

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Université Akli Mohand Oulhadj - Bouira -

Tasdawit Akli Muḥend Ulḥağ - Tubirett -



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة أكلي محمد أولحاج
- البويرة -

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées

كلية العلوم والعلوم التطبيقية

Référence :/MM/2021

المرجع :/م/م / 2021

Mémoire de Master

Présenté au

Département : Génie Électrique

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Réseaux Electriques

Réalisé par :

TOUATI Charaf Eddine

Et

REMILI Abderraouf

Thème

Commande floue d'une cascade de deux machines asynchrones

Soutenu le : **30/10/2021**

Devant la commission composée de :

BENSAFIA Yassine	Président	M.C.A	Univ. Bouira
MAAFA Amar	Promoteur	M.C.B	Univ. Bouira
SAOUDI Kamel	Examineur	M.C.A	Univ. Bouira

Je dédie ce modeste travail

A l'âme de mon père

A ma mère

A mes frères et mes sœurs

A toute ma famille

A mon binôme

A mes chers amis d'université de Bouira

Hemza, Nadjib, Azza, Walid, louanesse, Mourad

A mes chers amis d'université Zouaghi

Okba, Alla Eddine, Yasser

Charaf eddine

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents source d'affection et d'inspiration

A mes frères et mes sœurs

A toute ma famille

A mon binôme

A tous mes amis qui m'ont encouragé

Abderraouf

Remerciement

*Tout d'abord, nous voudrions remercier Dieu tout-puissant qui nous a
donné la capacité d'atteindre ce niveau.*

Nos plus profonds remerciements vont à notre gentil superviseur

Encadreur Mr. MAAFA. Amar Enseignant à l'université de Bouira

qui, par son expérience et son efficacité il a fait de son mieux pour

mener à bien ce travail

Nos remerciements s'adressent également, aux membres de jury,

qui nous ont fait l'honneur d'évaluer notre modeste travail.

Nous remercions aussi à tous les étudiants qui nous ont aidés par

un conseil ou d'une idée d'un encouragement au cours de cette

année

Table des matières

Table des matières	I
Liste des Figures	II
Notations.....	III
Liste des symboles.....	IV
Introduction générale	1
Chapitre I. Techniques de la commande de la MAS	
I.1 Introduction	2
I.2 Généralités sur la Machine Asynchrone.....	2
I.2.1 Constitution de la machine asynchrone	3
I.2.2 Principe de fonctionnement	5
I.2.3 Le glissement	6
I.2.4 Tension et fréquence induite dans le rotor	6
I.2.5 Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone	7
I.3 Différentes techniques de commande de la MAS	7
I.3.1 Commande scalaire	8
I.3.1.1 Principe de fonctionnement.....	8
I.3.1.2 Principe de la commande scalaire en boucle ouverte	9
I.3.1.3 Principe de la commande scalaire en boucle fermée	9
I.3.2 Commande vectorielle de la MAS	10
I.3.2.1 But de la commande vectorielle	10
I.3.2.2 Principe de la commande vectorielle.....	10
I.3.2.3 Commande vectorielle direct.....	12
I.3.2.4 Commande vectorielle indirect.....	13
I.3.3 Commande direct du couple	13
I.3.3.1 Principe de la commande directe du couple	13
I.4 Conclusion.....	14
Chapitre II. Modélisation de la MAS et MASEC	
II.1. Introduction.....	15
II.2. Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné.....	15
II.2.1 Description de la MAS	15
II.2.2 Hypothèses simplificatrices	16
II.2.4 Transformation de Park	18
II.2.4.1 Application de la transformation de Park à la MAS	18
II.2.5 Représentation d'état de MAS.....	19
II.2.6 Expression du couple de la MAS à rotor bobiné	19
II.3 Modélisation de la machine asynchrone en cascade	20
II.3.1 Description de la cascade	20

II.3.2	Machine asynchrone en cascade	21
II.3.3	Modèle de la cascade	21
II.3.4	Expression du couple électromagnétique de la cascade	23
II.4	Simulation et interprétation des résultats	24
II.5.1	Modes d'alimentation des machines alternatives	27
II.5.2	Modélisation de l'onduleur	27
II.5.3	Alimentation de la MASEC avec onduleur	29
II.5.4	Technique de commande MLI sinus-triangle	29
II. 6.	Conclusion	30
Chapitre III. Contrôle PI/Floue des puissances d'une MASEC		
III.1	Introduction.....	31
III.2	Principe du contrôle de puissance de la cascade.....	31
III.3	Contrôle de puissance de la MASEC.....	32
III.3.1	Mode de fonctionnement de la MASEC	32
III.3.2	Choix du référentiel pour le modèle diphasé.....	33
III.3.3	Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator.....	35
III.3.4	contrôle direct.....	36
III.3.5	Résultats de simulation.....	36
III.4	Contrôle par la logique floue d'une MASEC	39
III.4.1	Principes de la logique floue	39
III.4.2	Domaine d'application	39
III.4.3	Variables linguistiques	40
III.4.4	Fonctions d'appartenance	40
III.4.5	Principes généraux d'une commande par logique floue	40
III.4.5	Application de la logique floue au contrôle vectoriel de la MASEC	42
III.4.5.1	Choix de la structure du régulateur par la logique floue.....	42
III.4.5.2	Loi de commande.....	43
III.4.5.3	Choix des fonctions d'appartenance et des sous-ensembles floues	43
III.4.5.4	Règles de décision de contrôle floue	43
III.4.5.5	Choix de la méthode d'inférence	44
III.4.5.6	Choix de la méthode de défuzzification.....	44
III.4.6	Simulation de commande floue de la MASEC	45
III.4.6.1	Résultat et interprétation	45
III.5	Couplage de la turbine à la MASEC.....	47
III.5.2	Modélisation de la turbine.....	48
III.5.3	Discussion et résultats de simulation de la MASEC	53
III.6	Conclusion	54
Conclusion Générale.....		55
Références :		54

Liste des Figures

Fig 1. 1- Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage	3
Fig 1. 2- Le stator	3
Fig 1. 3- Enroulement de stator	3
Fig 1. 4- rotor à cage d'écureuil	4
Fig 1. 5- rotor bobiné	4
Fig 1. 6- Production de couple	5
Fig 1. 7- forces de Laplace	5
Fig 1. 8- Classification des stratégies de commande de MAS	8
Fig 1. 9- Présentation de la commande en boucle ouverte	9
Fig1. 10- Commande scalaire en boucle fermée de la machine	9
Fig 1. 11- Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC	11
Fig 1. 12- Principe de la commande vectorielle	12
Fig 1. 13- Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone	14
Fig 2. 1- Représentation schématique des enroulements de la MAS à rotor bobiné	16
Fig 2. 2- Machine asynchrone en cascade	21
Fig 2. 3- Allures du couple et de la vitesse de la MASEC en fonction du temps	25
Fig 2. 4- représente la puissance active et réactive consommés par la MAS 1	26
Fig 2. 5- représente la tension (v_{s1}) par rapport à le courant (i_{as1}) en régime transitoire et permanent	26
Fig 2. 6- Structure générale d'alimentation d'une machine alternative	27
Fig 2. 7- Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS	27
Fig 2. 8- Association MASEC-convertisseur de tension à commande M.L.I.[SEG 95]	29
Fig 3. 1 – Illustration des différents modes de Fonctionnement de la MASEC	32
Fig 3. 2- Schéma-bloc du système réguler	35
Fig 3. 3- Schéma-bloc du contrôle direct	36
Fig 3. 4- Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants	38
Fig 3. 5- Différentes formes des fonctions d'appartenance	40
Fig 3. 6- Configuration de base d'un régulateur par logique floue	41
Fig 3. 7- Schéma bloc d'un régulateur flou	42
Fig 3. 8- Répartition des sous-ensembles flous correspondant à e , Δe et Δc	43
Fig 3. 9- Schéma-bloc de la commande directe	45
Fig 3. 10- Résultats de simulation de contrôle en puissance par logique floue	47

Liste des Figures

Fig 3. 11 – Schéma de la turbine éolienne	48
Fig 3. 12 – L'ensemble des éléments constituant une éolienne	48
Fig 3. 13 -Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de la vitesse de la turbine	50
Fig 3. 14 - Schéma bloc du modèle de la turbine	51
Fig 3. 15 -Résultats de simulation de contrôle en puissance par logique floue avec éolienne	53

Liste des Tableaux

Tableau 1. 1 - différentes caractéristiques entre les deux commandes vectorielles et scalaire	10
Tableau 3. 1 - Matrice d'inférence de 7 ensembles floues	44

Notations

AC	Alternating Current (courant alternative)
DC	Courant direct
DSP	Processeur de signaux numériques
DTC	Contrôle direct du couple
EZ	Environ Zéro
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
IGBT	Transistor bipolaire à porte isolée
IGCT	Thyristor intégré à commutation par la porte
MADA	Machine Asynchrone Doublement Alimentée
MAS	Machine Asynchrone
MASEC	Machine Asynchrone en Cascade
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Suivi du point maximal de puissance
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
PG	Positif Grand
PI	Proportionnel Intégrateur
PM	Positif Moyen
PP	Positif Petit

Liste des symboles

A	Matrice des résistances de la cascade (Ω)
B	Matrice des inductances propres cycliques de la cascade (H)
C_r	Couple électromagnétique de la cascade (N.m)
C_e	Couple électromagnétique de la cascade (N.m)
$C_{e1,2}$	Couples électromagnétiques des deux machines (N.m)
C_{eMAX}	Couple électromagnétique maximal (N.m)
C_{eMOY}	Couple électromagnétique moyen (N.m)
C_{eNOM}	Couple électromagnétique nominal (N.m)
C	Capacité du bus continu (F)
C_p	Rendement aérodynamique
f_e	Coefficient de frottement des deux machines (N.m.s/rd)
f	Coefficient de frottement total (N.m.s/rd)
$f_{1,2,3}$	Fonctions de connexion logique des interrupteurs
G	Gain du multiplicateur
$i_{a,b,cs,1,2}$	Courants triphasés statoriques (stator 01, stator 02) (A)
$i_{a,b,cr,1,2}$	Courants triphasés rotoriques (rotor 01, rotor2) (A)
$i_{ds1,ds2}$	Courants des stators 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park(A)
$i_{qs1,qs2}$	Courants des stators 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park(A)
$i_{dr1,dr2}$	Courants des rotors 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (A)
$i_{qr1,qr2}$	Courants des rotors 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (A)
$[i_s], [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A)
i_g	Courant qui circule dans la capacité du bus continu (A)
i_m	Courant qui circule dans l'onduleur côté machine (A)
i_g	Courant qui circule dans onduleur côté réseau (A)
J	Moment inertie total (kg.m ²)
$J_{1,2}$	Moment inertie des deux machines (kg.m ²)
K_p	Gain proportionnel du régulateur
K_i	Gain intégral du régulateur
$L_{s1,2}$	Inductances propres cycliques des stators 01 et 02 (H)
$L_{r1,2}$	Inductances propres cycliques des rotors 01 et 02 (H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique du stator par rapport rotor (H)
L_r	Inductance du filtre (H)
$[L]$	Matrice des inductances de la cascade (H)
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques de la cascade (H)
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotoriques de la cascade (H)
$[M_{sr}]$	Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor (H)
P_v	Puissance du vent ou puissance éolienne (W)
P_{aero}	Puissance du vent ou puissance éolienne (W)
$P(t)$	Puissance électrique instantanée (W)

Liste des Symboles

$P_{s1,2}$	Puissances électriques actives des stators 01 et 02 (W)
$P_{gs1,2}$	Puissance électrique active échangée entre le convertisseur et réseau(W)
p	Nombre de paires de pôles de la machine asynchrone
$p_{1,2}$	Nombre de paires de pôles de la première et la deuxième machine
P	Opérateur de Laplace
$P[\theta_s]$	Matrice de Park
$Q_{s1,2}$	Puissances électriques réactives des stators 01 et 02 (V Ar)
$R_{a,b,cs,1}$	Résistances des phases statoriques (stator 01) (Ω)
$R_{a,b,cs,2}$	Résistances des phases statoriques (stator 02) (Ω)
$R_{a,b,cr,1}$	Résistances des phases rotoriques (rotor 01) (Ω)
$R_{a,b,cr,2}$	Résistances des phases rotoriques (rotor 02) (Ω)
R_r	Résistance du filtre (Ω)
R	Rayon de la pale (m)
s	Glissement de la cascade
s_1	Glissement de la première machine
s_2	Glissement de la deuxième machine
S	Surface circulaire balayée par la turbine(m ²)
t	Temps (s)
u_c	Tension du bus continu (V)
v_{vent}	Vitesse du vent (m/s)
$v_{a,b,cs,1,2}$	Tensions triphasées statoriques (stator 01, stator2) (V)
$v_{a,b,cr,1,2}$	Tensions triphasées rotoriques (rotor 01, rotor2) (V)
$v_{ds1,ds2}$	Tensions des stators 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park(V)
$v_{qs1,qS2}$	Tensions des stators 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park(V)
$v_{dr1,dr2}$	Tensions des rotors 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park(V)
$v_{qr1,qr2}$	Tensions des rotors 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park(V)
$[v_s], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
α	Angle électrique de décalage entre les deux stators ($^\circ$)
β	Angle de l'orientation de la pale ($^\circ$)
$\psi_{a,b,cs,1}$	Flux triphasés statoriques (stator 01) (W b)
$\psi_{a,b,cs,2}$	Flux triphasés statoriques (stator 02) (W b)
$\psi_{a,b,cr,1}$	Flux triphasés rotoriques (rotor 01) (W b)
$\psi_{a,b,cr,2}$	Flux triphasés rotoriques (rotor 02) (W b)
$[\psi_{s,r}]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (W b)
$\varphi_{ds1,ds2}$	Flux des stators 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (W b)
$\varphi_{qs1,qS2}$	Flux des stators 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (W b)
$\varphi_{dr1,dr2}$	Flux du rotor 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (W b)

Liste des Symboles

$\varphi_{qr1,qr2}$	Flux du rotor 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (W b)
φ_{dr}	Flux selon l'axe d (W b)
Ω_t	Vitesse angulaire de la turbine (rd/s)
Ω_s	Vitesse du synchronisme (rd/s)
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor (rd/s)
$\omega_{s1,2}$	Pulsation des grandeurs électriques des stators 01 et 02 (rd/s)
ω_s	Pulsation des grandeurs électriques statoriques (rd/s)
$\omega_{r1,2}$	Vitesses électriques de rotation des rotors 01 et 02 (rd/s)
$\omega_{g1,2}$	Pulsation des grandeurs des rotors 01 et 02 (rd/s)
θ_s	Angles d'un axe lié aux champs tournant par rapport au repère du stator (rd)
θ_r	Position du stator 01 par rapport au rotor (rd)
λ	Rapport de vitesse
ρ	Densité de l'air (kg/m ³)
σ	Coefficient de dispersion total
τ_r	Constante de temps rotorique (s)
τ	Constante de temps d'un système du premier ordre (s)
ΔC_e	Variation du couple électromagnétique

Introduction générale

Introduction générale

Le domaine de la commande de machine à courant alternatif s'est développé, cela est dû aux exigences des règlements d'exploitation industriels.

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de son faible coût, son faible encombrement, son bon rendement, son excellente fiabilité et leur vitesse qui est quasi constante (proche du synchronisme)[MAA 16]

Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

Le rhéostat de démarrage peut être associé à une machine asynchrone à rotor bobiné. De plus, utilisation d'un convertisseur (AC/AC) pour récupérer l'énergie du rotor, puis la réinjecter dans le réseau, afin d'avoir un meilleur couple de démarrage et une faible consommation de courant de meilleur rendement. Mais ce type de machine a un inconvénient dans son mécanisme de contact (les bagues-balais), qui les rendent moins tolérants dans certains milieux industriels en raison de l'environnement de travail et des conditions.

Le but de notre travail est, principalement, l'étude de deux machines asynchrones à rotor bobiné raccordées en cascade pour éliminer les contraintes causées par les contacts glissants bagues-balais puis la réalisation d'une commande floue à une commande standard PI, et comparer quel est le gain en termes de stabilité et performance.

Notre travail est scindé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre nous présenterons la constitution de machine asynchrone avec son principe de fonctionnement ensuite, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous citerons les différents types de commandes de la machine asynchrone.

Dans le deuxième chapitre on commencera par la modélisation de la machine asynchrone par la suite, nous illustrons que la cascade est équivalente au couplage de deux machines d'où élaboration du modèle de la cascade. Ces modèles seront vérifiés en simulation. Enfin nous modéliserons l'onduleur de tension.

Dans le dernier chapitre, nous avons pour objectif d'étudier les caractéristiques dynamiques et électriques d'une MASEC sous contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique de la machine de puissance à l'aide de contrôleur PI et contrôleur floue et faire une comparaison entre les types de commandes en termes de stabilité et performance. Enfin on voit le comportement de système étudié après l'intégration de la turbine. Finalement, on terminera par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre I

Techniques de commande de la MAS

Chapitre I

Techniques de commande de la MAS

I.1 Introduction

Un moteur à induction est un moteur asynchrone à courant alternatif (courant alternatif). Le moteur à induction le moins cher et le plus utilisé est le moteur à cage d'écureuil. L'intérêt pour les entraînements sans capteur des moteurs à induction a considérablement augmenté au cours des dernières années en raison de certains de leurs avantages, tels que la robustesse mécanique, la construction simple et la maintenance réduite.

Le contrôle et l'estimation des entraînements à courant alternatif en général sont considérablement plus complexes que ceux des entraînements à courant continu, et cette complexité augmente considérablement si des performances élevées sont demandées. Les principales raisons de cette complexité sont le besoin d'alimentations de convertisseur à fréquence variable et harmoniquement optimales, la dynamique complexe des machines à courant alternatif [ZAD 65].

Dans ce chapitre il nous paraît indispensable de rappeler la description de la machine asynchrone et le principe de son fonctionnement, puis de décrire et comparer les techniques de commande de la MAS.

I.2 Généralités sur la Machine Asynchrone

En règle générale, la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique a lieu dans la partie tournante d'un moteur électrique. Dans les moteurs à courant continu, la puissance électrique est directement à l'armature par l'intermédiaire des balais et du collecteur, par conséquent en ce sens, un moteur à courant continu peut être appelé moteur à conduction. Cependant, dans les moteurs à courant alternatif, le rotor ne reçoit pas l'énergie électrique par conduction mais par induction, exactement de la même manière que le secondaire d'un transformateur à deux enroulements reçoit son énergie du primaire. C'est pourquoi ces moteurs sont appelés moteurs à induction. En fait, un moteur à induction peut être traité comme un transformateur rotatif [THE 05].

I.2.1 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose des principaux éléments suivants[ACH 07] :

- ✓ Le stator (partie fixe) : Les enroulements sont placés sur un disque en tôles magnétiques pour magnétiser l'entrefer.
- ✓ Le rotor (partie tournante) : constitué de disques en tôles magnétiques qui est soit en cage d'écurieil soit bobiné.
- ✓ Organes mécaniques : Maintiennes les composants du moteur restent ensemble.

La figure 1.1. Représente une vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.

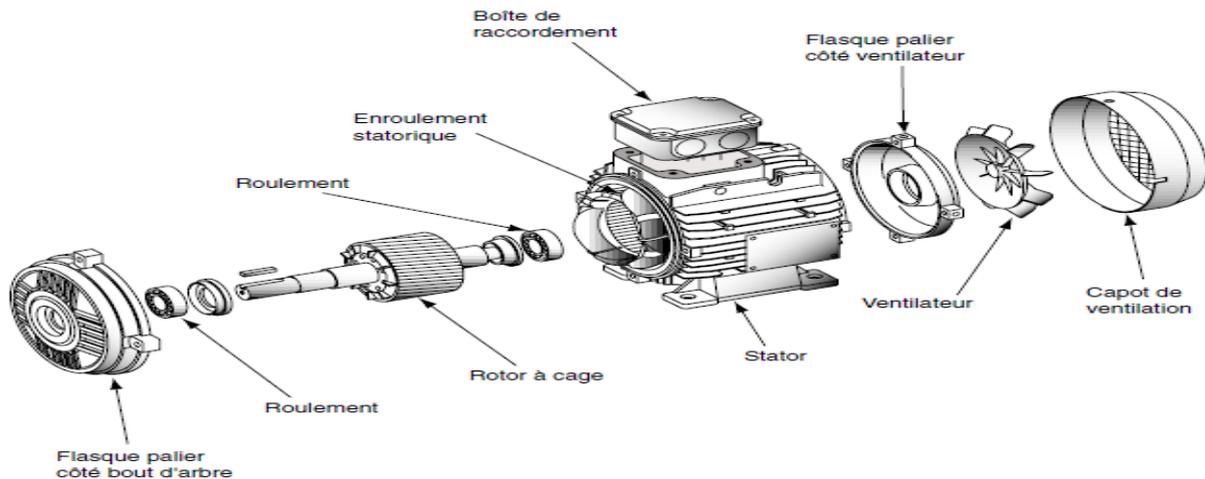


Fig. 1.1 - Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage

✓ Le stator :

Le stator d'un moteur à induction est en principe le même que celui d'un moteur synchrone ou d'une génératrice. Il est constitué de tôles d'acier, qui sont fendues pour recevoir les enroulements (Fig. 1.2). Le stator porte un enroulement triphasé (Fig. 1.3) et est alimenté par une alimentation triphasée.



Fig. 1.2 - Le stator

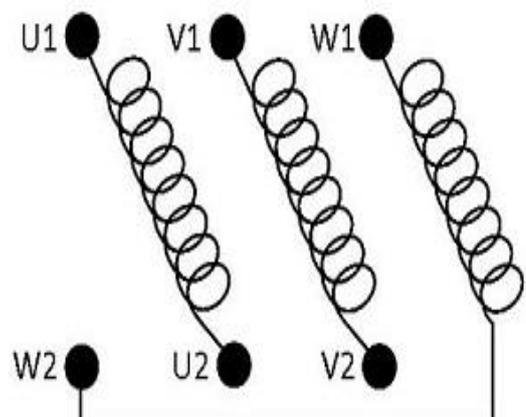


Fig. 1.3 - Enroulement de stator

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme, le stator est enroulé pour un nombre défini de pôles, le nombre exact de pôles étant déterminé par les

exigences de la vitesse. Plus le nombre de plus grand, moins grande est la vitesse et vice versa.

✓ **Le rotor :**

a) Rotor à cage d'écureuil :

Près de 90 % des moteurs asynchrone sont des moteurs à cage d'écureuil, car ce type de rotor a la construction la plus simple et la plus robuste que l'on puisse imaginer et est pratiquement indestructible. Le rotor est constitué d'un noyau cylindrique laminé avec des fentes parallèles pour le transport des conducteurs du rotor, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits [THE 05] [ACH 07].

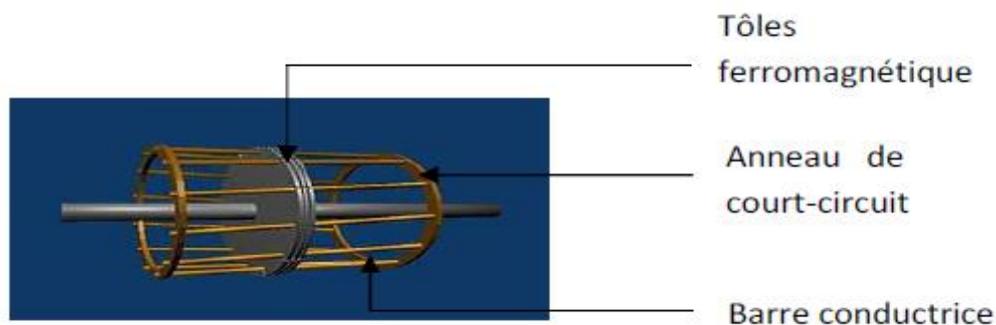


Fig 1. 4- rotor à cage d'écureuil

b) Rotor bobiné :

Ce type de rotor est pourvu d'un bobinage triphasé, réparti en double-couche, composé de bobines comme ceux utilisés dans les alternateurs. Le rotor est bobiné pour autant de pôles que le nombre de pôles du stator et est toujours triphasé même si le stator est biphasé. Les trois phases sont étoilées en interne. Les trois autres bornes de l'enroulement sont sorties et connectées à trois bagues collectrices isolées montées sur l'arbre avec des balais reposant dessus (Fig. 1.5).



Fig. 1.5 - rotor bobiné

I.2.2 Principe de fonctionnement

Nous allons maintenant montrer que lorsque des enroulements triphasés, décalés dans l'espace de 120°, sont alimentés par des courants triphasés décalés dans le temps de 120°, ils produisent un flux magnétique résultant qui tourne dans l'espace de 120°, et produisent un flux magnétique résultant, qui tourne dans l'espace comme si des pôles magnétiques réels tournaient mécaniquement, ce flux tourne à la pulsation de synchronisme [THE 05] [LOU 12].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \text{ [rd/s]} \tag{I. 1}$$

La vitesse à laquelle tourne ce champ magnétique dans l'entrefer est dite : vitesse de synchronisme, elle est directement proportionnelle à la fréquence f, du réseau et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles P.

$$N_s = 60 \frac{f}{p} \text{ [tr/min]} \tag{I. 2}$$

D'après la loi de Faraday :

$e = \frac{d\Phi}{dt}$ (Tout conducteur soumis à une variation du flux est un siège d'une f.e.m), et donc une force électromotrice induite apparaît, ce qui engendre des courants induits circulant dans les conducteurs rotoriques en court-circuit.

La loi de Lenz-Faraday ($e = -\frac{d\Phi}{dt}$) explique que la f.e.m induite crée dans le conducteur rotorique s'oppose à la cause qui lui a donné naissance, donc elle s'oppose à la variation du flux. Et pour cela le rotor va se mettre à tourner dans la même direction (figure 1.7) que le champ statorique pour tenter de le rattraper [PER 07].

La rotation du rotor est engendrée par l'apparition des forces de Laplace (figure 1.8) qui sont un résultat de l'interaction entre le champ tournant et les induits de courants :

$$d\vec{F} = i \cdot d\vec{L} \wedge \vec{B} \tag{I. 3}$$

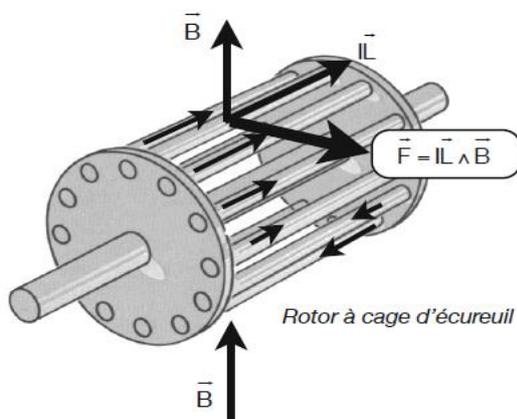


Fig. 1.6 – Production de couple

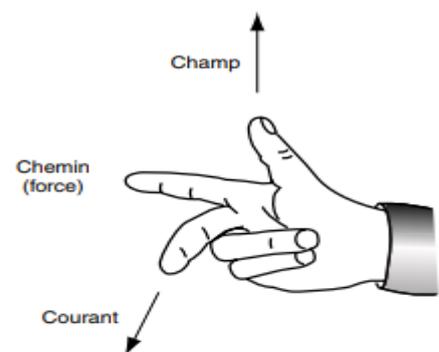


Fig. 1.7 - forces de Laplace

I.2.3 Le glissement

En pratique, le rotor ne parvient jamais à "rattraper" le champ du stator. S'il y parvenait vraiment, alors il n'y aurait pas de vitesse relative entre les deux, donc pas de f.e.m. du rotor, pas de courant du rotor et donc pas de couple pour maintenir la rotation. C'est pourquoi le rotor tourne à une vitesse qui est toujours inférieure à celle du champ du stator. La différence entre les vitesses dépend de la charge du moteur.

La différence entre la vitesse synchrone N_s et la vitesse réelle N du rotor est appelée glissement. Bien qu'elle puisse être exprimée en nombre de tours par seconde, il est habituel de l'exprimer en pourcentage de la vitesse synchrone [THE 05].

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{I. 4})$$

On peut garder à l'esprit que le flux tournant tourne de manière synchrone par rapport au stator mais à une vitesse de glissement par rapport au rotor.

I.2.4 Tension et fréquence induite dans le rotor

Un moteur à induction fonctionne en induisant des tensions et des courants dans le rotor de la machine. C'est pour cette raison qu'il est parfois appelé transformateur rotatif. Mais contrairement à un transformateur, la fréquence secondaire n'est pas nécessairement la même que la fréquence primaire.

Si le rotor d'un moteur est bloqué de manière à ce qu'il ne puisse pas bouger, le rotor aura la même fréquence que le stator. D'autre part, si le rotor tourne à la vitesse synchrone, la fréquence du rotor sera nulle [CHA 12].

La fréquence du rotor peut être exprimée comme suit :

$$f_r = g * f_s \quad (\text{I. 5})$$

La tension induite dans le rotor dépend du glissement. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$E_2 = g * E_{co} \quad (\text{I. 6})$$

Dans un moteur à cage, la tension en circuit ouvert $E_r(co)$ est la tension qui serait induite dans les barres du rotor, si les barres étaient déconnectées des anneaux ; dans le cas d'un moteur à rotor bobiné, la tension en circuit ouvert est $1/\sqrt{3}$ fois la tension au des bagues en circuit ouvert [WIL 00]. Il faut noter que l'équation (I.5) est toujours vraie. Mais la figure (I.6) n'est valable que si le flux tournant (exprimé en webers) reste

absolument constant. Cependant, entre zéro et en pleine charge, la valeur réelle n'est que légèrement inférieure à la valeur de l'équation.

I.2.5 Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone effectue une transformation électromécanique de d'énergie lorsqu'il fonctionne dans l'un des trois régimes suivants :

- a) En moteur : $0 < g < 1$
- b) En générateur : $g < 0$

I.3 Différentes techniques de commande de la MAS

De par son faible coût et sa simplicité de construction, associés aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone est de plus en plus populaire dans les domaines des variateurs de vitesse.

De par sa structure, la machine à cage d'écureuil présente un inconvénient majeur par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. En effet, l'alimentation par une seule armature signifie qu'un même courant crée le flux et le couple.

Il est donc logique de dire que toute commande de ce moteur ne peut se faire qu'en faisant varier les paramètres de l'onde de tension (tension d'alimentation) ou de l'onde de courant (courant d'alimentation)[KAM 07].

Ces variateurs de vitesse peuvent être divisés en deux groupes :

- Variateur de vitesse à fréquence constante.
- Variateurs de vitesse à fréquence variable.

Le contrôle de la vitesse à fréquence statorique constante est obtenu en faisant varier l'amplitude de la tension d'alimentation (ou courant).

Nous allons présenter trois différentes méthodes développées pour commander la MAS, parmi ces méthodes :

- ✓ Commande scalaire
- ✓ Commande vectorielle
- ✓ Commande directe du couple (DTC)

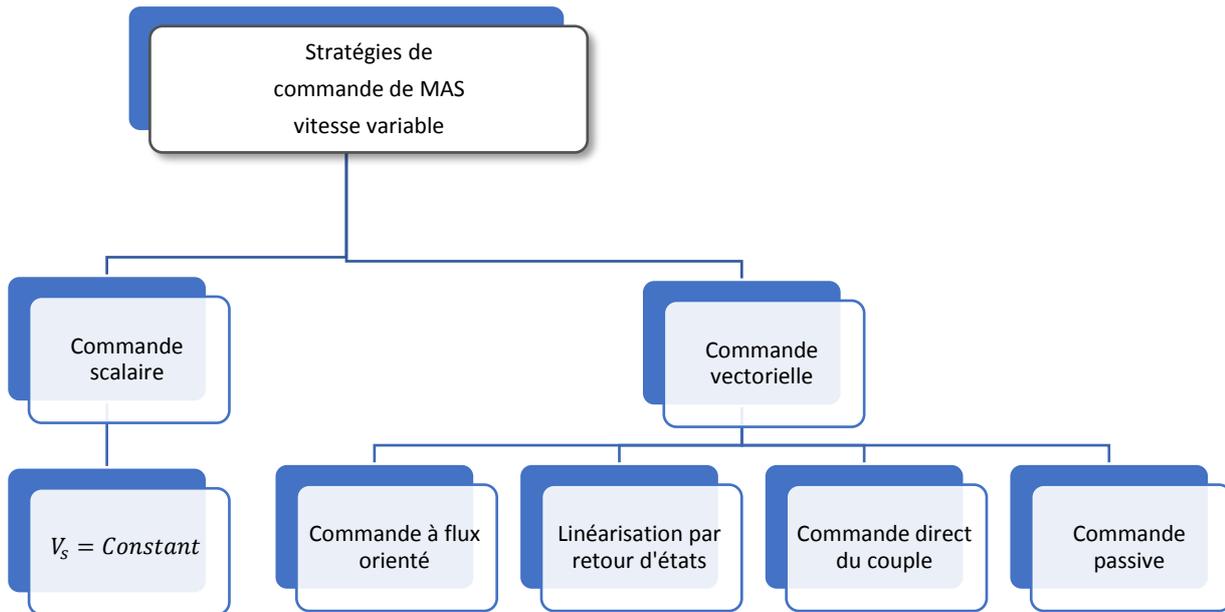


Fig. 1.8 - Classification des stratégies de commande de MAS

I.3.1 Commande scalaire

La commande scalaire est la loi la plus ancienne et la plus simple pour le contrôle des moteurs asynchrones[NEL 16].

De nos jours, en raison des progrès de la technologie de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. Ils sont principalement utilisés dans les applications industrielles pour le pompage, la climatisation et la ventilation. Le principe de cette méthode est très simple. Il comprend l'application sur le terminal de l'induit du moteur, le module de tension ou de courant et aussi la pulsation. Il existe plusieurs commandes scalaires, selon que l'on agit sur le courant ou sur tension. Dans l'alimentation en tension, l'onduleur fournit la forme et l'amplitude de la tension et qui peuvent être considérées comme indépendantes de charge. Par contre, dans une source de courant, le courant fourni a une forme et une amplitude affectées par la nature de la charge.

I.3.1.1 Principe de fonctionnement

Les stratégies d'un contrôle scalaire d'une MAS sont basées sur le contrôle simple des grandeurs variables de la machine telles que la tension, le courant et la fréquence. Bien que ces stratégies aient l'avantage d'être facilement mises en œuvre, elles ont l'inconvénient d'offrir des performances dynamiques. La stratégie de commande scalaire la plus connue lorsqu'on varie la fréquence f_s , on ajuste la tension d'alimentation V_s au stator de telle sorte que le flux ou le rapport entre la tension et la fréquence reste constant

(V_s/f_s). Cette stratégie de contrôle peut être appliquée en boucle ouverte ou en boucle fermée avec régulation de la fréquence de glissement, cette dernière approche a comme avantage d'éviter l'instabilité en limitant le glissement à une valeur tenant compte du couple maximal de la machine, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique[OUA 18].

I.3.1.2 Principe de la commande scalaire en boucle ouverte

Le contrôle en boucle ouverte par onduleur du moteur asynchrone est contrôlé par la pulsation et la valeur efficace de la tension neutre phase stator pour onduleur de tension.

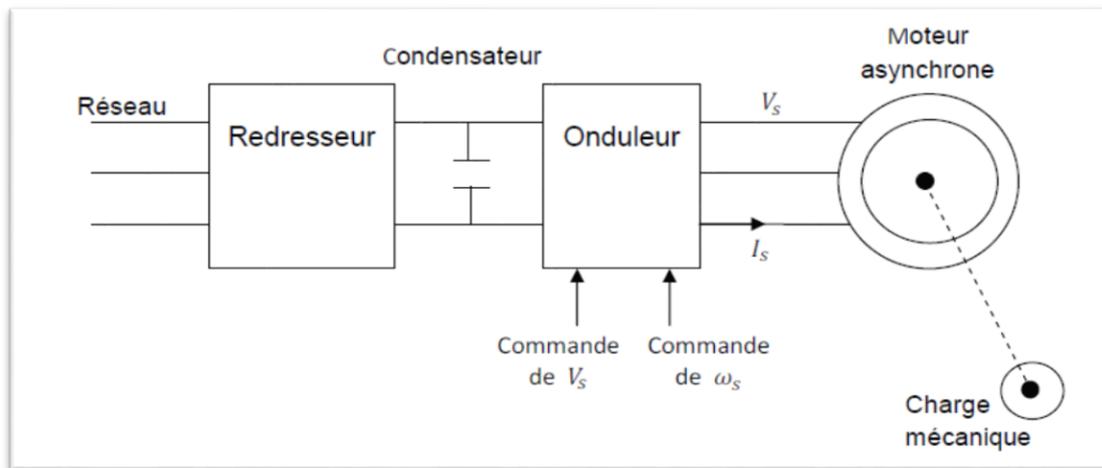


Fig. 1.9 - Présentation de la commande en boucle ouverte

I.3.1.3 Principe de la commande scalaire en boucle fermée

Si nous voulons réaliser un asservissement, nous ajoutons une boucle externe d'erreur de vitesse, vous pouvez augmenter la fréquence de la tension du stator de manière d'éliminer l'erreur de vitesse causée par le glissement[PIN 04]. La structure de cette assemblée donnée sur la figure (1.10).

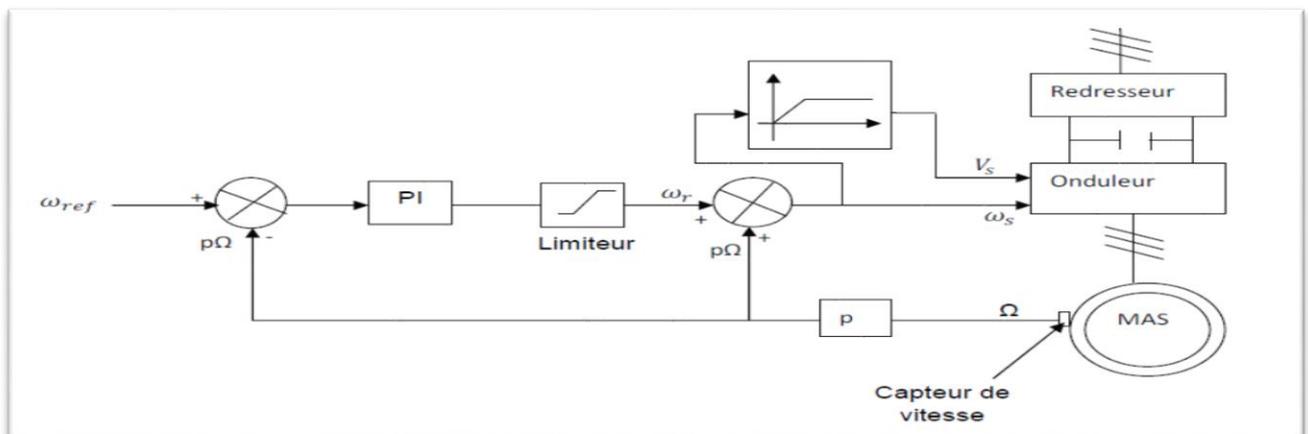


Fig. 1.10 - Commande scalaire en boucle fermée de la machine

I.3.2 Commande vectorielle de la MAS

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Cependant elle peut être mis en œuvre et réellement utilisé qu'avec les progrès de la technologie microélectronique. En fait, cela nécessite un calcul de transformation de Park, une évaluation de fonction trigonométrique, une intégration, des règles.... [BOU 08].

I.3.2.1 But de la commande vectorielle

La commande vectorielle a pour but de contrôler le moteur asynchrone comme moteurs à courant continu à excitation indépendante, avec découplage naturel entre Contrôler l'amplitude du flux magnétique (courant d'excitation) et l'amplitude liée au couple (courant d'induit). Le découplage permet d'obtenir une réponse en couple très rapide et une large plage de réglage vitesse et efficacité élevées, adaptées à une large gamme de charges en régime permanent. [DRI 05]. Le tableau 1 présente quelques différentes caractéristiques entre les deux commandes vectorielle et scalaire.

Tableau. 1. 1 - Différentes caractéristiques entre les deux commandes vectorielles et scalaire

Commande scalaire	Commande vectorielle
<ul style="list-style-type: none"> • Basée sur le modèle en régime permanent • Simple à implanter • Dynamique lente 	<ul style="list-style-type: none"> • Basée sur le modèle transitoire • Précise et rapide • Contrôle du couple à l'arrêt • Chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP...)
<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle des grandeurs en amplitude 	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase

I.3.2.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin qu'elle puisse être comparée à l'équation de couple électromagnétique d'une machine à courant continu.

Le référentiel (d,q) associé au champ tournant est choisi pour que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux I_{sd} , et que l'axe (q) coïncide avec la direction de I_{sq} donnant le couple électromagnétique[OTH 19].

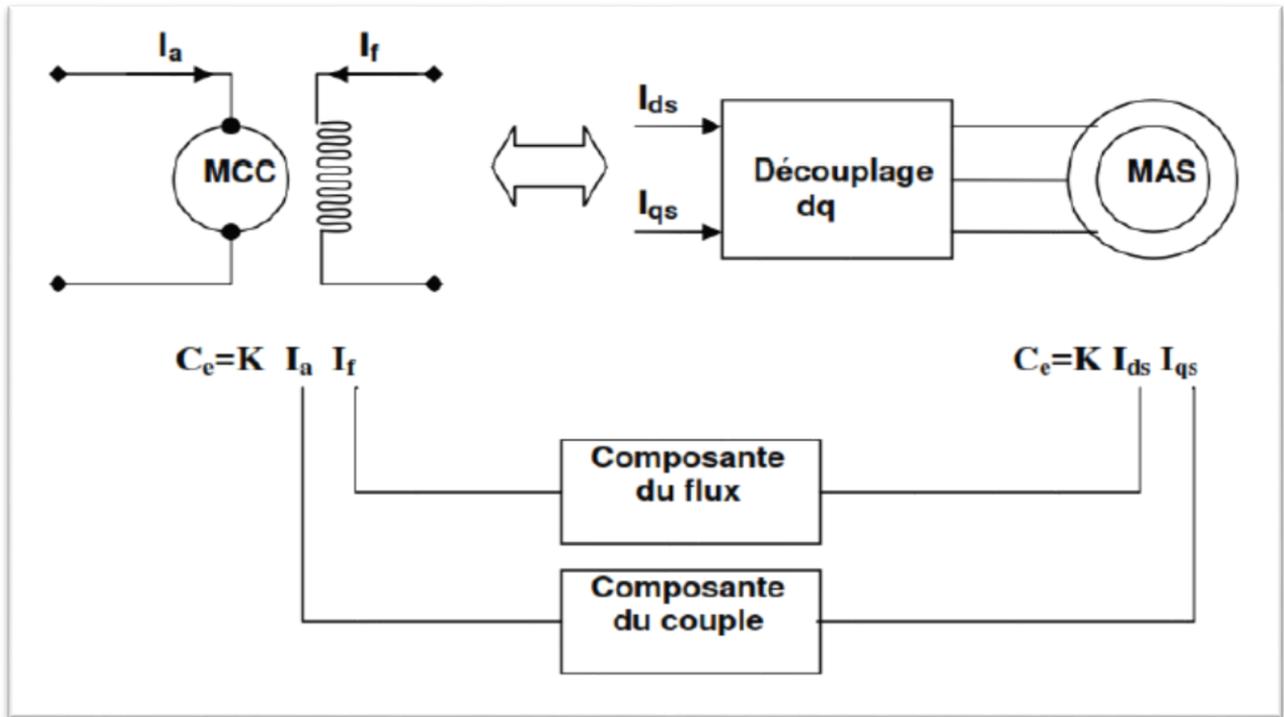


Fig. 1.11 - Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

Plusieurs variantes de commande vectorielle ont été présentées, on peut les classer de la façon suivante[MER 09] :

- ❖ Mode d'alimentation :
 - ✓ Commande en tension
 - ✓ Commande en courant
- ❖ Détermination de la position du flux
 - ✓ Directe : nécessite mesure du flux ou observation
 - ✓ Indirecte : nécessite le contrôle de la fréquence de glissement
- ❖ Acquisition du flux
 - ✓ Fondée sur un modèle du rotor
 - ✓ Fondée sur un modèle du stator
 - ✓ Observation de flux
- ❖ Orientation du repère d,q sur
 - ✓ Orientation flux rotorique $\begin{cases} \Psi_{dr} = \Psi_r \\ \Psi_{qr} = 0 \end{cases}$
 - ✓ Orientation flux statorique $\begin{cases} \Psi_{ds} = \Psi_s \\ \Psi_{qs} = 0 \end{cases}$
 - ✓ Orientation flux d'entrefer $\begin{cases} \Psi_{dm} = \Psi_m \\ \Psi_{qm} = 0 \end{cases}$

Le contrôle du flux statorique ou de l'entrefer n'assure pas un découplage complet entre Couple et le flux. On se limite à étudier les principes de la commande vectorielle. La direction de l'axe "d" le long de l'axe du flux rotorique est représentée sur la figure (1.11), elle propose meilleures performances que les autres technologies d'orientation.

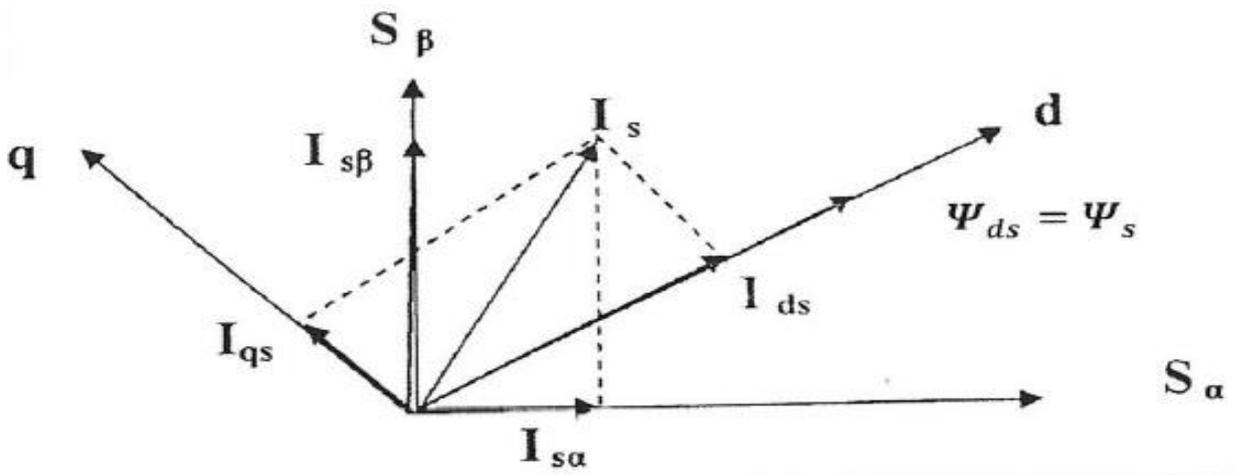


Fig. 1.12 - Principe de la commande vectorielle

Toutes les recherches sur cette commande utilisent deux méthodes principales, La première méthode est appelée la méthode directe, développée par F. Blaschke, et la seconde méthode est Méthode indirecte développée par K. Hasse[CHE 14].

I.3.2.3 Commande vectorielle direct

Pour la détermination de position et l'étalon du flux magnétique, il faut utiliser des capteurs à effet Hall placés sur les dents du stator (ceci nécessite un moteur spécial), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères. Par exemple, les vibrations. En cas de surchauffe, sa fréquence change avec la vitesse, ce qui nécessite un filtre ajustable. L'application de cette méthode apporte plusieurs types d'inconvénients différents[Cho 06] :

- La non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

I.3.2.4 Commande vectorielle indirect

Cette méthode ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux de rotor, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor. Ce dernier peut être développé par deux groupes principaux :

- ✓ Le vecteur flux rotorique est obtenu indirectement à partir du courant et de la tension statoriques mesurés.
- ✓ Le vecteur flux rotorique est estimé en mesurant le courant statorique et la vitesse rotorique selon l'équation du circuit rotorique de la machine asynchrone dans le système de référence tournant de manière synchrone avec le vecteur flux rotorique.

L'inconvénient principal de cette méthode est d'estimer la sensibilité aux changements de paramètres de la machine dus à la saturation magnétique et aux changements de température. En particulier, la constante de temps du rotor T_r . De plus, il utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

I.3.3 Commande direct du couple

La technologie de contrôle direct du couple (Direct Torque Control ou DTC) est apparue dans la seconde moitié des années 1980 comme concurrente de la méthode traditionnelle, basée sur l'alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et le découplage du flux magnétique et le couple généré par l'orientation du flux magnétique

La DTC est une technologie de contrôle qui assure le découplage du flux magnétique et du couple et est facile à mettre en œuvre[BOU 17].

Par rapport à la technologie traditionnelle, il présente des avantages bien connus, notamment en termes de réduction du temps de réponse du couple ; amélioration de sa robustesse aux changements de paramètres du rotor ; application directe de l'ondulation de couple et du flux stator.

I.3.3.1 Principe de la commande directe du couple

La DTC comprend la sélection d'un vecteur de tension basé sur l'erreur entre la valeur réelle du flux statorique et le couple électromagnétique[AME 05]. Les seules mesures utilisées sont la tension et le courant utilisés pour alimenter le stator de la machine. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir de ces valeurs mesurées (grandeurs statoriques). À l'aide de comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et

indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure (1.13)

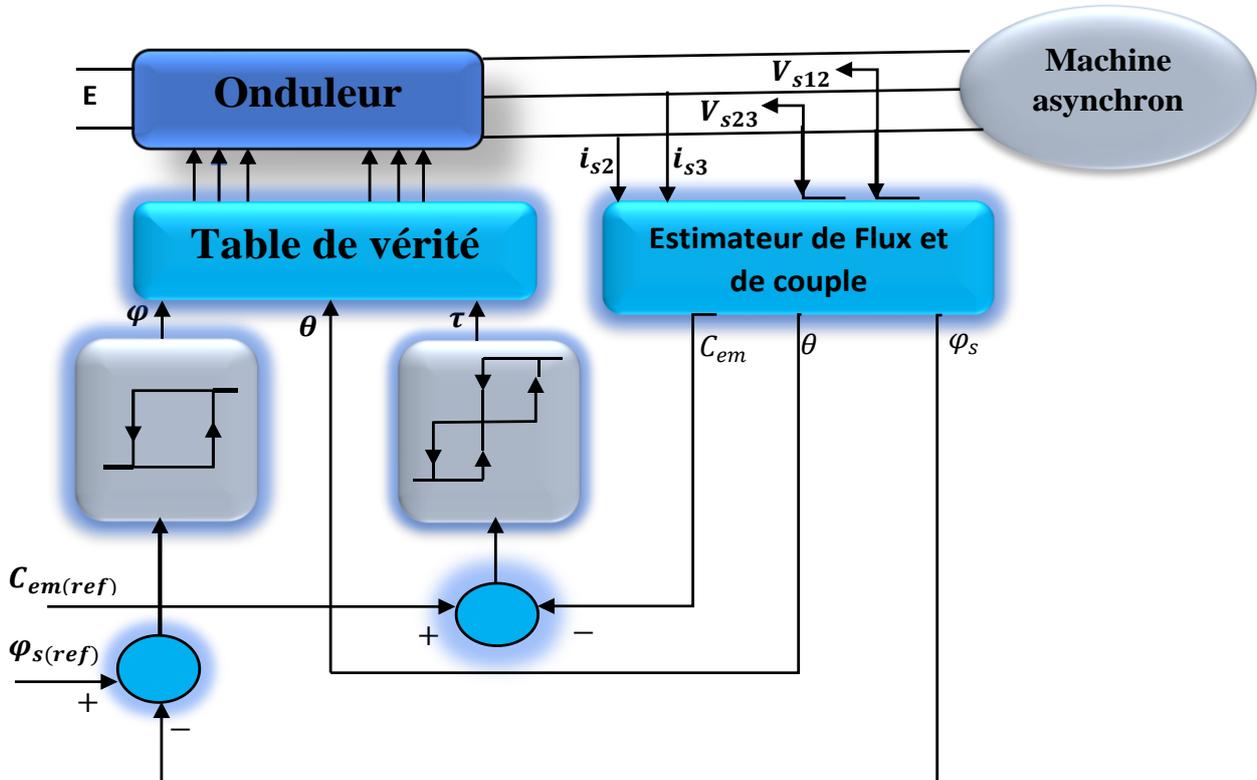


Fig. 1.13 - Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

I.4 Conclusion

Le choix de la loi de commande en fonction des besoins est très diversifié dans le domaine des entraînements. Ils vont des applications simples telles que les commandes de ventilateurs, les pompes aux applications nécessitant des performances dynamiques et une plage de vitesse très large. Les lois de commande décrites ci-dessus atteignent des niveaux de performances très différents et couvrent la grande majorité des applications.

Chapitre II

Modélisation de la MAS et MASEC

Chapitre II

Modélisation de la MAS et MASEC

II.1. Introduction

La modélisation d'un système est une étape importante dans la compréhension de son système opérations pour développer des méthodes de contrôle appropriées. Afin de simuler le fonctionnement du système et étude de sa commande en régime transitoire ou stationnaire pour toujours, il faut choisir un modèle le plus simple possible mais représente fidèlement, l'évolution des caractéristiques des machines. Dans ce chapitre, le but est de faire la modélisation de la cascade de deux machines asynchrones à rotor bobiné puis procéder à la simulation numérique. Enfin, nous modéliserons un onduleur de tension.

II.2. Modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné

Afin qu'on puisse réaliser le modèle de la cascade généralisé, le passage par le modèle de la machine asynchrone est une étape essentielle du fait que la cascade est un couplage de deux machines asynchrones. Beaucoup de travaux ont mis en évidence le modèle mathématique de la MADA [ABS 97], [BAG 99]

II.2.1 Description de la MAS

La machine asynchrone à rotor bobiné est constituée de 2 parties : le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont placées 3 bobinages décalés dans l'espace d'un angle de 120° et traversés par trois courants triphasés équilibrés. Le rotor, partie mobile, est formé d'enroulements triphasé disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

La machine asynchrone, connue également sous le terme "anglo-saxon" de machine à induction est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent.

La figure suivante montre la position des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique.

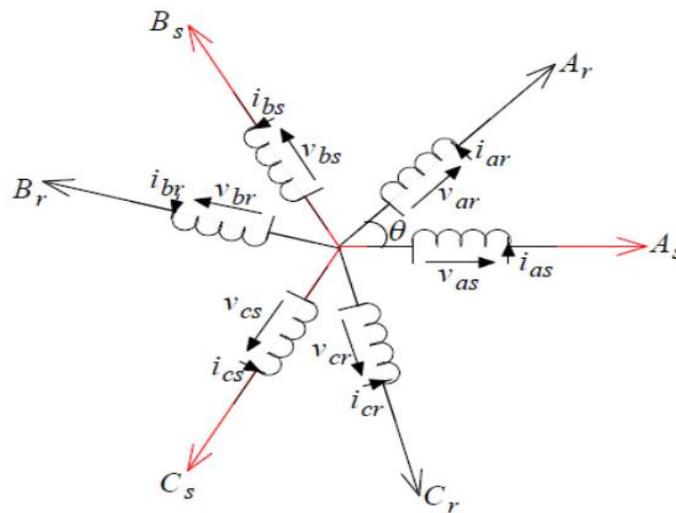


Fig. 2.1 - Représentation schématique des enroulements de la MAS à rotor bobiné

La vitesse du champ tournant par rapport à la pulsation du stator est : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$

ω_s : Désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasée,

P : est le nombre de pair de pôles du champ magnétique qui apparaît au niveau du stator

II.2.2 Hypothèses simplificatrices

Les modèles mathématiques traités dans ce chapitre ont été établis à partir des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est constant d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligé.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et ont négligé l'effet de peau (effet pelliculaire).

II.2.3 Modèle de la MAS à rotor bobiné dans le repère (abc) :

Le modèle dynamique de la MAS à rotor bobiné dans le repère triphasé (abc) est exprimé par les équations différentielles suivantes :

Equations électriques du stator :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II. 1})$$

Equations électriques du rotor

$$[V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II. 2})$$

Equations magnétiques :

L'hypothèse simplifiée citée plus haut conduit à une relation linéaire entre le flux de MADA et le courant. Ces relations s'écrivent

Pour le stator :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (\text{II} . 3)$$

Pour le rotor :

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \quad (\text{II} . 4)$$

Avec :

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

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

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductances mutuelles stator-rotor

Où

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_s & M_s \\ M_s & L_r & M_s \\ M_s & M_s & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}]^T = [M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Les équations II .3 et II .4 peuvent être exprimées sous forme de blocs matriciels comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II} . 5)$$

Aussi :

$$[\varphi] = [L(\theta)] \cdot [i] \quad (\text{II} . 6)$$

$L(\theta)$: La matrice inductance qui comporte 36 coefficients dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de θ (qui donne la position du rotor par rapport au stator)

En substituant les matrices de flux (II . 3) et (II . 4) en (II . 1) et (II . 2) On a :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \quad (\text{II} . 7)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^T \cdot [i_s]) \quad (\text{II} . 8)$$

Notez que les équations (II . 7) et (II . 8) ont des coefficients variables car la matrice de la mutuelle contient des termes en fonction de θ .

II.2.4 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 [SCH 98]. 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 :

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

Avec

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

II.2.4.1 Application de la transformation de Park à la MAS

En appliquant la transformation de Park pour chaque vecteur défini 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 :

Equations des tensions :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II} \cdot 9)$$

Avec : $\omega_g = \omega_s - p\Omega$ et $\omega_r = p\Omega$

Equations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{dr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II} \cdot 10)$$

II.2.5 Représentation d'état de MAS

En développant le flux en fonction du courant, on obtient finalement la forme matricielle suivante :

D'abord on a le vecteur des composantes des courants statoriques et rotoriques :

$$[X] = [i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}] \quad (\text{II. 11})$$

Donc :

$$[U] = [Z][i] + [L] \frac{d[i]}{dt} \quad (\text{II. 12})$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega_s & 0 & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s & L_m \omega_s & 0 \\ 0 & L_m \omega_g & R_r & -L_r \omega_{sg} \\ L_m \omega_g & 0 & L_r \omega_g & R_r \end{bmatrix}; \quad L = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Où

[Z] : Matrice d'impédance

[L] : Matrice d'inductance

En exprimant l'équation (II. 12) en fonction du vecteur d'état, cette dernière peut être écrite comme suit :

$$\frac{d[i]}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [Z] \cdot [i] + [L]^{-1} \cdot [U] \quad (\text{II. 13})$$

Elle est de la forme :

$$\frac{d[i]}{dt} = [A] \cdot [i] + [B] \cdot [U] \quad (\text{II. 14})$$

Equivalent à :

$$X' = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{II. 15})$$

[A] = $-[L]^{-1} \cdot [Z]$: Matrice d'évolution d'état du système.

[B] = $[L]^{-1}$: Matrice de commande du système.

II.2.6 Expression du couple de la MAS à rotor bobiné

En général, la puissance électrique instantanée fournie aux enroulements du stator et du rotor (en supposant que chacun des deux enroulements est alimenté par une seule source), exprimé en :

$$P(t) = (v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs}) + (v_{ar} \cdot i_{ar} + v_{br} \cdot i_{br} + v_{cr} \cdot i_{cr}) \quad (\text{II. 16})$$

Après avoir appliqué la transformation Park, nous aurons :

$$P(t) = (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) + (v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr}) \quad (\text{II. 17})$$

En utilisant l'expression des tensions données en (II. 9) on peut écrire

$$P(t) = [R_s(i_{ds2} + i_{2qs})] + [R_r(i_{2dr} + i_{2qr})] + [i_{ds} \frac{d}{dt} \varphi_{ds} + i_{qs} \frac{d}{dt} \varphi_{qs}] + [i_{dr} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} + i_{qr} \frac{d}{dt} \varphi_{qr}] + [(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - i_{ds} \cdot \varphi_{qs}) \cdot \omega_s] + [(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - i_{dr} \cdot \varphi_{qr}) \cdot \omega_g] \quad (\text{II. 18})$$

- $RS(i_{ds2} + i_{2qs})$ et $R_r(i_{2dr} + i_{2qr})$: représentent respectivement la puissance dissipée en pertes par effet Joule dans les enroulements du stator et du rotor (P_j).

- $i_{ds} \frac{d}{dt} \varphi_{ds} + i_{qs} \frac{d}{dt} \varphi_{qs}$ et $i_{dr} \frac{d}{dt} \varphi_{dr} + i_{qr} \frac{d}{dt} \varphi_{qr}$: représentent respectivement les variations de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator et du rotor. Elles s'annulent en régime établi (P_{mag}).

- $(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} + i_{ds} \cdot \varphi_{qs}) \cdot \omega_s$ et $(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - i_{dr} \cdot \varphi_{qr}) \cdot \omega_g$: représentent la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique (P_{em}).

D'après l'équation (II.10) on peut écrire :

$$\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds} = \varphi_{qr} \cdot i_{dr} - \varphi_{dr} \cdot i_{qr} \quad (\text{II. 19})$$

L'expression de la puissance électromagnétique de la machine s'écrit :

$$P_{em} = [(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_s] + [(\varphi_{dr} \cdot i_{qr} - \varphi_{qr} \cdot i_{dr}) \cdot \omega_g] \quad (\text{II. 20})$$

En tenant compte de l'égalité (II.19), on aura :

$$P_{em} = (\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_r \quad (\text{II. 21})$$

Le couple électromagnétique est défini par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = p \cdot \frac{P_{em}}{\omega_r}$$

On a donc l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II. 22})$$

En considérant l'équation (II. 19) et en utilisant l'équation du flux (II. 10) on peut écrire

Plusieurs formes d'équation de couple.

$$C_e = p \cdot L_m \cdot (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (\text{II. 23})$$

$\omega_s = \omega_g + \omega_r$ Appelée relation d'autopilotage.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone en cascade

II.3.1 Description de la cascade

La plupart des machines asynchrones à double alimentation (MADA), 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[PAT 08].

II.3.2 Machine asynchrone en cascade

Dans ce cas, les deux machines seront couplées mécaniquement via leurs arbres et électriquement à travers leurs enroulements du rotor avec des directions opposées, ce qui signifie deux phases du rotor sont inversées.

La figure (2. 2) illustre ce couplage

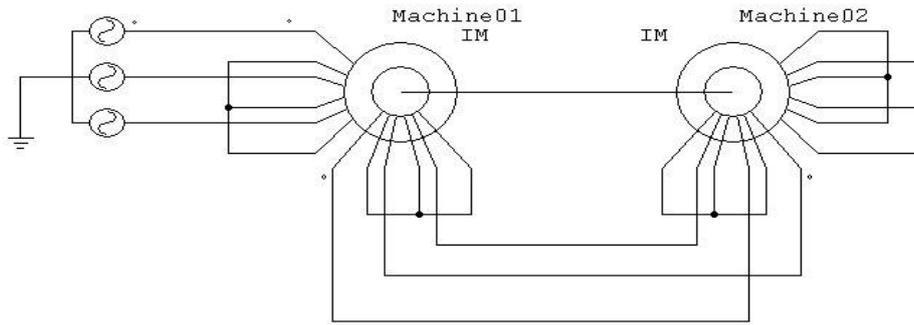


Fig. 2.2 – Machine asynchrone en cascade

II.3.3 Modèle de la cascade

Notre travail consiste au d'enveloppement d'un modèle de la cascade [MAA 10-2]. On adopte l'appellation suivante :

Toutes les équations sont exprimées dans un référentiel lié au champ tournant dans le repère de Park. Les équations des tensions et les flux des deux MADAs[MAA 16] sont

La première machine

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds1} \\ V_{dr1} = R_{r1} \cdot i_{dr1} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr1} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr1} \\ V_{qr1} = R_{r1} \cdot i_{qr1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr1} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr1} \end{array} \right. \quad (\text{II} . 23)$$

Les équations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + L_{m1} \cdot i_{dr1} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{m1} \cdot i_{dr1} \\ \varphi_{dr1} = L_{r1} \cdot i_{dr1} + L_{m1} \cdot i_{ds1} \\ \varphi_{qr1} = L_{r1} \cdot i_{qr1} + L_{m1} \cdot i_{qs1} \end{array} \right. \quad (\text{II} . 24)$$

La deuxième machine

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr2} = R_{r2} \cdot i_{dr2} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr2} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{qr2} \\ V_{qr2} = R_{r2} \cdot i_{qr2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr2} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \cdot \varphi_{dr2} \\ V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}) \cdot \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}) \cdot \varphi_{ds2} \end{array} \right. \quad (\text{II} . 25)$$

Les équations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds2} = L_{s2} \cdot i_{ds2} + L_{m2} \cdot i_{dr2} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} \cdot i_{qs2} + L_{m2} \cdot i_{dr2} \\ \varphi_{dr2} = L_{r2} \cdot i_{dr2} + L_{m2} \cdot i_{ds2} \\ \varphi_{qr2} = L_{r2} \cdot i_{qr2} + L_{m2} \cdot i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II} . 26)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr1} = V_{dr2} = V_{dr} \quad i_{dr} = -i_{dr2} = i_{dr} \\ V_{qr1} = V_{qr2} = V_{qr} \quad i_{qr1} = -i_{qr2} = i_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II} . 27)$$

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

$$w_{s2} = w_{s1} - w_{r1} - w_{r2}$$

En remplaçant les équations des flux (II . 24) et (II . 26) dans les équations des tensions (II . 23) et (II . 25), et en substituant les équations (II . 27), le système d'équations à 8 équations se réduit à 6 équations.

On aura alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1} \cdot i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{m1} \cdot \frac{d}{dt} i_{dr} - \omega_{s1} L_{m1} \cdot i_{qr} \\ V_{dr1} = R_{s1} \cdot i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot i_{ds1} + \omega_{s1} \cdot L_{m1} i_{dr} + L_{m1} \cdot \frac{d}{dt} i_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{dr} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} - \omega_{g1} \cdot L_r \cdot i_{qr} + L_{m1} \cdot \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega_{g1} \cdot L_{m1} i_{qs1} - L_{m2} \frac{d}{dt} i_{ds2} + \omega_{g1} \cdot L_{m2} i_{qs2} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + \omega_{g1} \cdot L_r \cdot i_{dr} + \omega_{g1} \cdot L_{m1} i_{ds1} + L_{m1} \cdot \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_{g1} \cdot L_{m2} i_{ds2} - L_{m2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \\ V_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_{s2} \cdot L_{s2} \cdot i_{qs2} - L_{m2} \cdot \frac{d}{dt} i_{dr} + \omega_{s2} L_{m2} \cdot i_{qr} \\ V_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_{s2} \cdot L_{s2} \cdot i_{ds2} - \omega_{s2} \cdot L_{m2} i_{dr} - L_{m2} \cdot \frac{d}{dt} i_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II} . 28)$$

Ce système peut être résumé comme suit :

$$[U] = [Z] \cdot [i] + [L] \cdot (d[i])/dt \quad (\text{II} . 29)$$

Où

$[U]$, $[i]$: Vecteur des tensions et courant respectivement dans le repère de Park

Avec

$$[Z]=\begin{bmatrix} R_{s1} & \omega_{s1}L_{s1} & 0 & -\omega_{s1}L_{m1} & 0 & 0 \\ \omega_{s1}L_{s1} & R_{s1} & \omega_{s1}L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{g1}L_{m1} & R_r & -\omega_{g1}L_r & 0 & \omega_{g1}L_{m2} \\ \omega_{g1}L_{m1} & 0 & \omega_{g1}L_r & R_r & -\omega_{g1}L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{s2}L_{m2} & R_{s2} & -\omega_{s2}L_{s2} \\ 0 & 0 & -\omega_{s2}L_{m2} & 0 & \omega_{s2}L_{s2} & R_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 30})$$

Et

$$[L]=\begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 \\ L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} \\ 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 31})$$

On peut décomposer la matrice Z comme suit :

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

$$A = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & -L_{s1} & 0 & -L_{m1} & 0 & 0 \\ L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{m1} & 0 & -L_r & 0 & L_{m2} \\ L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} \\ 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} \\ -L_{m1} & 0 & -L_r & 0 & L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

II.3.4 Expression du couple électromagnétique de la cascade

La puissance instantanée absorbée par la cascade est donnée par l'expression suivante :

$$P(t) = (v_{as1} \cdot i_{as1} + v_{bs1} \cdot i_{bs1} + v_{cs1} \cdot i_{cs1}) + (v_{as2} \cdot i_{as2} + v_{bs2} \cdot i_{bs2} + v_{cs2} \cdot i_{cs2}) \quad (\text{II. 32})$$

Après avoir appliqué la transformation Park, nous aurons :

$$P(t) = (v_{ds1} \cdot i_{ds1} + v_{qs1} \cdot i_{qs1}) + (v_{ds2} \cdot i_{ds2} + v_{qs2} \cdot i_{qs2}) \quad (\text{II. 33})$$

En utilisant les expressions des tensions données par (II. 23) et (II. 25) :

$$P(t) = [R_{s1}(i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2)] + [R_{r1}(i_{dr1}^2 + i_{qr1}^2)] +$$

$$[i_{ds1} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} + i_{qs1} \frac{d}{dt} \varphi_{qs1}] + [i_{dr1} \frac{d}{dt} \varphi_{dr1} + i_{qr1} \frac{d}{dt} \varphi_{qr1}] + \quad (\text{II. 34})$$

$$[(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - i_{ds1} \cdot \varphi_{qs1}) \cdot \omega_{s1}] + [(\varphi_{dr1} \cdot i_{qr1} - i_{dr1} \cdot \varphi_{qr1}) \cdot \omega_{g1}]$$

$-R_s(i_{ds1}^2 + i_{qs1}^2)$ et $R_r(i_{dr1}^2 + i_{qr1}^2)$: représentent respectivement la puissance dissipée en pertes par effet Joule (P_j).

$-i_{ds1} \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} + i_{qs1} \frac{d}{dt} \varphi_{qs1}$ et $i_{ds2} \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} + i_{qs2} \frac{d}{dt} \varphi_{qs2}$: représentent respectivement les variations de l'énergie magnétique emmagasinée. Elles s'annulent en régime établi (P_{mag}).

$-(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} + i_{ds1} \cdot \varphi_{qs1}) \cdot \omega_{s1}$ et $(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - i_{ds2} \cdot \varphi_{qs2}) \cdot \omega_{s2}$: représentent la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique (P_{em}).

$$P_{em} = [(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1}) \cdot \omega_{s1}] + [(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \cdot \omega_{s2}] \quad (\text{II. 35})$$

Puisque le couple électromagnétique total est égal à la somme des couples des deux machines alors :

$$C_e = C_{e2} + C_{e1} = \frac{P_{em1}}{\Omega_{s1}} + \frac{P_{em2}}{\Omega_{s2}} \quad (\text{II. 36})$$

Avec :

$$P_{em1} = (\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1}) \cdot \omega_{s1} \quad (\text{II. 37})$$

Et

$$P_{em2} = (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \cdot \omega_{s2} \quad (\text{II. 38})$$

Le couple électromagnétique est :

$$C_e = p_1 \cdot \frac{P_{em1}}{\omega_{s1}} + p_2 \cdot \frac{P_{em2}}{\omega_{s2}} \quad (\text{II. 39})$$

On a alors l'expression du couple électromagnétique en fonction des courants et des

$$\text{flux : } C_{em} = p_1(\varphi_{ds1} \cdot i_{qs1} - \varphi_{qs1} \cdot i_{ds1}) + p_2(\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (\text{II. 40})$$

En remplaçant les flux ($\phi_{ds1}, \phi_{qs1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs2}$) donnés par (II.24) et (II.26) dans (II.40), on obtient :

$$C_e = p_1 \cdot L_{m1} \cdot (i_{ds1} \cdot i_{qr1} - i_{qr1} \cdot i_{ds1}) + p_2 \cdot L_{m2} \cdot (i_{dr2} \cdot i_{qs2} - i_{ds2} \cdot i_{qr2}) \quad (\text{II. 41})$$

Si nous avons deux machines identiques c'est-à-dire : $p_1 = p_2 = p$ et $L_{m1} = L_{m2} = L_m$, en substituant les courants ($i_{dr1}, i_{qr1}, i_{dr2}, i_{qr2}$) donnés par (II.27) dans l'équation du couple (II.41), on aura :

$$C_e = pL_m [i_{dr}(i_{qs1} - i_{qs2}) - i_{qr}(i_{ds1} - i_{ds2})] \quad (\text{II. 42})$$

II.4 Simulation et interprétation des résultats

Après avoir modélisé la cascade de deux machines, nous allons simuler son modèle via Simulink sous MATLAB, nous avons simulé un démarrage direct, ce qui signifie que le bobinage du stator 1 est directement couplé au réseau, et les enroulements du stator 2 sont court-circuités.

- La charge $Cr1 = 11000N.m$ (le couple nominal de la machine) est appliquée à la MASEC, entre l'intervalle de temps $t = [2, 4]$ et $Cr2 = -11000N.m$ entre $[6, 10]$. Nous prenons deux machines identiques avec $p_1 = p_2 = 2$ et $p = p_1 + p_2 = 4$.
- La figure (2.3.a) montre le couple électromagnétique de deux machines. Nous avons remarqué que :
 - Le couple électromagnétique de la première machine est supérieur au couple électromagnétique de la deuxième machine.
 - Le couple de la cascade est la somme des couples des deux machines.
- La figure (2.3.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 égale à 4 (négliger les pertes mécaniques). Donc la cascade des deux machines tourne comme si nous avons une machine de $p=4$ paires de pôles.

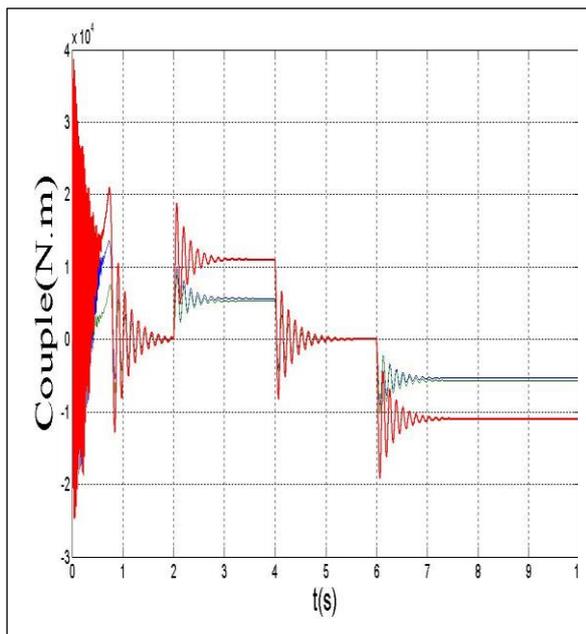


Fig. 2.3.a

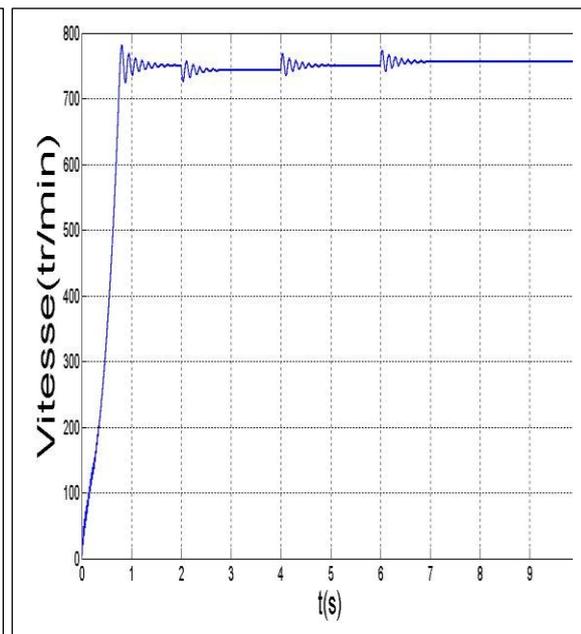


Fig. 2.4.b

Fig. 2.5 - Allures du couple et de la vitesse de la MASEC en fonction du temps

En applique un couple $C_r = 11000N.m$ (fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 2s$ on constate que la puissance est positive, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive et la vitesse diminue et le couple électromagnétique augmente.

Par contre, l'application de la charge $C_r = -11000N.m$ (fonctionnement génératrice) à partir de l'instant $t = 6s$, on constate que la puissance active est de signe

négligeable c'est à dire la machine fournit de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation voir figure (II. 4).

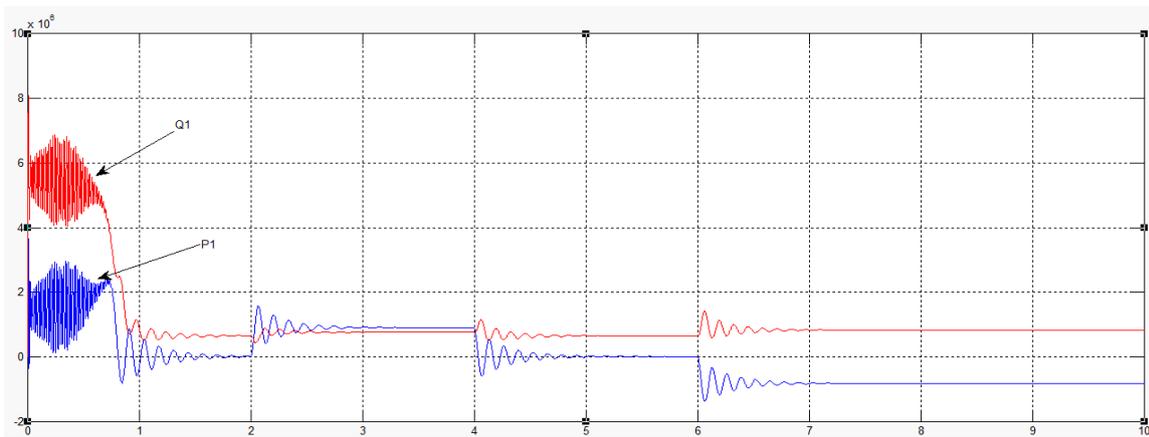


Fig. 2.6 - représente la puissance active et réactive consommées par la MAS 1

La tension d'alimentation (v_{as1}) et le courant statorique (i_{as1}) sont presque en phase et de même signe, toutefois le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine.

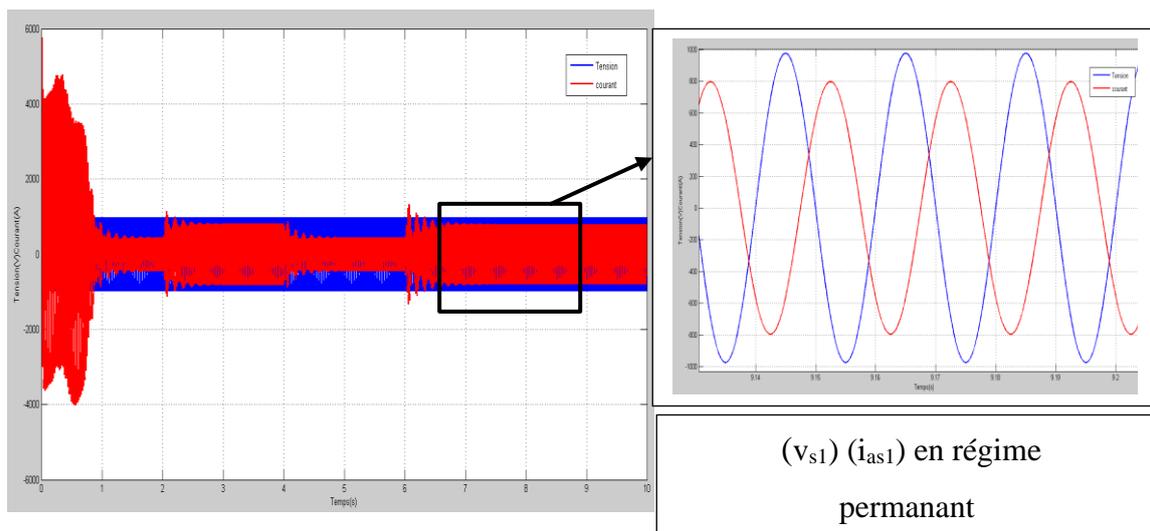


Fig 2. 7-représente la tension(v_{s1}) par rapport à le courant (i_{as1}) en régime transitoire et permanent

II.5 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[Hun91]. 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.5.1 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 (2. 6).

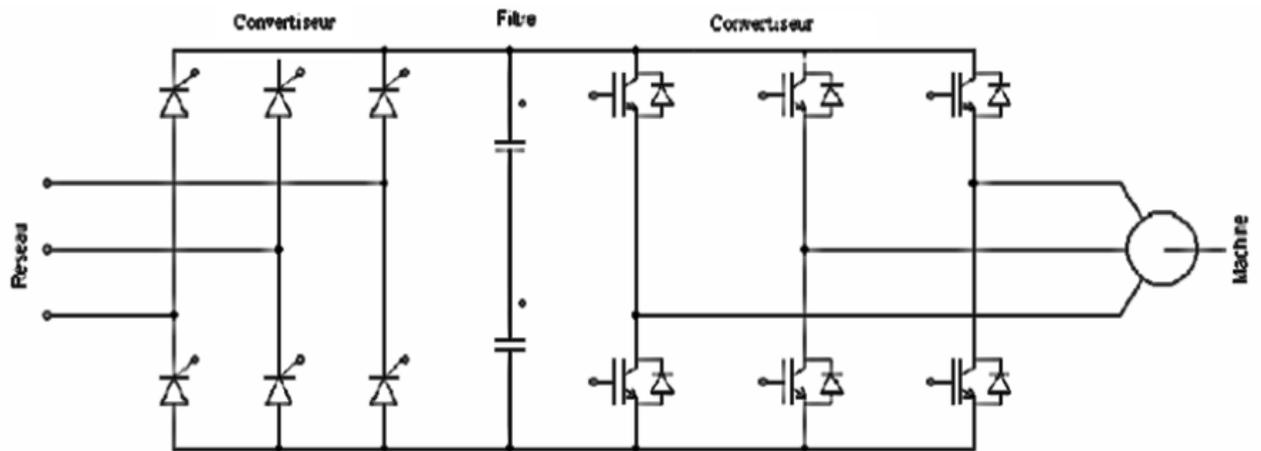


Fig. 2.8 – Structure générale d'alimentation d'une machine alternative

II.5.2 Modélisation de l'onduleur

Afin d'établir un modèle mathématique du convertisseur nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes : Les éléments de commutation sont parfaits.

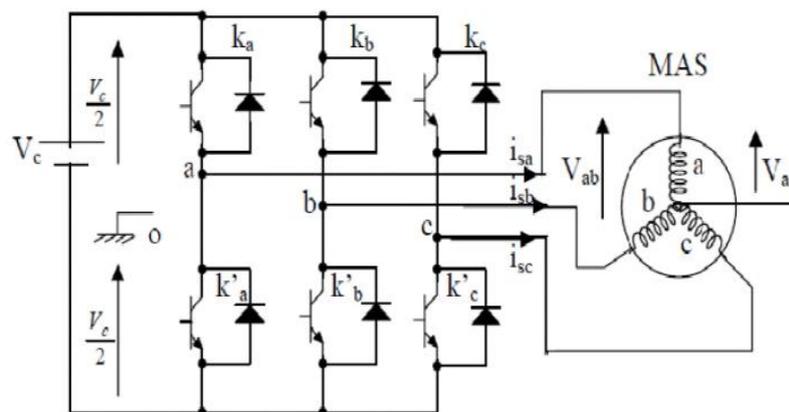


Fig. 2.9 – Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS

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

Si=1 : l'interrupteur fermé ; où : Si=0 l'interrupteur ouvert.

Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire.
Avec $si + \bar{si} = 1$ et $i = 1 \dots 3$.

On peut écrire la relation de Schales pour les trois tensions composées van, vbn, vcn en prenant en considération le point fictif 'o'.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \end{array} \right. \quad (\text{II. 43})$$

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 voir aussi

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{array} \right. \quad (\text{II. 44})$$

Avec :

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

Les tensions simples van, vbn et vcn (tension de sortie) forment un système triphasé équilibré, Tel que :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$$

La substitution de (II. 43) dans (II. 44) donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II. 45})$$

En remplaçant (II. 44) dans (II. 43), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{an} = \frac{2}{3} v_{ao} - \frac{1}{3} v_{bo} - \frac{1}{3} v_{co} \\ v_{bn} = \frac{2}{3} v_{bo} - \frac{1}{3} v_{co} - \frac{1}{3} v_{ao} \\ v_{cn} = \frac{2}{3} v_{co} - \frac{1}{3} v_{ao} - \frac{1}{3} v_{bo} \end{array} \right. \quad (\text{II. 46})$$

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

$$[v_{ac}] = [B] \cdot [v_{DC}] \quad (\text{II. 47})$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 48})$$

$$[B]=\frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 49})$$

Beaucoup de document ont traité la modélisation de l'onduleur, on trouve parmi ces derniers [SEG 95], [SEG 99].

II.5.3 Alimentation de la MASEC avec onduleur

La représentation schématique de l'association de la MASEC avec un onduleur de tension à commande MLI sinus-triangle est donnée par la figure (2. 8)

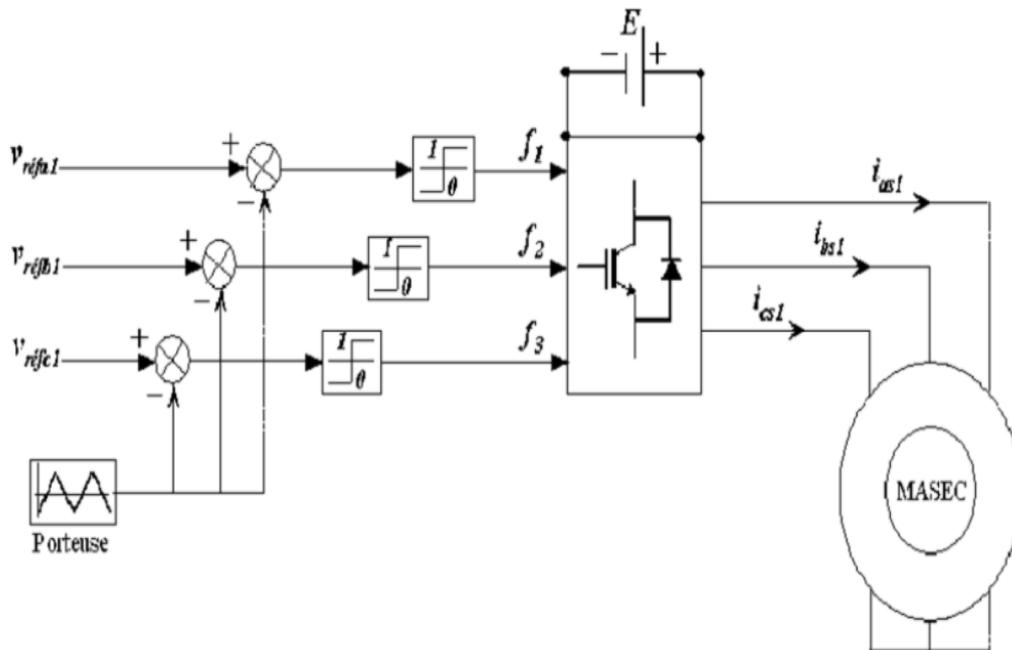


Fig. 2.10– Association MASEC-convertisseur de tension à commande M.L.I.[SEG 95]

II.5.4 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 [SEG 95]. La MLI permet de :

- ① repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées ;
- ② 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{as1,-ref} = V_m \cdot \sin(2\pi f) \\ v_{bs1,-ref} = V_m \cdot \sin(2\pi f - 2\pi/3) \\ v_{cs1,-ref} = V_m \cdot \sin(2\pi f + 2\pi/3) \end{array} \right. \quad (\text{II. 50})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) \left\{ \begin{array}{ll} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{array} \right. \quad (\text{II. 51})$$

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 $m = f_p/f_0$ modulante f_0

L'indice de réglage r est le rapport de l'amplitude de référence V_o sur l'amplitude de la porteuse.

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

II. 6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi le modèle mathématique de la cascade de deux machines asynchrones. La complexité du modèle a été considérablement réduite et simplifiée par les hypothèses. Grâce à l'application de la transformation Park, cela ramène un moteur triphasé équivalent à un moteur biphasé.

Les résultats de la simulation montrent que le couple de la deuxième machine est faible par rapport à la première machine car il y a une perte de puissance. La vitesse de synchronisation en cascade est de 750 tr/min. Il correspond à une vitesse pour un nombre pair de pôles $p = p_1 + p_2 = 4$.

Dans le prochain chapitre nous allons faire une commande vectorielle avec deux types de régulateurs.

Chapitre III

Contrôle PI/Floue des puissances d'une MASEC

Chapitre III

Contrôle PI/Floue des puissances d'une MASEC

III.1 Introduction

La difficulté principale rencontrée dans le contrôle des moteurs asynchrones est que le couple et le flux magnétique sont des variables fortement couplées, et toute opération sur l'un affectera l'autre. En revanche, dans un moteur à courant continu excité séparément, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande du moteur CC. Les commandes pour contrôler le couple électromagnétique donnent les performances dynamiques qui ne sont pas bonnes. Il faut attendre jusqu'aux années 1970 que BLACSHK exécuter avec succès la première instruction de découplage de la machine asynchrone [DAS 99] [MAA 11].

Dans ce chapitre, nous allons implémenter le contrôle de puissance de la MASEC en utilisant un régulateur linéaire (PI). Ensuite on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue après on montrera comment construire un régulateur flou, et on l'appliquera au réglage de puissance de la MASEC avec un type de contrôle qui sera expliqué, à savoir le contrôle direct. Enfin on terminera une comparaison entre les deux commandes en termes de stabilité et performance.

III.2 Principe du contrôle de puissance de la cascade

MASEC est connecté au réseau par son premier stator, tout en contrôlant les grandeurs de deuxième stator. On contrôle la puissance active et réactive transit par le stator 1, pour ne surcharger pas lorsque la puissance aérodynamique est supérieure à la puissance autorisée au stator 1 [MAA 11], on doit créer un deuxième chemin à travers le stator 2 pour injecter au réseau la puissance maximale possible. Pour contrôler la production d'électricité des éoliennes, nous effectuerons un contrôle indépendant des puissances active et réactive en calculant l'équation qui lie les tensions du stator 2, générée par un convertisseur AC/AC au puissance active et réactive du stator 1.

III.3 Contrôle de puissance de la MASEC

Le but du contrôle de puissance du MASEC est de lui faire suivre un point de consigne de puissance avec une dynamique électrique. Le schéma fonctionnel de contrôle La puissance de MASEC est montrée dans la figure (3.2).

III.3.1 Mode de fonctionnement de la MASEC

MASEC est contrôlable grâce à un convertisseur de puissance bidirectionnelle connecté au bobinage du stator. Par conséquent, MASEC peut être utilisé comme un moteur ou en générateur aux vitesses hypo synchrone et hyper synchrone.

La MASEC dispose de quatre modes de fonctionnement, à savoir P_{s1} , P_{s2} et P_m sont les puissances du stator 1 délivrée au réseau (ou fournie par réseau), la puissance traversant le stator 2 et la puissance mécanique, Les différents modes de fonctionnement de MASEC sont illustrés à la figure (3.1).

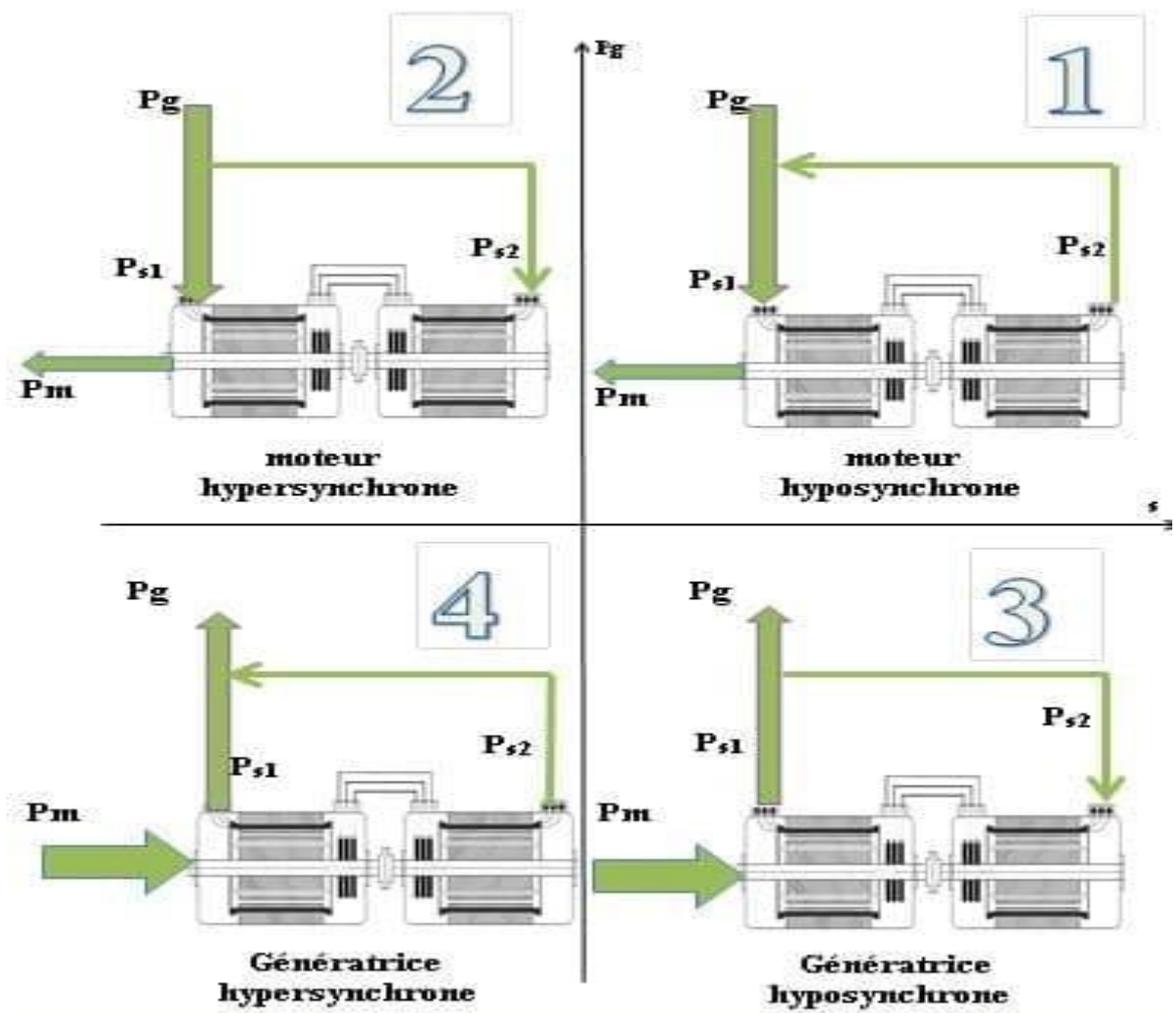


Fig. 3. 1 – Illustration des différents modes de Fonctionnement de la MASEC

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 à partir de MASEC est simplifié et le dispositif de contrôle qui en résulte l'est également. Le flux du premier stator sur l'axe (q) est toujours nul.

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} \\ \varphi_{qs1} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III. 1})$$

En utilisant la simplification ci-dessus et en tenant compte de l'équation équations de flux et de courant du stator 1 peuvent être simplifiées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} = L_{s1} \cdot i_{ds1} + M_1 \cdot i_{dr1} \\ \varphi_{qs1} = 0 = L_{s1} \cdot i_{qs1} + M_1 \cdot i_{qr1} \end{array} \right. \quad (\text{III. 2})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = -\frac{M_1}{L_{s1}} \cdot i_{dr} + \frac{1}{L_{s1}} \cdot \varphi_{s1} \\ i_{qs1} = -\frac{M_1}{L_{s1}} \cdot i_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{III. 3})$$

L'équation du couple électromagnétique aura la forme suivante :

$$C_e = P_1 \cdot \varphi_{s1} \cdot i_{qs1} + P_2 \cdot (\varphi_{ds2} \cdot i_{qs2} - \varphi_{qs2} \cdot i_{ds2}) \quad (\text{III. 4})$$

Si on suppose deux machines identiques, c-à-d $P = P_1 = P_2$, alors le couple devient :

$$C_e = P(\varphi_{s1} \cdot i_{qs1} + \varphi_{ds3} \cdot i_{ds2} - \varphi_{ds2} \cdot i_{ds2}) \quad (\text{III. 5})$$

Si nous supposons que le réseau est stable et utilisons V_s comme tension simple, cela conduira au flux stator constants φ_{s1} . De plus, si l'on ignore la résistance de l'enroulement Stator 1 ($R_{s1} = 0$), une hypothèse réaliste pour les moteurs de forte puissance pour la production d'énergie éolienne, les équations de tension du stator 1 sont simplifiées en :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = 0 \\ v_{qs1} = V_s = \omega_{s1} \cdot \varphi_{s1} \end{array} \right. \quad (\text{III. 6})$$

Rappelons les équations des flux rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{dr} = L_{r1} \cdot i_{dr} + M_1 \cdot i_{ds1} = -L_{r2} \cdot i_{dr} + M_2 \cdot i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_{r1} \cdot i_{qr} + M_1 \cdot i_{qs1} = -L_{r2} \cdot i_{qr} + M_2 \cdot i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{III. 7})$$

On pose :

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

En remplaçant les courants de l'équation (III.3) dans l'équation (III.7), on trouve :

$$\begin{cases} i_{dr} = C \cdot i_{ds2} - C \cdot \frac{M_1 \cdot v_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot M_2} \\ i_{qr} = C \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

A partir des équations (III.3) et (III.7), on peut écrire les relations liant les courants du stator 1 et 2 :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{v_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot M_1^2}{L_{s1} \cdot M_2} \right) - C \cdot \frac{M_1}{L_{s1}} \cdot i_{ds2} \\ i_{qs1} = -C \cdot \frac{M_1}{L_{s1}} \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

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

On a :

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

Et $s = s_1 \cdot s_2 = \frac{\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}}{\omega_{s1}} = \frac{\omega_{s1} - (P_1 + P_2)}{\omega_{s1}}$ (III. 10)

Donc : $\omega_{s2} = s \cdot \omega_{s1}$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants du stator 2 diphasés disparaissent. On peut donc écrire

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} - s \cdot \omega_{s1} \cdot (L_{s2} - M_2 \cdot C) \cdot i_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - M_2 \cdot C) \cdot i_{ds2} + \frac{M_1 \cdot v_s}{L_{s1}} \cdot s \cdot C \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

v_{ds2} et v_{qs2} sont les composantes diphasées de la tension à appliquer au deuxième stator, Pour avoir les courants i_{ds2} et i_{qs2} requis.

Le terme $C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot v_s}{L_{s1}}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son impact ne peut être ignoré, car il provoque des erreurs de traînage. Par conséquent, le contrôle du système doit prendre en compte cette erreur [MAA 11].

III.3.3 Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator

A partir de la simplification (III. 6), les puissances active et réactive du premier stator deviendront :

$$\begin{cases} P_{s1} = v_{qs1} \cdot i_{qs1} \\ Q_{s1} = v_{qs1} \cdot i_{ds1} \end{cases} \quad (III. 12)$$

En substituant l'équation III.6 dans III.11 et en approximant φ_{s1} par $\frac{v_s}{\omega_{s1}}$, les expressions des puissances active P_{s1} et réactive Q_{s1} deviennent alors :

$$\begin{cases} P_{s1} = -C \cdot v_s \cdot \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \cdot i_{qs2} \\ Q_{s1} = \frac{v_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) - C \cdot v_s \cdot \frac{L_{m1}}{L_{s1}} \cdot i_{ds2} \end{cases} \quad (III. 13)$$

Les équations (III.11) et (III.13) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler (Figure 3.1).

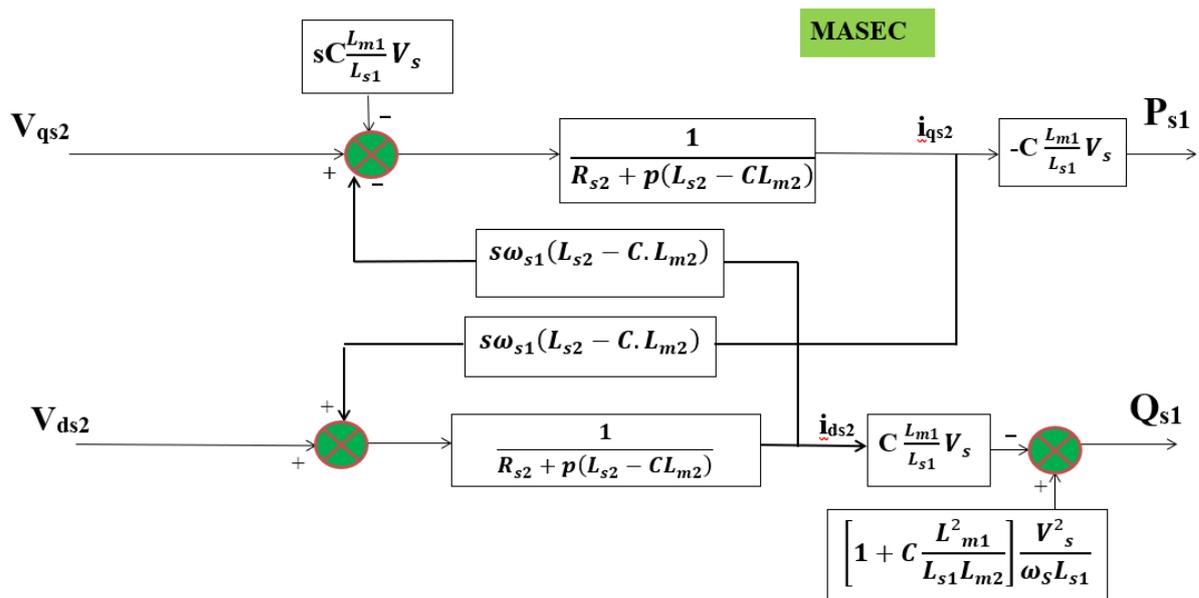


Fig. 3.2 – Schéma-bloc du système réguler

Si l'on considère les inductances magnétisantes L_{m1} et L_{m2} des constantes, Le système résultant est proportionnellement lié 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 Prés impose par le réseau $\frac{v_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m1}} \right)$. On utilise le Régulateur Proportionnel Intégrateur (PI) pour la commande de MASEC, il offre des performances acceptable

(dynamique, robustesse et rejet de perturbations), le calcul du régulateur (PI) est illustré à l'annexe A.

III.3.4 contrôle direct

On remarque que les puissances active et réactive du premier stator et les tensions du deuxième stator sont liées par une fonction de transfert du premier ordre, on va établir sans difficulté une commande vectorielle directe pour que les axes "d" et "q" pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs.

La consigne de la puissance réactive sera maintenue à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire du côté stator 1, optimisant ainsi le rendement, nous considérons que la machine est connectée sur un réseau stable, la tension v_s sera constante. Chaque axe comporte donc un seul régulateur comme indiqué sur la figure 3.4.

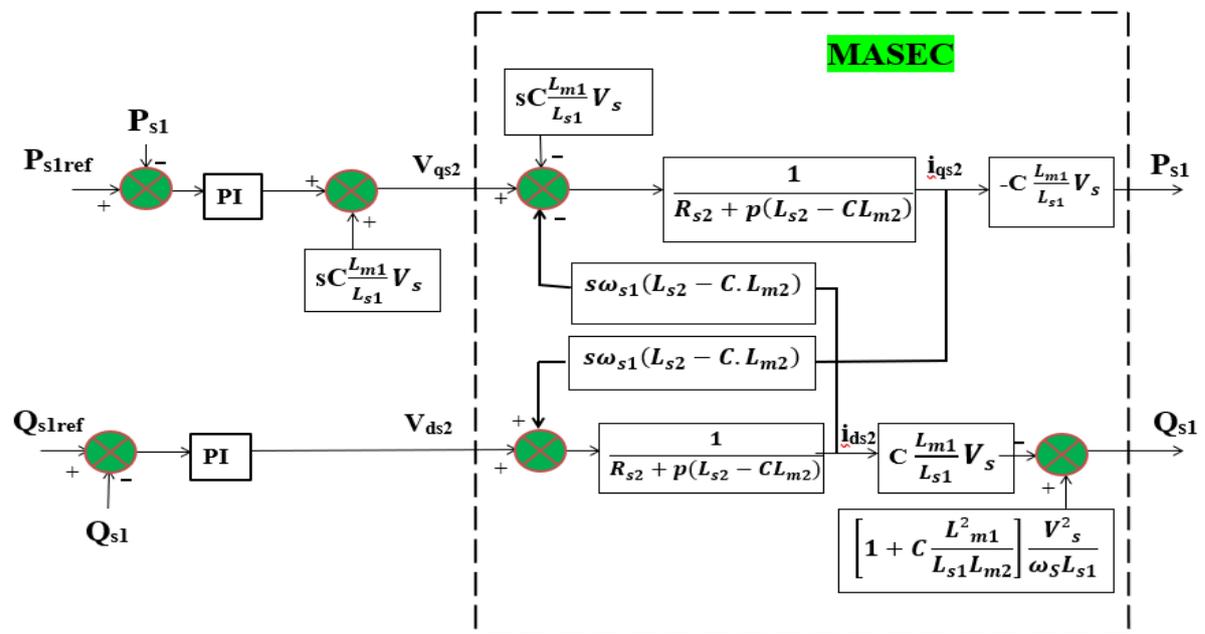
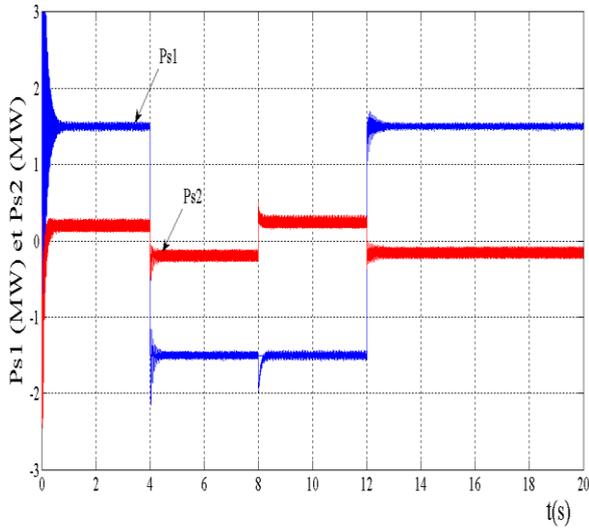


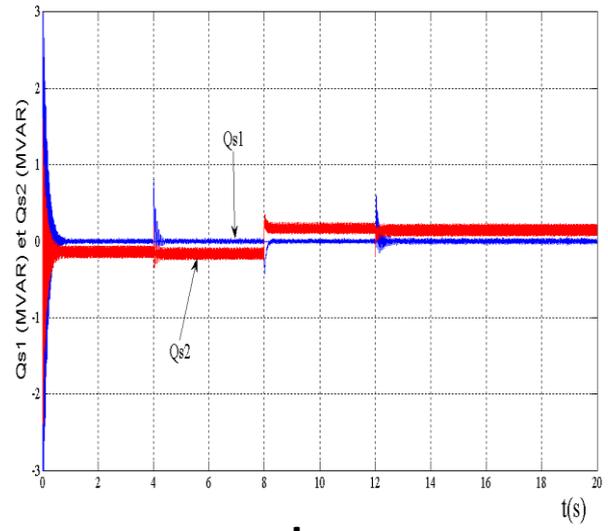
Fig. 3. 3 – Schéma-bloc du contrôle direct

III.3.5 Résultats de simulation

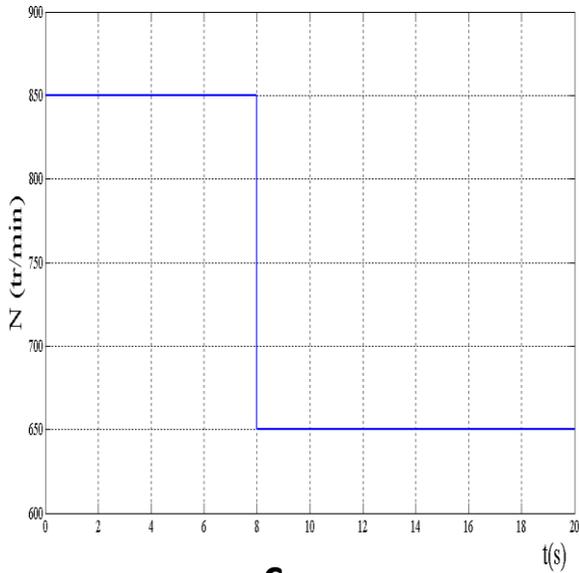
Voici les résultats de simulation du comportement dynamique de la machine (MASEC), les puissances de références active $P_{s1} = 1.5$ MW entre [0s-4s ; 12s-20s] et $P_{s1} = -1.5$ MW entre [4s-12s] et puissance réactive $Q_{s1} = 0$ MVAR entre [0s-16s], aussi on applique deux échelons de vitesse l'un supérieure à la vitesse de synchronisme et l'autre inférieure.



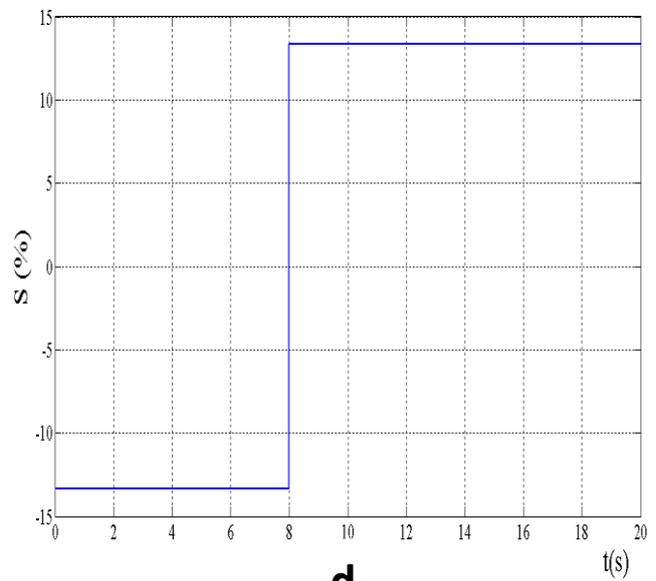
-a-



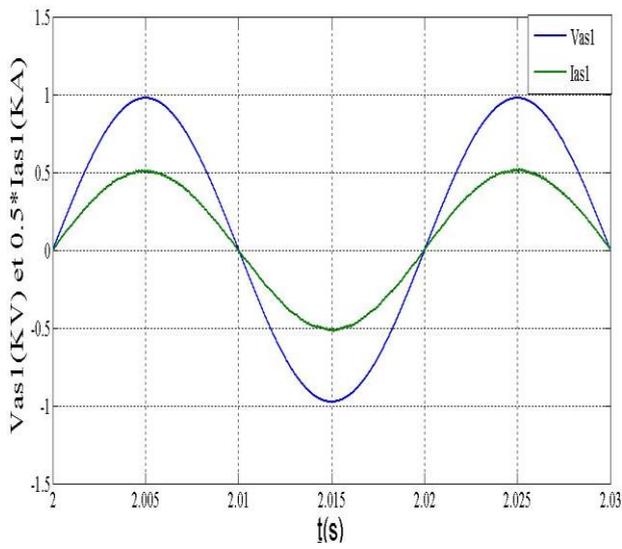
-b-



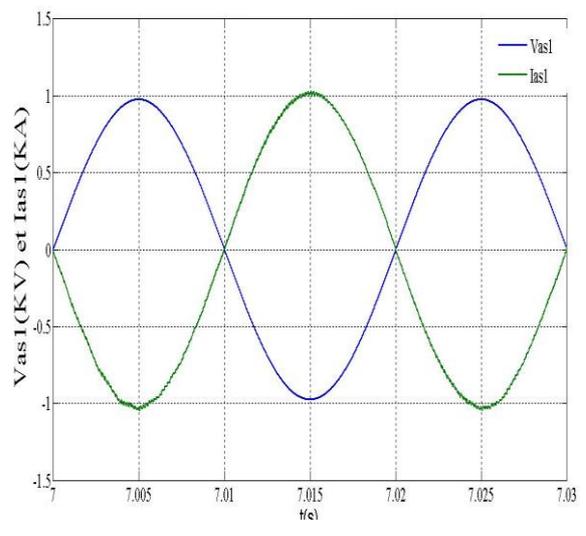
-c-



-d-



-e-



-f-

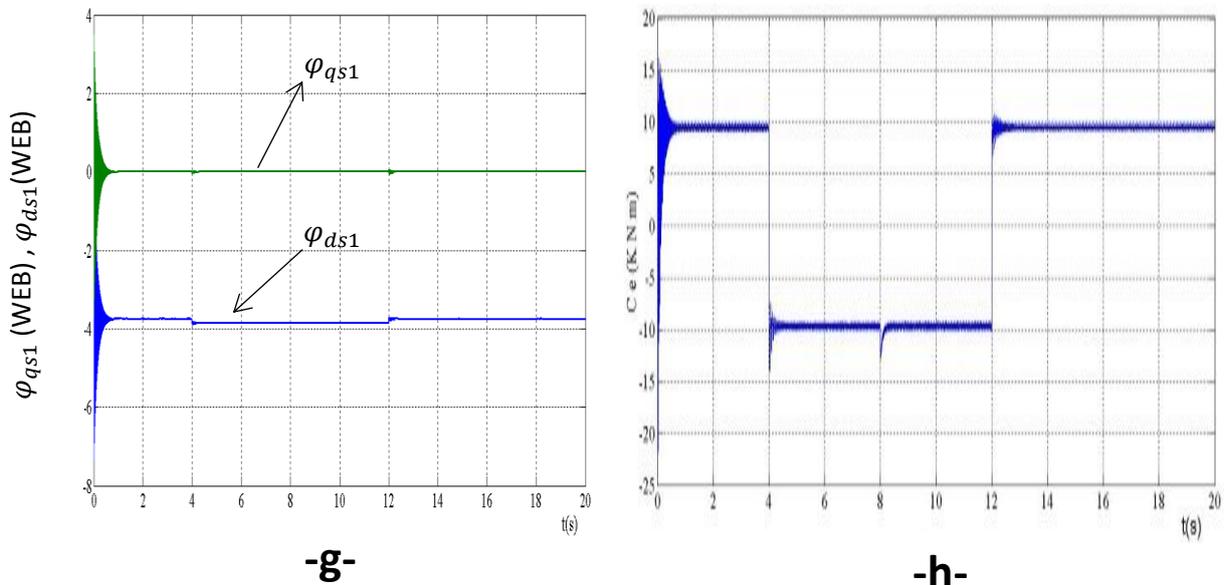


Fig 3. 4 - Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants

Entre [0s-8s], le glissement est négatif et la vitesse mécanique est supérieure à la vitesse de synchronisme, alors la machine fonctionne en mode hyper-synchrone.

Entre [0s-4s], P_{s1} et P_{s2} sont positifs, les deux stators consomment d'énergie active, (fonctionnement moteur).

Entre [4s-8s], P_{s1} et P_{s2} sont négatifs, les deux stators fournissent d'énergie active, (fonctionnement générateur).

Entre [8s-20s], le glissement devient positif et la vitesse mécanique est inférieure à la vitesse de synchronisme, donc la machine fonctionne en mode hypo-synchrone.

Entre [8s-12s], P_{s1} est négatif et P_{s2} est positif, le stator 2 consomme une partie de puissance délivrée par le stator 1, (fonctionnement générateur).

P_{s1} est positif et P_{s2} est négatif entre [12s-20s], ce mode est généralement connu comme mode de récupération d'énergie de glissement (fonctionnement moteur).

Dans la figure (3.5.g), on remarque que le flux φ_{qs1} est nul, cela confirme que la commande vectorielle directe est bien fonctionnelle, la puissance réactive du stator 1 est maintenue nulle pendant tout le temps de fonctionnement par contre la puissance réactive du stator 2 est négative à la vitesse supérieure au synchronisme et positive à la vitesse inférieure au synchronisme.

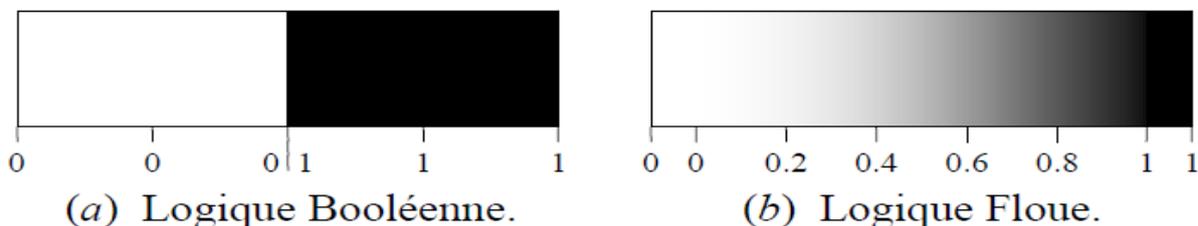
En mode moteur le courant et la tension sont en phase, voir La figure (3.5, e). En mode générateur le courant et la tension sont déphasés par 90° , voir La figure (3.5, f).

III.4 Contrôle par la logique floue d'une MASEC

On pourrait dire que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques sont des approches qui tout bien considéré, ne sont pas nouvelles. Leur développement passe par les méthodes par lesquelles l'homme essaie de copier la nature et de reproduire ses propres modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent « naturelles », et si elles se sont imposées dans des domaines allant au traitement d'images en passant par la gestion financière, elles commencent seulement à être utilisées dans les domaines de l'industrie pour résoudre des problèmes d'identification, de traitement contrôle, d'optimisation, de contrôle de processus, classification, de détection de défauts ou prise de décision[BAG 99].

III.4.1 Principes de la logique floue

La logique floue est une forme de logique à valeurs multiples dans laquelle la valeur vraie d'une variable peut être un nombre réel compris entre 0 et 1, ce qui est considéré comme « flou ». En revanche, dans la logique booléenne, la valeur de vérité d'une variable ne peut pas être 0 ou 1, et est généralement appelée valeur « nette ». La logique floue a été étendue pour gérer le concept de vérité partielle, où la valeur de vérité peut être entre absolument correcte et complètement fausse. De plus, lorsqu'on utilise des variables linguistiques, ces degrés peuvent être fonction spécifique (membre)[SAD 17].



III.4.2 Domaine d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une grande variété d'applications industrielles, gestion et applications médicales, parmi ses applications on peut citer[GOD 99] :

- Systèmes autonomes mobiles
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ...)
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels

III.4.3 Variables linguistiques

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions vagues, telles que : très grand, grand, moyen et petit. Ces expressions constituent la valeur de la variable x , appelée "langage", soumise à une fonction appelée fonction d'appartenance[SAD 17].

III.4.4 Fonctions d'appartenance

La variable x change dans un domaine appelé univers de discours, qui est divisé en sous-ensembles flous, il y a donc une situation dominante dans chaque domaine. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement de forme triangulaire ou trapézoïdale, qui reconnaissent la position de la variable x dans le univers de discours en tant que paramètre, et comme sortie le degré d'appartenance de x , la mesure dans laquelle x appartient à la situation décrite par la fonction :

$\mu_E(x)$: degré d'appartenance de x au sous-ensemble E .

la figure (3.5) représente quelques fonctions d'appartenance.

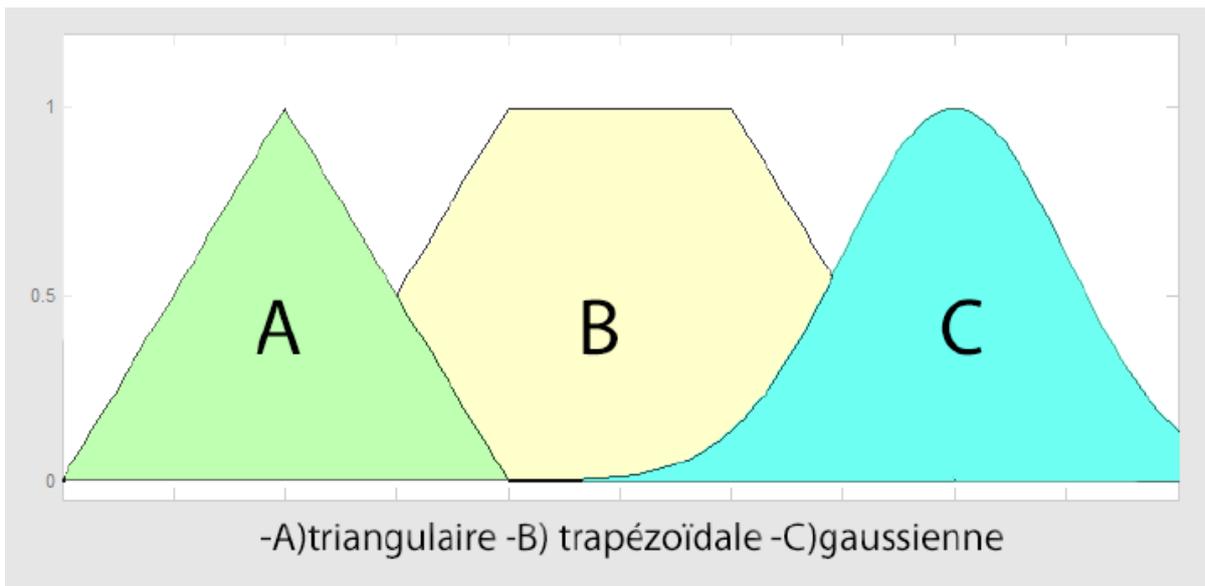


Fig. 3. 5 – Différentes formes des fonctions d'appartenance

III.4.5 Principes généraux d'une commande par logique floue

Contrairement aux régulateurs standards ou aux régulateurs à retour d'état, les régulateurs à logique floue ne traitent pas des relations mathématiques bien définies, mais sur la base de variables linguistiques l'inférence avec plusieurs règles est utilisée. Dans cette section, nous présenterons la procédure générale de conception d'un régulateur logique floue[RAM 93], figure (3.6).

La configuration de base d'un régulateur flou logique comporte quatre blocs principaux :

- Fuzzification
- Base de connaissance
- Inférence
- Défuzzification.

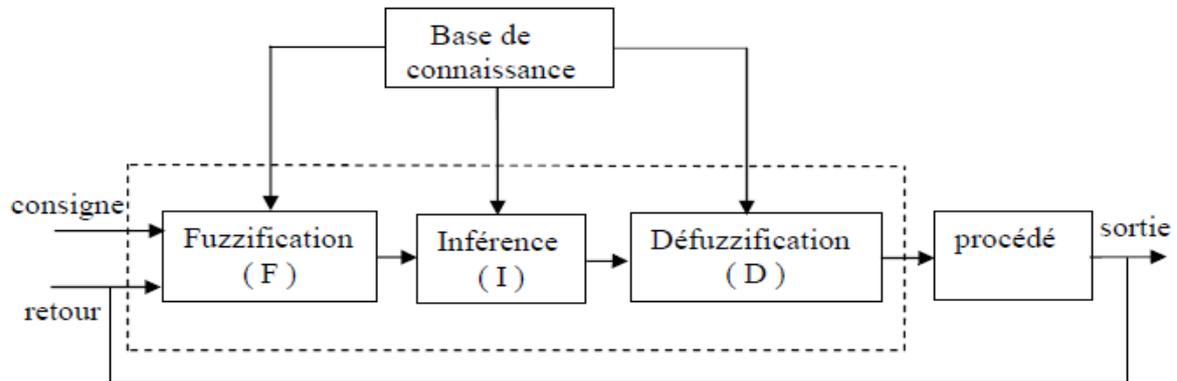


Fig 3. 6– Configuration de base d'un régulateur par logique floue

Le rôle de chaque bloc peut être résumé comme suit [FER 11]:

a) Le bloc fuzzification

- ✓ Établir la plage de valeurs de la fonction d'appartenance à partir de la valeur de la variable d'entrée.
- ✓ Exécutez une fonction de fuzzification pour convertir les données d'entrée en valeurs de langue appropriées.

b) Le bloc base de connaissance

Contient toutes les informations dont nous disposons sur le processus et son processus. Permet de définir des fonctions d'appartenance et des règles de régulation floues.

c) Le bloc inférence

C'est le cœur du régulateur flou. Il a la capacité d'utiliser des règles d'implication et d'inférence floues pour simuler la prise de décision humaine et déduire les actions de contrôle floues. Il existe trois méthodes d'inférence largement utilisées : Max-Product, Sum-Product et Max-Min.

d) Le bloc défuzzification

- 1) Il a fait la conversion inverse du fuzzification, donc il a fait la conversion signal de commande non-floue à partir du signal flou.
- 2) Établir la plage de valeurs de la fonction d'appartenance à partir de la valeur de la variable de sortie.

Il y a plusieurs méthodes de défuzzification, les plus utilisées :

- La méthode par valeur maximale.
- Par valeur moyenne des maximale.
- Par centre de gravité.

III.4.5 Application de la logique floue au contrôle vectoriel de la MASEC

Le but de la commande par la logique floue est d'obtenir des résultats plus performants et plus robustes que ceux de la commande PI classique. Pour la commande des puissances par le control direct, on utilise le régulateur de MAMDANI.

III.4.5.1 Choix de la structure du régulateur par la logique floue

D'après les recherches précédentes, nous pouvons dire que l'erreur de puissance e et sa variation Δe sont les grandeurs les plus importantes pour analyser le comportement de la machine. Nous les choisissons donc comme variables d'entrée pour le régulateur floue.

Pour la variable de sortie, on choisit l'incrément à appliquer au signal de commande du système contrôlé Δc . la Configuration de la boucle de puissance du MASEC est faite de manière à comporter le régulateur logique floue à la place d'un régulateur conventionnel PI.

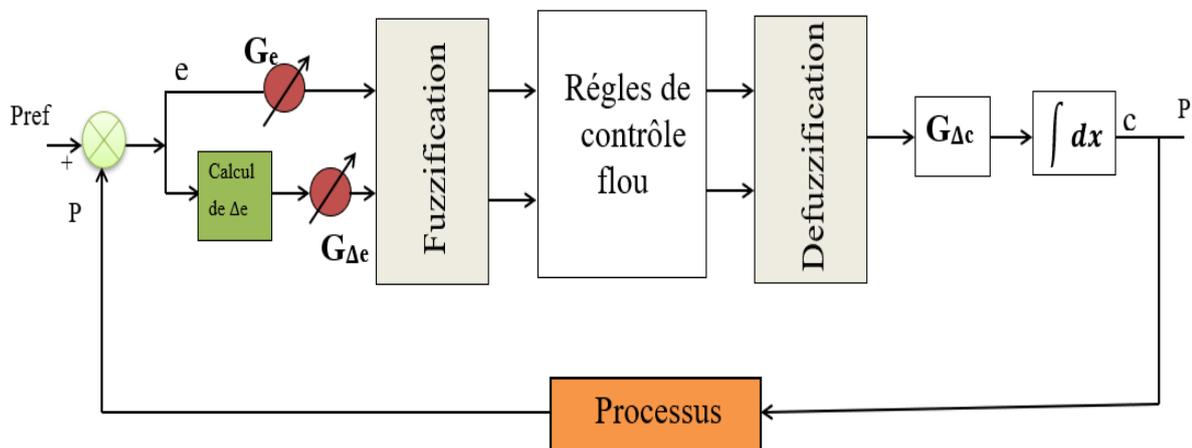


Fig. 3.7 – Schéma bloc d'un régulateur floue

G_e , $G_{\Delta e}$, $G_{\Delta c}$ sont des gains, qui peuvent être constants ou variables. Il est important de bien les choisir afin de garantir l'amélioration de la stabilité et les performances dynamique et statiques visées par la commande.

III.4.5.2 Loi de commande

La loi de commande est établie en fonction de l'erreur et la variation de l'erreur comme suit :

$$c = f(e, \Delta e)$$

L'activation de toutes les règles donne le changement de commande Δc , qui est besoin d'ajuster le contrôle c .

La relation qui donne cette commande est comme suit :

$$c_{(k+1)} = c_k + G_{(k+1)} * \Delta c_{(k+1)}$$

Tel que :

$G_{(k+1)}$: le gain associé à la commande $c_{(k+1)}$.

$\Delta c_{(k+1)}$: la variation de la commande.

III.4.5.3 Choix des fonctions d'appartenance et des sous-ensembles flous

Pour avoir des résultats bons et précis, nous avons choisi un nombre de sous-ensemble flou égal à 7 pour les variables e , Δe et Δc . Les symboles de ces sous-ensembles sont les suivants :

NG : Négatif Grand ; **NM** : Négatif Moyen ; **NP** : Négatif Petit ; **EZ** : Environ Zéro ; **PP** : Positif Petit ; **PM** : Positif Moyen ; **PG** : Positif Grand.

La représentation de ces ensembles flous est donnée par la figure (3.8)

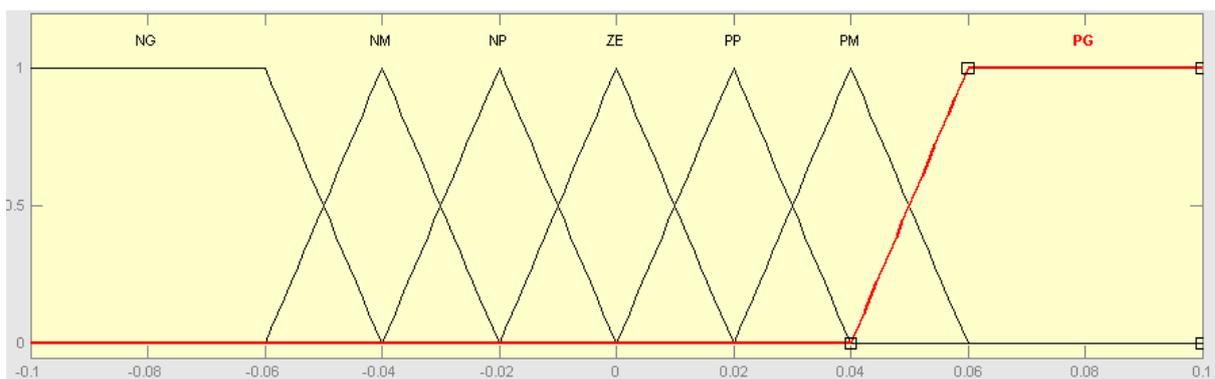


Fig. 3. 8– Répartition des sous-ensembles flous correspondant à $e, \Delta e$ et Δc

III.4.5.4 Règles de décision de contrôle flou

L'inférence ou la règle de décision est le cœur du contrôleur flou. Les règles de raisonnement utilisées sont de types :

Si $e = x_1$ et $\Delta e = x_2$ alors $c = x_3$

Le nombre d'ensembles flous de e et Δe est 7, nous avons donc besoin $7 \times 7 = 49$ de règles d'inférence. Sachant qu'il n'y a pas de règle définie pour déterminer la décision de chaque règle. Dans ce cas, l'expérience humaine joue un rôle très important, Les règles peuvent être exprimées sous la forme d'un tableau diagonal symétrique. (Tableau 1)

III.4.5.5 Choix de la méthode d'inférence

Il existe plusieurs possibilités pour implémenter les opérateurs qui s'applique aux fonctions d'appartenance, Il détermine la réalisation de différents opérateurs en inférence, permettant donc le traitement numérique de ce dernier [TAK 97].

Pour le réglage par la logique floue, Nous avons choisi pour la méthode d'inférence Max-Min car elle est facile à implémenter et donne de meilleurs résultats.

III.4.5.6 Choix de la méthode de défuzzification

Pour notre cas d'étude nous avons utilisé la méthode du centre de gravité.

Tableau 3. 1 - Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

Δe	e							
	Δc	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG		NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM		NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP		NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP		NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM		NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG		EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

III.4.6 Simulation de commande floue de la MASEC

En gardant les mêmes hypothèses de la commande direct, le système de régulation floue est illustré dans la figure (3.9)

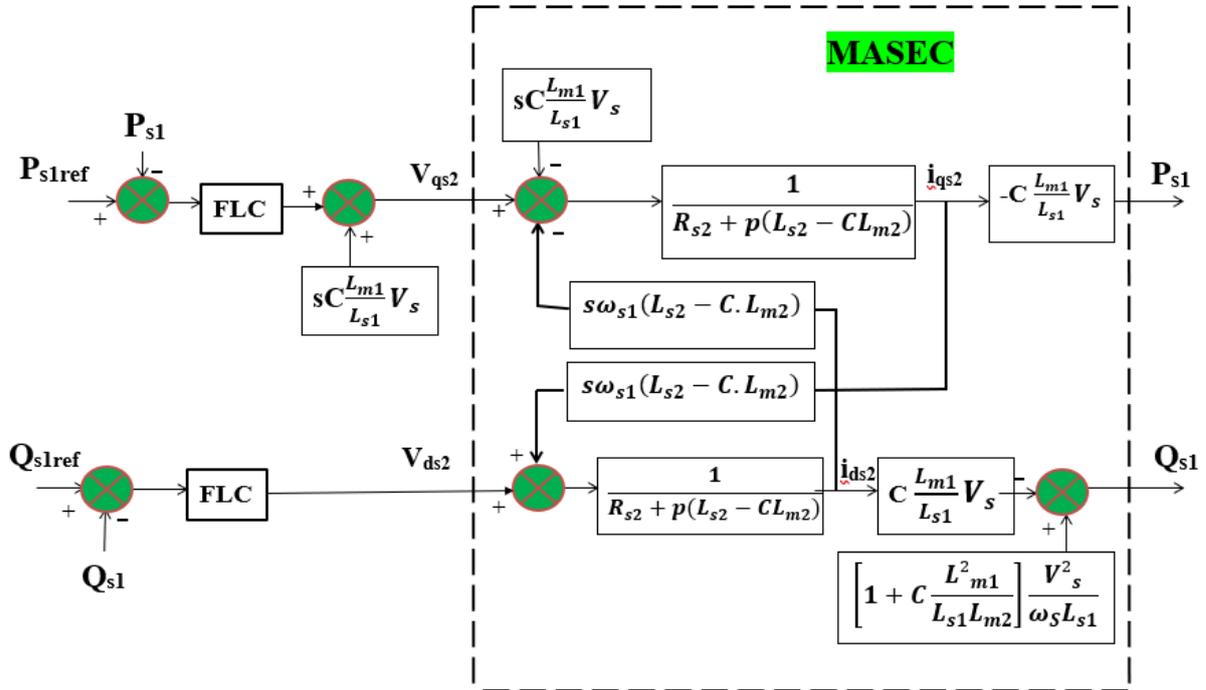
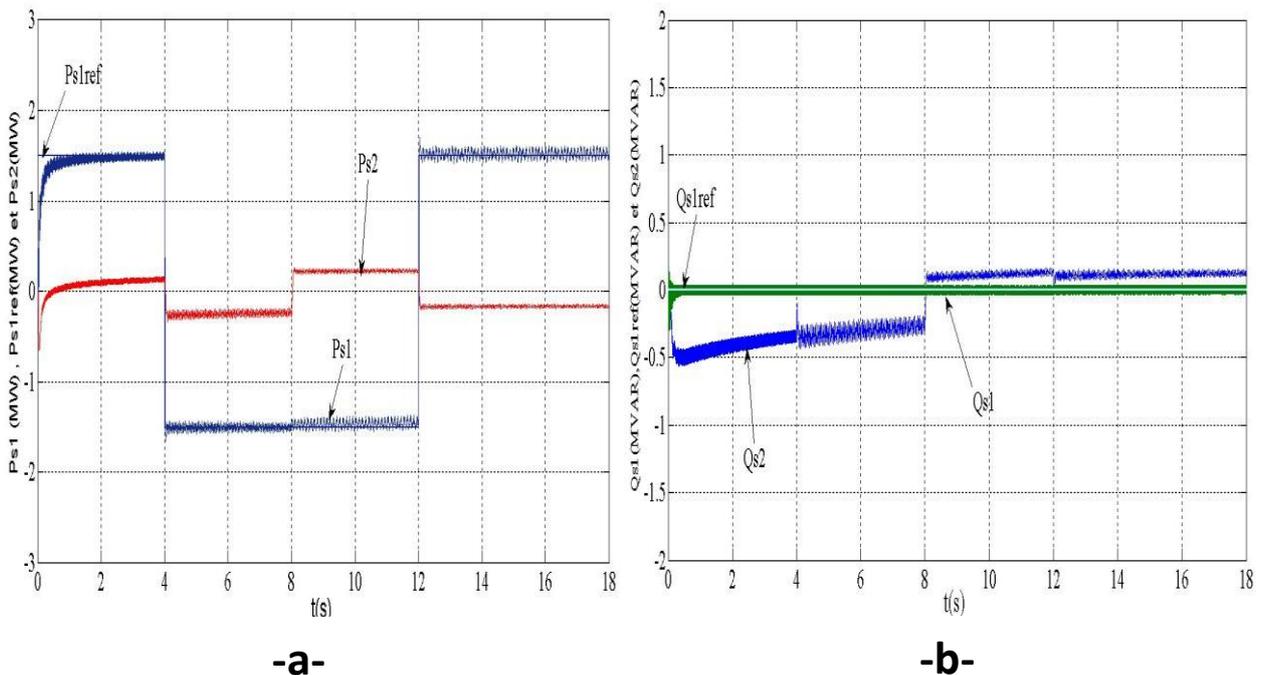
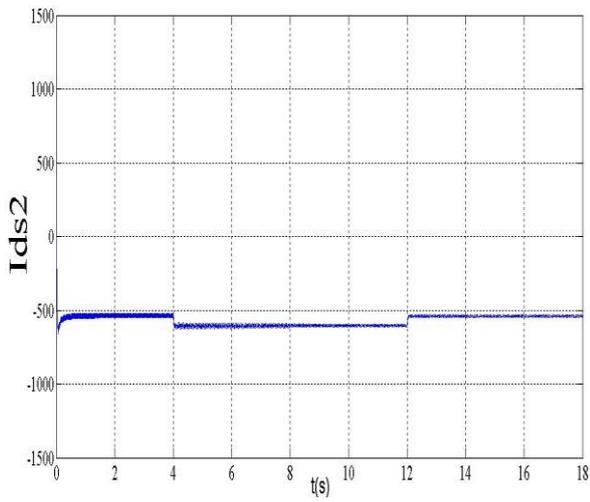


Fig. 3.9 – Schéma-bloc de la commande directe

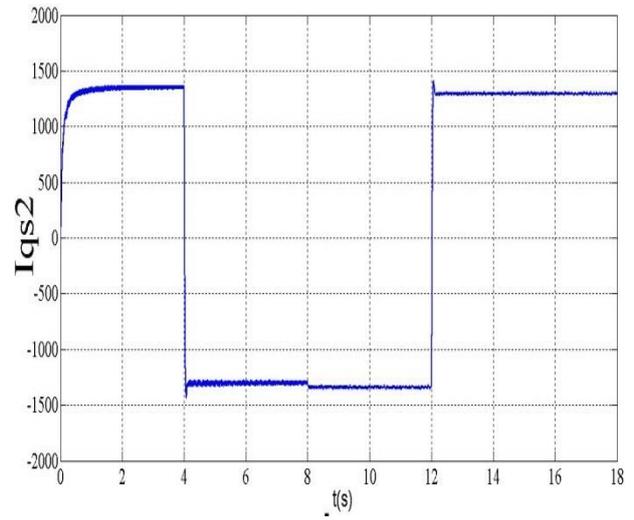
III.4.6.1 Résultat et interprétation

Avec les mêmes conditions de simulations étant illustré dans la commande par régulateur PI on obtient le résultat suivant :

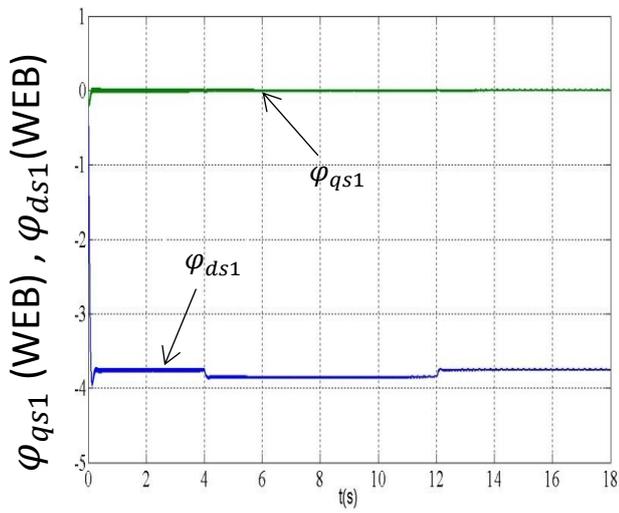




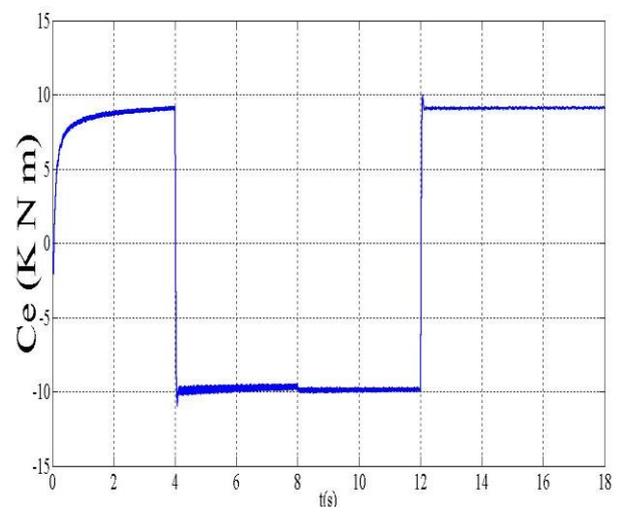
-c-



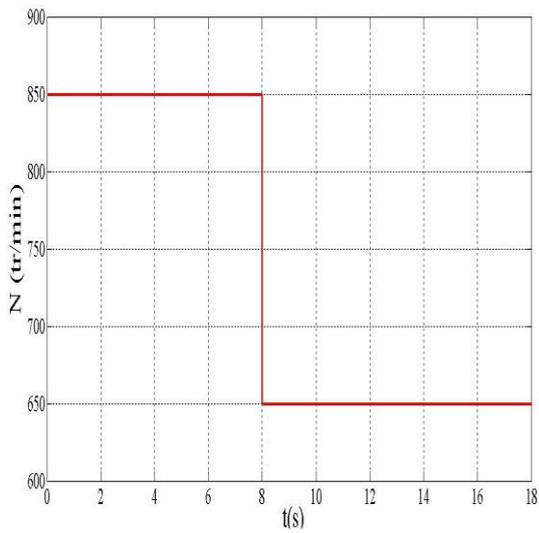
-d-



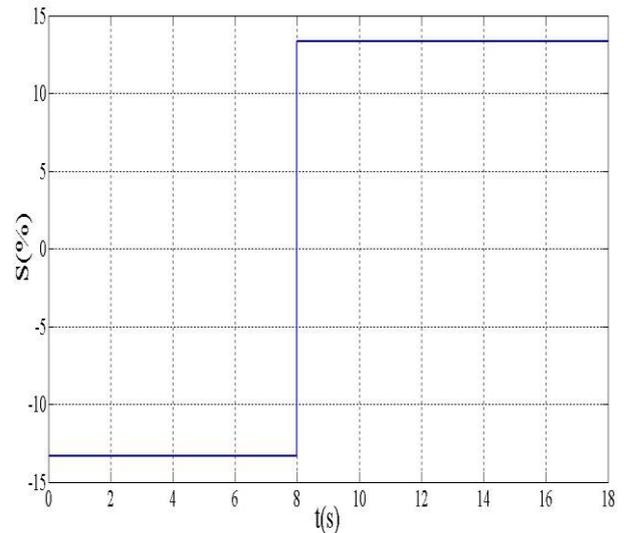
-e-



-f-



-g-



-h-

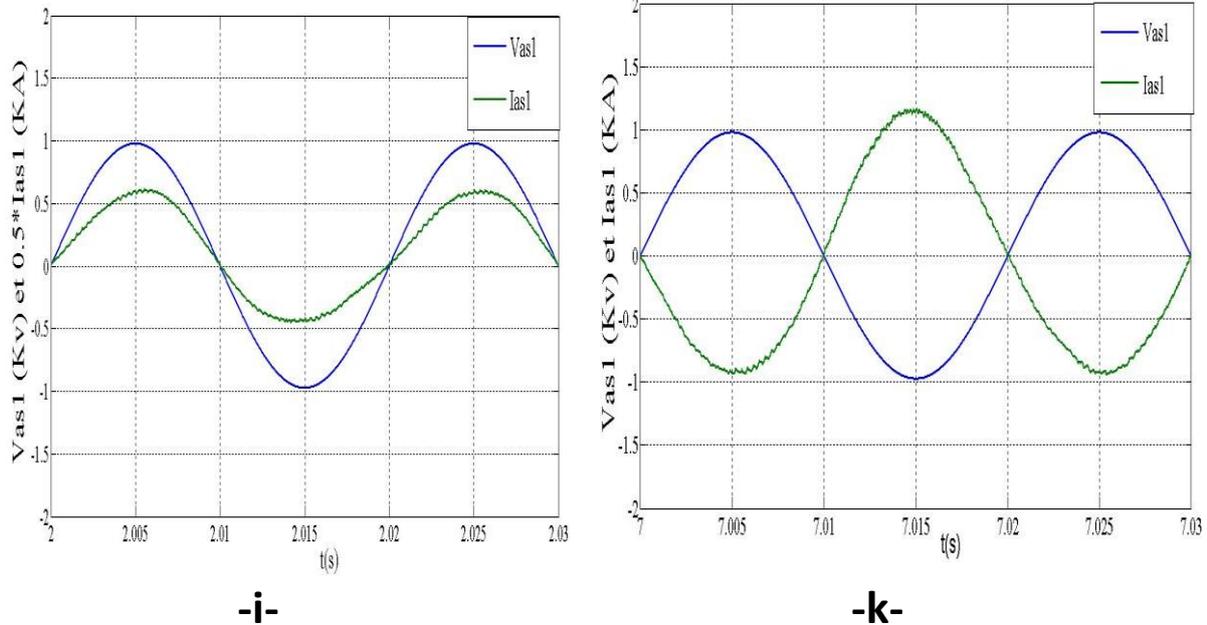


Fig. 3.10 – Résultats de simulation de contrôle en puissance par logique floue

A travers les résultats de simulation donnés sur la figure (3. 10, a, b, c, d, e, f, g, h, i, k), voyons que les résultats de cette commande sont presque les mêmes que ceux des régulateurs PI. Ce qui diffère, est le dépassement marqué lors du changement d'écoulement de puissance dans le correcteur PI.

Aussi, on observe que les puissances active et réactive statorique représentent par les figures (3.10, a, b) suivent leurs valeurs de référence. Au vu de ces résultats, le régulateur floue permet de mieux suivre la référence de puissance statorique introduite dans le cas précédent. Les performances dynamiques des courants de la machine de contrôle sont illustrées à les figures (3.10, c, d), on peut voir qu'une variation de la puissance active de référence agit directement sur la composante q du courant de la machine de contrôle.

Il est clair que plus on subdivise l'univers de discours avec plus d'ensemble flous, plus le choix des règles devient plus vaste et son optimisation dépend du système à régler.

Cela est dû à l'utilisation d'un régulateur Mamdani à sept classes. Autant de règles permettent d'obtenir des effets non linéaires qui ont un effet bénéfique sur le comportement global du système.

III.5 Couplage de la turbine à la MASEC

Ces dernières années, l'énergie éolienne a connu un fort développement. Renouvelable et propre, cette énergie du futur a un rôle majeur à jouer pour relever les défis climatiques actuels et futurs. La GADA(DFIG) est considéré comme l'une des solutions les plus adéquates pour l'intégrer dans un système éolien. Elle offre de nombreux avantages, comme la réduction du coût de l'onduleur[ELA 17].

Le système, illustré sur la figure (3.11), est constitué d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant une cascade de deux MADA à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

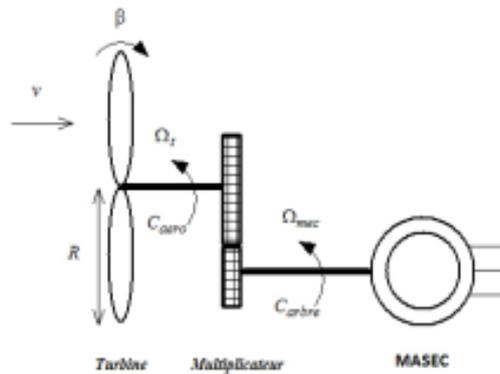


Fig. 3.11 – Schéma de la turbine éolienne

III.5.1 Modélisation de la turbine

Le rôle d'une éolienne est de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Une éolienne est constituée d'une tour au sommet de laquelle repose une nacelle. Tous les éléments qui participent à la production d'énergie, à savoir la machine, le multiplicateur (la boîte de vitesse) et le système de contrôle de la vitesse se trouvent à l'intérieur de la nacelle. L'éolienne est équipée de pales fixes ou orientables. Plus le nombre de pales est élevé, plus le couple de démarrage est important et plus la vitesse est faible. Trois facteurs déterminent le rapport entre l'énergie du vent et l'énergie mécanique récupérée par le rotor : la densité de l'air, la surface balayée par le rotor et la vitesse du vent. La densité de l'air et la vitesse du vent sont des paramètres climatologiques qui dépendent du site [ELA 04], [ACK 02], [KEN 11].

L'ensemble des éléments constituant une éolienne sont représentés sur la figure (3.12).

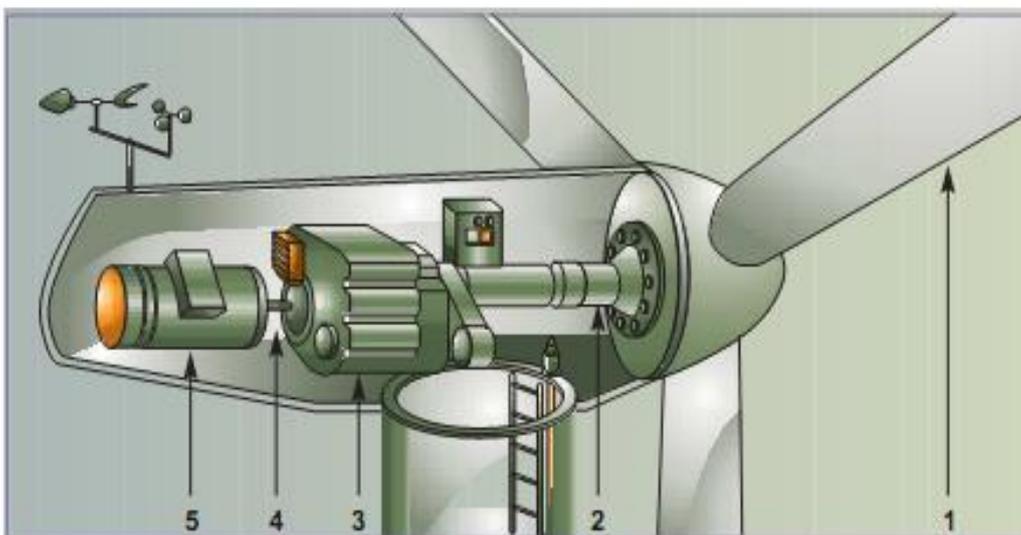


Fig. 3.12 – L'ensemble des éléments constituant une éolienne

Les éoliennes à axe horizontal sont majoritairement présentes sur le marché. Pour comprendre d'où vient le bruit, il faut comprendre comment fonctionne une éolienne (Figure 3.12)

Entraîné par les pales (1) un premier arbre dit lent (2) attaque un multiplicateur (3) (une sorte de boîte de vitesse). Ce dernier ajuste à sa sortie la vitesse d'un nouvel arbre (4) qualifié cette fois de rapide aux caractéristiques de la génératrice (5) qui produit l'électricité.

La puissance du vent théoriquement récupérable par éolienne est définie de la manière suivante :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho S v_{vent}^3 \quad (\text{III. 14})$$

Avec :

- ρ densité de l'air ($1,22 \text{ kg/m}^3$ à la pression atmosphérique à 15°C) ;
- S surface circulaire balayée par la turbine ; le rayon R du cercle est déterminé par la longueur de la pale.
- v_{vent} vitesse du vent.

La puissance captée par la turbine dépend du rendement aérodynamique C_p

$$P_{aér} = C_p P_{vent} \quad (\text{III. 15})$$

Le C_p dépend de la caractéristique de la turbine. Pour les éoliennes actuelles, on atteint des valeurs de 0,45 à 0,5 [ELA 04]. La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_{aér} = \frac{1}{2} C_p (\lambda, \beta) \rho S v_{vent}^3 \quad (\text{III. 16})$$

Le rapport de vitesse λ est défini comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{R \Omega_t}{v_{vent}} \quad (\text{III. 17})$$

Où

Ω_t : Vitesse angulaire de la turbine

R : Rayon des pales.

Chaque turbine a un comportement spécifique, il découle que la modélisation du C_p varie d'une turbine à une autre. Si on considère une éolienne de 1.5 MW, l'expression du coefficient de puissance a été approchée [Ela 04] pour ce type de turbine, par l'équation suivante :

$$C_p = (0.44 - 0.0167\beta) \sin((\pi(\lambda + 0.1))/(14 - 0.44\beta)) - 0.00184(\lambda - 3)\beta$$

La figure (3.13) représente la variation du C_p en fonction du ratio de vitesse et de l'angle d'orientation de la pale.

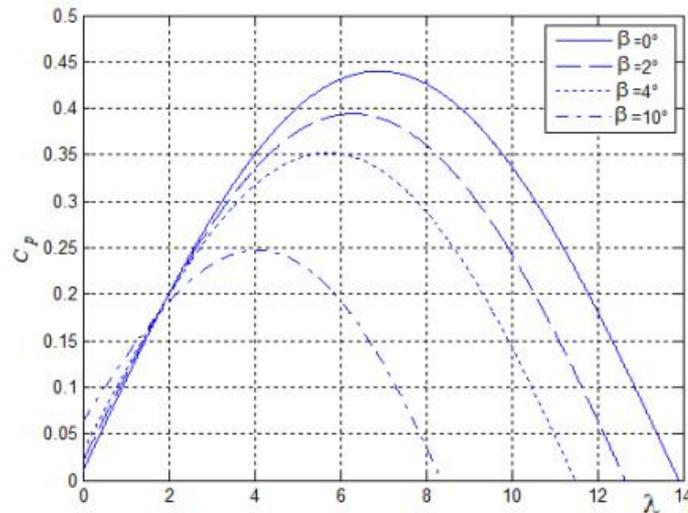


Fig. 3.13 - Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de la vitesse de la turbine (λ)

Le couple aérodynamique (éolien) est déterminé par la relation suivante :

$$C_{aer} = \frac{P_{aér}}{\Omega_t} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S v_{vent}^3 \frac{1}{\Omega_t} \quad (\text{III. 18})$$

La vitesse mécanique de la turbine et celle de la génératrice sont liées par le gain du multiplicateur comme suit :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (\text{III. 19})$$

De même pour le couple :

$$C_{arbre} = \frac{C_{aer}}{G} \quad (\text{III. 20})$$

Le moment d'inertie totale du système J est la somme des moments d'inerties de l'arbre génératrice J_g et celui de la turbine J_t , ramenée sur l'axe rapide, d'où l'expression du moment d'inertie totale :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (\text{III. 21})$$

L'équation fondamentale de la dynamique donne la relation entre la vitesse mécanique et le couple mécanique :

$$C_{mec} = J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} \quad (\text{III. 22})$$

Le couple mécanique C_{mec} est en fonction du couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, du couple des frottement visqueux C_{vis} et du couple C_{arbre} issu de multiplicateur de vitesse

$$C_{mec} = C_{arbre} - C_{em} - C_{vis} \quad (\text{III. 23})$$

Le couple du frottement visqueux est défini ainsi :

$$C_{vis} = f\Omega_{mec} \tag{ III. 24}$$

Avec :

f : coefficient des frottement visqueux.

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine est représenté sur la **figure 3.14**

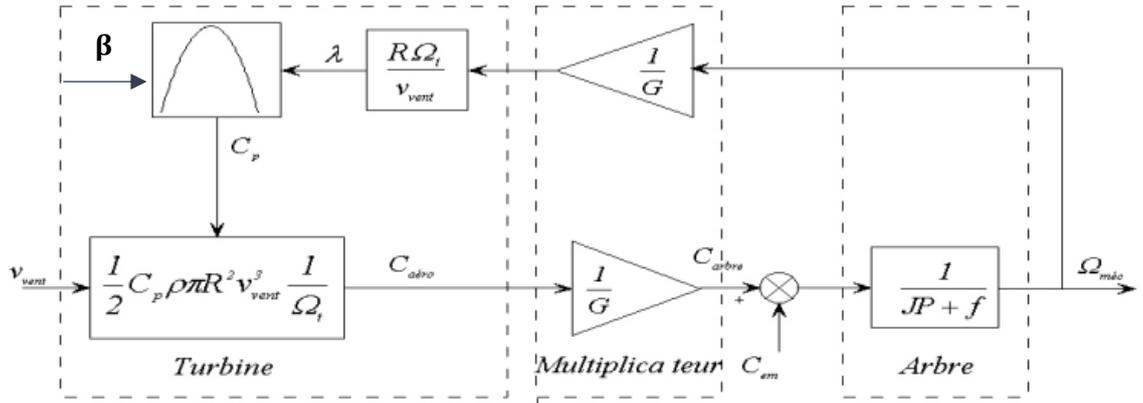
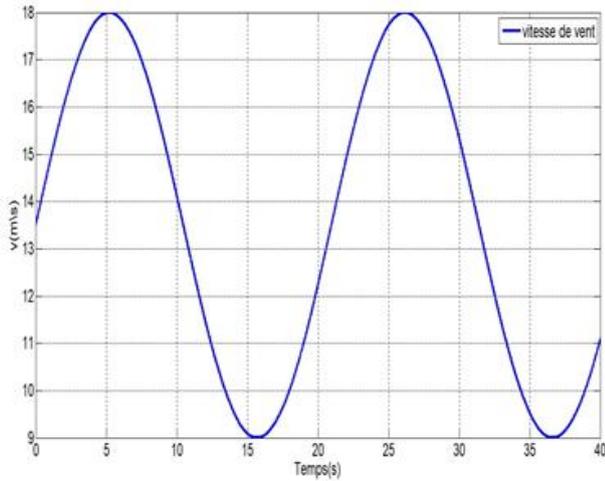
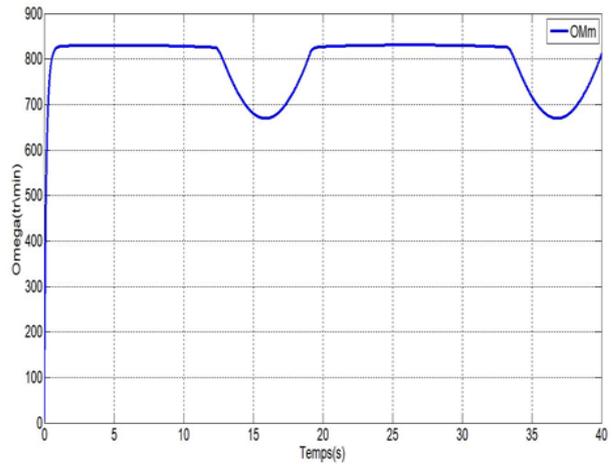


Fig 3. 14- Schéma bloc du modèle de la turbine

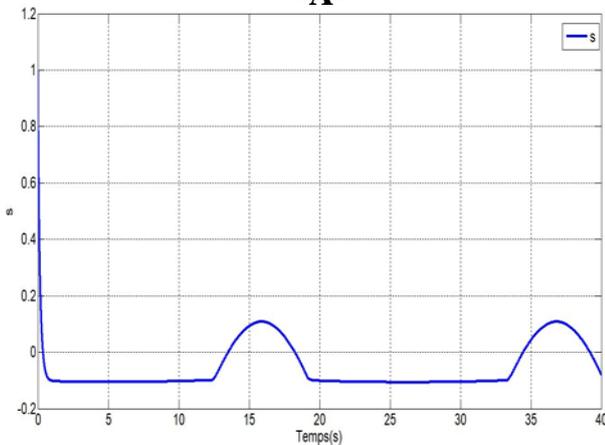
III.5.2 Simulation de la chaîne de conversion éolienne



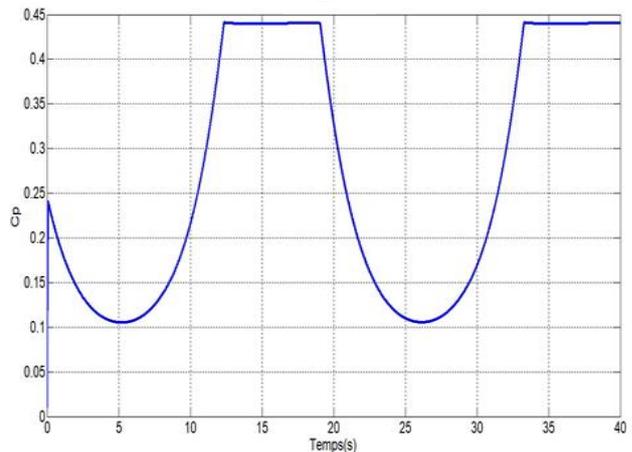
-A-



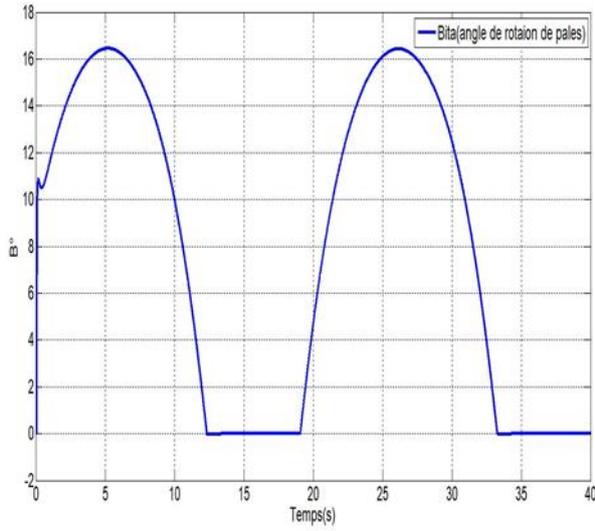
-B-



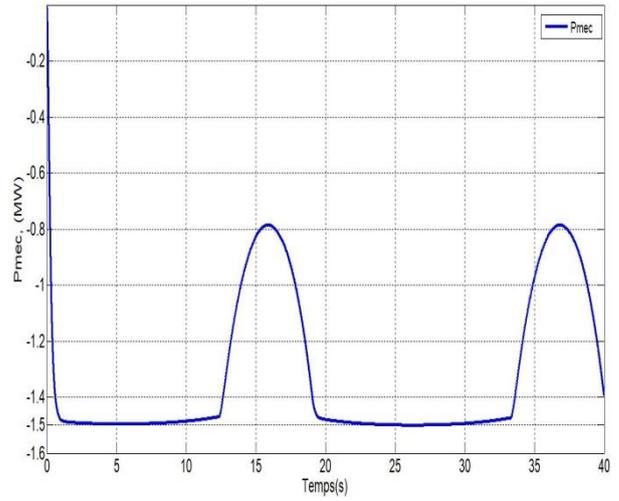
-C-



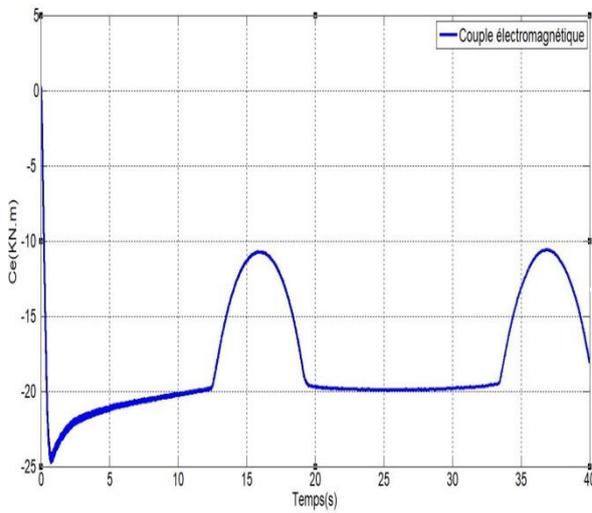
-D-



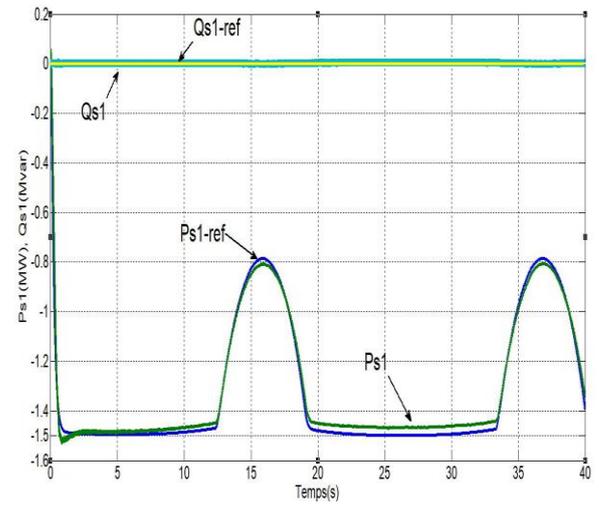
-E-



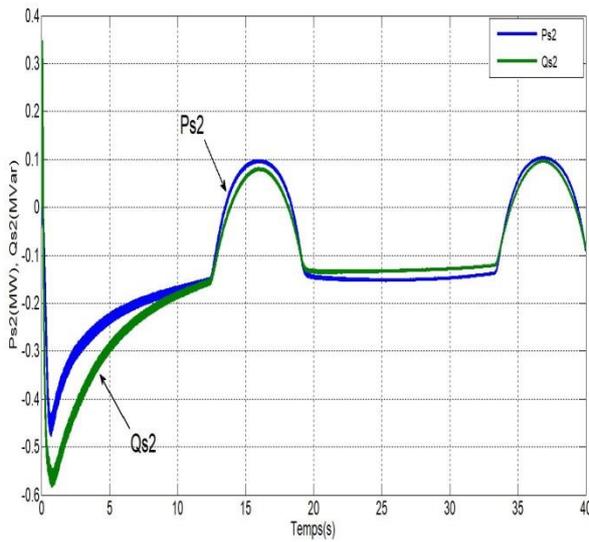
-F-



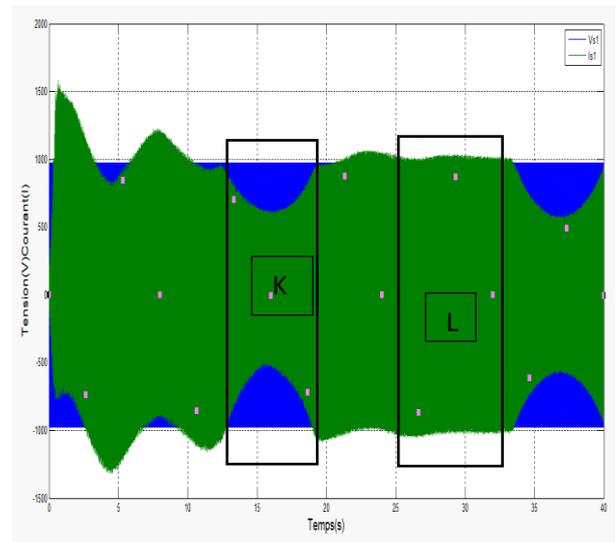
-G-



-H-



-I-



-J-

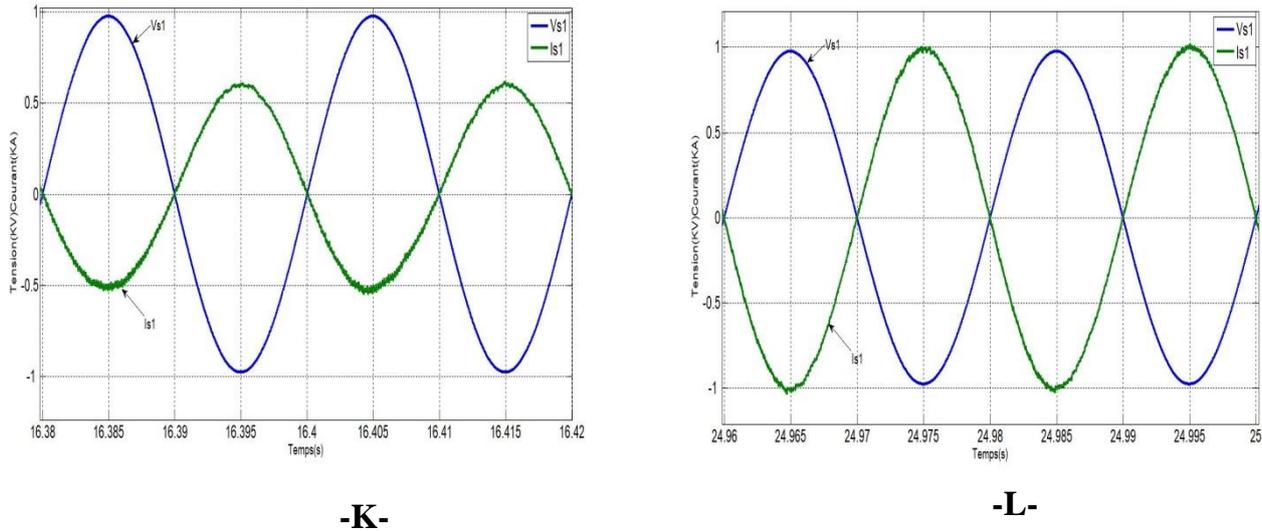


Fig. 3.15 - Résultats de simulation de contrôle en puissance par logique floue avec

III.5.3 Discussion et résultats de simulation de la MASEC

Les figures présentées ci-dessus montrent les performances du système éolien, obtenus par le control des puissances actives et réactives générées par le stator 1 de la MASEC qui est entraîné par une turbine éolienne et commandé par des régulateurs floue, les résultats sont obtenus sous Matlab/Simulink.

Les puissances actives et réactives injectée par la machine de puissance sont limitées, pour P_{s1} à la valeur -1.5 MW et pour Q_{s1} à la valeur 0 MVAR pour garder un facteur de puissance unitaire.

Ont choisi un profil de vent pour une durée de 40 secondes illustrée sur la figure (3.15, A). La figure (3.13, B) représente la vitesse mécanique de la MASEC et le glissement est représentée par la figure (3.13, C).

Le coefficient de puissance C_p ($0.05 < C_p < 0.59$ selon la limite de Betz) suit la valeur maximale souhaitée en cas des basses vitesses, et sera diminuer lorsque la vitesse du vent est supérieure à la vitesse critique 11 (m/s), voir la figure (3.17, D). Selon la figure (3.17, E), On voie que l'angle de calage β est maintenu 0 dans les régions de basse vitesse, et augmente à des plages de vitesse supérieur à 11 (m/s). La puissance mécanique illustré par la figure (3.17, F) est limitée de dépasser 1.5 MW, le couple électromagnétique représenté par la figure (3.17, G) Pour les puissances active et réactive de premier stator 1 qui sont illustrées par la figure (3.17, H), la puissance réactive est superposée à sa référence $Q_{ref} = 0$ MVAR, tandis que la puissance active suivie très bien la puissance mécanique,

La figure (3.17, I) représente les puissances active et réactive de deuxième stator, clairement le sens d'écoulement de puissance dépend à la vitesse de vent, la machine de contrôle consomme d'énergie (active et réactive) en régime hypo-synchrone et produit ce dernier en régime hyper-synchrone. A partir (3.17, J), on peut observer l'impact de l'énergie cinétique de vent sur les amplitudes de courant, l'amplitude de courant devient plus importante avec l'augmentation de la vitesse du vent, voir le zoom dans les figures (3.17, K) (3.17, L).

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évalué et revu les performances et la robustesse du contrôle vectorielle direct appliqué à la machine asynchrone en cascade.

Nous avons établi et comparé la synthèse de deux contrôleurs différents, un contrôleur PI classique et un contrôleur flou. Ce dernier a la capacité de contrôler des systèmes sans avoir besoin de leur modélisation complète, ce contrôle a donné de bons résultats par rapport au contrôle PI en termes de stabilité et de robustesse.

Enfin, nous avons travaillé sur le fonctionnement de MASEC en tant que générateur en fonction du changement de la vitesse. Les résultats de simulation démontrent que la MASEC représente une alternative en termes de production d'énergie éolienne.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Notre travail consiste à l'étude de la machine asynchrone en cascade, qui consiste au couplage de deux machines asynchrones électriquement et mécaniquement via leurs rotors. La commande vectorielle effectuée sur la MASEC consiste à faire une comparaison entre deux types de régulateurs à savoir un régulateur linéaire PI et un autre régulateur non linéaire flou. Nous avons aussi illustré deux stratégies de contrôler indépendamment de la puissance active et réactive sur notre machine.

La MASEC représente plusieurs avantages du fait de l'absence des contacts glissant bagues-balais. L'une des principales applications prévues est la production d'énergie éolienne. Nous avons fait une étude sur la contribution du MASEC sur la production éolienne vitesse variable.

Dans le premier chapitre, un rappel sur la construction et le fonctionnement de la machine asynchrone a été fait. En raison du développement des dispositifs d'électronique de puissance, la vitesse peut être contrôlée dans une large plage de variation, pour cela on a cité trois différents types de méthodes de contrôle avancé du moteur à induction.

Dans le deuxième chapitre, nous avons établi d'une modélisation mathématique d'une machine asynchrone et le fait que la MASEC est la cascade de deux machines asynchrones nous avons établi un modèle de la cascade. Selon les résultats trouvés La MASEC présentent une bonne réponse dynamique et performante.

Dans le dernier chapitre, nous avons réalisé une commande vectorielle directe qui permet de contrôler la puissance active et réactive de la MASEC par l'intermédiaire de la tension statorique de la machine de commande. Ensuite on a implanté une technique basée sur la logique floue et les contrôleurs PI. A travers les caractéristiques de réponse obtenues par les résultats de la simulation, on observe une bonne performance même en présence de variations de consigne, de plus, en comparant les contrôleurs PI et flous, il est clair que le contrôle flou est robuste, fournit une convergence rapide, Nous avons noté un bon comportement de MASEC après avoir fait intégrer une turbine éolienne, la performance en terme de suivi de consigne, rejet de perturbations et de robustesse sont satisfaisante.

Les conclusions que l'on peut tirer de ce mémoire sont les suivantes :

- La commande présentée offre des performances transitoires améliorées en plus de minimiser les oscillations en régime permanent ;

Conclusion Générale

- Le contrôleur flou donne de bons résultats par rapport au contrôleur PI traditionnel ;
- La MASEC peut être une bonne candidate pour remplacer la MAS dans le domaine éolien ;
- La MASEC offre beaucoup d'avantage par rapport à la MAS à savoir l'absence de contacts glissant, l'augmentation du nombre de pôles virtuellement sans toucher à la construction de la machine et ça capacité à travailler dans des milieux les plus défavorables.

En perspective, la réalisation de la MASEC et ça commande permet de valider ces résultats de simulation.

Références :

- [ABD 97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, “Modélisation des machines électrique”. Presses de l’Université de Batna. Algérie, 1997.
- [ACH 07] R. Achouri, M. Hidouche, “Commande vectorielle de la machine asynchrone mémoire d’ingénieur”. Ecole nationale polytechnique, 2007.
- [ACK 02] T. Ackermann, L. Soder, “An Overview of Wind Energy-status2002”. Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 6, pp.67-128, 2002.
- [AME 05] A. Ameer, “commande sans capteur de vitesse par DTC d’une machine synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur d’ordre complet à mode glissants”. Mémoire de magister, université de Batna, 2005.
- [AOU 16] D. Aouzellag, A. Maafa, K. Ghedamsi, R. Abdessemed, “Cascaded Doubly Fed Induction Generator with Variable Pitch Control System”. Rev. Roum. Sci. Techn.- Electrotechn. Et Energy, vol. 61, 4, pp. 361–366 Bucarest, 2016.
- [BAG 99] L.Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”. Université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [BOU 08] A.Bouزيد, “Comparaison et synthèses procédés de commande vectorielle”. Mémoire de magister. Université de Oran, 2008.
- [BOU 17] S.Boussalem , “Contrôle DTC d’une machine asynchrone”. Mémoire de Magister de l’université de Batna.2017.
- [CHA 12] J. Chapman Stephen , “Electric machinery fundamentals fifth edition ”. 5^e éditions de McGraw-Hill. New York. 2012.
- [CHE 14] D. Chekima , “Commande d'une machine asynchrone par logique floue”. Mémoire de magister. Université de El-Oued. Algerie, 2014.
- [Cho 06] K. Choubar , “modélisation de la machine asynchrone”, Mémoire d'ingénieur, universite de m'sila ,2006.
- [DAS 99] C. Dass, A. Benbouali, “commande vectorielle d'une machine asynchrone”. Mémoire d'ingénieur. ecole militaire polytechnique. UER.electrotechnique , 1999.
- [DRI 05] S. Drid, “Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d’une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d’Alimentation : Théorie et Expérimentation”. Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [ELA 04] S. El Aimani, “Modélisation de Différentes Technologies d’Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension”. Thèse de Doctorat. Université Sciences et Technologies de Lille. France, (2004).
- [ELA 17] M. El Azzaoui, H. Mahmoudi, “Fuzzy-PI control of a doubly fed induction generator-based wind power system”. Int. J. Automation and Control, Vol. 11, No. 1, pp.54–66, 2017.

- [FER 11] A.FERROUDJ, “Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse Apport des Methodes de L’intelligence Artificielle”. Mémoire de magister. Université de Batna. Algerie, (2011).
- [GOD 99] J. Godjevac, “Idées Nettes sur la Logique Floue”. Collection Informatique, Première édition. Press Polytechnique et Université Romandes. Lausanne. Suisse, 1999.
- [HUN 97] J Y. Hung, W.GAO, “variable structure control: Asury”. IEEE.Trans I dust. Applic vol.40, N°1, pp2-22-1991.
- [KAM 07] A. Kamel, “Commande directe du couple (DTC) d’une machine asynchrone”. Mémoire de magister. UNIVERSITE ANNABA. Algerie, 2007.
- [KEN 11] F. Kendouli, K. Nabti, K. Abed, H. Benlla, “Modélisation, Simulation et Contrôle d’une Turbine Eolienne à Vitesse Variable Basée sur la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation”. Revue des Energies Renouvelables, Vol. 14 N°1 (2011) 109– 120.
- [LOU 12] Louni Amar, “identification des parametres electriques de la machine asynchrone a cage d’ecureuil”, Thèse de Magister. Universite Mouloud Mammeri de Tizi Ouzo. Algerie. 2012.
- [MAA 10-2] A. Maafa, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, R. Abdessemed, “Study of the Cascaded Doubly Fed Induction Machine (CDFIM)”. Conférence ICEEA’10 Université de Bejaia. Algerie. 2010.
- [MAA 11] A. Maafa, “Etude d’un générateur éolien basé sur la cascade de deux machines asynchrone piloté par un convertisseur de fréquence”. Mémoire de Magister de l’université de Batna.2011.
- [Maa 16] A. Maafa, D. Aouzellag, K. Ghedamsi, R. Abdessemed, “Cascaded Doubly Fed Induction Generator with Variable Pitch Control System”. Rev. Roum. Sci. Techn.-Electrotechn. et Energ., vol. 61, 4, pp. 361–366 Bucarest, 2016.
- [MER 09] A. Meroufle, Support de cour. “contrôle de la machine asynchrone”, Université de Sidi Belabes, 2009.
- [NEL 16] E.Nelson et P.Watchou , “Contrôle en V/F d’une machine asynchrone”. Rapport de stage, l’université de Montpellier, 2015-2016.
- [OTH 19] A.M. Othmani, “commande vectorielle d'une machine asynchrone associée a un observateur adaptative”. Mémoire de magister. Université de Annaba, 2019.
- [OUA 18] A.Ouali, M.Tahri, “Commande scalaire d'un moteur asynchrone”. Mémoire de magister. Université de TIZI-OUZOU. Algerie, 2018.
- [PAT 12] N. PATIN, E. MONMASSON, J.-P. Louis, “C Modeling and Control of a Cascade Doubly-Fed Induction Generator based on Dynamical Equivalent Circuits”. Mathematics and Computers in Simulation, (2008).
- [PER 07] R.Perret , “ Entrainement électrique2 ” , Edition Lavoisier, 2007.
- [PIN 04] M. Pinard , “ Commande électronique des moteur électrique ”. DUNOD, Paris, 2004.
- [RAM 93] L.Rambault, “Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation”. Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers. 1993.

Références

- [SAD 17] R. SADAQUI, “ Analyse et Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation”. Mémoire présenté à l'Université du Québec à trois-rivières, Canada, 2017.
- [SCH 98] A. Schuster, “Commande, Réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone”. Thèse de Doctorat. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [SEG 95] G. SEGUIER, R. BAUSIERE, “Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance ”. la Conversion DC-AC,” volume 04.pp 147-200 France, (1995).
- [SEG 99] G. SEGUIER, “Electronique de Puissance, les fonctions de Base et leurs principales applications”. 7 Edition DUNOD, pp 275-349 France, (1999).
- [TAK 97] M. Ta Kao, “Commande numérique de machines asynchrones par logique floue”. Thèse doctorat. Université de Laval. Québec, 1997.
- [THE 05] B.L.A, Theraja, “textbook of electrical technology”. 25^e Editions S. Chand Publishing, 2005,711p, ISBN 8121924413.
- [Wil 00] T. Wildi, “Electrotechnique”, 3^e Editions de Boeck Université. Canada, 2000.
- [ZAD 65] ZADEH, Lotfi A. Le génie électrique à la croisée des chemins. IEEE Transactions on Education, 1965, vol. 8, no 2, p. 30-33.

ANNEXE A :

Synthèse du régulateur PI

La figure 1 montre le système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme :

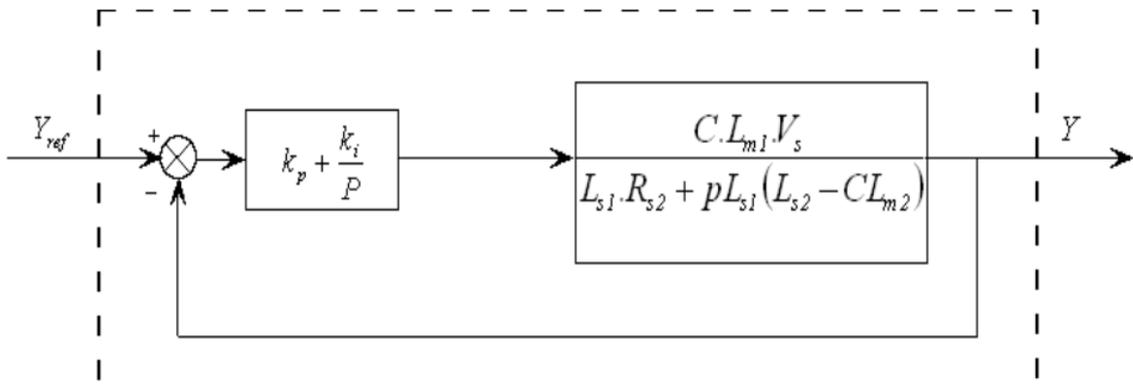


Fig. 1 – Régulateur PI

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

$$FTBO = \frac{P + \frac{k_i}{k_p} \frac{C \cdot L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1} \cdot (L_{s2} - C \cdot L_{m2})}}{\frac{P}{k_p} \left(P + \frac{R_{s2}}{L_{s2} - C \cdot L_{m2}} \right)}$$

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

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_{s2}}{L_{s2} - C \cdot L_{m2}}$$

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 d 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 :

$$FTBF = \frac{1}{1 + P \frac{L_{s1} \cdot (L_{s2} - C \cdot L_{m2})}{k_p \cdot C \cdot L_{m1} \cdot V_s}}$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

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

Avec :

$$\tau_r = L_{s1} \frac{(L_{s2} - C \cdot L_{m2})}{k_p \cdot C \cdot L_{m1} \cdot V_s}$$

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 où 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 paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$k_p = L_{s1} \frac{(L_{s2} - C \cdot L_{m2})}{\tau_r \cdot C \cdot L_{m1} \cdot V_s}$$

$$k_i = k_p \cdot \frac{(R_{s2})}{L_{s2} - C \cdot L_{m2}} = \frac{(R_{s2} \cdot L_{s1})}{\tau_r \cdot C \cdot L_{m1} \cdot V_s}$$

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 : $k_p = 0.000118$ et $k_i = 0.00184$.

Les paramètres de contrôleur logique floue :

$$G_e = 10e^{-10}, \Delta G_e = 10^{-19} \text{ et } \Delta G_c = 10^7$$

ANNEXE B**Calcul des grandeurs de la MASEC selon la transformation de PARK**

Calcul des tensions directes et en quadratures de la MASEC pour un décalage α quelconque entre les deux stators. Les tensions de la MASEC selon le modèle de PARK à partir des tensions réelles sont :

- Pour le premier stator :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Avec

$$\begin{cases} v_{as1} = V_m \cdot \cos(\theta_s) \\ v_{bs1} = V_m \cdot \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} = V_m \cdot \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2)$$

En remplaçant (2) dans (1), on aura :

$$\begin{cases} v_{ds1} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_m [\cos(\theta_s) \cos(\theta_s) + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)] \\ v_{qs1} = -\sqrt{\frac{2}{3}} V_m [\sin(\theta_s) \cos(\theta_s) + \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right)] \\ v_{os1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{2}} V_m [\cos(\theta_s) + \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)] \end{cases} \quad (3)$$

Après tout calcul fait, on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds1} = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_m \\ v_{qs1} = 0 \\ v_{so1} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \alpha) & \cos\left(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s - \alpha) & -\sin\left(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{as2} = V_m \cdot \cos(\theta_s - \alpha) \\ v_{bs2} = V_m \cdot \cos\left(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs2} = V_m \cdot \cos\left(\theta_s - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (6)$$

Après les calculs on aura :

$$\begin{cases} v_{ds2} = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_m \\ v_{qs2} = 0 \\ v_{so2} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

A partir des systèmes d'équations 7 et 4, on constate que :

$$\begin{cases} v_{ds2} = v_{ds1} \\ v_{qs2} = v_{qs1} \\ v_{so2} = v_{so1} \end{cases} \quad (8)$$

Calcul des courants directes et en quadratures de la MASEC pour un décalage α quelconque entre les deux stators.

Les courants sont déphasés d'un angle (φ) par rapport aux tensions, qui est dû à l'effet inductif de la machine, alors on aura les expressions des courants selon l'axe réel :

Pour le premier stator :

$$\begin{cases} i_{as1} = I_m \cdot \cos(\theta_s - \varphi) \\ i_{bs1} = I_m \cdot \cos\left(\theta_s - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs1} = I_m \cdot \cos\left(\theta_s - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (9)$$

Les équations de la MASEC selon le modèle de PARK :

$$\begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

En remplaçant (9) dans (10) et après les calculs on aura :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cdot \cos(\varphi) \\ i_{qs1} = -\frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cdot \sin(\varphi) \\ i_{os1} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{cases} i_{as1} = I_m \cdot \cos(\theta_s - \alpha - \varphi) \\ i_{bs1} = I_m \cdot \cos\left(\theta_s - \alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs1} = I_m \cdot \cos\left(\theta_s - \alpha - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (12)$$

Les équations de la MASEC selon le modèle de PARK :

$$\begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \alpha) & \cos\left(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s - \alpha) & -\sin\left(\theta_s - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

En remplaçant 12 dans 13 et après les calculs on aura :

$$\begin{cases} i_{ds2} = \frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cdot \cos(\varphi) \\ i_{qs2} = -\frac{\sqrt{6}}{2} I_m \cdot \sin(\varphi) \\ i_{os2} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

A partir des systèmes d'équations 14 et 11, on constate que :

$$\begin{cases} i_{ds2} = i_{ds1} \\ i_{qs2} = i_{qs1} \\ i_{os2} = i_{os1} \end{cases} \quad (15)$$

D'après les systèmes d'équations (14) et (8), on remarque que l'angle de décalage α introduit entre les deux stators n'apparaît pas au niveau des grandeurs (tensions et courants) directes et quadratiques.

Toutefois, on conclut que le décalage des deux stators engendre seulement le même angle de déphasage au niveau des sources d'alimentation.

Annexe C

Les paramètres de la MASEC et de sont donnés par le tableau ci-dessus [Ela 04]

Tab.1 – Paramètres de la MASEC

Paramètre de la MASEC	Valeur
P_{s1}, P_{s2}	1.5 (MW)
v_n	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)
L_{m1}, L_{m2}	0.0135 (H)
J_1, J_2	50 (kg. m ²)
f_1, f_2	0.0071 (Nm. s/rd)
p_1, p_2	2

Paramètres de la turbine utilisée

Les paramètres de la turbine liée à la MASEC, utilisés dans le chapitre 3, sont dans le tableau ci-dessus :

Tab. 2 – Paramètres de la turbine 1 utilisés pour la MASEC

Puissance nominale	1.5MW
Nombre de pales	3
Hauteur du mat	85m
Rayon de la turbine	$R = 36m$
Gain du multiplicateur de vitesse	$G = 40$

Abstract

This memory deals with the vector control based on fuzzy logic of active and reactive power of the Cascaded doubly fed induction machine (CDFIM) integrated in a wind turbine system, The Cascaded Doubly Fed Induction Generator, composed of two identical wound rotor induction machines having their rotors mechanically and electrically coupled. For a comparative study, the independent control of active and reactive power is ensured in the first step by conventional controllers (PI) and the second step by the fuzzy controller. The performance and robustness are analysed and compared by simulation based on MATLAB/Simulink environment.

Keywords: Cascaded Doubly Fed Induction Machine; fuzzy logic; proportional integral; vector control; wind energy

Résumé

Ce mémoire présente un contrôle vectoriel basé sur la logique floue de la puissance active et réactive d'une machine asynchrone en cascade (MASEC) intégré dans un système d'éolienne. Le générateur à induction doublement alimenté en cascade est composé de deux machines à induction à rotor bobiné identiques dont les rotors sont couplés mécaniquement et électriquement. Pour une étude comparative, le contrôle indépendant de la puissance active et réactive est assuré dans la première étape par des contrôleurs conventionnels (PI) et dans la deuxième étape par le contrôleur flou. Les performances et la robustesse sont analysées et comparées par une simulation basée sur l'environnement MATLAB/Simulink.

Mots clés : Cascade de deux Machines Asynchrones ; logique floue ; intégrale proportionnelle ; commande vectorielle ; énergie éolienne.

المخلص

تقدم هذه المذكرة التحكم في المتجهات بناءً على المنطق الضبابي للقوة النشطة والمتفاعلة لآلة التعاقب غير المتزامن المدمجة في نظام توربينات الرياح. يتكون المولد الحثي المتعاقب المزدوج من اثنين من آلات لا تزامنية مزدوجة التغذية بدون تلامس مقترنة ميكانيكياً وإلكترونياً. لإجراء دراسة مقارنة، يتم توفير التحكم المستقل للقوة النشطة والمتفاعلة في المرحلة الأولى بواسطة وحدات التحكم التقليدية (PI) وفي المرحلة الثانية بواسطة جهاز التحكم الضبابي. يتم تحليل الأداء والمتانة ومقارنتهما بواسطة محاكاة تستند إلى MATLAB / Simulink.

الكلمات المفتاحية: الآلات لا تزامنية مزدوجة التغذية بدون تلامس انزلاقي ؛ المنطق الضبابي ؛ تكاملي نسبي ؛ التحكم في القوة الموجهة ؛ طاقة الرياح