynchrone à rotor bobiné, à partir du modèle d'une machine asynchrone nous allons simuler le modèle de la cascade. Finalement on modélisera un onduleur de tension.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA)

Une machine asynchrone à double alimentation est une machine à courant alternatif dont la vitesse varie en fonction de la charge. Elle se compose comme une machine asynchrone d'un primaire dit stator qui fixe, et d'un secondaire qui est le rotor de forme cylindrique qui est mobile. Le stator à trois (03) enroulements couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tension. Il en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer machine, où sa vitesse du champ tournant est $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, où

ω_s : désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasée, et p est le nombre de paire de pôles du champ magnétique qui apparait au niveau du stator. Le rotor qui exécuté comme le stator, supporte un bobinage triphasé avec un même nombre de pair de pôle couplé en étoile.

Le rotor tourne à la vitesse $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ par rapport au stator, avec θ l'angle entre le repère statorique et le repère rotorique. La représentation schématique de la machine asynchrone à double alimentation est montée sur la figure II.1. [23]

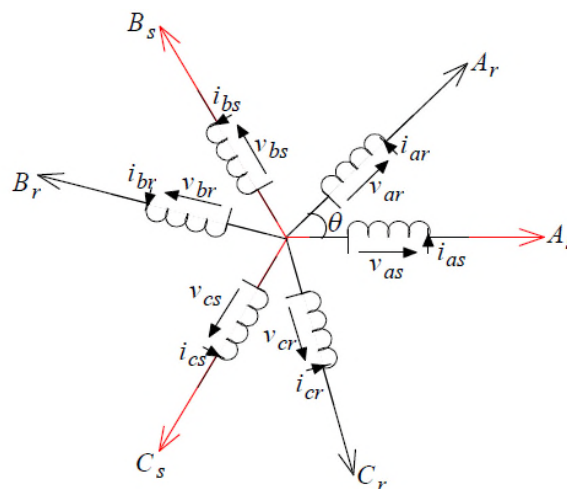


Fig.II.1 – Représentation schématique de la MADA [23]

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- Les pertes par courant de Foucault et par hystérésis sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale ;
- Les résistances ne varient pas avec la température ;
- Entrefer constant ;
- L'influence de l'effet de peau n'est pas prise en compte.

De ce fait tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductances mutuelles ne dépendent que de la position des enroulements.

II.2.1. Modèle de la MADA

-Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (2.1)$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{sr}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (2.2)$$

En appliquant la transformation de Laplace, et en remplace (2.2) dans (2.1), on obtient :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + P([L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + P([L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{sr}] \cdot [i_s]) \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
[V_R] &= \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \\
[L_{SS}] &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \\
[M_{sr}] &= M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Où :

$[V_s], [V_r]$: Vecteurs de tensions statorique et rotorique ;

$[i_s], [i_r]$: Vecteurs de courants statorique et rotorique ;

$[\varphi_s], [\varphi_r]$: Vecteurs de flux statorique et rotorique ;

$[R_s], [R_r]$: Vecteurs de résistances statorique et rotorique ;

$[L_{ss}], [L_{rr}]$: Vecteurs d'inductances statorique et rotorique ;

$[M_{sr}]$ = matrice des inductances mutuelles stator-rotor, $[M_{sr}]^T = [M_{sr}]$

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique ;

$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r$: inductances cycliques d'une phase statorique et rotorique ;

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases respectivement statorique et rotorique ;

M : Maximum d'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique (les axes des deux phases coïncident)

θ : Ecart angulaire entre deux phases, statorique et rotorique correspondant

Expression du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (2.4)$$

Avec:

$$-[\mathbf{i}]: \text{Matrice de courant total, } [\mathbf{i}] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix};$$

$$-[\mathbf{L}]: \text{Matrice inductance totale, } [\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix};$$

p : est le nombre de pair de pôle. Compte tenu que tous les termes des sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont à coefficients constants,

On aura :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P[\mathbf{i}]^T \left(\frac{d}{d\theta} [M_{sr}][i_r] \right) \quad (2.5)$$

Equation mécanique

D'après la loi de fondamentale de la dynamique nous pouvons écrire :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_m = C_{em} - f \Omega_m - C_r \quad (2.6)$$

La résolution analytique dans le repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonctions de θ (angle de rotation de la machine).

II.2.2. Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système diphasé (repère d, q, o) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution [24].

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe d et axe en quadrature q).

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}] \quad (2.7)$$

Avec:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

II.2.3 Application de la transformation de Park à la MADA

En appliquant la transformation de Park pour chaque vecteur définie précédemment (tension, courant, flux), en remplaçant dans la matrice de Park θ par θ_s pour les équations du stator et θ par θ_r pour celles du rotor, on obtient :

On : $w_{os} = w_s$ et $w_g = w_s - w_r = w_s - P \cdot \Omega$

Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{ds} - w_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qs} + w_s \cdot \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{dr} - (w_s - w_r) \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qr} + (w_s - w_r) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} w_s = \frac{d\theta_s}{dt} \\ w_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases}$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (2.9)$$

II.2.4 Représentation d'état de MAS

En développant les flux en fonction des courants, on aboutit à la forme matricielle suivante:

$$[U] = [Z] \cdot [i] + [L] \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.10)$$

Avec :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & -w_s \cdot L_s & 0 & -w_s \cdot M \\ w_s \cdot L_s & R_s & w_s \cdot M & 0 \\ 0 & -w_{g1} \cdot M & R_r & -w_{g1} \cdot L_r \\ w_{g1} \cdot M & 0 & w_{g1} \cdot L_r & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & M & L_r \end{bmatrix}$$

[Z]: Matrice d'impédance;

[L]: Matrice d'inductance.

L'équation 2.10 peut être écrite comme:

$$\frac{di}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [Z] \cdot [i] + [L]^{-1} \cdot [U] \quad (2.11)$$

-Expression du couple

$$C_{em} = P \cdot (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.12)$$

- Expression de la puissance

Les puissances actives et réactives de la MADA, sont exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} p_s = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs} \\ p_r = v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr} \\ Q_r = v_{qr} \cdot i_{dr} - v_{dr} \cdot i_{qr} \end{cases}$$

II.3 Description de la cascade

La plupart des machines asynchrones à double alimentation (MADA), qui permettent la production d'énergie électrique à vitesse variable. Néanmoins, la présence du système bagues-balais réduit la fiabilité de la machine. Pour remédier à ce problème, on propose de coupler deux MADA électriquement et mécaniquement via leurs rotors. L'ensemble est appelé (MASEC) c'est-à-dire machines asynchrones en cascade.

Récemment beaucoup de travaux ont été publiés à propos de la cascade qui touche pas mal de domaines, la centrale hydraulique de petite taille, et l'aviation [25].

On va, dans cette étude, modéliser la cascade de deux machines.

II.3.1 Machines asynchrones en cascade

Dans ce cas, on couplera les deux machines un couplage par frontal en raccordant leurs arbres ainsi que leurs bobinages rotoriques avec un branchement inverse c'est-à-dire avec inversion des phases rotorique, la figure suivante illustre ce couplage.

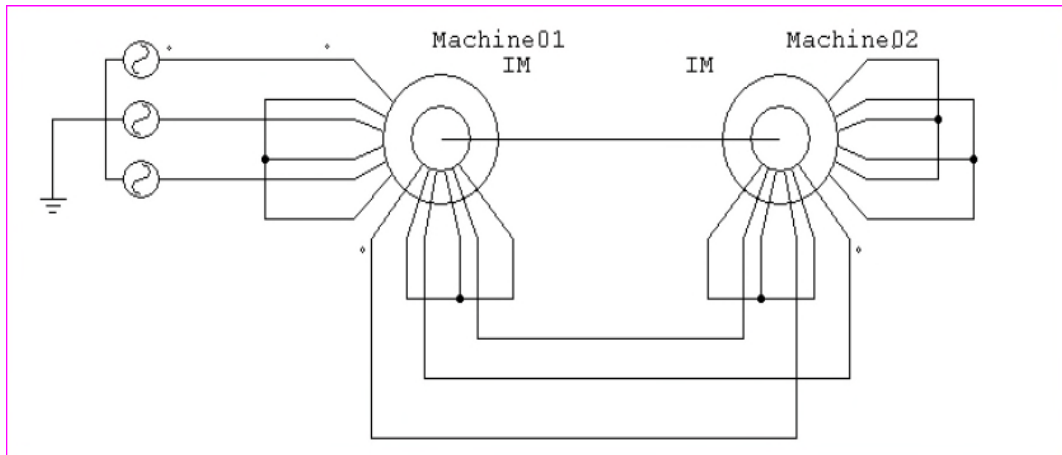


Fig. II.2 – Machines asynchrone en cascade [4]

II.3.2 Modélisation de la cascade de deux MADA dans le repère d q

La méthode d’analyse emploie la transformation de Park. Les équations des tensions et les flux des deux MADA sont comme suit

II.3.2.1 Première machine

Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{ds1} - \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qs1} + \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds1} \\ V_{dr1} = R_{r1} \cdot i_{dr1} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{dr1} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr1} \\ V_{qr1} = R_{r1} \cdot i_{qr1} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qr1} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr1} \end{cases} \quad (2.13)$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + M_1 \cdot i_{dr1} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} \cdot i_{qs1} + M_1 \cdot i_{qr1} \\ \varphi_{dr1} = L_{r1} \cdot i_{dr1} + M_1 \cdot i_{ds1} \\ \varphi_{qr1} = L_{r1} \cdot i_{qr1} + M_1 \cdot i_{qs1} \end{cases} \quad (2.14)$$

II.3.2.2 Deuxième machine

Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{dr2} = R_{r2} \cdot i_{dr2} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{dr2} - (w_{s1} - w_{r1}) \cdot \varphi_{qr2} \\ V_{qr2} = R_{r2} \cdot i_{qr2} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qr2} + (w_{s1} - w_{r1}) \cdot \varphi_{dr2} \\ V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{ds2} - (w_{s1} - w_{r1} - w_{r2}) \cdot \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qs2} + (w_{s1} - w_{r1} - w_{r2}) \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (2.15)$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2} \cdot i_{ds2} + M_2 \cdot i_{dr2} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} \cdot i_{qs2} + M_2 \cdot i_{qr2} \\ \varphi_{dr2} = L_{r2} \cdot i_{dr2} + M_2 \cdot i_{ds2} \\ \varphi_{qr2} = L_{r2} \cdot i_{qr2} + M_2 \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (2.16)$$

La deuxième machine va être alimentée par son rotor (couplage électrique des deux rotors). on a près de deux machines identique

$$\begin{cases} V_{dr1} = V_{dr2} = V_{dr} & \begin{cases} i_{dr1} = -i_{dr2} = i_{dr} \\ i_{qr1} = -i_{qr2} = i_{qr} \end{cases} \\ V_{qr1} = V_{qr2} = V_{qr} \end{cases} \quad (2.17)$$

On pose : $L_r = L_{r1} + L_{r2}$, $R_r = R_{r1} + R_{r2}$, $w_{g1} = w_{s1} - w_{r1}$ et $w_{s2} = w_{s1} - w_{r1} - w_{r2}$

On remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions selon les équations (2.17) dans (2.13) et (2.15)

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} \cdot i_{ds1} - w_{s1} \cdot L_{s1} \cdot i_{qs1} + M_1 \frac{d}{dt} \cdot i_{dr} - w_{s1} \cdot M_1 \cdot i_{qr} \\ V_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} \cdot i_{qs1} + w_{s1} \cdot L_{s1} \cdot i_{ds1} + M_1 \frac{d}{dt} \cdot i_{qr} + w_{s1} \cdot M_1 \cdot i_{dr} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + L_r \frac{d}{dt} \cdot i_{dr} - w_{g1} \cdot L_r \cdot i_{qr} + M_1 \frac{d}{dt} \cdot i_{ds1} - w_{g1} \cdot M_1 \cdot i_{qs1} - M_2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_{ds2} + w_{g1} \cdot M_2 \cdot i_{qs2} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + L_r \frac{d}{dt} \cdot i_{qr} + w_{g1} \cdot L_r \cdot i_{dr} + M_1 \frac{d}{dt} \cdot i_{qs1} + w_{g1} \cdot M_1 \cdot i_{ds1} - M_2 \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_{qs2} - w_{g1} \cdot M_2 \cdot i_{ds2} \\ V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} \cdot i_{ds2} - w_{s2} \cdot L_{s2} \cdot i_{qs2} - M_2 \frac{d}{dt} \cdot i_{dr} - w_{s2} \cdot M_1 \cdot i_{qr} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} \cdot i_{qs2} + w_{s2} \cdot L_{s2} \cdot i_{ds2} - M_2 \frac{d}{dt} \cdot i_{dr} + w_{s2} \cdot M_2 \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (2.18)$$

Le système d'équation s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$[U] = [Z] \cdot [i] + [L] \cdot \frac{d[i]}{dt} \quad (2.19)$$

Avec : [U], [i] Vecteurs des tensions et courants respectivement dans le repère de Park.

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -w_{s1}L_{s1} & 0 & -w_{s1}M_1 & 0 & 0 \\ w_{s1}L_{s1} & R_{s1} & w_{s1}M_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -w_{g1}M_1 & R_r & -w_{g1}L_r & 0 & w_{g1}M_2 \\ w_{g1}M_1 & 0 & w_{g1}L_r & R_r & -w_{g1}M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_{s2}M_2 & R_{s2} & -w_{s2}L_{s2} \\ 0 & 0 & -w_{s2}M_2 & 0 & w_{s2}L_{s2} & R_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Et

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & M_1 & 0 & 0 \\ M_1 & 0 & L_r & 0 & -M_2 & 0 \\ 0 & M_1 & 0 & L_r & 0 & -M_2 \\ 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

La matrice [Z] sera décomposée comme suit :

$$Z = A + w_{s1}B + w_{r1}C + w_{r2}D$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} ;$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -L_{s1} & 0 & -M_1 & 0 & 0 \\ L_{s1} & 0 & M_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M_1 & 0 & -L_r & 0 & M_2 \\ M_1 & 0 & L_r & 0 & -M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_2 & 0 & -L_{s2} \\ 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_1 & 0 & L_r & 0 & -M_2 \\ -M_1 & 0 & -L_r & 0 & M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & M_2 & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

Et

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & M_2 & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

L'équation du couple électromagnétique de la cascade sera la somme des couples électromagnétique des deux machines.

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} = p_1 M_1 (i_{qs1} \cdot i_{dr} - i_{ds1} \cdot i_{qr}) + p_2 M_2 (i_{dr} \cdot i_{qs2} - i_{qr} \cdot i_{ds2}) \quad (2.22)$$

Si nous avons deux machines identiques c'est à dire: $p_1 = p_2 = p$, $M_1 = M_2 = M$ alors, l'équation du couple sera:

$$C_{em} = p M [i_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (2.23)$$

II.3.3 Simulation et interprétation des résultats

Après avoir modélisé la cascade des deux machines, on va simuler son modèle par Simulink sous MATLAB. On a fait la simulation d'un démarrage direct ça veut dire les enroulements de stator1 sont couplés directement sur le réseau et les enroulements du stator 2 sont en court-circuité.

On applique à la machine des charges $C_r = 11000 \text{ N.m}$ (couple nominal d'une machine) et -11000 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [2 \ 4]$ et $[6 \ 10]$ s. On prend deux machines identiques avec $p_1 = p_2 = 2$.

La figure (II.3.a) représente le couple électromagnétique de deux machines. On remarque que le couple de démarrage assez grand, cela car la puissance fournie à la première machine celle du réseau et sa tension ne chute que dans les résistances statoriques et le couple électromagnétique de la première machine est grand par rapport au couple électromagnétique de la deuxième machine. Le couple de la cascade est la somme des couples des deux machines.

La figure (II.3.b) représente la vitesse de rotation en fonction du temps, on remarque qu'au régime permanent elle se stabilise à la valeur de 750 tr/mn et on remarque une légère diminution entre l'intervalle du temps $t = [2 \ 4]$ lors de l'introduction de couple résistant positif puis une légère augmentation entre l'intervalle à $t = [6,10]$ lors de l'introduction de couple

résistant négatif. Elle correspond alors à la vitesse pour un nombre de pair de pôle $p = p_1 + p_2$ égale à 4 (négliger les pertes mécaniques). Donc la cascade des deux machines tourne comme si nous avons une machine de p paires de pôles.

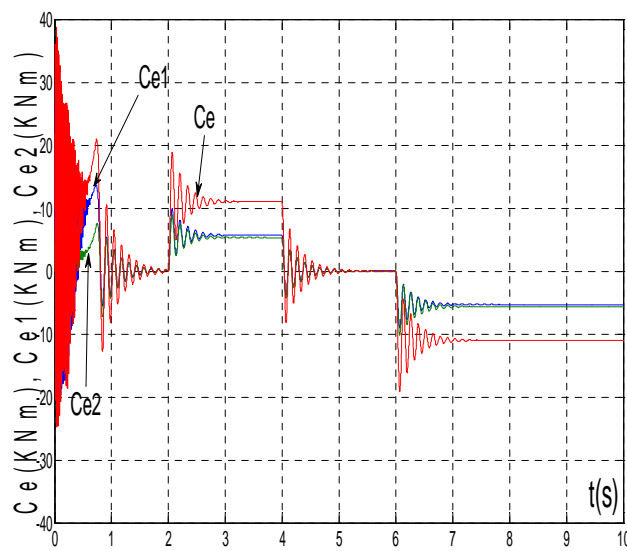
La figure (II.3.c) représente le courant et la tension de la première machine, on remarque un très fort courant au démarrage, ensuite il se stabilise au régime permanent. En introduisant un couple résistant à $t=2$ et à $t=6$ on remarque qu'il augmente légèrement.

La figure (II.3.d) représente le courant rotorique i_{ra} , on remarque un important de courant au démarrage ensuite une stabilisation au régime permanent de $f_r=25\text{Hz}$ puis une augmentation à l'introduction du couple résistant.

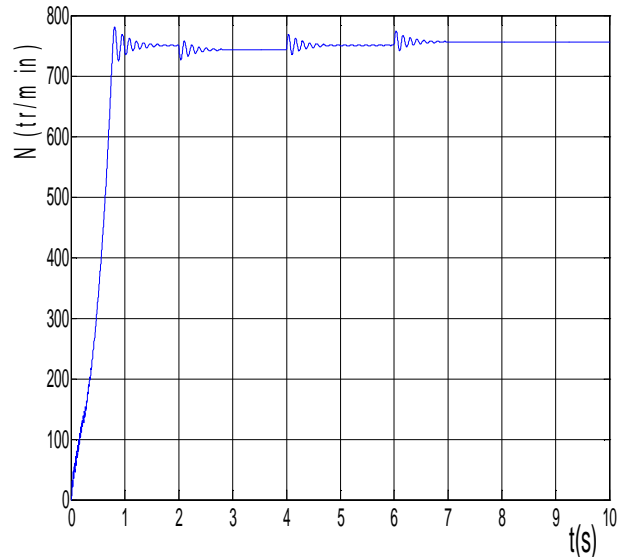
La figure (II.3.e) représente le courant statorique de la machine 2, on remarque un important courant de démarrage ensuite il s'annule au régime permanent à $t=2$ et $t=6$.

En applique dans La figure (II.3.f) un $C_r = 11000\text{N.m}$ (fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t=2$, on constate que la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive.

Par contre, l'application de la charge $C_r = -11000\text{N.m}$ (fonctionnement génératrice) à partir de l'instant $t=6\text{s}$, on constate que la puissance réactive est de signe négatif c'est à dire la machine fournie de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.



-a-



-b-

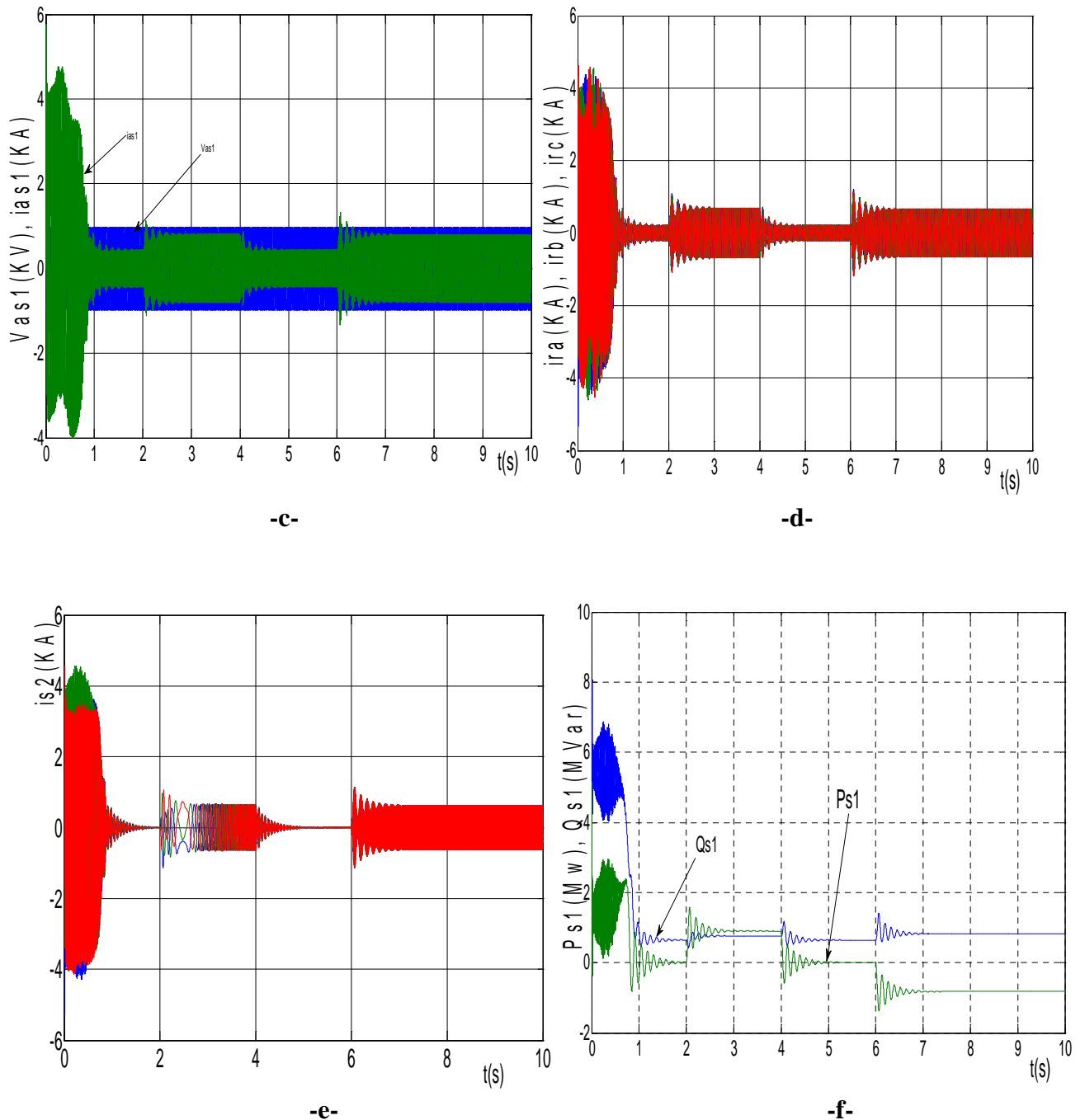


Fig.II.3 – Evolution des caractéristiques de la MASEC

II.3.4. Modélisation du convertisseur MLI

Les développements des semi-conducteurs (convertisseurs statiques) permettent la réalisation d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [26]. Parmi les convertisseurs statiques les plus utilisées dans les entraînements à vitesse variable, on peut citer convertisseurs matriciels, les onduleurs de tension avec ces divers types.

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Il permet d'alimenter la machine par un système de tension alternative. Il modifie de façon

périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir à la sortie une tension et un courant alternatifs de valeur moyenne nulle.

II.3.4.1. Modes d'alimentation des machines alternatives

Nous disposons essentiellement de l'énergie du réseau d'alimentation alternatif à fréquence fixe, pour alimenter les machines électriques. Afin d'obtenir une alimentation à fréquence variable, nous utilisons une association de différents convertisseurs. La chaîne d'alimentation la plus courante peut être illustrée par la figure II.4.

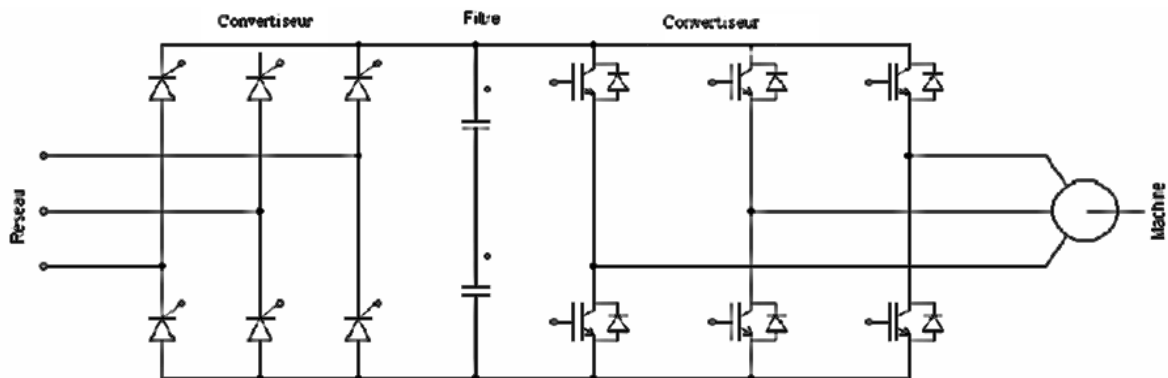


Fig. II.4– Structure générale d'alimentation d'une machine alternative

II.3.4.2. Modélisation de l'onduleur

Afin d'établir un modèle mathématique du convertisseur nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

Les éléments de commutation sont parfaits;

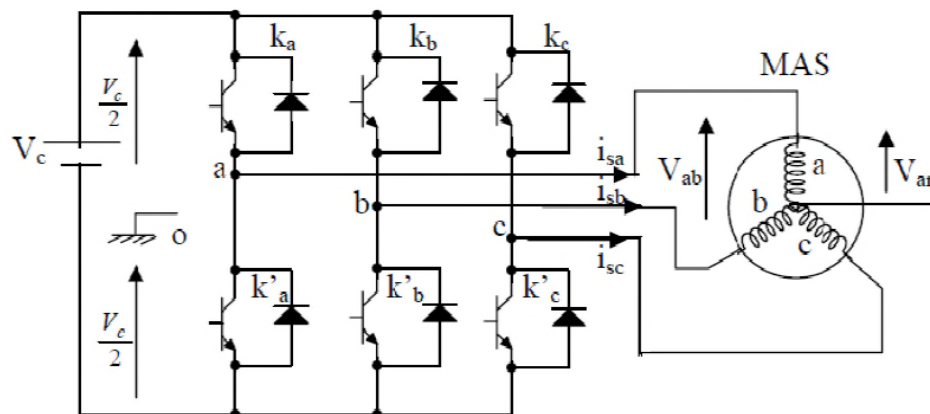


Fig. II.5 – Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états d'édénis par la fonction de connexion logique suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1: \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé} \\ 0: \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire.

Avec $S_i + \overline{S_i} = 1$ et $i=1 \dots 3$.

On peut écrire la relation de Schales pour les trois tensions composées, v_{an} , v_{bn} , v_{cn} , en prenant en considération le point fictif "o"

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2.24)$$

v_{ao} , v_{bo} et v_{co} sont des tensions d'entrée de convertisseur c-à-dire des tensions continues.

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif (côté machine).

On peut avoir aussi :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (2.25)$$

Avec v_{no} la tension fictive entre le neutre de la machine et le point fictif d'indice "o".

Les tensions simples v_{an} , v_{bn} et v_{cn} (tension de sortie) forment un système triphasé équilibré.

Tel que :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (2.26)$$

La substitution de 2.24 dans 2.25 donne:

$$v_{no} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2.27)$$

En remplaçant 2.25 dans 2.24, on obtient:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3} v_{ao} - \frac{1}{3} v_{bo} - \frac{1}{3} v_{co} \\ v_{bn} = \frac{2}{3} v_{bo} - \frac{1}{3} v_{co} - \frac{1}{3} v_{ao} \\ v_{cn} = \frac{2}{3} v_{co} - \frac{1}{3} v_{ao} - \frac{1}{3} v_{bo} \end{cases} \quad (2.28)$$

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [m] assurant le passage continu alternatif (DC – AC)

$$[v_{AC}] = [m] \cdot [v_{DC}] \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_1 \\ S_1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Avec

$$[m] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Beaucoup de document ont traité la modélisation de l'onduleur, on trouve parmi ces derniers [27].

II.3.5. Alimentation de la MASEC avec onduleur

La représentation schématique de l'association de la MASEC avec un onduleur de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure II.6

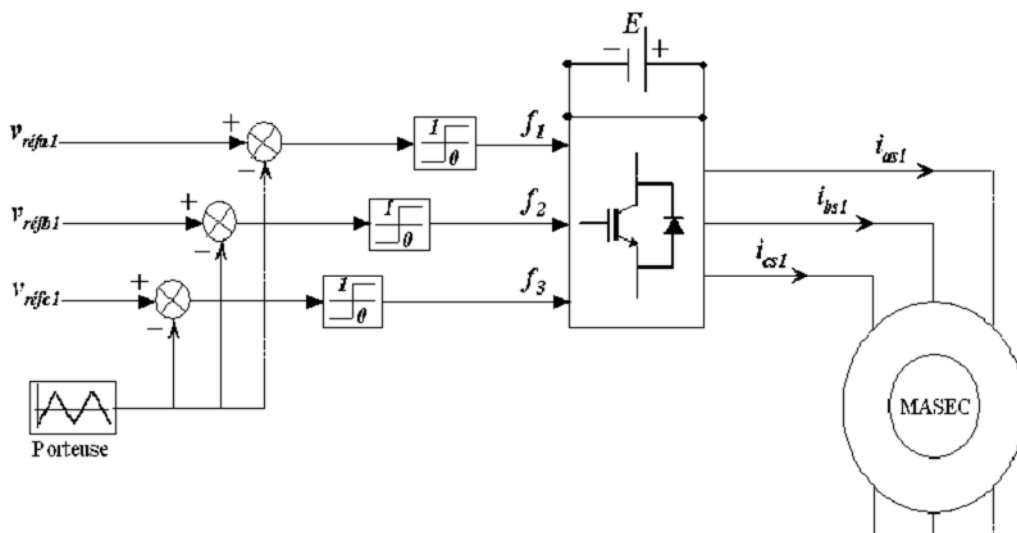


Fig. II.6– Association MASEC-convertisseur de tension à commande M.L.I [27]

II.3.5.1. Technique de commande MLI sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon Pulse With Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

L'essor de la MLI est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations [27]. La MLI permet de:

- repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées;

- faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Si les références forment un système triphasé équilibré de grandeurs sinusoïdales on obtient à la sortie de l'onduleur des ondes de tensions dont les valeurs moyenne forment elle aussi un système triphasé équilibré. On parle dans ce cas-ci d'une modulation sinus -triangle. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{as1_ref} = v_m \cdot \sin(2\pi f) \\ v_{bs1_ref} = v_m \cdot \sin(2\pi f - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs1_ref} = v_m \cdot \sin(2\pi f + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.32)$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left[\frac{4(t)}{T_p} - 1 \right] & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left[-\frac{4(t)}{T_p} + 3 \right] & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.33)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- ❖ L'indice de modulation **m** égale au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence du modulante f_0 .

$$m = \frac{f_p}{f_0}$$

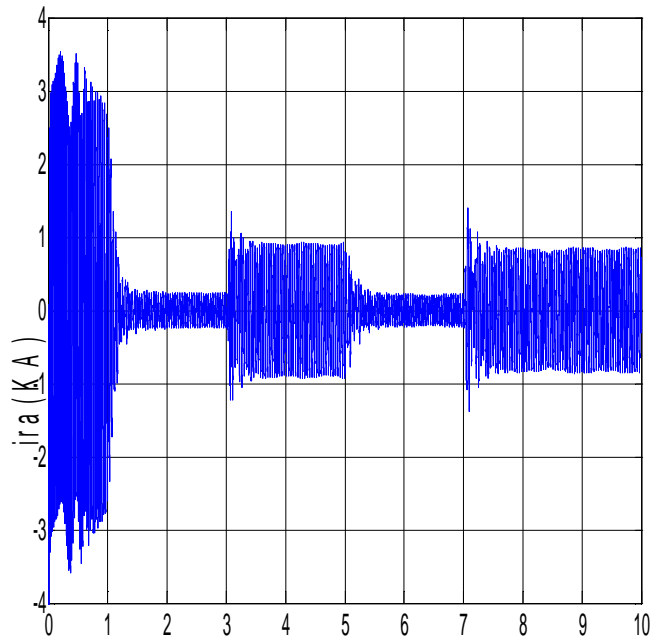
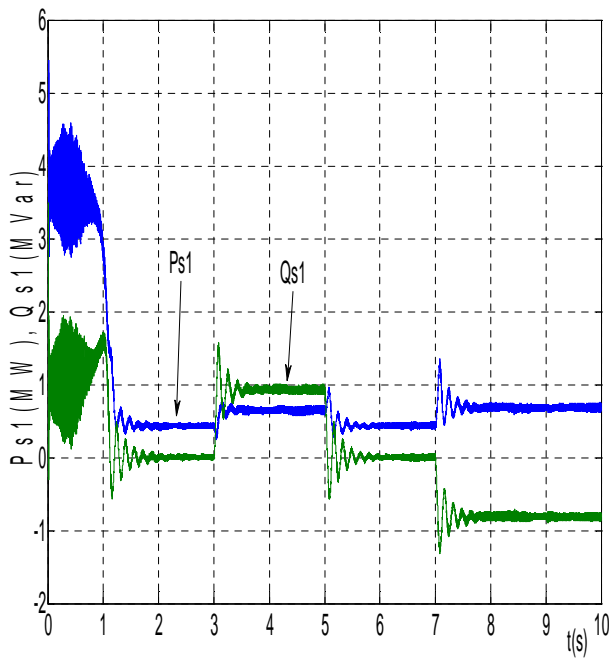
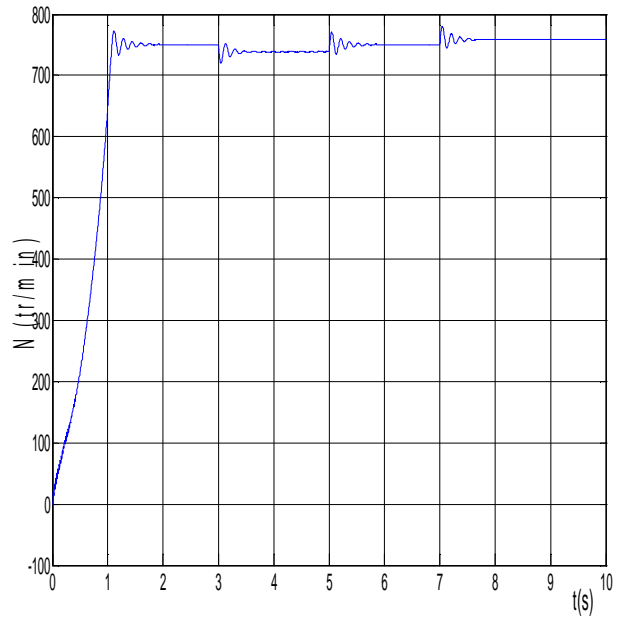
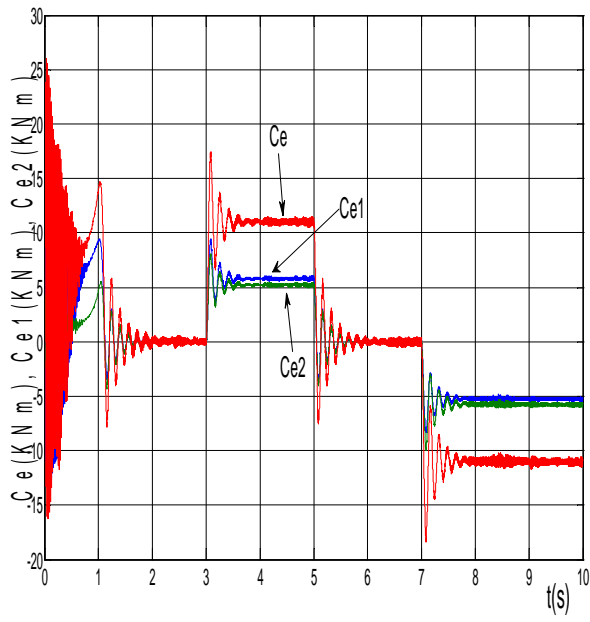
- ❖ L'indice de réglage **r** égal au rapport de l'amplitude de référence v_0 sur l'amplitude de la porteuse

$$r = \frac{v_0}{v_p}$$

Les paramètres M.L.I sinus-triangle utilisée dont $r = 0.73$ et $m = 63$.

II.3.5.2 Simulation de l'ensemble MASEC avec l'onduleur

On alimente Le stator de la première machines avec un système triphasé et on court-circuite le stator de la deuxième machine. Les deux machines sont identiques avec $P_1 = P_2 = 2$. On posture des couples résistants: $C_r = 1100 \text{ N.m}$ (couple nominale d'une seule machine) entre l'intervalle du temps $t = [3\text{s } 5\text{s}]$ et $C_r = -11000 \text{ N.m}$ entre l'intervalle du temps $t = [7\text{s } 10\text{s}]$.



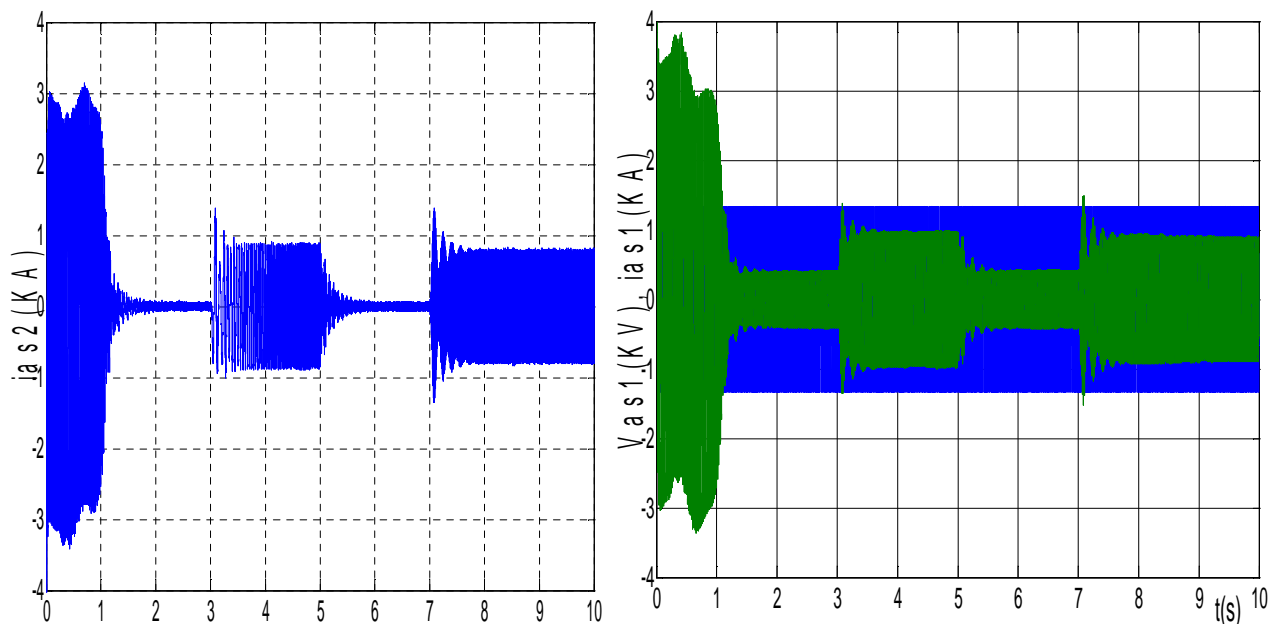


Fig. II.7 – Evolution des caractéristiques de la MASEC alimentée par un onduleur

On remarque que les résultats de simulations obtenus, en spécifie les allures du couple électromagnétique et des courants statoriques et rotorique, sont presque similaires avec ceux parvenus par l'alimentation directe (figure II.3).

L'alimentation de la machine avec un onduleur génère une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par ce dernier, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi le modèle mathématique de la cascade de deux machines asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée à une machine biphasée équivalente.

Les résultats de simulation montrent que le couple de la deuxième machine est plus au moins faible par rapport à la première machine car il y a une perte de puissance.

La vitesse du synchronisme de la cascade est de 750 tr/mn. Elle correspond à une vitesse pour un nombre de pair de pôles $p = p_1 + p_2 = 4$.

L'alimentation de la machine avec un onduleur engendre des ondulations dans le couple électromagnétique.

Le chapitre suivant, sera consacré à la commande directe et indirecte en puissance d'une cascade Connexion inverse.

III.1. Introduction

La difficulté qui réside dans le contrôle d'une machine asynchrone est le fait que son modèle mathématique, dans la configuration de Park, est multi- variable et fortement couplé, c.à.d. qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures stator et rotor et entre l'axe d et q. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence), donnent donc des performances dynamiques non appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que BLACSHKE a réussi à réaliser la première commande découplée de la machine asynchrone [4].

Dans ce chapitre nous allons effectuer un contrôle de puissance d'une MASEC en utilisant les régulateurs linéaire (PI). Deux types de commande seront illustrés à savoir la commande directe et indirecte.

III.2 Principe du contrôle de puissance de la cascade

La MASEC est reliée au réseau via son premier stator tout en contrôlant les grandeurs du deuxième stator. On contrôle la puissance active et réactive qui transitent par le stator 1, pour ne pas le surcharger dans le cas où la puissance aérodynamique est supérieure à la puissance admissible au stator1; ce qui revient à créer un deuxième chemin, via le stator 2, c.à.d. à supplier le réseau du maximum de puissance possible [4]. Pour pouvoir contrôler la production d'électricité, nous réaliserons un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les tensions du stator2, générées par un convertisseur, aux puissances actives et réactives du stator 1.

III.3 Contrôle de puissance de la MASEC

L'objectif du contrôle de puissance de la MASEC consiste à lui faire suivre une consigne en puissance avec une dynamique électrique. Le schéma bloc du contrôle de puissance de la MASEC est montré sur la figure(III.2).

III.3.1 Mode de fonctionnement de la MASEC

La MASEC est contrôlable grâce au convertisseur de puissance bidirectionnelle reliée aux enroulements du stator. De ce fait, la MASEC peut fonctionner en moteur ou en générateur aux vitesses hypo synchrone et hyper synchrone.

On distingue quatre modes de fonctionnement opérationnels de la MASEC, ou P_{s1} , P_{s2} et P_m étant respectivement la puissance du stator 1 délivrée au réseau (ou fournie par le réseau), la puissance transitant par le stator 2 et la puissance mécanique.

Les différents modes de fonctionnement de la MASEC sont illustrés dans la figure III.2, où la convention suivante est adoptée : flèche de P_{s1} , dirigée vers l'armature est comptée

négativement ou absorption de puissance, et inversement flèche (P_{s1}, P_{s2}) est comptée positivement ou fourniture de puissance. [4] ; [23].

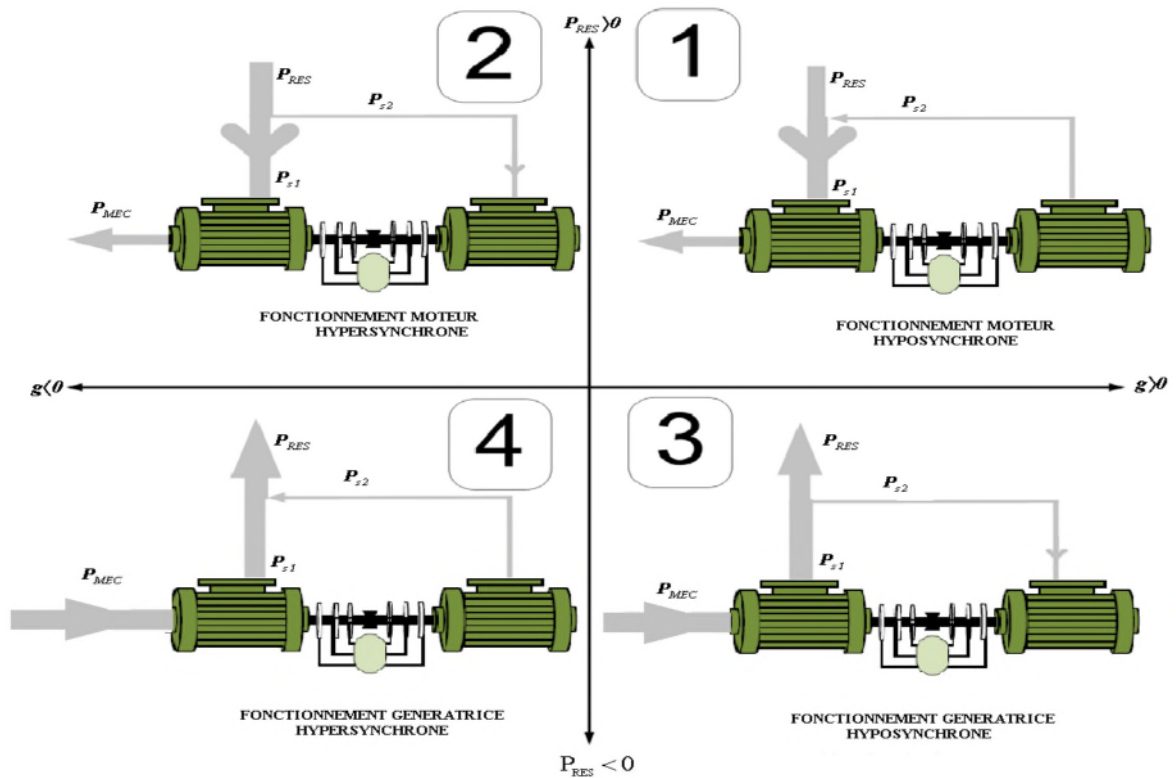


Fig. III.1 – Illustration des différents modes de fonctionnement de la MASEC [4]

III.3.2 Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En orientant le repère (dq) afin que l’axe (d) soit aligné sur le flux du premier stator φ_{s1} , le modèle obtenu de la MASEC se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l’est également. Le flux du premier stator suivant l’axe (q) est constamment nul.

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} \\ \varphi_{qs1} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

En utilisant les simplifications ci-dessus, et tenons compte de l’équation (2.17), nous pouvons simplifier les équations des flux et courants du stator 1 comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + M_1 \cdot i_{dr1} \\ \varphi_{qs1} = 0 = L_{s1} \cdot i_{qs1} + M_1 \cdot i_{qr1} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} i_{ds1} = -\frac{M_1}{L_{s1}} i_{dr} + \frac{1}{L_{s1}} \varphi_{s1} \\ i_{qs1} = -\frac{M_1}{L_{s1}} i_{qr} \end{cases} \quad (3.3)$$

L'équation du couple électromagnétique aura la forme suivante:

$$C_e = P_1 \cdot \varphi_{s1} \cdot i_{qs1} + P_2 \cdot (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (3.4)$$

Si on suppose deux machines identiques c'est à dire $P = P_1 = P_2$, alors le couple devient:

$$C_e = P \cdot (\varphi_{s1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (3.5)$$

Si on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique φ_{s1} constant. De plus, si on néglige la résistance des enroulements du stator 1 ($R_{s1}=0$), hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne [7], les équations des tensions du stator 1 se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{ds1} = 0 \\ v_{qs1} = V_s = \omega_{s1} \cdot \varphi_{s1} \end{cases} \quad (3.6)$$

Rappelons les équations des flux rotoriques:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_{r1} \cdot i_{dr} + M_1 \cdot i_{ds1} = -L_{r2} \cdot i_{dr} + M_2 \cdot i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_{r1} \cdot i_{qr} + M_1 \cdot i_{qs1} = -L_{r2} \cdot i_{qr} + M_2 \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.7)$$

On pose:

$$c = \frac{M_2}{L_{r1} + L_{r2} - \frac{M_1^2}{L_{s1}}}$$

En remplaçant les courants de l'équation 3.3 dans l'égalité 3.7, on trouve:

$$\begin{cases} i_{dr} = c \cdot i_{ds2} - c \cdot \frac{M_1 \cdot v_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot M_2} \\ i_{qr} = c \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.8)$$

A partir des équations 3.3 et 3.7, on peut écrire les relations liant les courants du stator 1 et 2:

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{v_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{c \cdot M_1^2}{L_{s1} \cdot M_2}\right) - c \cdot \frac{M_1}{L_{s1}} i_{ds2} \\ i_{qs1} = -c \cdot \frac{M_1}{L_{s1}} i_{qs2} \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec : $\varphi_{s1} = \frac{v_{qs1}}{\omega_{s1}}$

On définit:

$$s_1 = \frac{\omega_{s1} - P_1 \cdot \Omega}{\omega_{s1}} ; s_2 = \frac{\omega_{s1} - P_1 \cdot \Omega - P_2 \cdot \Omega}{\omega_{s1} - P_1 \cdot \Omega} = \frac{s_1 \cdot \omega_{s1} - P_2 \cdot \Omega}{s_1 \cdot \omega_{s1}} \text{ et}$$

$$s = s_1 \cdot s_2 = \frac{\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}}{\omega_{s1}} = \frac{\omega_{s1} - (P_1 + P_2) \cdot \Omega}{\omega_{s1}} \quad (3.10)$$

Il en découle que: $\omega_{s2} = s \cdot \omega_{s1}$

III.3.3 Relation entre la tension du deuxième stator et son courant

En remplace l'équation 3.8 dans 2.16, le flux du deuxième stator est sera:

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = (L_{s2} - M_2 \cdot c) i_{ds2} + \frac{M_1 \cdot v_s}{w_{s1} \cdot L_{s1}} \cdot c \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} - M_2 \cdot c) \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.11)$$

Sachant que:

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{ds2} - s \cdot w_{s1} \cdot \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d}{dt} \cdot \varphi_{qs2} + s \cdot w_{s1} \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (3.12)$$

En remplaçant les flux 2.13, dans les expressions des tensions du deuxième stator 3.12, on aura:

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + (L_{s2} - M_2 \cdot c) \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_{ds2} - s \cdot w_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c) \cdot i_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + (L_{s2} - M_2 \cdot c) \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_{qs2} + s \cdot w_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c) i_{ds2} + s \cdot \frac{M_1 \cdot v_s}{L_{s1}} \cdot c \end{cases} \quad (3.13)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants du stator 2 diphasés disparaissent. Nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} - s \cdot w_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c) \cdot i_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + s \cdot w_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c) i_{ds2} + \frac{M_1 \cdot v_s}{L_{s1}} \cdot s \cdot c \end{cases} \quad (3.14)$$

V_{ds2} et V_{qs2} sont les composantes diphasées des tensions du deuxième stator à imposer à la machine pour obtenir les courants i_{ds2} et i_{qs2} voulus. L'influence des termes de couplage entre les deux axes 'd' , 'q' en $s \cdot w_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c)$ est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.

En revanche, le terme $\frac{M_1 \cdot v_s}{L_{s1}} \cdot c \cdot s$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de trainage. Le contrôle du système devra prendre en compte cette erreur. [4]

III.3.4. Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator

A partir de la simplification 3.6, les puissances actives et réactives du premier stator deviennent:

$$\begin{cases} p_{s1} = V_{qs1} \cdot i_{qs1} = V_s \cdot i_{qs1} \\ Q_{s1} = V_{qs1} \cdot i_{ds1} = V_s \cdot i_{ds1} \end{cases} \quad (3.15)$$

En substituant l'équation 3.9 dans 3.15 et en approximant φ_{s1} par $\frac{v_s}{\omega_{s1}}$, les expressions de la puissance active P_{s1} et réactive Q_{s1} deviennent alors :

$$\begin{cases} p_{s1} = -c \cdot V_s \cdot \frac{M_1}{L_{s1}} \cdot i_{qs2} \\ Q_{s1} = \frac{v_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{c \cdot M_1^2}{M_2 \cdot L_{s1}} \right) - c \cdot V_s \cdot \frac{M_1}{L_{s1}} \cdot i_{ds2} \end{cases} \quad (3.16)$$

Les équations 3.14 et 3.16 permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler (figure.III.2).

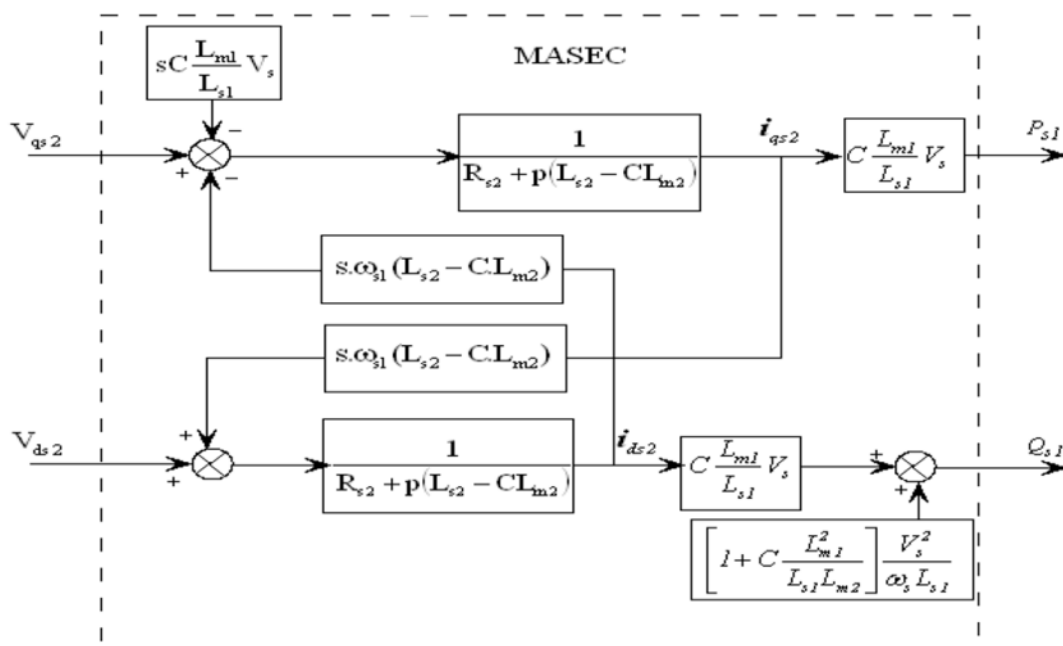


Fig.III.2 – Schéma-bloc du système à réguler [4]

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert de premier ordre pour les deux axes liant les tensions stator 2 aux puissances active et réactive du stator 1. Compte tenu du repère choisi, des approximations faites et si on considère les inductances magnétisantes M_1 et M_2 comme constantes, le système obtenu est lié de façon proportionnelle à la puissance active au courant du stator 2 d'axe (q) et la puissance réactive au courant de ce dernier d'axe (d) à la constante $\frac{v_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{c \cdot M_1^2}{M_2 \cdot L_{s1}} \right)$ prés imposée par le réseau.

De plus, du fait de la faible valeur du glissement S , il sera possible d'établir sans difficulté un contrôle de puissance directe, car les influences des couplages resteront faibles et les axes (d) et (q) pourront être contrôlés indépendamment avec leurs propres régulateurs.

Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe (q) du stator 1 et la puissance réactive pour l'axe (d) du stator 1.

Pour atteindre les objectifs de la commande, on utilise des régulateurs PI (voir annexe A), et on a égalisé valeur nulle de la puissance réactive de référence du réseau, et ce dans le but d'obtenir un facteur de puissance unitaire. [4]

III.3.5.Méthode directe

Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage et de mettre en place un régulateur PI indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive (figure III.3). Cette méthode est dite directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions statoriques 2 de la machine.

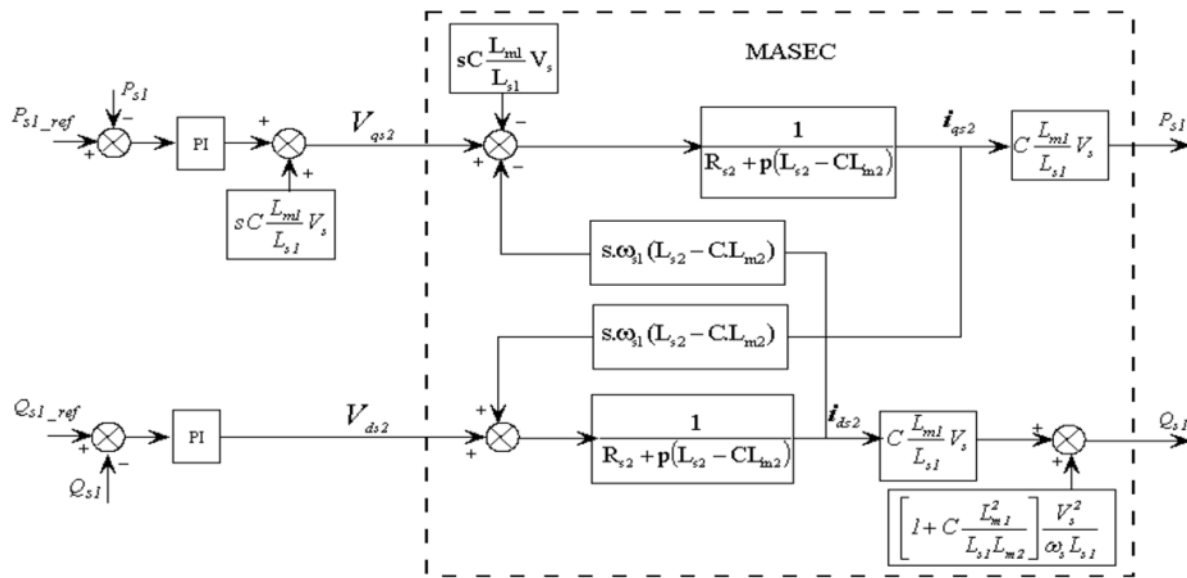


Fig.III.3. – Schéma-bloc de la commande directe en puissance [4]

III.6. Simulation et interprétation du contrôle directe de la MASEC

Nous présentons les résultats de simulation du comportement dynamique de la machine (MASEC), nous appliquons deux échelons de vitesse l'un supérieure à la vitesse de synchronisme et l'autre inférieure, les puissances de références active $p_{s1} = 1.5\text{MW}$ entre [0s-4s; 12s-20s] et $p_{s1} = -1.5\text{MW}$ entre [4s-12s] et réactive $Q_{s1} = 0\text{ MVar}$ entre [0 - 20s].

Le résultat de simulation montre que dans l'intervalle du temps $t = [1s-4s]$ les puissances des deux stators p_{s1} et p_{s2} sont positives et le glissement de la figure (III.4.i) devient négatif lorsqu'on augmente la vitesse au-delà de la vitesse de synchronisme. Les deux stators consomment de l'énergie active, ce fonctionnement convient au quadrant 02 (moteur hyper-synchrone).

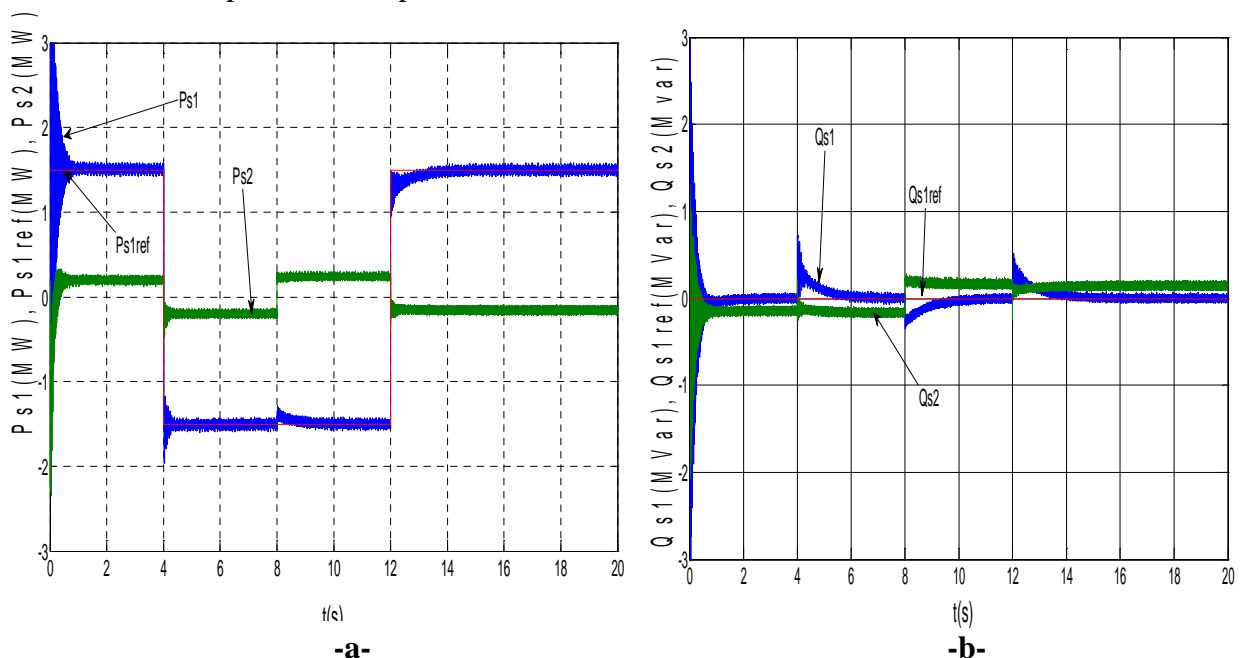
Entre [4s-8s], les deux puissances actives p_{s1} et p_{s2} sont négatives. Ce mode de fonctionnement correspond au quadrant 04 (générateur hyper-synchrone). La puissance p_{s1} est négative et p_{s2} est positive entre [8s-12s]. Une partie de la puissance transitant par le stator 1 est réabsorbée par le stator 2. Ce fonctionnement correspond au quadrant 03 (générateur hypo-synchrone).

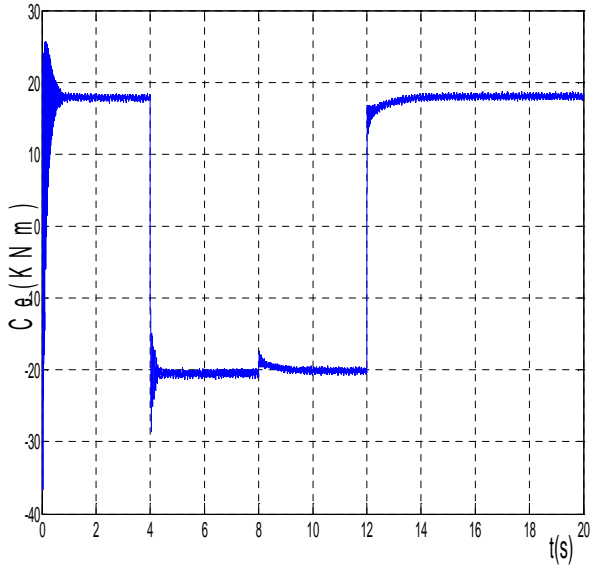
Entre [12s-20s], la puissance p_{s1} est positive et p_{s2} est négative. Ce régime est généralement connu comme mode de récupération d'énergie de glissement (la cascade hypo-synchrone) et correspond au quadrant 1.

La figure (III.4.a), on remarque que la puissance active stator 1 suit exactement sa référence.

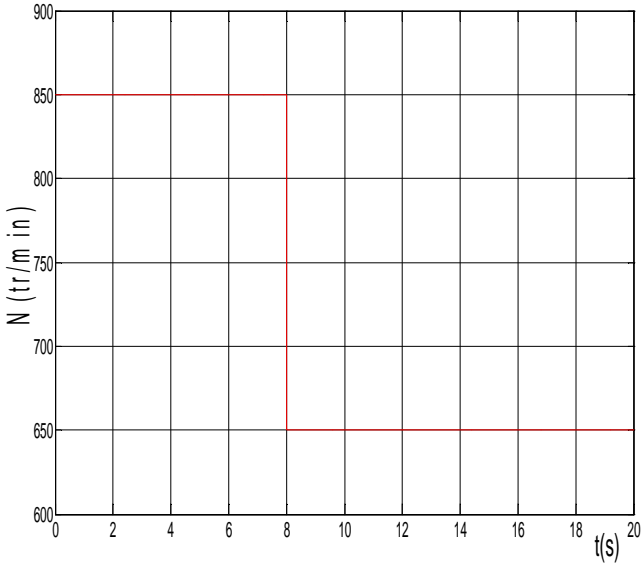
La figure (III.4.b), la puissance réactive du stator 1 est maintenue à zéro et suit la puissance de référence pendant tout le temps de fonctionnement par contre la puissance réactive du stator 2 est négative à la vitesse supérieur au synchronisme et positive à la vitesse inférieur au synchronisme.

Dans la figure (III.4.h) montre que le flux φ_{qs1} est nul, ce qui prouve que le contrôle direct est bien fonctionnel. La figure (III.4.d) représente la vitesse appliquée à la machine. Dans la figure (III.4.c), le couple électromagnétique est maintenu à sa valeur nominale et suit l'allure de puissance du premier stator.

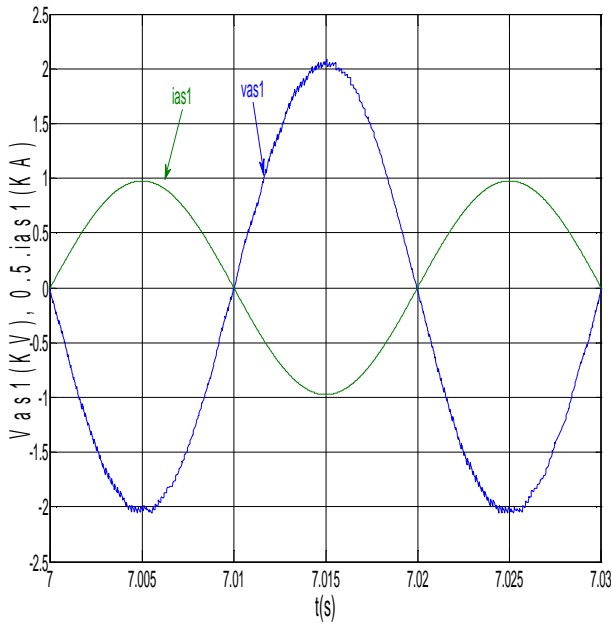




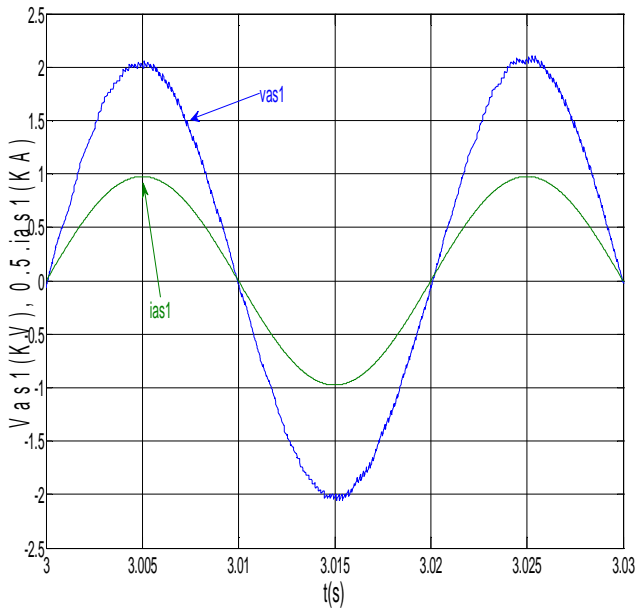
-c-



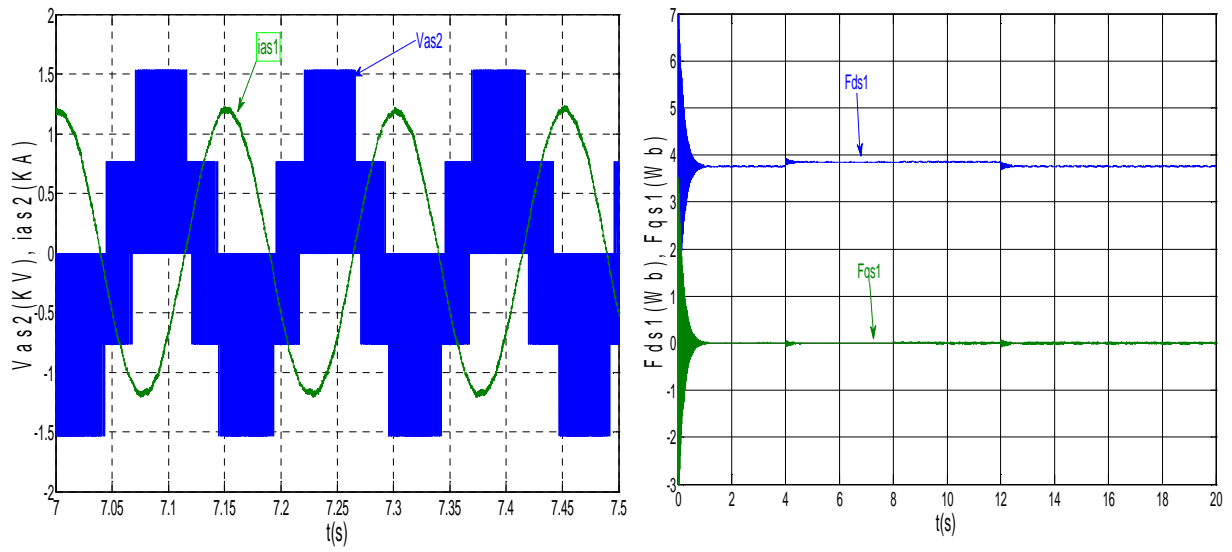
-d-



-e-

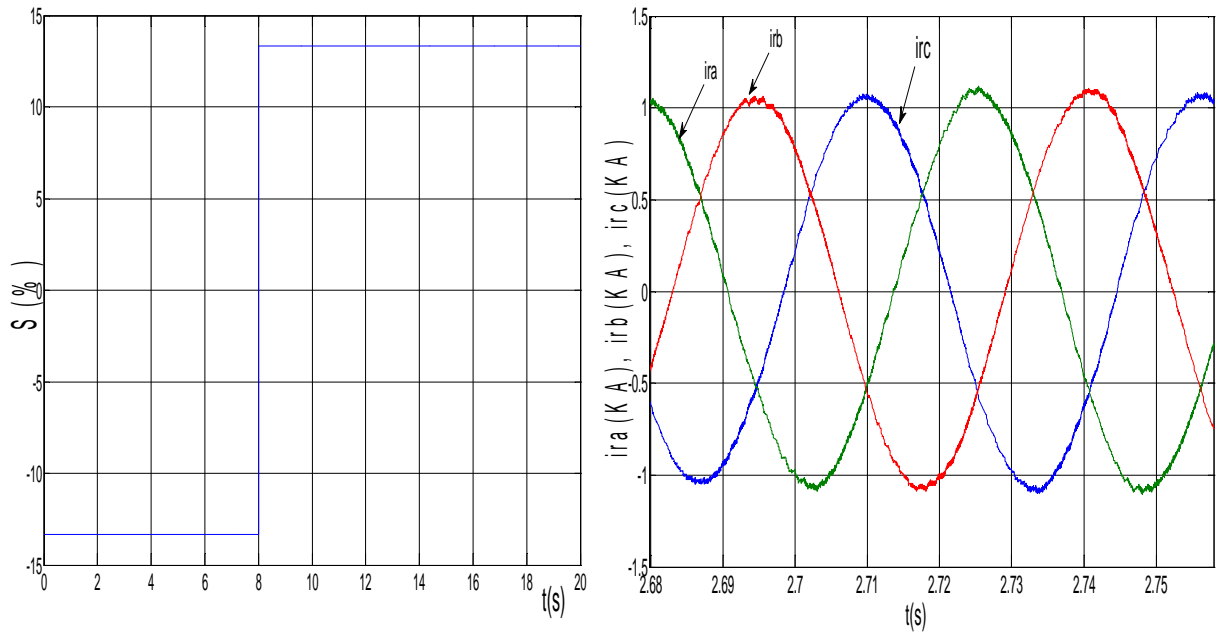


-f-



-g-

-h-



-i-

-j-

Fig.III.4 – Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants

III.7. Contrôle de puissance indirect de la MASEC

Cette méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser, en utilisant un système comportant une boucle permettant de contrôler les courants statoriques. En combinant les différentes équations des flux, des tensions statoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. Nous reproduisons ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine, mais dans l'autre sens, et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la MASEC.

On part donc de la puissance statorique P_{s1} en fonction des courants statoriques, et des expressions des tensions statoriques en fonction des courants statoriques.

III.8. Contrôle sans boucle de puissance

En gardant les mêmes hypothèses sur la stabilité du réseau, on établit un système de régulation de la figure 3.5 où l'on trouve désormais une boucle de régulation des courants statoriques, dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

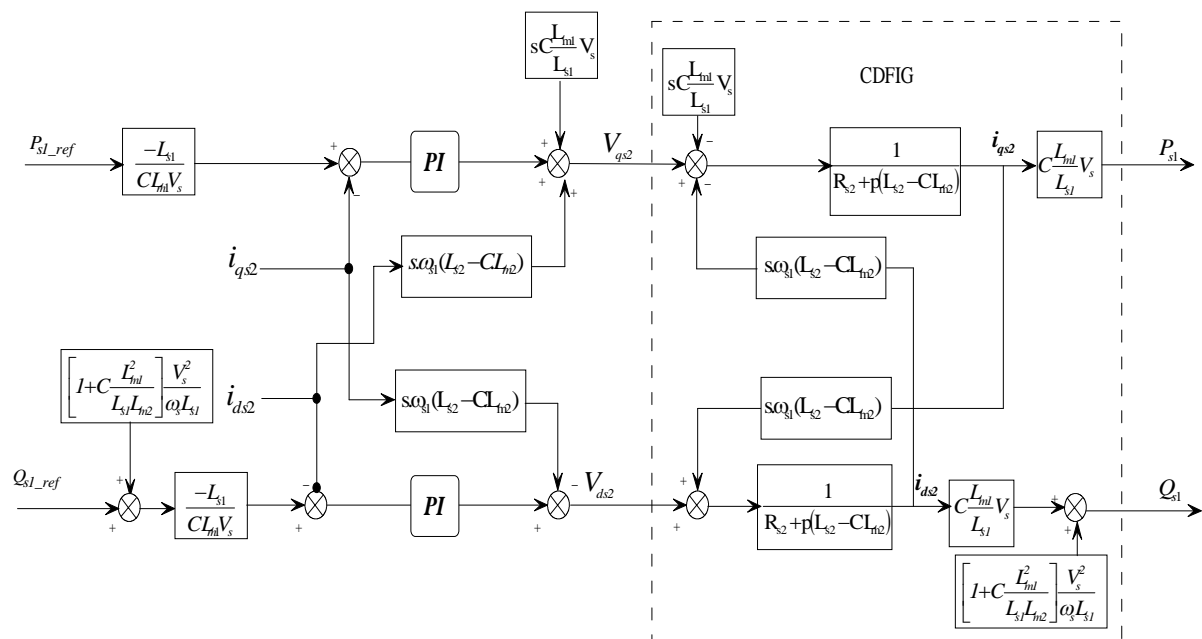


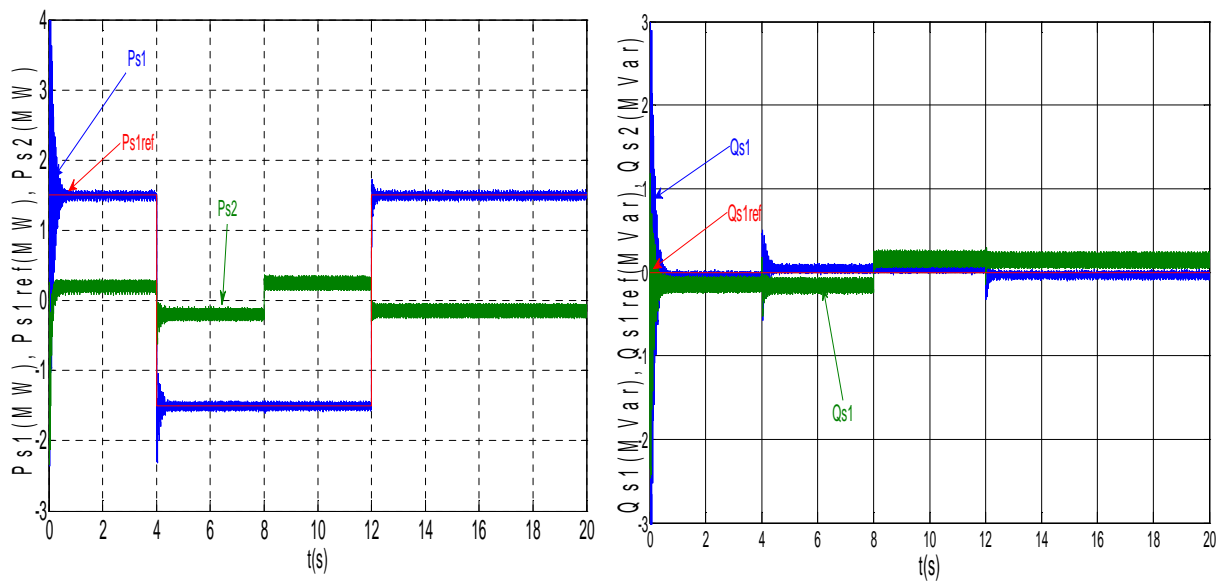
Fig. III.5- Schéma-bloc de la commande

III.9. Simulation et interprétation du contrôle indirect de la MASEC

On applique à la MASEC deux échelons de puissance. , les puissances de références active $p_{s1}= 1.5\text{MW}$ entre $[0\text{s}-4\text{s}; 12\text{s}-20\text{s}]$ et $p_{s1}= -1.5\text{MW}$ entre $[4\text{s}-12\text{s}]$ et réactive $Q_{s1}= 0\text{MVar}$ entre $[0 - 20\text{s}]$.

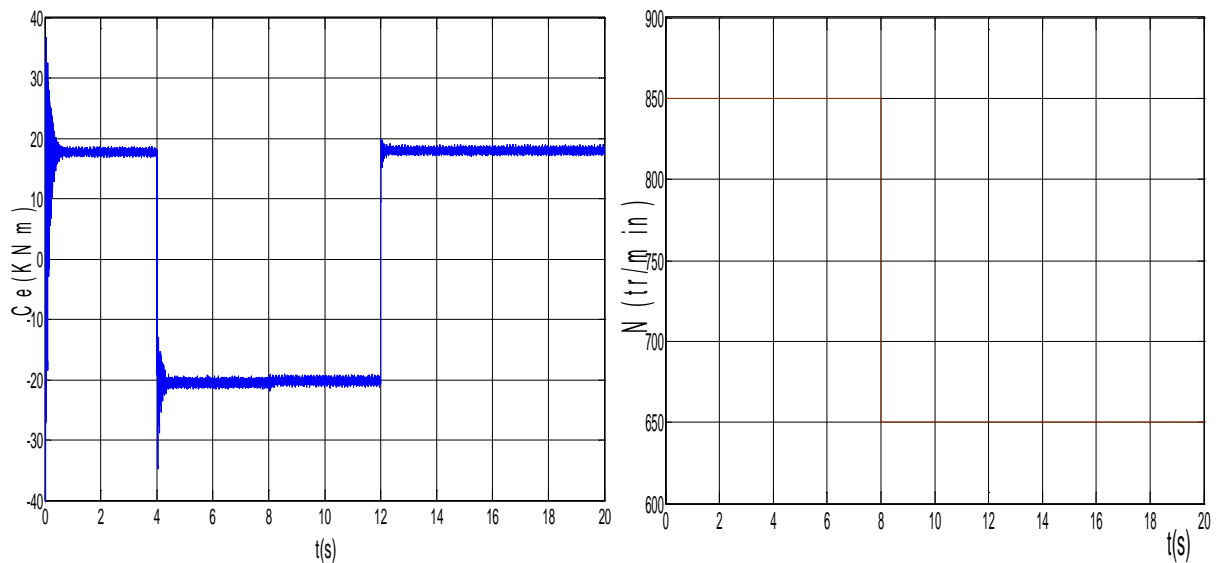
Les résultats obtenus montrent bien les grandes performances du contrôle de puissance indirecte. Les résultats qu'on a obtenus sont les mêmes que dans le type direct.

Le flux φ_{qs1} est nul, ce qui prouve que le contrôle indirect est bien fonctionnel. La figure (3.6.e) représente la vitesse appliquée à la machine. Le couple électromagnétique est maintenu à sa valeur nominale et suit l'allure de puissance

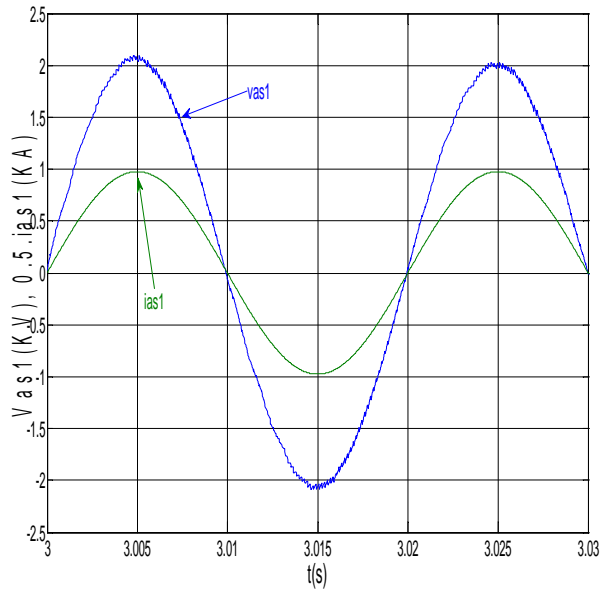


-a-

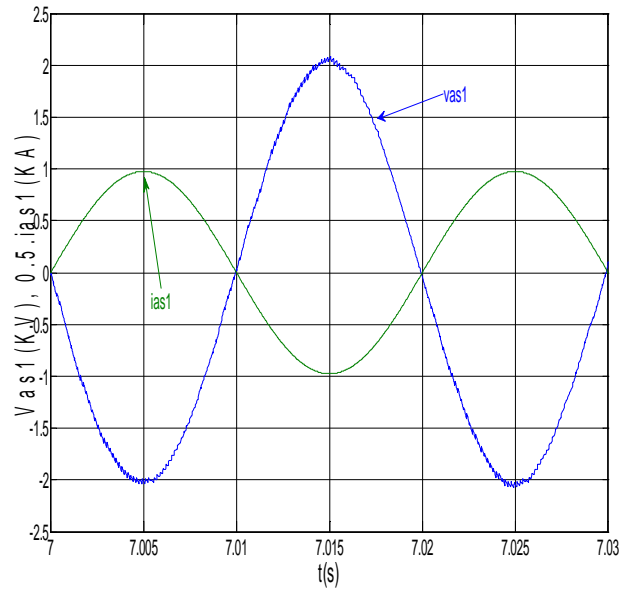
-b-



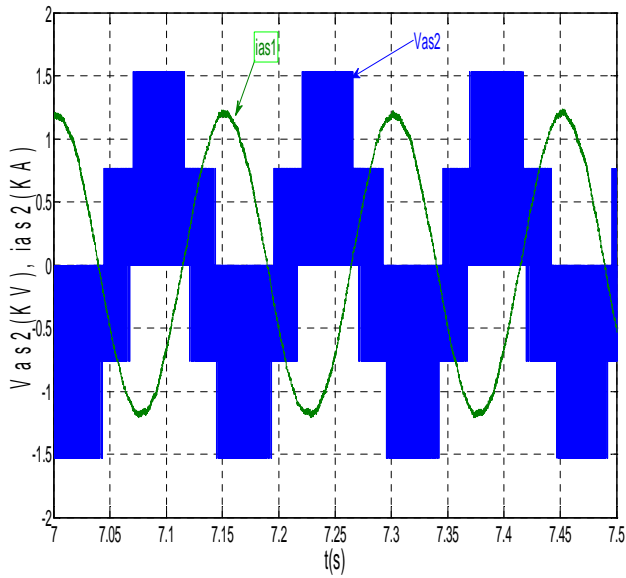
-c-



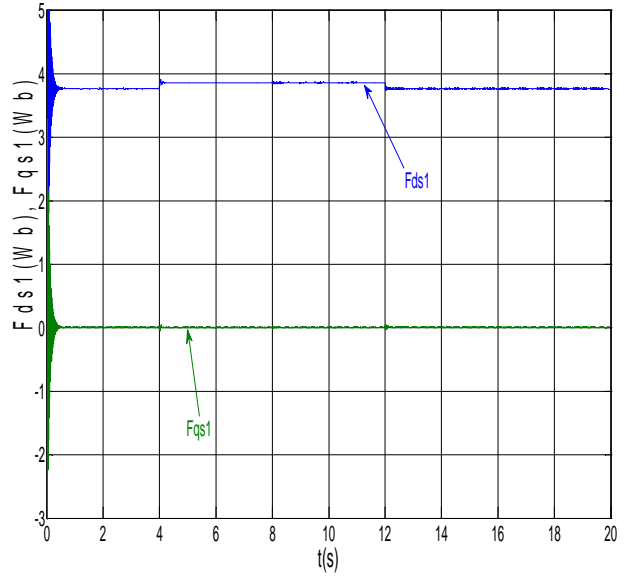
-d-



-e-



-f-



-g-

-h-

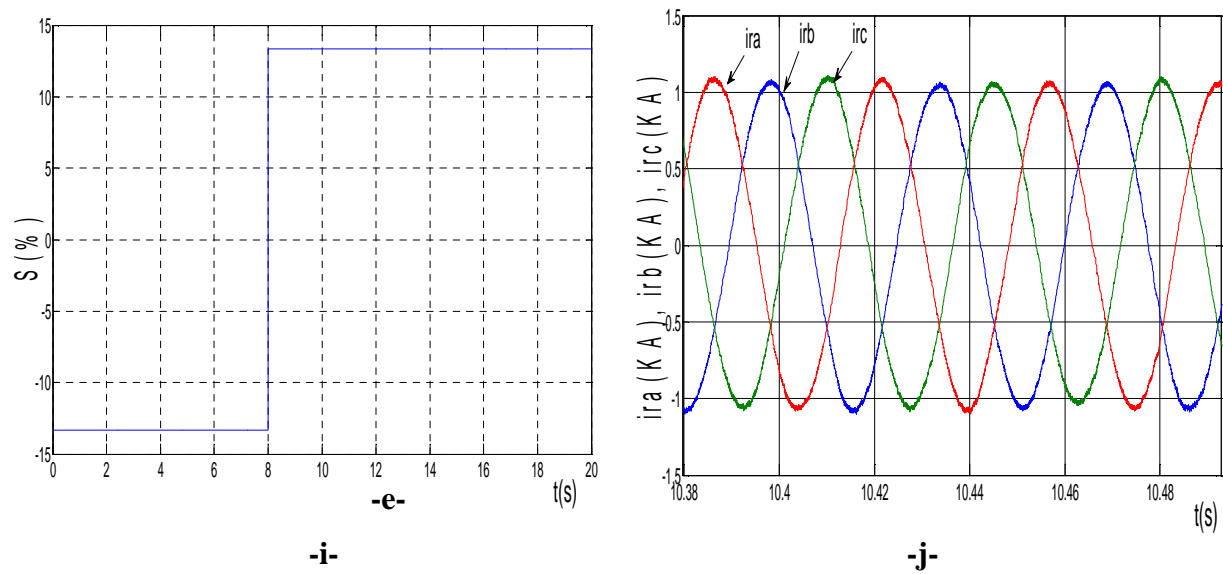


Figure.3.6. Evolution des caractéristiques du contrôle de la MASEC indirect.

III.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué et examiné par simulation les performances et les différents systèmes de régulations des puissances active et réactive au niveau du stator 2 de la MASEC. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode directe de réglage des puissances présente la simplicité à mettre en œuvre. Pour mieux comprendre les avantages que peut présenter la MASEC par rapport aux structures classiques, et voir les possibilités de fonctionnement en moteur et génératrice, nous avons simulé la machine dans les quatre quadrants.

En revanche, la méthode indirecte nous permet d'obtenir un système plus performant.

Le chapitre suivant, sera consacré à la logique floue d'une MASEC.

IV.1.Introduction

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle a été conçue au milieu des années soixante à l'université de BERKLEY en Californie par le professeur Lotfi ZADEH, qui a introduit la notion des variables linguistiques et des ensembles flous. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par MAMDANI. [28]

La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes classiques de régulation. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Ainsi, le succès de la commande par la logique floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en ensemble de règles linguistiques, facilement interprétables [28].

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou, et on l'appliquera au réglage de puissance de la MASEC. Des résultats de simulation seront aussi présentés pour montrer l'amélioration des résultats par rapport aux résultats avec PI classique.

La logique floue inspire les caractéristiques du raisonnement humain. Elle est basée sur la constatation que la plupart des phénomènes ne peuvent être représentés à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs 0 ou 1.

IV.2. Structure de base d'un contrôleur flou

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la **figure IV.1** [29]:

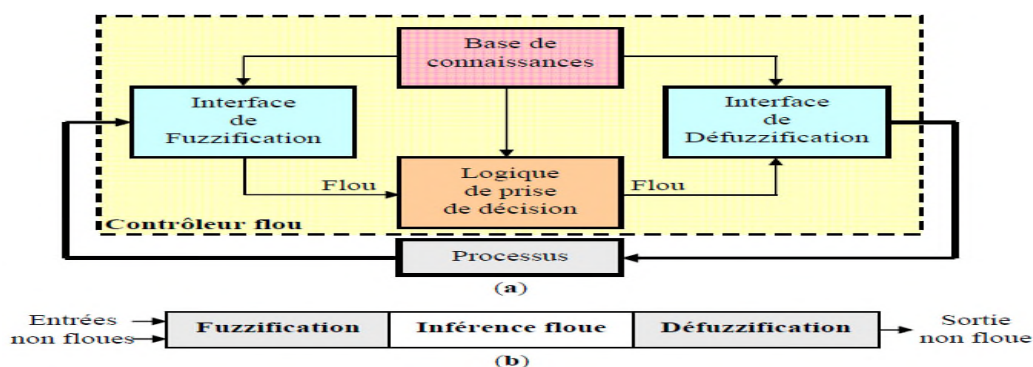


Figure IV.1. (a): Schéma synoptique d'un contrôleur, (b): configuration d'un contrôleur flou.

IV.2.1. Base de connaissances

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée de:

1. La base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
2. La base de règle constituant un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles: Si <condition> Alors <conséquence>.

IV.2.2. Fuzzification

La fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes, c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues).

IV.2.3. Règles d'inférence floue

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence. Dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, ses entrées représentent les ensembles flous des variables d'entrées. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie, définie par la règle.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont: Max-Produit, Somme-produit et Max-Min (Implication de Mamdani). Cette dernière méthode est la plus utilisée à cause de sa simplicité. Elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max.

IV.2.4. Defuzzification

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

IV.2.4.1. Méthode du maximum

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.

La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

IV.2.4.2. Méthode de la moyenne des maxima

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.

IV.2.4.3. Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse du centre de gravité Δu_n peut être déterminé à l'aide de la relation générale suivante:

$$\Delta u_n = \frac{\int X \cdot \mu(X) \cdot dX}{\int \mu(X) \cdot dX} \quad [\text{IV.1}]$$

Nous nous sommes intéressés à cette dernière méthode à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique.

IV.3. Application de la logique floue au contrôle vectoriel de la MASEC

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'application de la commande par logique floue à la machine asynchrone en cascade. Deux types de régulateurs sont synthétisés pour le réglage de puissance pour la méthode indirecte à savoir, le régulateur de MAMDANI, ainsi que le régulateur de SUGENO.

IV.3.1. Régulateur de MAMDANI

En 1974, E.H.MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant des règles subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui, appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système est facile.

MACVICAR et WHELAN ont fait une analyse sur les bases de règles de KING et de MAMDANI et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants. [28]

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur ainsi que de sa variation.

IV.3.2. Synthèse du régulateur

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par MAMDANI pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure IV.2.

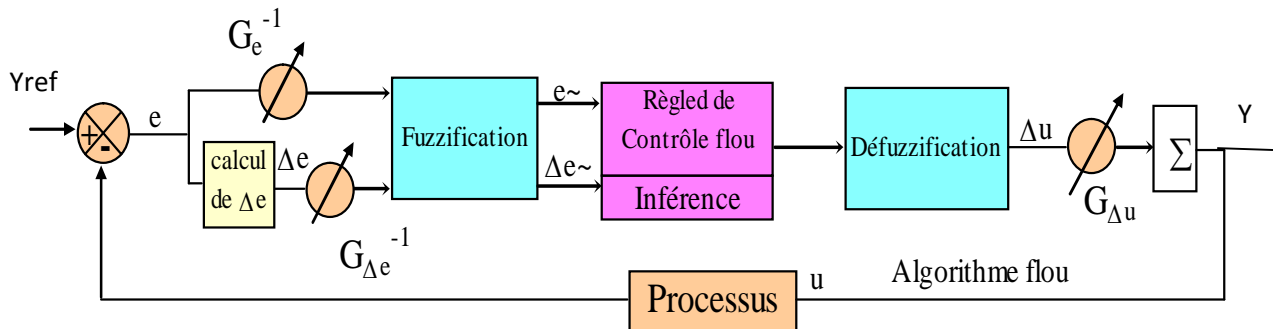


Figure IV.2. Schéma bloc d'un contrôleur flou

D'après ce schéma, le système est composé:

- D'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps Δe ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la variation de la commande Δu ;
- Des règles du contrôleur flou;
- D'un bloc de defuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique;
- D'un bloc sommateur.

Le succès des algorithmes flous dans les systèmes industriels complexes est dû au choix des méthodes relativement pratiques, permettant avec une simplicité notable, la mise au point de tels algorithmes.

Ces méthodes permettent de formuler un ensemble de décisions en termes linguistiques, utilisant les ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur, de sa variation et de la commande appropriée. En combinant ces règles, nous pouvons tracer des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations d'entrées.

Les facteurs d'échelles doivent être choisis sur la base de l'étude du système de telle sorte que, lors des petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour l'erreur et sa variation ne soit pas dépassé.

Dans le cas du réglage par la logique floue, des formes trapézoïdales et triangulaires sont utilisées en général pour les fonctions d'appartenance. Bien qu'il n'existe pas de règles précises pour la définition des fonctions d'appartenance, quelques directives générales sont données afin de conduire à un choix convenable.

- En ce qui concerne les variables d'entrée, il faut éviter des lacunes ou un chevauchement insuffisant entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non-intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité du régulateur. De même, est évité un chevauchement trop important surtout, avec $\mu=1$ entre deux ensembles voisins.
- Pour la variable de sortie, la présence des lacunes entre les fonctions d'appartenance admissibles sont souhaitées. Cela aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. [9]

IV.3.3. Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et sa variation ($u=f(e, \Delta e)$). Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande u . dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme de cette loi de commande est donnée par:

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \cdot \Delta u_{k+1} \quad [\text{IV.2}]$$

Où :

$G_{\Delta u}$ est le gain associé à la commande u_{k+1} .

Δu_{k+1} est la variation de la commande.

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit:

$$\begin{cases} X_e = G_e \cdot e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \cdot \Delta e \end{cases} \quad [\text{IV.3}]$$

Où G_e et $G_{\Delta e}$ sont les facteurs d'échelles (normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu'à ce que nous ayons un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. [9]

IV.3.4. Régulateur à cinq classes

Dans ce régulateur, nous introduisons pour les variables d'entrée et de sortie cinq ensembles, représentés par des fonctions d'appartenance.

La figure IV.3 représente un exemple des fonctions d'appartenance à cinq classes :

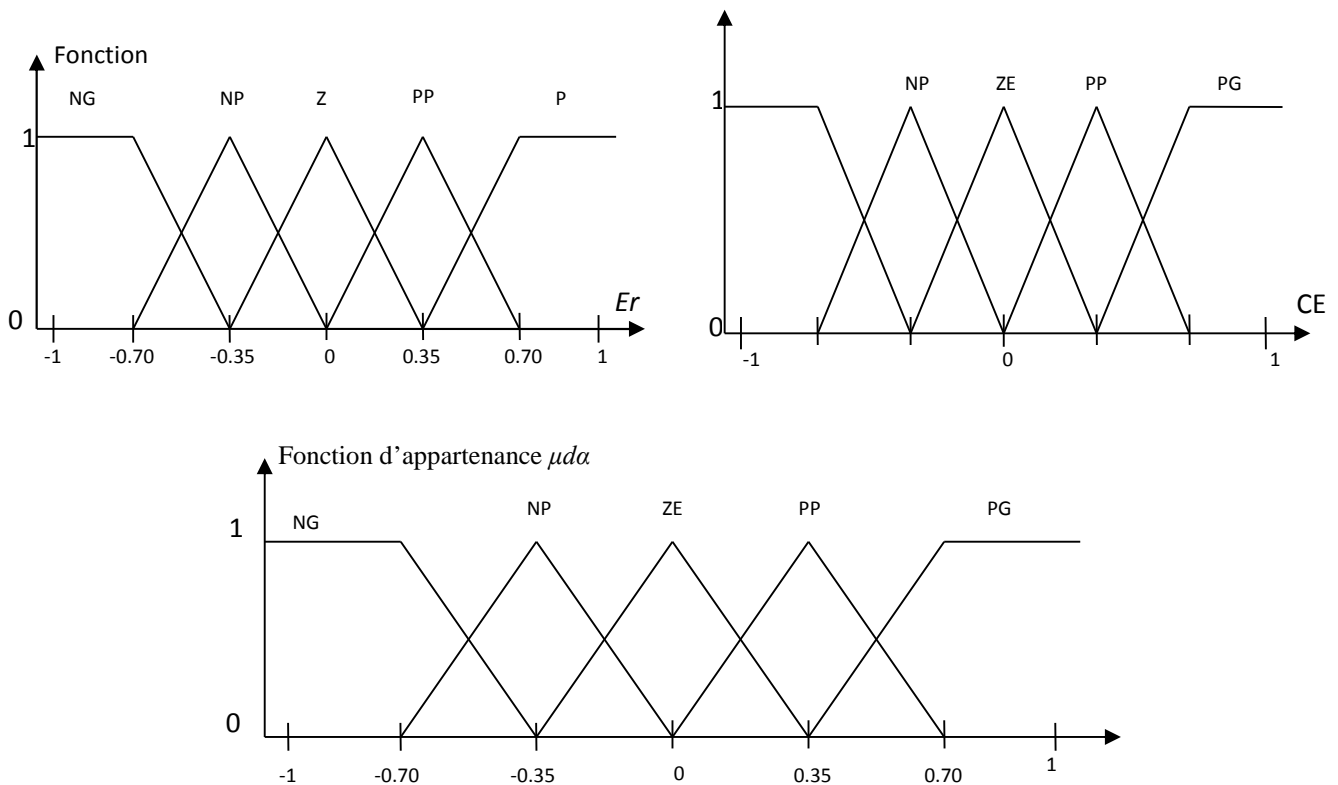


Figure IV.4. Fonction d'appartenance de chacune des variables linguistiques

Les classes sont notées comme suit: NG pour négatif grand, NP pour négatif petit, EZ pour environ zéro, PP pour positif petit et PG pour positif grand.

e_i	Δe_i	NG	NP	EZ	PP	PG
NG		NG	NP	PN	NP	EZ
NP		NG	NP	PN	EZ	PP
EZ		NG	NP	EZ	PP	PG
PP		NG	EZ	PP	PP	PG
PG		EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau IV.1. Table de règles à cinq classes

IV.3.5. Calcul des différentes commandes

Les étapes de calcul des différentes commandes sont les suivantes:

- Echantillonner la sortie

- Calculer l'erreur notée par e_i
- Calculer la variation de cette erreur notée par Δe_i :

$$\Delta e_i = e_i - e_{i-1} \quad [\text{VI.4}]$$

- Calculer les valeurs normalisées de e_i et Δe_i par:

$$\begin{cases} X_{e_i} = G_e \cdot e_i \\ X_{\Delta e_i} = G_{\Delta e_i} \cdot \Delta e_i \end{cases} \quad [\text{IV.5}]$$

Calculer la variation de la commande Δu_i , pour cela, nous suivons les étapes suivantes:

- **FUZZIFICATION:**

Calculer les degrés d'appartenance de e_i et Δe_i pour les cinq classes à l'aide de leurs fonctions d'appartenance.

- **INFÉRENCE FLOUE:**

Calculer en utilisant la table des règles de la commande Tableau (IV.1) les fonctions d'appartenance résultantes de la variable linguistique Δu_i à chacune de ses classes.

- **DEFUZZIFICATION:**

Une réduction notable de l'envergure de calcul s'obtient par l'emploi de la méthode des hauteurs pondérées, où nous définissons des fonctions d'appartenance de forme rectangulaire sans chevauchement figure IV.3, Ainsi, selon l'équation [IV.2], l'abscisse du centre de gravité devient:

$$\Delta u_i = \frac{\sum_{i=1}^3 \mu_i \cdot r_i}{\sum_{j=1}^3 \mu_j} \quad [\text{IV.6}]$$

Avec : μ_j qui est le degré d'activation de la $j^{\text{ème}}$ règle, et r_i qui est l'abscisse du centre de gravité de la $j^{\text{ème}}$ classe.

- Calculer la valeur physique de la commande par:

$$u_{i+1} = u_i + G_{\Delta u} \cdot \Delta u_{i+1} \quad [\text{IV.7}]$$

- Laisser la sortie évoluer jusqu'à la prochaine période d'échantillonnage et puis ré exécuter toutes les règles. [9]

En gardant les mêmes hypothèses sur la stabilité du réseau, on établit un système de régulation floue da la figure (IV.3) ou l'on trouve désormais une boucle de régulation des courants statoriques

2 dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

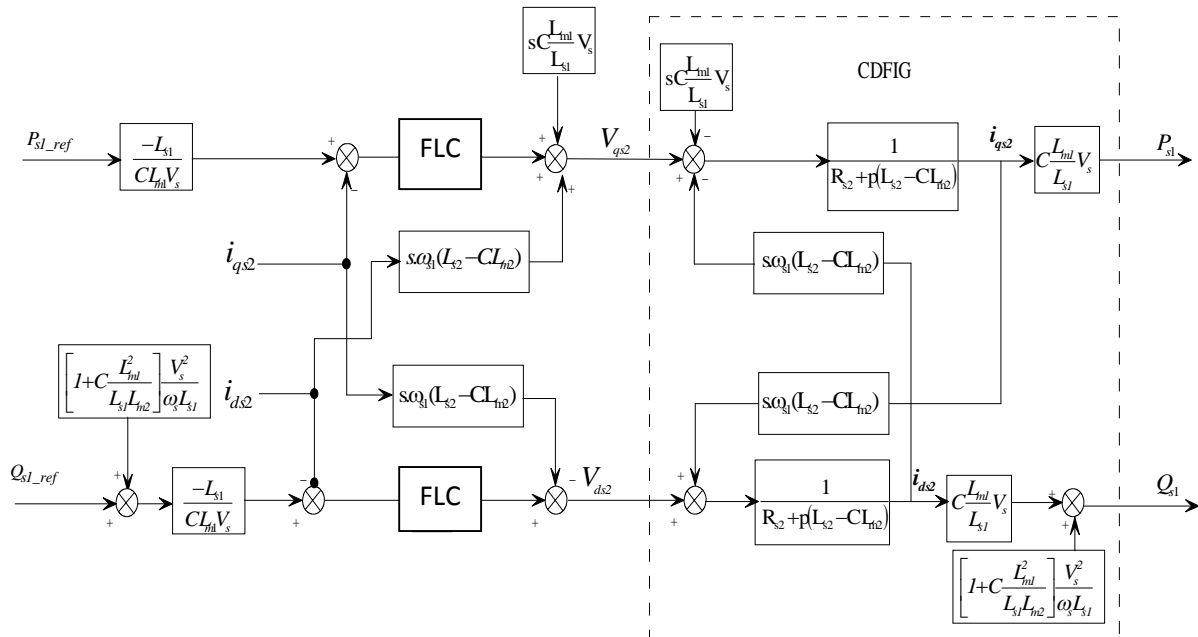


Fig. IV.3– Schéma-bloc de la commande indirecte

IV.3.6. Simulation et interprétation des résultats

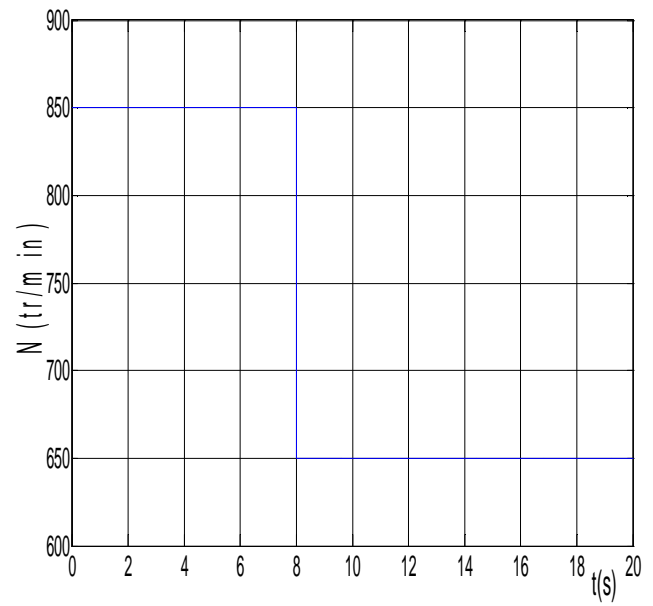
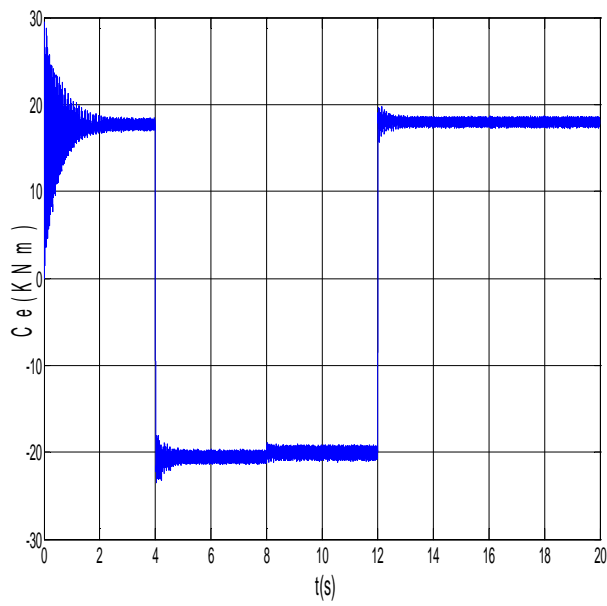
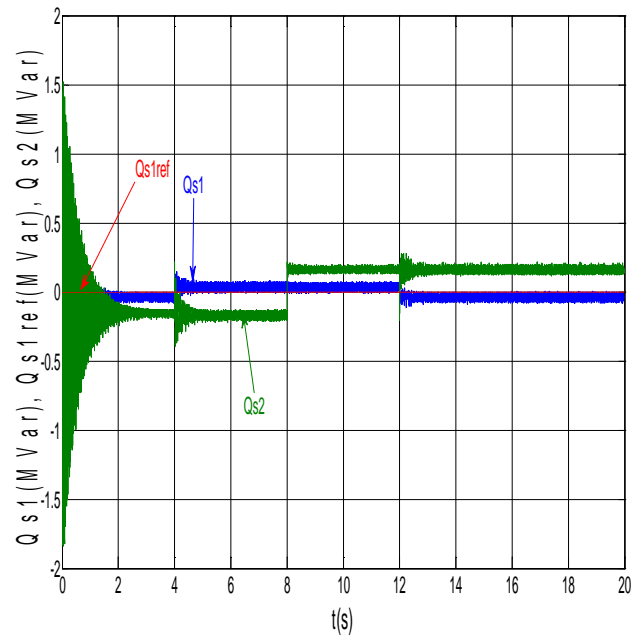
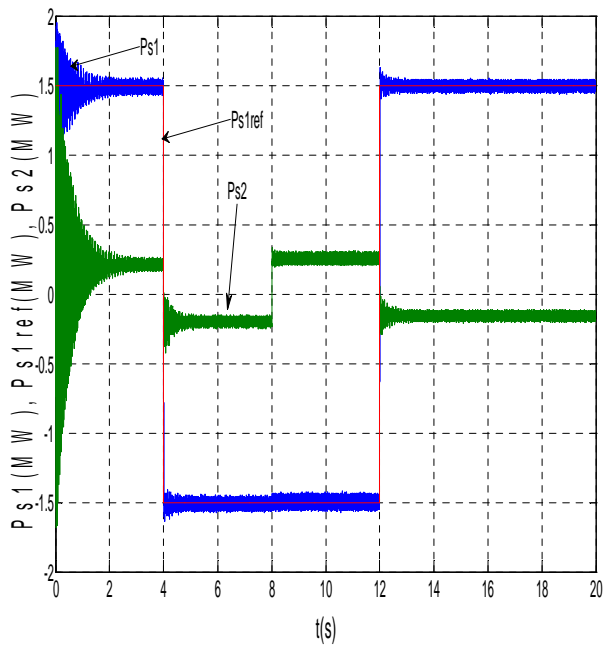
Les figures VI.4 illustrent les résultats de simulation obtenus. Les conditions de simulations étant les mêmes que dans le chapitre précédent.

Les observations faites montrent qu'il est possible de réaliser, avec des réglages adéquats, des contrôleurs flous ayant des comportements similaires à ceux d'un contrôleur type PI.

De plus, on note une bonne adaptation des contrôleurs flous à la commande vectorielle, car le découplage des puissances active et réactive est bien réalisé.

La partition de l'univers de discours et à la distribution des fonctions d'appartenance choisis ont permis d'améliorer la dynamique du procédé en début du transitoire.

Les résultats obtenus montrent que le contrôleur logique flou (FLC) présente des performances de poursuite très satisfaisantes a amélioré la dynamique des courants statoriques 2 par rapport à celle du réglage par les régulateurs classiques PI. Cela est dû à l'utilisation du régulateur de Mamdani à cinq classes. Ce nombre de règles permet d'obtenir des effets non linéaires influant favorablement sur le comportement global du système.



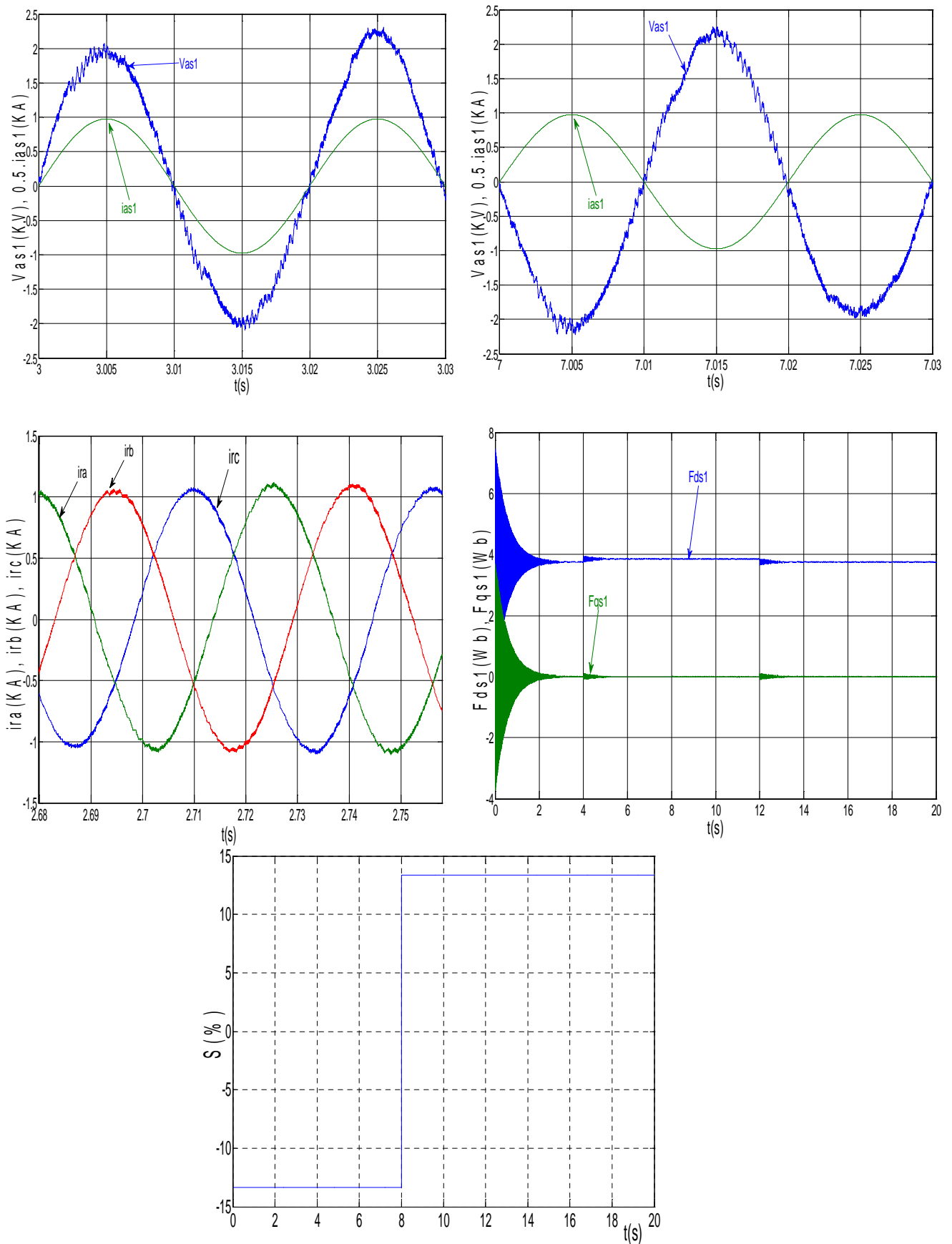


Figure IV.4. Résultats de simulation de contrôle en puissance par logique floue

IV.4. Conclusion

L'introduction de la logique floue au niveau de la commande des puissances de la MASEC a donné des meilleurs résultats par rapport à la commande classique PI, au niveau du temps de réponse, sans dépassement et oscillations très minimales, ce qui rend l'utilisation de cette dernière très prometteuse.

Nous avons construit un régulateur pour la commande de la MASEC par logique floue dans l'objectif d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la chaîne.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail que nous avons effectué consiste au contrôle par la logique floue d'une machine asynchrone en cascade; dont l'objectif, en premier lieu, est de supprimer les contacts bagues-balais dans la MADA ; en deuxième lieu d'améliorer le couple électromagnétique.

Vu les inconvénients que présentent les machines avec contacts (l'entretien régulier et rigoureux, la fragilité, danger à cause des pièces sous tension non isolées, la vitesse de rotation limitée...). C'est pour ces raisons que nous avons opté pour les machines sans contact. Parmi ces machines nous avons choisi la cascade de deux machines asynchrones à rotor bobiné.

Pour cela nous avons scindé notre travail comme suit :

Le premier chapitre concerne les généralités sur les machines électriques. On a fait une classification des machines électriques selon la possession ou non de contact glissant.

Le deuxième chapitre a fait l'objet d'une modélisation mathématique de la MADA et MASEC, le modèle de la MASEC est validé sous MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation pour le modèle de MAEC sont similaires à ce de la MADA avec le démarrage direct.

Dans le chapitre trois, on a opté pour la commande vectorielle en puissance (direct et indirect) de la cascade de deux machines à rotor bobiné. En utilisant des régulateurs PI classiques, les résultats de simulation prouvent que la MASEC peut fonctionner en quatre quadrants.

Les résultats de simulation mentionnés au chapitre quatre sont plus meilleurs que ceux obtenus au chapitre précédent, grâce aux régulateurs flous qu'on a introduit à la place des régulateurs PI au niveau de la commande vectorielle en puissance.

Les résultats obtenus de simulation sont compatibles avec ceux de la MADA. Ce qui ouvre la perspective de pouvoir remplacer la MADA de l'éolienne par une MASEC en tant que génératrice, nous débarrassons ainsi des inconvénients présentés par les contacts de la MADA

La MASEC peut fonctionner dans une large gamme de vitesse en tant que moteur dans la propulsion maritime, le laminage et la ventilation maritime, elle peut être appelée aussi à jouer les deux rôles (moteur et générateur) dans le domaine de la traction ferroviaire (TGV et tramway), et dans les voitures électriques.

Les conclusions qu'on peut tirer à travers ce mémoire sont:

- L'absence de contact bague-balais dans la MASEC augmente sa fiabilité.

Conclusion Générale

- Le régulateur flou est plus performant en termes de rejet de perturbation, rapidité de sa dynamique et sa robustesse.

ANNEXE A:

Synthèse du régulateur PI

La figure 15 montre une partie de notre partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction transfert est de la forme $k_p + \frac{k_i}{p}$

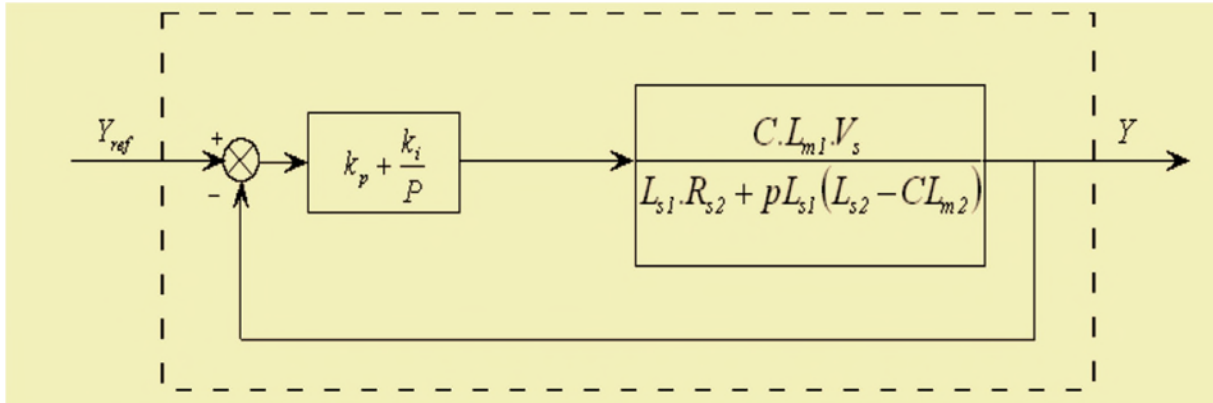


Fig. 15 – Régulateur PI [MAAF]

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

$$FTBO = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_i}} \frac{\frac{c.M_1.v_s}{L_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c)}}{p + \frac{R_{s2}}{L_{s2} - M_2 \cdot c}} \quad ()$$

Nous allons choisir la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Ceci nous conduit à l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_{s2}}{L_{s2} - M_2 \cdot c} \quad ()$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs dépendent de ces paramètres. Si tel n'est pas le cas, la compensation est moins performante.

Si on effectue la compensation, on obtient la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) suivante :

$$FTBF = \frac{1}{1 + p \frac{L_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c)}{k_p \cdot c \cdot M_1 \cdot v_s}} \quad ()$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{1}{1 + p \cdot \tau_r}$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{L_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c)}{k_p \cdot c \cdot M_1 \cdot v_s} \quad ()$$

Avec τ_r le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne ou les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécanique sont importantes.

S'imposer une valeur plus faible n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble, mais risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoires en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables.

On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des grandeurs de la machine et du temps de réponse :

$$k_p = \frac{L_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot c)}{\tau_r \cdot c \cdot M_1 \cdot v_s} \quad ()$$

$$k_i = k_p \cdot \frac{R_{s2}}{L_{s2} - M_2 \cdot c} = \frac{L_{s1} \cdot R_{s2}}{\tau_r \cdot c \cdot M_1 \cdot v_s} \quad ()$$

Nous avons utilisé ici la méthode de compensation des pôles pour sa rapidité ; il est évident qu'elle n'est pas la seule méthode valable pour la synthèse du régulateur PI.

Application numérique: $k_p = 0.000218$ et $k_i = 0.00284$.

Les paramètres indirects :

$$k_{pp} = 0.077179 \text{ et } k_{ii} = 2.2$$

-Les paramètres flous :

$$k_s = 990000000, k_e = 0.002 \text{ et } k_u = 0.0001$$

ANNEXE B:

Les paramètres de la MASEC sont donnés par le tableau suivant:

Paramètre de la MASEC	Valeur
p_{s1}, p_{s2}	1.5 (MW)
v_c	690 (V)
R_{s1}, R_{s2}	0.012 (Ω)
R_{r1}, R_{r2}	0.021 (Ω)
L_{s1}, L_{s2}	0.0137 (H)
L_{r1}, L_{r2}	0.0137 (H)
M_1, M_2	0.0135 (H)
J_1, J_2	50 ($kg \cdot m^2$)
f_1, f_2	0.0071 (Nm. s/rd)
P_1, P_2	2

TAB. 1– Paramètres de la MASEC

Bibliographie

Bibliographie

- [1] : **Bertrand NOGAREDE** « machines tournantes : principes et constitution» Techniques de l'ingénieur, traité génie électrique, article D3411, France
- [2] : **Mr AITECHE MOURADE ET AITSLIMANI FARIDE** « mémoire de fin d'études modélisation et simulation de deux machines asynchrones en cascade.» de l'université de Béjaia.2006
- [3] : **Mr GUERROUDJ Cherif et BOUCHE Toufik** « mémoire de fin d'études modélisation et commande de deux machines asynchrone en cascade » université de Béjaia juin 2008
- [4] : **MAAFA.A**, Etude d'un générateur éolien basé sur la cascade de deux machines asynchrone piloté par un convertisseur de fréquence ».Mémoire de Magistère de l'université de Batna.2011
- [5] : Intersections, Le magazine Schneider de l'enseignement technologique et professionnel. « Les Techniques de Commande du Moteur Asynchrone », Juin 1998.
- [6] :**F.BERNOT**, »Machines à Courant Continu, Construction, Constitution et Fonctionnement » Techniques de l'Ingénieur. Traité Génie électrique.
- [7]: **CHAIBA.A** « commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle » Magister en électrotechnique de l'université de Batna.2010
- [8] : **G. SALLOUM**, « Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », thèse de doctorat. Ecole doctorale : G.E.E.T. `a l'unité mixte de recherche CNRS. France.2007
- [9] : **BOUCHAFAA.L et ACHACHA.S**, «mémoire fin d'études, Etude d'une chaîne éolienne a base d'une MADA commandée par la logique floue » université des sciences et de la technologie houari Boumediene Alger.2011
- [10] : **E.GUCHERON**, « Les Moteurs Electriques pour Mieux les Piloter et les Simulation sur le Logiciel SIMPLORER, Validation Expérimentale sur Banc d'Essai, » Cahier technique Schneider électrique n_207, collection Technique, 2004.
- [11] : **T.WILD**, "Electrotechnique," 3ième édition, éditions de Boeck université. p597, Canada(2000).

Bibliographie

- [12] : **L. MOREAU**, “Modélisation, Conception et Commande de Génératrices à Réductance Variable Basse Vitesse”, thèse de doctorat. De l’école polytechnique à l’université de Nantes. France, 2005
- [13] : **S. TAIBI**, “Contribution à l’étude, la conception, le dimensionnement et l’optimisation de la Machine à réductance variable de type Vernier” thèse de doctorat. Université de sciences et technologies de Lille. France, (2002).
- [14] : **D.Hadiouche**, commande vectorielle de la machine synchrone double étoile à aimants permanent, thèse DEA en contrôle industriel à l’université LIBANAISE, septembre 2001
- [15] : **L. BAGHLI**, “Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de La Logique Floue, des Réseaux de Neurones et les algorithmes génétiques,” thèse de doctorat. université Henri Poincaré, Nancy-I. France, (1999).
- [16] : **L. KHETTACHE**, “Etude et Commande d’un Système Eolien à Base d’une Machine Electrique Double Alimentée, mémoire de magister. Université de Batna. Algérie, (2007).
- [17] : **E.GUCHERON**, “Les Moteurs Electriques pour Mieux les Piloter et les Simulation sur le Logiciel SIMPLORER, Validation Expérimentale sur Banc d’Essai,” Cahier technique Schneider électrique n_207, collection Technique, 2004
- [18]: **T. Wildi**, « ÉLECTROTECHNIQUE », Avec la collaboration de G. Sybille (Ingénieur, Institut de recherche d’Hydro-Québec) 3^{ème} édition.
- [19] : **H. BEN AHMED**, “Généralités sur les Actionneurs Linéaires,” Rapport interne. Antenne de Bretagne de l’Ecole Normale Supérieure de Cachan SATIE UMRCNRS 8029. France, (2002).
- [20] : **Y.ZADI, L. AIT OUAKLI**, « Etude et commande d’une machine asynchrone à double paquets statoriques, » mémoire d’ingénieur. Université de Béjaia. Algérie, (2010).
- [21]: **P. VIDAL**, “Commande Non-Linéaire d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation, » thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Toulouse. France, (2004).
- [22] : **F. M. YOFEROV**, “Electriques pour les Systèmes Automatiques,” Edition Vichaya Chkola , Moscou, 1976.
- [23] : **K.GHEDAMSI** « Contribution à la modélisation et la commande d’un convertisseur direct de fréquence application à la conduite de la machine asynchrone » thèse de doctorat Ecole Nationale Polytechnique El-Harrach Alger 2008
- [24] **A. Schuster**, "Commande, Réglage et optimisation d’un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.

Bibliographie

- [25] **N. PATIN**, E. MONMASSON, J.-P. Louis, "C Modeling and Control of a Cascaded Doubly-Fed Induction Generator based on Dynamical Equivalent Circuits," *I Mathematics and Computers in Simulation* (2008), doi:10.1016/j.matcom.2010.04.016.
- [26]: **J Y. Hung, W.GAO** "variable structure control: Asury" *IEEE.Trans I dust. Applic* vol 40, N°1, pp2-22-1991
- [27] :**G. SEGUIER, R. BAUSIERE**, "Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance" la Conversion DC-AC," volume 04. pp 147-200 France, (1995).
- [28] : **N.AKKARI** « contribution a l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation » Magister en électrotechnique Université de BATNA 2010.
- [29] : **Y.ELBIA** "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté " thèse d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Université de BATNA année 2009.

Résumé

Le travail que nous avons effectué consiste au contrôle par la logique floue d'une machine asynchrone en cascade.

Pour cela nous avons scindé notre travail comme suit :

-Le premier chapitre concerne les généralités sur les machines électriques. On a fait une classification des machines électriques.

- Le deuxième chapitre a fait l'objet d'une modélisation mathématique de la MADA et MASEC, le modèle de la MASEC est validé sous MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation pour le modèle de MAEC sont similaires à ce de la MADA avec le démarrage direct.

- Dans le chapitre trois, on a opté pour la commande vectorielle en puissance (direct et indirect) de la cascade de deux machines à rotor bobiné.

- Dans le chapitre quatre, on a opté pour contrôler la commande avec un régulateur floue