

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

673



Mémoire de fin d'étude  
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : Sciences et Techniques  
Filière : Génie électrique  
Spécialité : Commande des machines électrique



---

Commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation  
par l'approche  $H_{\infty}$

---

Présenté par : Sekakmia Hadjer

Sous la direction de : Mr. Sedraoui

JUIN 2011

# Remerciements

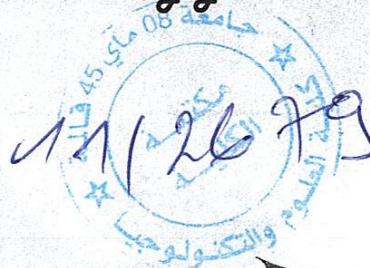
*En premier lieu je tien à remercier Dieu, notre créateur, pour m'avoir donné la force d'accomplir ce travail.*

*Ce travail a été réalisé au département d'électronique et de l'automatique, Centre Universitaire de Guelma, sous la direction de monsieur M. SEDRAOUI MOUSSA, je tien à lui exprimer mes profondes gratitudes pour son soutien constant, ses nombreux conseils qu'il n'a cessé de ne prodiguer, son aide scientifique de grande qualité, ses encouragements et participation au jury de thèse. Puisse ce travail l'exprime mes sincères reconnaissances.*

*Je tien à transmettre mes chaleureux remerciements à tous les enseignants du département électronique et automatique pour leurs conseils scientifiques.*

*Mes remerciements vont également à tout le personnel du centre de calcul et des laboratoires pour leur soutien moral et les conseils qu'ils m'ont donnés.*

*De même, mes remerciements pour les membres du jury, pour l'intérêt qu'ils ont manifesté à ce travail en acceptant de le juger.*



Hadjer

# Notations

## Indice :

$r$  : Grandeur rotorique

$s$  : Grandeur statorique

$d$  : axe d du repère biphasé

$q$  : axe q du repère biphasé

## Grandeurs principales :

$v_{ds}$  : Tension statorique dans l'axe d

$v_{qs}$  : Tension statorique dans l'axe q

$v_{dr}$  : Tension rotorique dans l'axe d

$v_{qr}$  : Tension rotorique dans l'axe q

$i_{ds}$  : Courant statorique instantané dans l'axe d

$i_{qs}$  : Courant statorique instantané dans l'axe q

$i_{dr}$  : Courant rotorique instantané dans l'axe d

$i_{qr}$  : Courant rotorique instantané dans l'axe q

$\omega_s$  : Pulsation statorique

$\omega_r$  : Pulsation rotorique

$\theta$  : Angle électrique

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique

$C_e$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant



## **Paramètres Principaux de la MADA :**

$R_s$  : Résistance statorique

$R_r$  : Résistance rotorique

$L_s$  : Inductance statorique

$L_r$  : Inductance rotorique

$M$  : Inductance mutuelle

$P$  : nombre de paires de pôles

$J$  : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur

$f$  : Coefficient de frottement visqueux

$F$  : fréquence



# Tableaux des matières

Notation

Introduction générale

---

## Chapitre I

### Etat de l'art de commande robuste de la MADA par l'approche $H_\infty$

I.1. Introduction .....	1
I.2. Etat de l'art de la commande robuste .....	2
I.2.1. Période de synthèse classique .....	2
I.2.2. Période des variables d'état (1960 - 1975).....	2
I.2.3. Période du contrôle post moderne (1975 – jusqu'à présent) .....	3
I.3. Etat de l'art sur la machine asynchrone a double alimentée .....	5
I.3.1. Introduction .....	5
I.3.2. Fonctionnement pour application moteur .....	9
I.3.2.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur .....	9
I.3.2.2. Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur .....	10
I.3.2.3. Troisième configuration : MADA en cascade hypo synchrone .....	11
I.3.2.4. Quatrième configuration : MADA alimenté par deux convertisseurs Indépendants .....	12
I.3.3. Fonctionnement en génératrice .....	13
I.3.4. Avantages et inconvénients de la MADA .....	14
I.3.4.1. Avantages de la MADA.....	14
I.3.4.2. Inconvénients de la MADA .....	15
I.1.4. Bref aperçu sur la méthode $H_\infty$ .....	15
I.5. Conclusion .....	16

## Chapitre II

### Modélisation de la MADA

II.1 Introduction .....	17
II.2 Présentation du système et modélisation .....	18
II.3. Modèle de la Machine Asynchrone double alimentation .....	18
II.3.2. Modèle dynamique de la machine .....	19
II.3.2.1. Equations générales de la machine idéalisée .....	20
II.3.2.2. Equation de mouvement .....	23
II.3.2.3. Transformation du système triphasé .....	23
II.3.2.3.1. Transformation de Park .....	25
II.3.2.3.2. Utilisation des différents systèmes d'axes de coordonnées .....	29
II.4. La représentation d'état .....	30
II.5. Modèle de la MADA .....	31
II.5.1. Le stator .....	32
II.5.2. Le rotor .....	32
II.6. conclusion .....	37

## Chapitre III

### Commande robuste de la MADA par l'approche $H_{\infty}$

III.1 commande robuste de la MADA par l'approche $H_{\infty}$ .....	38
III.1.1. Introduction .....	38
III.1.2.1. Incertitude additive .....	38
III.1.2.2. Incertitude multiplicative directe à la sortie .....	38
III.1.2.3. Incertitude multiplicative directe à l'entrée .....	40
III.1.2.4. Incertitude multiplicative inverse à la sortie .....	41
III.1.2.5. Incertitude multiplicative inverse à l'entrée .....	41
III.2. Performance nominale .....	42
III.3 Conditions de robustesse sur la stabilité et sur les performances .....	43
III.3.1. Conditions de robustesse sur la stabilité .....	43
III.3.2. Conditions de robustesse sur les performances .....	44
III.4. Méthode de commande utilisée .....	44
III.4.1. Le problème $H_{\infty}$ standard .....	44

<b>III.4.2. La matrice augmentée <math>P(s)</math>.....</b>	<b>45</b>
<b>III.4.3. Formulation du problème <math>H_\infty</math> .....</b>	<b>47</b>
<b>III.5. Algorithme et organigramme de la méthode <math>H_\infty</math> .....</b>	<b>48</b>
<b>III.5.1.L'algorithme .....</b>	<b>48</b>
<b>III.5.2.L'organigramme .....</b>	<b>49</b>
<b>III.6. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation .....</b>	<b>50</b>
<b>III.6.1. Paramètres utilisés.....</b>	<b>50</b>
<b>III.6.2. Les Résultats fréquentiels .....</b>	<b>50</b>
<b>III.6.3. Les résultats dans le plan temporel .....</b>	<b>53</b>
<b>III.6.4. Interprétation des resultats .....</b>	<b>55</b>
<b>III.7. Conclusion .....</b>	<b>56</b>



## *INTRODUCTION GENERALE*

*L*a commande robuste au sens large du terme est un domaine très vaste et traité

Intensivement dans la littérature. Il consiste à synthétiser un contrôleur permettant d'assurer le bon fonctionnement d'un asservissement, c'est-à-dire de bonnes performances, lorsque le système est soumis à des variations paramétriques, fréquentielles ou à des perturbations extérieures. Le système incertain est constitué, d'une part, de la dynamique nominale et, d'autre part, de transferts distribuant l'incertitude sur l'état ou sur les paramètres du système.

Parmi ces méthodes la méthode  $H_\infty$  vérifie la satisfaction des conditions de robustesse de la stabilité et des performances.

Ce travail est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous rappelons, l'état de l'art de la commande robuste de la MADA par l'approche  $H_\infty$ .

Le deuxième chapitre est consacré la modélisation de la MADA

Le troisième chapitre est consacré la commande robuste de la MADA par l'approche  $H_\infty$ .

Pour finir, il est proposé une conclusion générale où nous allons souligner les résultats principaux de ce travail.

# Chapitre I

Etat de l'art de commande robuste de

## **I.1. Introduction :**

La théorie de la commande robuste des systèmes linéaires a connu un progrès remarquable ces dernières décennies. Ses résultats sont de plus en plus utilisés dans les milieux industriels (aérospatial aéronautique, robotique, chimique, etc.), où elle s'est révélée comme l'outil précieux et inévitable pour l'analyse et la synthèse des systèmes asservis modernes. Cet essor remarquable est le résultat de la conjugaison de deux atouts essentiels :

- Son caractère appliqué et sa convenance aux problèmes pratiques de l'ingénieur automaticien.
- Son apport dans la systématisation de la synthèse des asservissements robustes.

Pour apprécier l'apport de cette théorie, et afin d'évaluer correctement ses impacts, nous avons jugé utile de commencer d'abord par définir le concept de commande robuste et ensuite décrire rapidement l'évolution de cette science.

" Les systèmes de commande disposant d'une grande marge de stabilité, une forte aptitude d'atténuation des perturbations et/ou d'une faible sensibilité aux incertitudes et aux bruits de mesure sont qualifiés de systèmes robustes ou ayant de bonnes propriétés de robustesse"

Bien que le problème du contrôle robuste ou plus précisément la synthèse des systèmes de contrôle insensibles ou quasi-insensibles pour les systèmes incertains, soit classique, le long de ces trente dernières années, beaucoup de nouvelles théories ont été développées depuis pour solutionner ce problème, ou plus particulièrement celui des systèmes multi variables linéaires caractérisés dans le domaine fréquentiel.

Parmi les contributions majeures de la théorie du contrôle robuste moderne nous citons le développement des techniques de synthèse LQG/LTR, les techniques d'optimisation  $H_2$ ,  $H_\infty$ , la  $\mu$ - synthèse. Toutes ces techniques cherchent à assurer une robustesse de stabilité et en performance à ces systèmes. Plus précisément la robustesse, dont il est question, est celle de la commande vis à vis des incertitudes du procédé, qu'elles soient structurées ou non structurées.



## I.2. Etat de l'art de la commande robuste :

### I.2.1. Période de synthèse classique :

Vraisemblablement, la toute première approche entamée pour résoudre le "problème du contrôle robuste" fut celle relatée dans le brevet de **H. S. BLACK** en **1934**. **BLACK** proposa un retour (feedback) et des forts gains de boucles pour la commande des systèmes présentant des incertitudes importantes (amplificateurs à tubes électroniques présentant de grandes variations dans les caractéristiques électroniques du tube à vide).

Pour l'anecdote, *Black* a utilisé le terme *stable* plutôt que *précis*. Il importe donc de ne pas confondre la *stabilité* au sens de Black avec la stabilité dynamique car la plupart des systèmes dont il était question étaient aussi dynamiquement *instables*.

Le théorème de stabilité de *Nyquist* dans le domaine fréquentiel et le concept des grands gains de boucle de *Black* pour les systèmes précis ont constitué la base du contrôle robuste présenté par *Bode* dans son livre publié en **1945**, dans lequel il rajouta la notion de fonction de sensibilité différentielle, comme instrument de mesure analytique pour mesurer l'amélioration de la précision du système, du moins pour les processus à variations suffisamment petites.

L'approche de *Bode*, pour la conception des systèmes robustes a été étendue aux systèmes à variations finies par *Horowitz*.

La période de **1927 à 1960** a été qualifiée par la communauté automatique, par la période de la synthèse classique de la sensibilité. Il faut noter que pendant tout ce temps, l'essentiel des travaux de l'ensemble des chercheurs était orienté vers les problèmes de stabilité, de sensibilité aux bruits des systèmes mono entrée et mono sortie (*SISO : Single Input Single Output*).

### I.2.2. Période des variables d'état (1960 - 1975) :

Le second âge de la théorie des systèmes de contrôle fut la période s'étalant de **1960 à 1975** que nous appelons période des variables d'état. Cette période est connue comme la commande moderne.

Au début des années 60, *R. E. Kalman*, a introduit un bon nombre de solutions au concept des variables d'état à savoir, le commanditaire, l'observabilité, le retour quadratique d'état (LQSF), l'estimation optimale de l'état (filtrage de *Kalman*), etc. La plupart de ces résultats ont été groupés dans le livre d'*Anderson et Moore*, publié en 1971.

Malheureusement, et à quelques exceptions près, le problème d'incertitude de l'objet a été presque totalement ignoré pendant toute cette période. On peut citer parmi ces exceptions, la matrice de comparaison des sensibilités avancée en 1964 par *Cruz et Perkins* pour l'analyse des systèmes multi entrées et multi sorties (*MIMO : Multiple Input Multiple Output*).

Cette matrice de comparaison des sensibilités a fourni un outil analytique pour la comparaison et l'amélioration de la précision de la boucle fermée par rapport à la boucle ouverte. Elle fut la première tentative pour généraliser les résultats de la sensibilité des systèmes *SISO* aux systèmes *MIMO*.

La quasi-totalité des résultats sur la sensibilité développés pendant cette période des variables d'état ont été résumés dans une collection publiée par *Cruz* en 1973.

En 1978, les résultats de cette théorie ont fait l'objet du livre de *P. M. Frank*. D'autres résultats sur la sensibilité ont été rapportés dans le numéro spécial sur la Sensibilité du journal de *l'Institut Franklin* en 1981 (*mars/avril*).

Parmi les problèmes de synthèse de la sensibilité étudiés durant cette période, on peut citer le problème de l'insensibilité des trajectoires, l'insensibilité des performances, la sensibilité des valeurs et vecteurs propres, ... etc.

Le problème de contrôle précis des systèmes incertains a été communément rapporté comme le problème de synthèse de la sensibilité pendant tout ce temps.

### **I.2.3. Période du contrôle post moderne (1975 – jusqu'à présent) :**

La fin des années 70 et le début des années 80 a vu apparaître un regain d'intérêt pour les problèmes d'incertitudes accompagné d'une avalanche de résultats sur l'analyse des systèmes multi variables dans le domaine fréquentiel.



En particulier, le concept de description des systèmes multi variables au moyen d'une Factorisation Matricielle (MFD : Matrice Factorisation Description) a été introduit par *Ioula et al* et *Desnos et al*, respectivement en *1976 et 1981*, comme un outil de synthèse. Parallèlement, le critère de stabilité de *Nyaquisme* a été généralisé aux systèmes multi variables par *Rosenberg* et *Macfarlane et Postlethwaite*. Tandis que *Ioula* a introduit une paramétrisation de tous les contrôleurs stabilisateurs. Ce paramétrisation joue aujourd'hui un rôle clé dans la stabilisation robuste des systèmes multi variables.

Ce confluent d'intérêts aux incertitudes et aux systèmes multi variables nous conduit à cette période, que nous appelons période du contrôle robuste ou commande post moderne (*1975* – jusqu'à présent). L'expression courante «contrôle robuste» est apparue pour la première fois dans le titre de la conférence donnée par *Davisson* en *1973* et dans l'article de *Pearson et Status* en *1974*.

Réellement les premières “graines” de la théorie du contrôle moderne ont été “semées” dans les deux articles écrits au début des années *60*. Le premier rédigé par *Zamet* en *1963* dans lequel il avait introduit le concept «des petits gains » qui joue aujourd'hui un rôle clé dans le critère de la stabilité robuste. L'autre par Kalman en *1964*, dans lequel il avait démontré que le contrôle optimal par retour d'état LQ pour les systèmes SISO présentait de fortes propriétés de robustesse, c'est-à-dire une marge de gain infinie et une marge de phase de  $60^\circ$ . En *1977* *Safanov et Athans* ont démontré que ces marges de gain et de phase généralisées aux systèmes MIMO comme variations de gain et de phase pour chaque entrée. Malheureusement lorsqu'une estimation d'état est utilisée au lieu d'un retour d'état, ces propriétés de robustesse disparaissent. *J.C Doyle et Stein* ont pu démontrer que les propriétés souhaitables du contrôle optimal par retour d'état (LQSF) peuvent être restaurées par une bonne conception d'un filtre de *Kalman* (LQG/LTR).

Dans une de ses monographies publiées en *1980*, *Safanov* a présenté un théorème de stabilité très utile pour l'étude de la robustesse des systèmes multi variables. Ce théorème sur la stabilité était une généralisation de celui de *Zamet*. Cette monographie fut le premier livre sur les systèmes de contrôle comportant le terme *robuste*. C'est dans le numéro spécial de *février 1981* de la revue «IEEE-Trans-on Automatic control» qu'est apparu un bon nombre d'articles sur les systèmes de commande multi variables dans lesquels les auteurs ont tous proposé l'utilisation des valeurs singulières comme outil de synthèse dans le domaine fréquentiel. Fondamentalement, cette notion représente une généralisation de l'approche classique de *Bode* aux systèmes MIMO.



Malheureusement, la « mesure » de la stabilité et des performances à base des valeurs singulières est en général conservative aux perturbations structurées des processus. En 1982 Doyle a introduit pour la première fois le concept *des valeurs singulières structurées (SSV)* pour résoudre cette difficulté. Dans le cas particulier des perturbations non structurées, les valeurs singulières structurées d'une matrice  $M$ , notées  $\mu(M)$  se réduisent aux valeurs singulières notées  $\sigma(M)$ . Cet article de Doyle a été réintroduit dans le numéro spécial « IEE sur la sensibilité et la robustesse » publié en novembre 1982. Ce numéro spécial a regroupé un nombre important d'articles sur le contrôle robuste. Dans les numéros spéciaux IEEE et IEE, les auteurs ont proposé les règles fondamentales de l'analyse du contrôle robuste. Tous ces travaux ont été à la base des méthodes de synthèse des lois de la commande robuste.

La toute première procédure est apparue dans l'article de Zamet et Francis en 1983. Dans ce papier, le problème de synthèse optimale  $\infty H$  pour les systèmes SISO a été résolu. Mais sa généralisation aux systèmes MIMO a été abordée en 1984. Les solutions au problème de stabilisation des systèmes MIMO ont été présentées par plusieurs auteurs (1986) comme Vidyasagar et Kimura et Lover.

### I.3. Etat de l'art sur la machine asynchrone a double alimentée :

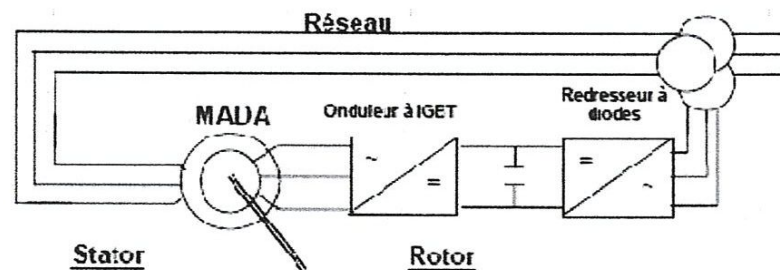
#### I.3.1. Introduction :

Avant d'entamer dans la commande de la machine asynchrone à double alimentée (MADA), un état de l'art des travaux, s'intéressant à cette machine, est Effectue le bilan de cette synthèse bibliographique, dégageant les principaux points qui ont contribué à l'étude de la MADA, permet de situer nos travaux par rapport à ceux déjà existants et de définir les axes de recherche vers lesquels nous avons orienté notre travaux par rapport à ceux déjà existants et de définir les axes de recherche vers lesquels nous avons orienté notre travail.

[1] Dans ce travail, l'auteur la littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime. Ainsi dans cet état de l'art, nous nous intéressons à le trois thèmes différents :

1/ Le premier est l'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie est l'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne : Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.). En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA connaissent un grand essor et un grand nombre de publications accompagnent ce développement.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure 1. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau. Ses différents :



**Figure I.1 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application Génératrice.**

2/ Le second thème, qui fait l'objet de nos travaux, s'intéresse au fonctionnement moteur où la MADA est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor (figure.2). Le nombre d'études traitant de ce type de configuration est inférieur au précédent. Néanmoins les travaux présents dans la littérature montrent les bonnes performances de cette machine dans ce mode de fonctionnement. Ces travaux concernent principalement la stratégie de commande.

3/ Le troisième et dernier thème est dédié à la sûreté de fonctionnement. Cet axe de recherche est très important vu qu'il s'intéresse à la continuité de fonctionnement des systèmes même en présence de défaut. Ce domaine est largement traité en bibliographie par les automaticiens, mais les applications concernant les entraînements électriques à vitesse variable sont peu nombreuses. Celles existantes pour la machine asynchrone à cage s'intéressent essentiellement à la présence de défauts au niveau de l'onduleur de tension ou au niveau des capteurs et au niveau de la structure de la machine.



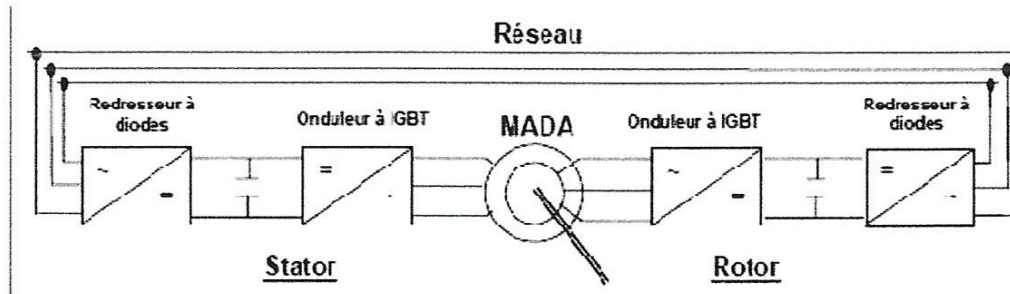


Figure I.2 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application moteur.

Dans la première catégorie, et dans un premier temps la MADA s'est attribué le nom de machine généralisée. Les différentes modélisations se sont basées généralement sur des modèles mathématiques triphasés ou biphasés (sous forme d'équations d'état) en vue d'une représentation vectorielle des différentes grandeurs électriques et mécaniques de la machine. La représentation vectorielle, comme l'affirment certains auteurs, est un outil puissant qui facilite l'évaluation des performances de la machine car il réduit les calculs matriciels et simplifie la résolution des équations électriques et mécaniques. C'est dans ce cadre que les premières modélisations mentionnées dans la bibliographie [Pou- 88] [Mac-91] [Mac-92] ont orienté leurs études. La représentation vectorielle permet d'étudier le fonctionnement en régime permanent de la machine ainsi que sa stabilité autour d'un point de fonctionnement. On s'intéresse notamment aux variations du couple électromagnétique, aux facteurs de puissances du stator et du rotor ainsi qu'aux puissances actives et réactives du stator par rapport aux variations du rapport entre les valeurs efficaces des tensions statorique et rotorique, du déphasage entre ces tensions et du glissement afin de déterminer les limites de fonctionnement de cette machine. Toutes les études confirment que la plage de variation de la vitesse de la MADA est étroitement liée à la puissance du convertisseur lié au rotor.

Dans ce cadre, parmi les travaux les plus significatifs, nous citons les suivants :

**M. Pouloujadoff [Pou-88]** propose une étude mathématique de la MADA. Il se place dans le cadre le plus général possible. La MADA est alimentée par deux sources de tensions triphasées (il ne précise pas la nature des deux sources de tensions : réseau ou convertisseur). Il représente les variables internes de cette dernière sous forme de diagrammes circulaires. Il présente les trajectoires des vecteurs complexes des courants, tensions et flux lors des régimes transitoires.



**M. Machmoum [Mac-92]**, présente un modèle de la MADA avec une alimentation en tension côté rotor par un cycloconvertisseur dans un repère tournant lié au vecteur tension statorique. Une analyse de l'expression analytique du couple en régime permanent permet de constater que le couple dépend de trois paramètres : le glissement, le rapport entre les amplitudes des tensions statoriques et rotoriques et le déphasage entre les deux sources de tensions. Il présente par la suite les résultats obtenus notamment ceux du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction du rapport des tensions, de l'angle de déphasage entre les vecteurs tensions statorique et rotorique. Il tire comme conclusion qu'il est possible d'obtenir un couple élevé avec un bon facteur de puissance. Les points de fonctionnement possibles pour la machine se trouvent pour un déphasage entre les deux sources de tensions variant jusqu'à  $180^\circ$  à cause des limites imposées par les courants de la machine.

Dans [Mac-91], il étudie une MADA où le stator est lié au réseau et le rotor est alimenté par un cycloconvertisseur. Il définit tout d'abord les matrices assurant le passage d'un référentiel triphasé à un référentiel biphasé tournant de Park. Il étudie une représentation vectorielle de la MADA en définissant les déphasages entre la tension statorique et celle rotorique puis entre la tension et le courant de chaque armature. Il présente des résultats de simulation des variations du couple électromagnétique en fonction du glissement, des courants du stator et du rotor en fonction du déphasage entre les tensions statoriques et rotoriques et enfin des facteurs de puissance statorique en fonction du rapport des tensions. Sa principale conclusion est la variation importante des courants du stator et du rotor en fonction du glissement et du déphasage entre les deux tensions d'où la nécessité d'un choix adéquat du rapport entre les valeurs efficaces des tensions du stator et du rotor de la machine.

[2] présente une étude l'intérêt porté à la MADA ne cesse de croître surtout dans le domaine des énergies renouvelables. En effet, dans le domaine éolien, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotor qu'est dimensionné Autier de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi-conducteurs sont faibles, ...etc. Pour de application moteur, la machine asynchrone à cage occupe certes la première place, néanmoins la MADA alimentée par deux convertisseurs présente, notamment pour des applications de grandes puissances, de bonnes performances : fonctionnement en survitesse (jusqu'à deux fois la vitesse nominale) sans démagnétisation, bonnes performances à très basse vitesse pour un fonctionnement sans capteur de vitesse,... etc. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

### I.3.2. Fonctionnement pour application moteur :

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaires et non linéaires avec ou sans capteur de vitesse ou de position.

#### I.3.2.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur :

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur (La figure I.3) présente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

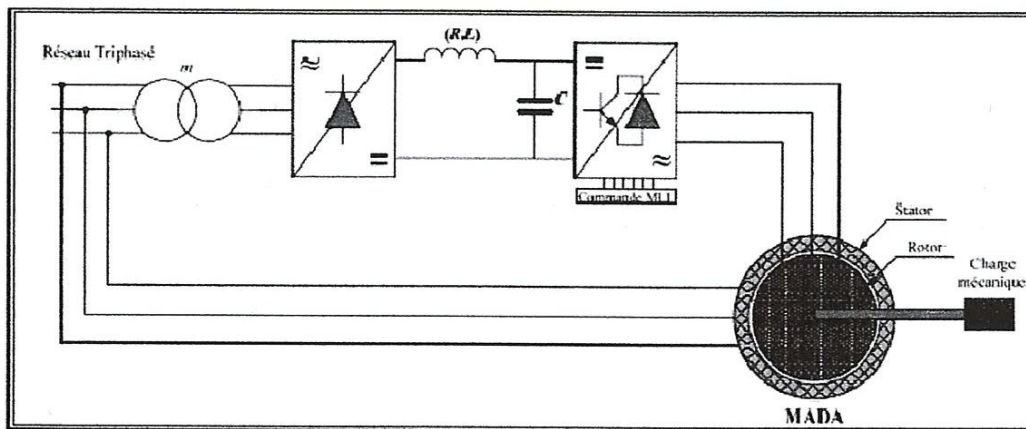


Figure I.3 : Schéma synoptique proposé pour la première configuration.

Dans leurs articles, qui sont d'ailleurs très proches, DIN et WANG, [DIN] [WAN], retiennent la stratégie de contrôle basée sur le champ orienté. Ils introduisent un courant magnétisant proportionnel au flux d'entrefer. Le repère tournant est aligné avec le flux d'entrefer. Les simulations effectuées montrent des fortes oscillations du flux lors de variations de charge. Pour y remédier, les auteurs ajoutent une compensation de l'oscillation du flux basée sur une estimation de ce dernier. Des nouvelles simulations prouvent une nette amélioration de la réponse du flux et du couple aussi.

Afin d'améliorer les performances dynamiques du système, les auteurs définissent une relation liant la dérivée du flux d'entrefer au courant rotorique suivant l'axe  $d$ . Comme la dynamique de ce courant influence la dynamique du flux, c'est là qu'ils centrent leur action afin de compenser les oscillations du flux observées.



**SORAN, [SOR]**, présente une étude théorique et expérimentale de la MADA en régimes statique et dynamique. Le repère du champ tournant est orienté suivant la vectrice tension statorique avec un facteur de puissance unitaire au stator. L'étude consiste à alimenter le rotor par une source de tension maintenant le rapport  $U/f$  constant. En fin de l'étude, l'auteur conclue que ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques. De plus, les limites de stabilité dynamique sont réduites à moitié par rapport aux limites de stabilité statiques.

**MOREL, [MOR] [MOR1] [MOR2]**, assure que le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner la puissance du convertisseur utilisé au rotor à 20% de la puissance mécanique maximale. Il effectue un contrôle du type champ orienté.

Afin d'obtenir un moteur ou un générateur à vitesse variable, il propose de passer par trois étapes : mode I, démarrer le moteur avec les enroulements statoriques en court-circuit ; mode II, connecter le stator au réseau ; mode III, alimenter la MADA à tension et fréquence fixes au stator et par un convertisseur au rotor. Le fonctionnement du système durant les différents modes est démontré avec validation par les résultats expérimentaux : réponse en vitesse, courbes des réponses en courants et tensions rotoriques.

### I.3.2.2. Deuxième configuration : Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur :

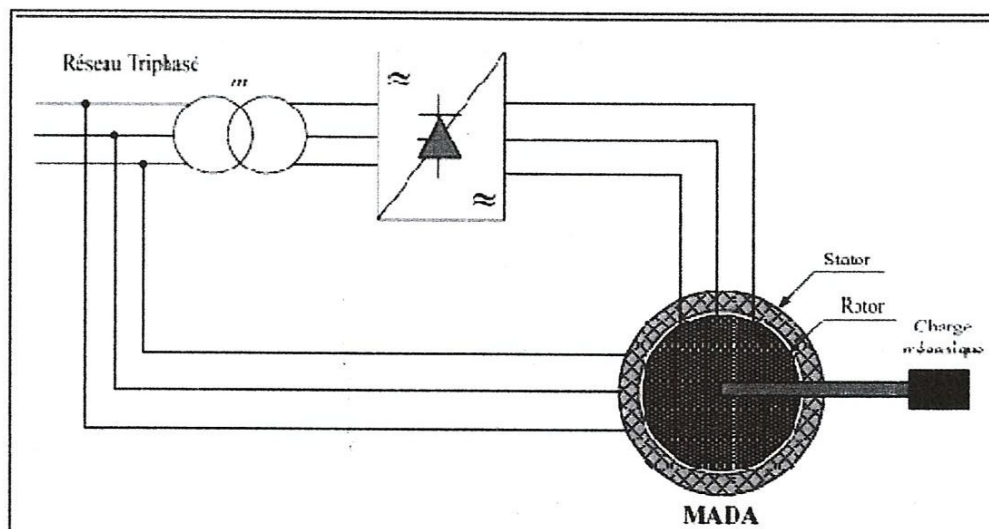


Figure I.4 : Schéma synoptique proposé pour la deuxième configuration

WALCZYNA, [WAL], cherche à rendre le couple dépendant uniquement des courants rotoriques et non de la vitesse. Les variables de contrôle sont le couple et la puissance réactive.

L'auteur s'intéresse aux régimes transitoires. Quelques résultats expérimentaux viennent confirmer les simulations.

Dans une autre étude [WAL1], et afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la machine, l'auteur propose l'analyse de l'influence du couplage dû aux courants de l'axe opposé au sein des termes de compensation relatifs aux équations rotoriques. Il compare enfin ces résultats par rapport aux précédents.

### I.3.2.3. Troisième configuration : MADA en cascade hyposynchrone :

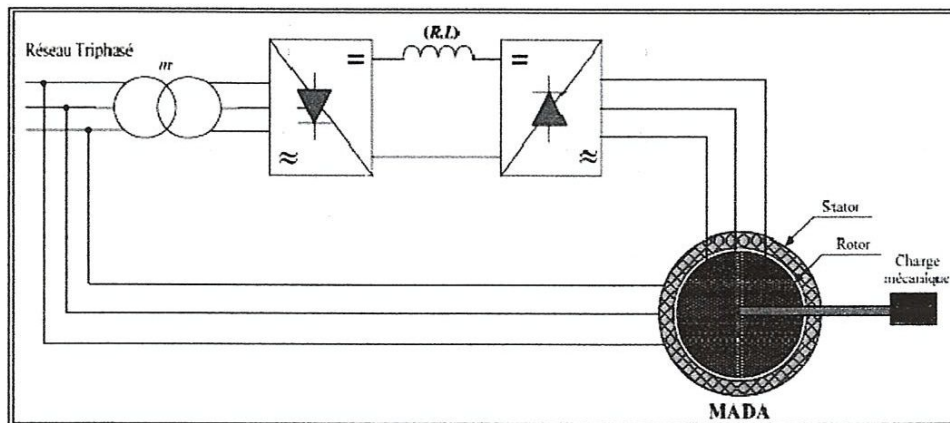


Figure I.5 : Schéma synoptique proposé pour la troisième configuration.

Dans [ASM] [ASM1] [ASM2], ASMAR effectue une étude générale des machines symétriques à double alimentation en régime permanent. Il présente par la suite quelques montages particuliers comme étant des applications de cette étude : cascade hypo synchrone, machine bi synchrone à fréquence variable et association de plusieurs machines en différentiel électrique. Les résultats expérimentaux obtenus mettent en évidence l'intérêt et les diverses possibilités de fonctionnement de la MADA.



Dans [RUP] [RUP1], RUPPER propose une méthode de commande de la machine à rotor bobiné qui consiste à alimenter le rotor en tension. L'orientation de la tension et du courant rotoriques est obtenue par un convertisseur de type cascade et un régulateur *PI*. Les simulations montrent que les meilleures performances sont obtenues lorsque le courant est en retard par rapport à la tension.

#### I.3.2.4. Quatrième configuration : MADA alimenté par deux convertisseurs

##### Indépendants :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux cycloconvertisseurs comme le montre la figure I.6
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun comme représenté à la figure I.6

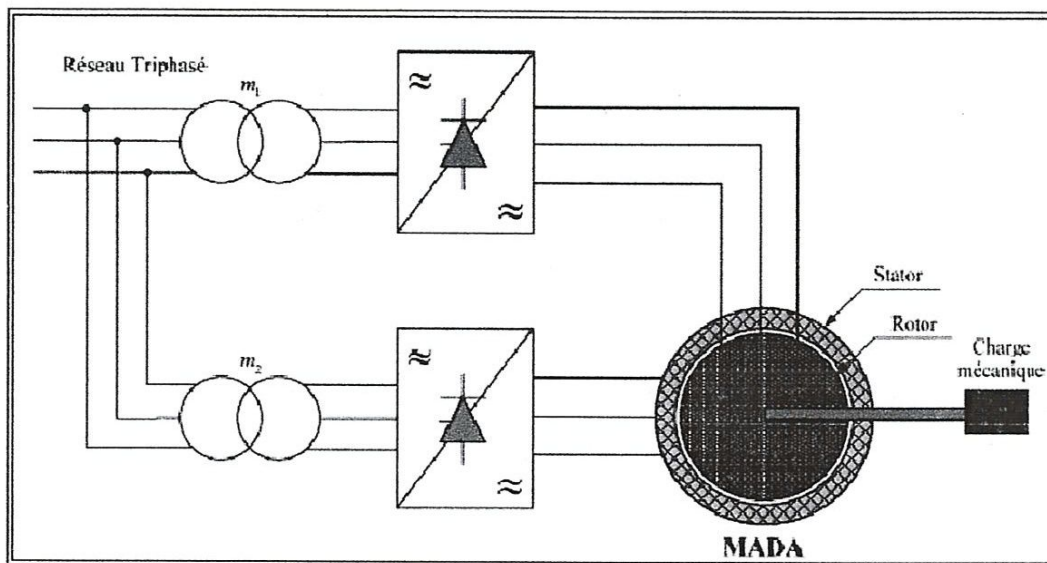


Figure I.6 : Schéma synoptique pour l'alimentation par deux cycloconvertisseurs.

**BROWN** dans [BRO] [BRO1] étudie une MADA alimentée par deux cycloconvertisseurs (Figure I.4). Il présente un fonctionnement dans les quatre quadrants en précisant le fonctionnement hypo et hyper synchrone. Il adopte le contrôle vectoriel pour la commande. Ses objectifs consistent à minimiser les harmoniques du couple en agissant sur la fréquence du stator et à assurer un synchronisme des champs tournants en contrôlant les phases des tensions statorique et rotorique.

MASMOUDI, [MAS], considère une MADA avec deux alimentations variables et indépendantes : l'une au stator, l'autre au rotor. Il centre son intérêt aux échanges énergétiques entre les enroulements rotoriques et statoriques dans l'entrefer. Il en fait un bilan pour les fonctionnements en moteur, en générateur ou en frein. Il propose enfin une étude de la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique en fonction des variations des paramètres électriques.

### I.3.3. Fonctionnement en génératrice :

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

- Modélisation, zones limites de fonctionnement et stabilité de la MADA.
- Qualité de l'énergie fournie et qualité des courants et tensions notamment en présence des défauts au niveau du réseau.
- Stratégies de commande de la MADA avec ou sans capteur de vitesse et de position.
- Dimensionnement du convertisseur au rotor.
- Un stator relié au réseau ou sur charge indépendante. directement au réseau. Le schéma de principe pour une telle application est donné par la figure I.7.

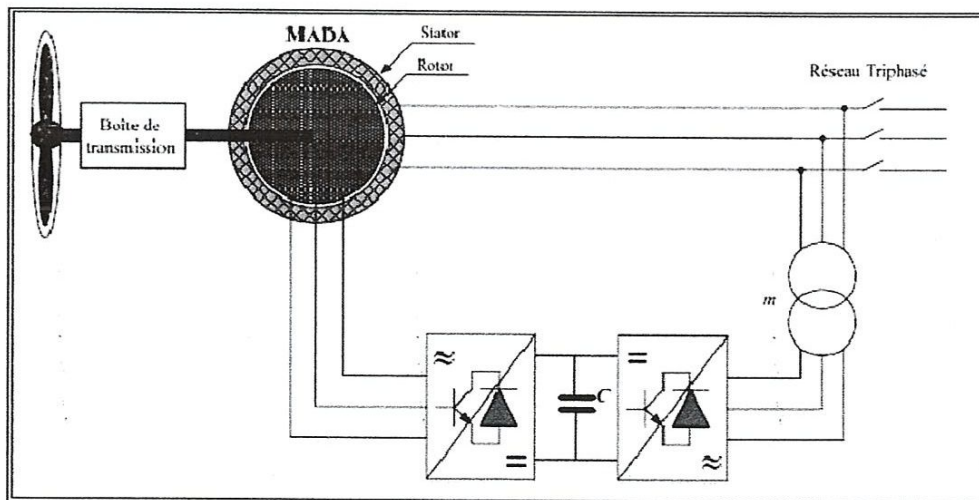


Figure I.7 : Schéma synoptique pour un fonctionnement en génératrice de la MADA.

Parmi les premiers à s'intéresser à la MADA en génératrice, nous citons HOLMES qui étudie dans [HOL] une machine à deux enroulements rotoriques alimentés par un cycloconvertisseur. Cette machine fonctionne en génératrice entraînée par une éolienne. Les résultats obtenus sont satisfaisants lorsque le couple est proportionnel au carré de la vitesse.

Dans l'ensemble de ses études, [IOA] [IOA1] [IOA2] [IOA3] [IOA4] [IOA5],

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

GHEYSSENS, [GHE], compare l'influence d'une alimentation en tension ou en courant sur le comportement de la machine. Les enroulements rotoriques sont reliés à un cycloconvertisseur. Il introduit la notion de trois couples différents : un asynchrone statorique, un asynchrone rotorique et un dernier issu de l'interaction de la source de tension au stator et le courant ou la tension au rotor. Une série de résultats expérimentaux faits sur une machine de 4.5 kW complète l'étude.

### **I.3.4. Avantages et inconvénients de la MADA**

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

#### **I.3.4.1. Avantages de la MADA**

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.



Une loi de répartition des fréquences est donnée dans [GHO] et [RAM2]. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine.

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. Le lecteur pourra se référer à [RAM2] pour des amples informations.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.
- La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

#### **I.3.4.2. Inconvénients de la MADA**

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

#### **1.4. Bref aperçu sur la méthode $H^\infty$ :**

Le but de la méthode est de trouver un contrôleur robuste qui minimise la norme  $H_\infty$  de la matrice de transfert en boucle fermée du système augmenté par les spécifications sur la stabilité et les performances.



**I.5. Conclusion :**

Au cours de notre prospection bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la MADA.

. Une commande linéaire sera présentée au début puis nous nous penchons sur l'étude de plusieurs commandes robustes, par l'approche  $H^\infty$ , de cette machine. Une étude comparative nous permet de tirer des conclusions sur la robustesse, en stabilité et en performance, de ces méthodes de correction

# Chapitre II

## Modélisation de la MADA

## II.1 Introduction :

De toute la production d'énergie renouvelable de l'électricité systèmes, les systèmes de turbine de vent sont les plus utilisés spécialement la machine asynchrone doublement alimentation en fonction systèmes, le contrôle de ces systèmes est particulièrement difficile parce que toutes les incertitudes introduites ces comme: les variations de la vitesse du vent, l'énergie électrique variation de consommation, les paramètres du système variations, dans le présent document, nous nous concentrons sur la commande robuste méthode de( $H_{\infty}$  conception de commande) de la machine asynchrone a double alimentation qui est le plus utilisé dans le éolienne simplicité grâce à son faible coût, de construction et l'entretien .

Il présente le système éolien équipé avec la machine asynchrone à double alimentation, est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'outil numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable.

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier,

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé de la MADA et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, un modèle qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état.



## II.2 Présentation du système et modélisation :

La figure suivante représente le système d'éoliennes. Le système d'utilisation de l'énergie éolienne pour faire glisser la machine asynchrone à double alimentation qui agit comme un générateur, la puissance de sortie produite doivent avoir la même qualité quand il entre dans le réseau électrique, à savoir: 220 volts amplitude et de fréquence de 60 Hz.

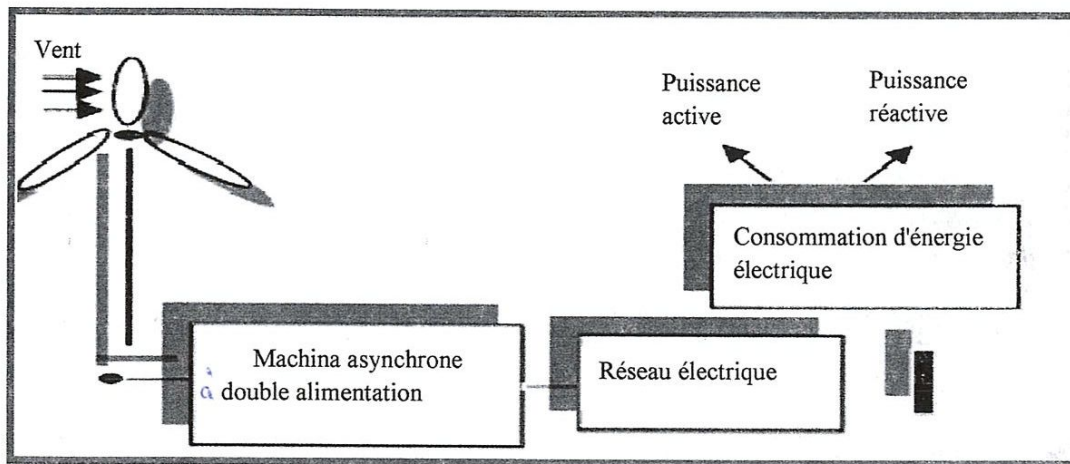


Figure II.1: Le système d'éolienne.

## II.3. Modèle de la Machine Asynchrone double alimentation:

### II.3.1. Hypothèses de simplification :

Pour simplifier l'étude de la machine asynchrone idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.
- Les forces magnétomotrices créent par chaque phase du stator ou rotor ont une répartition sinusoïdale.
- L'effet de la variation de la température sur les résistances statorique et rotorique est négligeable.

- On néglige l'effet de peau.
- L'entrefer est constant.
- Le circuit magnétique non saturé et perméabilité constant.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.

### II.3.2. Modèle dynamique de la machine :

La machine asynchrone peut être représentée par la figure fig. II.1. Le stator est formé de trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré.

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, mais, elles sont en court-circuit.

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques sont notées, respectivement, (A, B, C) et (a, b, c). L'angle  $\theta$  est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.

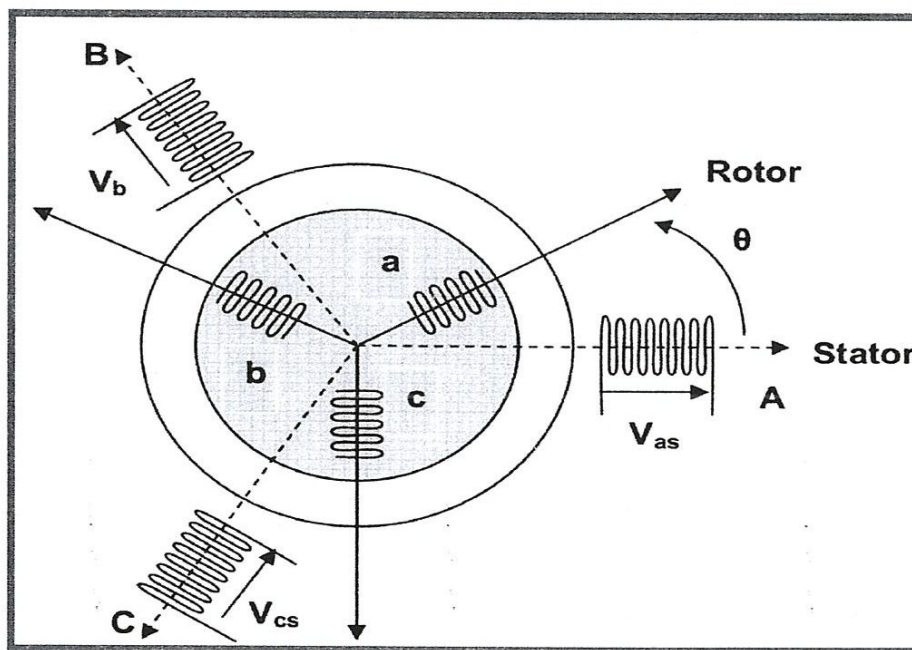


Figure II.2: Représentation d'une MADA triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.

### II.3.2.1. Equations générales de la machine idéalisée :

Avec les hypothèses avancées, les équations de tensions des trois phases statoriques et celles rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} v_A &= R_s i_A + \frac{d}{dt} \Psi_A \\ v_B &= R_s i_B + \frac{d}{dt} \Psi_B \\ v_C &= R_s i_C + \frac{d}{dt} \Psi_C \end{aligned} \Rightarrow [v_{ABC}] = [R_s][i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{aligned} v_a &= R_r i_a + \frac{d}{dt} \Psi_a \\ v_b &= R_r i_b + \frac{d}{dt} \Psi_b \\ v_c &= R_r i_c + \frac{d}{dt} \Psi_c \end{aligned} \Rightarrow [v_{abc}] = [R_r][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (\text{II.2})$$

En désignant par :

- $[v_{ABC}] = [v_A \ v_B \ v_C]^t$  Tels que :  $v_A, v_B, v_C$  : tensions appliquées au stator
- $[v_{abc}] = [v_a \ v_b \ v_c]^t$  Tels que :  $v_a, v_b, v_c$  : tensions rotoriques
- $[i_{ABC}] = [i_A \ i_B \ i_C]^t$  Tels que :  $i_A, i_B, i_C$  : courant statoriques
- $[i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$  Tels que :  $i_a, i_b, i_c$  : courant rotoriques
- $[\Psi_{ABC}] = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^t$  Tels que :  $\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C$  : flux totaux statoriques
- $[\Psi_{abc}] = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^t$  Tels que :  $\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$  : flux totaux rotoriques
- $[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$  Tels que :  $R_s = R_A = R_B = R_C$  : Résistance d'un enroulement statoriques
- $[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$  Tels que :  $R_r = R_a = R_b = R_c$  : Résistance d'un enroulement .



Les matrices de tensions, de courants et du flux sont données :

[VS] Pour évaluer les flux, on remarque que l'entrefer étant constant, la machine ayant ses deux armatures triphasées et symétrique, les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une même armature sont constantes et égales :

- $L_A = L_B = L_C = L_s$
- $M_{AB} = M_{AC} = M_{CB} = M_{BA} = M_{CA} = M_{BC} = M_s$
- $L_a = L_b = L_c = L_r$
- $M_{ab} = M_{ac} = M_{cb} = M_{ba} = M_{ca} = M_{bc} = M_r$

Si  $\theta$  est l'écart angulaire, compté dans le sens de rotation, entre les phases d'indice A et a du stator et du rotor, en supposant pour simplifier la machine bipolaire, l'écart angulaire entre la phase du rang j du stator et celle du rang k du rotor est :  $\theta + (k - 1) \frac{2\pi}{3} - (j - 1) \frac{2\pi}{3}$  avec :

- $j = 1, 2 \text{ ou } 3$  suivant qu'il s'agit de A, B ou C
- $k = 1, 2 \text{ ou } 3$  suivant qu'il s'agit de a, b ou c

En désignant par  $M_{sr}$  la mutuelle inductance entre ces phases et par M sa valeur l'orque leurs axes coïncident, on a donc :

$$M_{sr} = M \cos \left[ \theta + (k - 1) \frac{2\pi}{3} - (j - 1) \frac{2\pi}{3} \right]$$

D'où :

$$\begin{array}{lll}
 M_{Aa} = M \cos \theta & M_{Ab} = M \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & M_{Ac} = M \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 M_{Ba} = M \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{Bb} = M \cos \theta & M_{Bc} = M \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\
 M_{Ca} = M \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & M_{Cb} = M \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & M_{Cc} = M \cos \theta
 \end{array}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les expressions des flux totaux :

$$\begin{aligned} \Psi_A &= L_s i_A + M_s i_B + M_s i_C + M_{Aa} i_a + M_{Aa} i_b + M_{Ac} i_c \\ \Psi_B &= M_s i_A + L_s i_B + M_s i_C + M_{Ba} i_a + M_{Ba} i_b + M_{Bc} i_c \\ \Psi_C &= M_s i_A + M_s i_B + L_s i_C + M_{Ca} i_a + M_{Ca} i_b + M_{Cc} i_c \end{aligned}$$

$$[\Psi_{ABC}] = [L_{ss}][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{aligned} \Psi_a &= M_{aA} i_A + M_{aB} i_B + M_{aC} i_C + L_r i_a + M_r i_b + M_r i_c \\ \Psi_b &= M_{bA} i_A + M_{bB} i_B + M_{bC} i_C + M_r i_a + L_r i_b + M_r i_c \\ \Psi_c &= M_{cA} i_A + M_{cB} i_B + M_{cC} i_C + M_r i_a + M_r i_b + L_r i_c \end{aligned}$$

$$[\Psi_{abc}] = [M_{rs}][i_{ABC}] + [L_{rr}][i_{abc}] \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Avec : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}, \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Ainsi le système tension, flux sera :

$$[v_{ABC}] = [R_s][i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \quad (\text{II.5})$$

$$[v_{abc}] = [R_r][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (\text{II.6})$$

$$[\Psi_{ABC}] = [L_{ss}][i_{ABC}] + [M_{sr}][i_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

$$[\Psi_{abc}] = [M_{rs}][i_{ABC}] + [L_{rr}][i_{abc}] \quad (\text{II.8})$$

**II.3.2.2. Equation de mouvement :**

L'équation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\Psi_{ds} I_{qr} - \Psi_{qs} I_{dr}) \quad (\text{II. 9})$$

L'équation mécanique :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (\text{II. 10})$$

**II.3.2.3. Transformation du système triphasé :**

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement.

**II.3.2.3.1. Transformation de Park :**

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile dq. Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par  $\theta_s$  (resp. par  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques) (figure 3), ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta + \theta_r = \theta_s$$



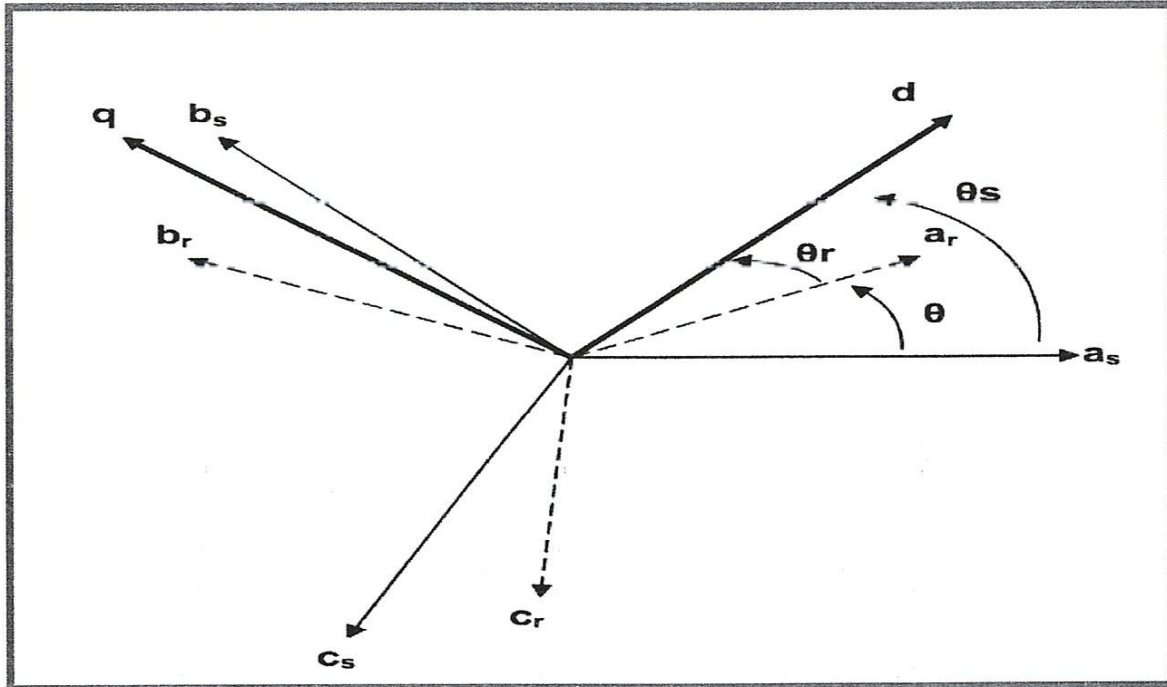


Figure II.2 : Représentation des axes de la machine.

Les amplitudes directe (\$d\$) et en quadrature (\$q\$) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit:

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

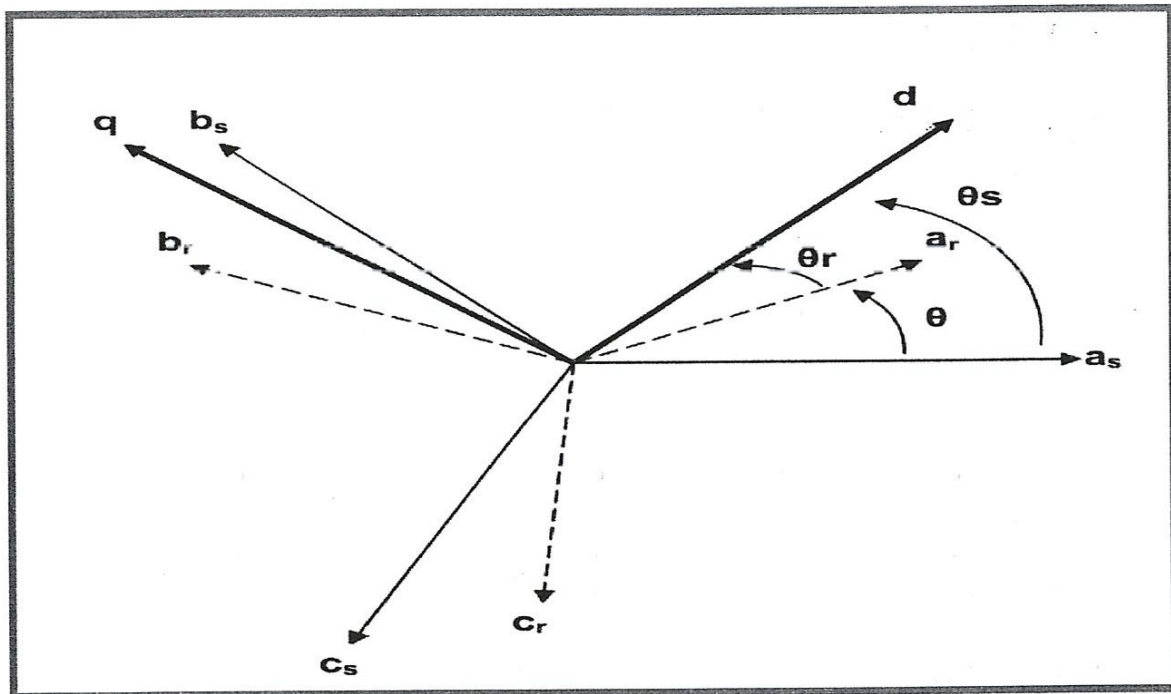


Figure II.2 : Représentation des axes de la machine.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

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

- Tension :

$$[v_{sdq}] = P(\theta_S)[v_{s,abc}]$$

$$[v_{rdq}] = P(\theta_S - \theta)[v_{r,ABC}]$$

- Courant :

$$[i_{sdq}] = P(\theta_S)[i_{s,abc}]$$

$$[i_{rdq}] = P(\theta_S - \theta)[i_{r,ABC}]$$

- Flux :

$$[\Psi_{sdq}] = P(\theta_S)[\Psi_{s,abc}]$$

$$[\Psi_{rdq}] = P(\theta_S - \theta)[\Psi_{r,ABC}]$$

### II.3.2.3.2. Utilisation des différents systèmes d'axes de coordonnées :

A/ système immobile par rapport aux stator ( $\alpha, \beta$ ) :  $\omega_s = 0$

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Psi_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{II. 11})$$

$$\begin{aligned} v_{r\alpha} &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} + \omega_m \Psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} &= R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} - \omega_m \Psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (\text{II. 12})$$



Pour l'alimentation :

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= v_{ms} \cos(\omega_s t + \alpha - \theta_{s0}) \\ v_{s\beta} &= v_{ms} \sin(\omega_s t + \alpha - \theta_{s0}) \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} v_{r\alpha} &= v_{mr} \cos[(\omega_r + \omega_m)t + \alpha - \theta_{r0}] \\ v_{r\beta} &= v_{mr} \sin[(\omega_r + \omega_m)t + \alpha - \theta_{r0}] \end{aligned}$$

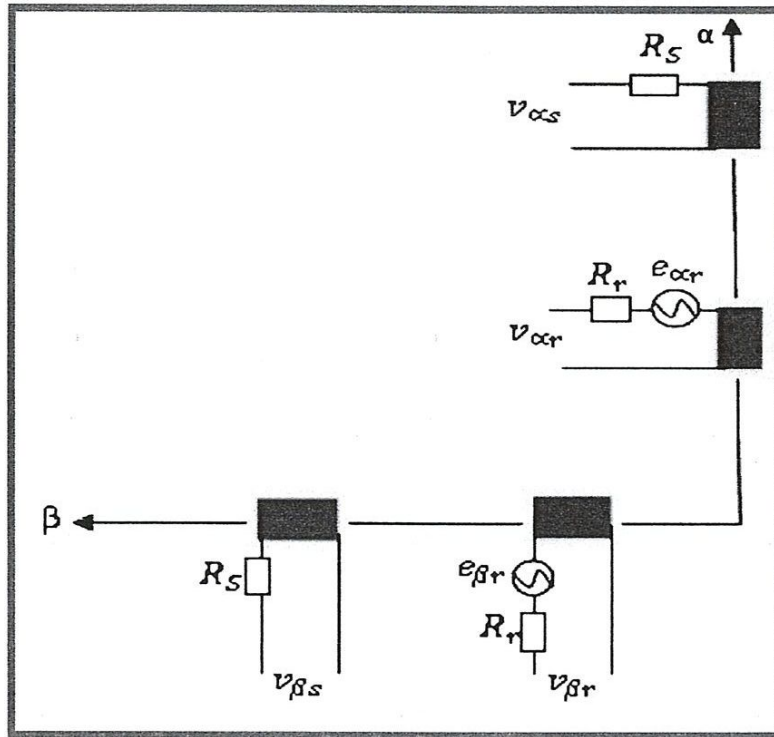


Figure II.3 : système immobile par rapport aux stator ( $\alpha, \beta$ )

B/ système immobile par rapport au rotor ( $d, q$ ) :  $\omega_a = \omega_m$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_m \Psi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} - \omega_m \Psi_{ds} \end{aligned} \quad (II.13)$$

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} \end{aligned} \quad (II.14)$$

Pour l'alimentation :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_{ms} \cos[(\omega_s - \omega_m)t + \alpha - \theta_{s0}] \\ v_{qs} &= v_{ms} \sin[(\omega_s - \omega_m)t + \alpha - \theta_{s0}] \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} v_{dr} &= v_{mr} \cos(\omega_r t + \alpha - \theta_{r0}) \\ v_{qr} &= v_{mr} \sin(\omega_r t + \alpha - \theta_{r0}) \end{aligned}$$

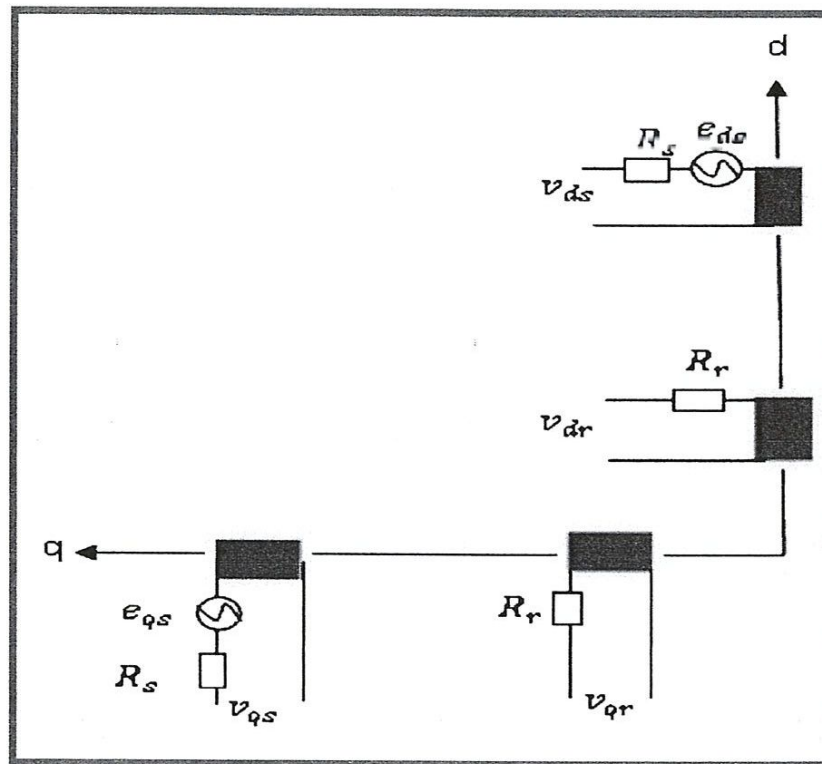


Figure II.4 : système immobile par rapport au rotor (d,q)

C/ système lié au champ tournant (x,y) :  $\omega_a = \omega_s$

$$\begin{aligned} v_{xs} &= R_s i_{xs} + \frac{d}{dt} \Psi_{xs} - \omega_m \Psi_{ys} \\ v_{ys} &= R_s i_{ys} + \frac{d}{dt} \Psi_{ys} - \omega_m \Psi_{xs} \end{aligned} \quad (II.15)$$

$$\begin{aligned}
 v_{xr} &= R_r i_{xr} + \frac{d}{dt} \Psi_{xr} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{yr} \\
 v_{yr} &= R_r i_{yr} + \frac{d}{dt} \Psi_{yr} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{ys}
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

L'alimentation :

$$\begin{aligned}
 v_{xs} &= v_{ms} \cos(\alpha - \theta_{s0}) & \Rightarrow & & v_{xr} &= v_{mr} \cos[(\omega_r + \omega_m - \omega_s)t + \alpha - \theta_{r0}] \\
 v_{ys} &= v_{ms} \sin(\alpha - \theta_{s0}) & & & v_{yr} &= v_{mr} \sin[(\omega_r + \omega_m - \omega_s)t + \alpha - \theta_{r0}]
 \end{aligned}$$

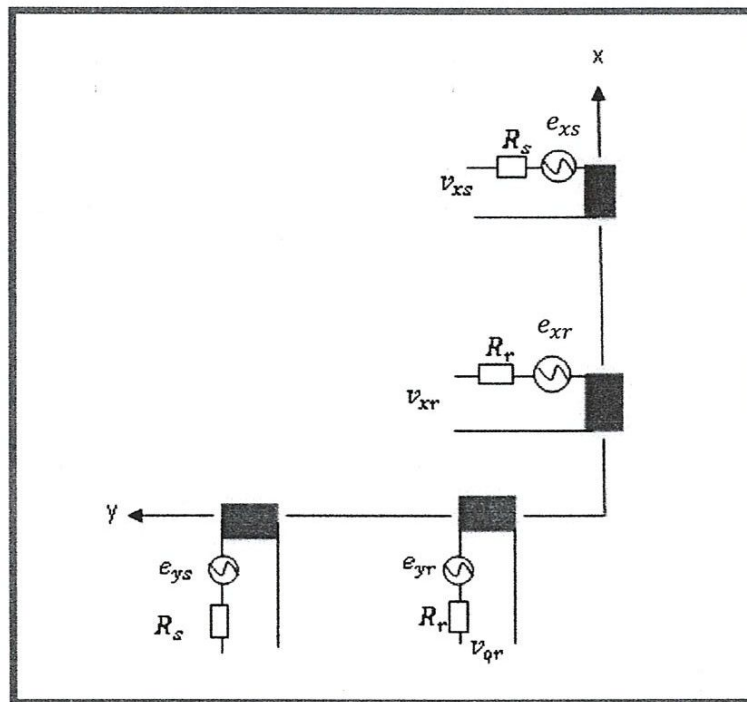


Figure II.6. système lié au champ tournant (x,y)



#### II.4. La représentation d'état :

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation a la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = (A)(X) + (B)(U) \\ Y = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

- (X): vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.
- (U): vecteur d'entrée ou de commande.
- (Y): vecteur de sortie.
- (A): matrice d'état dite également matrice d'évolution.
- (B): matrice d'entrée.
- (C): matrice de sortie.
- (D): matrice de transmission ou de transfert directe.

Le choix du vecteur X se fait de plusieurs façons. Dans notre cas. On choisit :

$X = (\Psi_{ds}, \Psi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega_r)^t$  les grandeurs  $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  comme variable de commande

$U = (v_{dr}, v_{qr}, i_{ds}, i_{qs})$

$Y = (v_{ds}, v_{qs})$

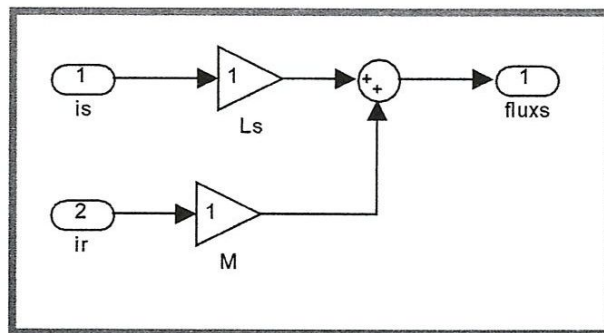


Figure : II.9.Schéma bloc du flux statorique.

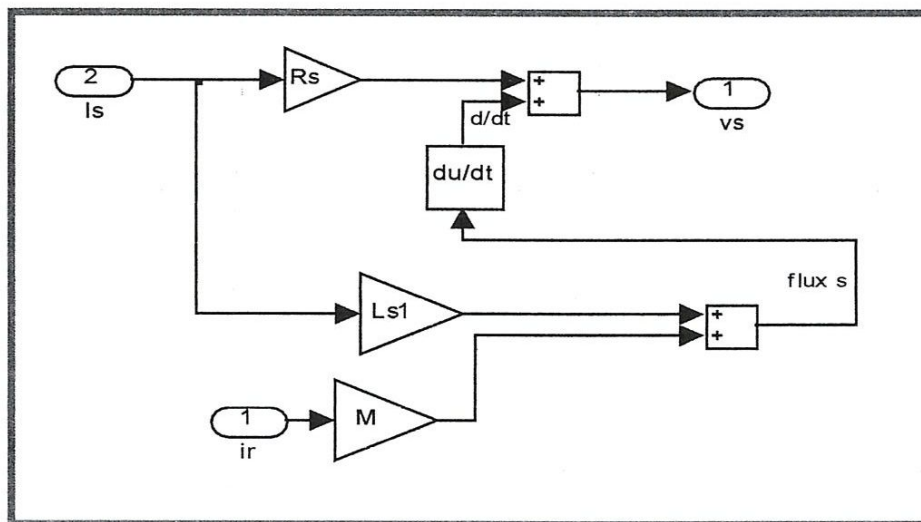


Figure : II.10 association du flux et tension statorique

II.5.2. Le rotor:

➤ Schéma bloc du flux rotorique :

D'après l'équation de tension rotorique (II.12) on trouve :

$$\frac{d}{dt} \Psi_{r\alpha} = v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha} - \omega_r \Psi_{r\beta}$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{r\beta} = v_{r\beta} + R_r i_{r\beta} + \omega_r \Psi_{r\alpha}$$

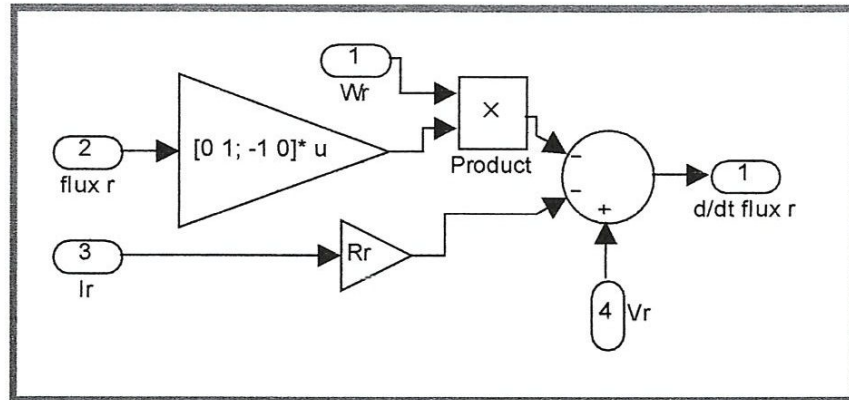


Figure : II.11 Schéma bloc du flux rotorique.

➤ Les équations du flux :

Les équations du flux rotorique (II.4) nous donnent les équations du courant rotorique :

$$i_{r\alpha} = \frac{1}{L_r} \Psi_{r\alpha} - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha}$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{L_r} \Psi_{r\beta} - \frac{M}{L_r} i_{s\beta}$$

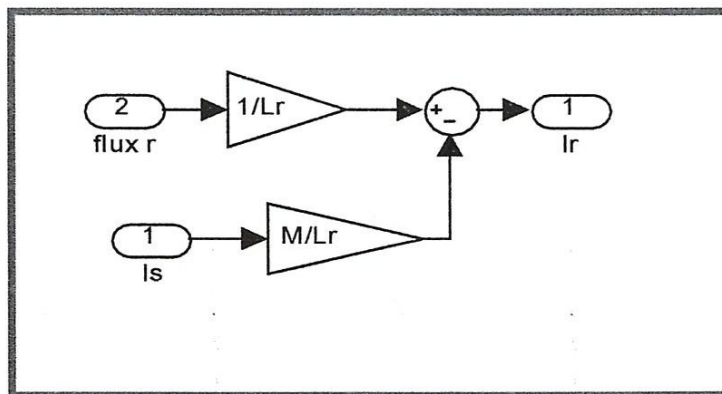


Figure : II.12 Schéma bloc du courant rotorique.



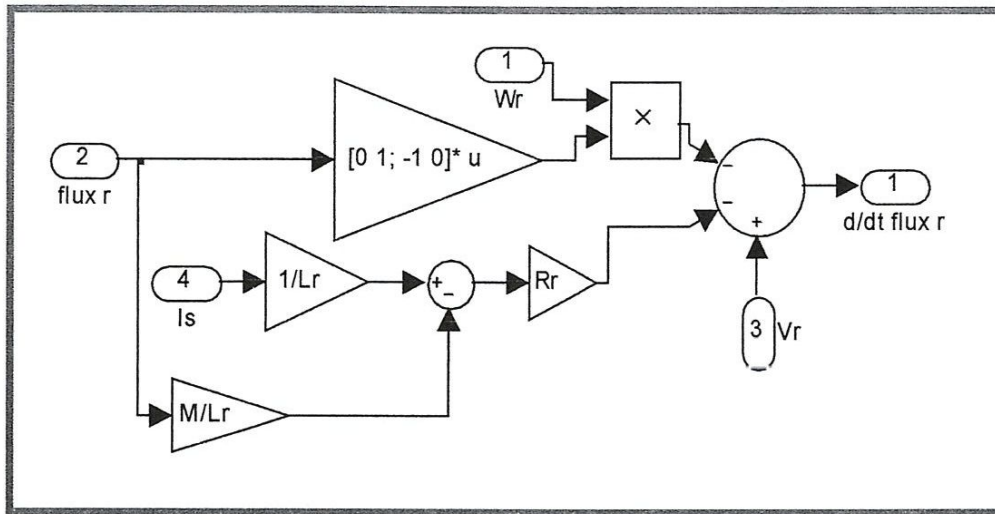


Figure : II.13 association de Flux r et Ir.

➤ Equation du couple :

D'après l'équation du couple (II.9) on trouve :

$$C_e = \frac{3}{2} P \cdot (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

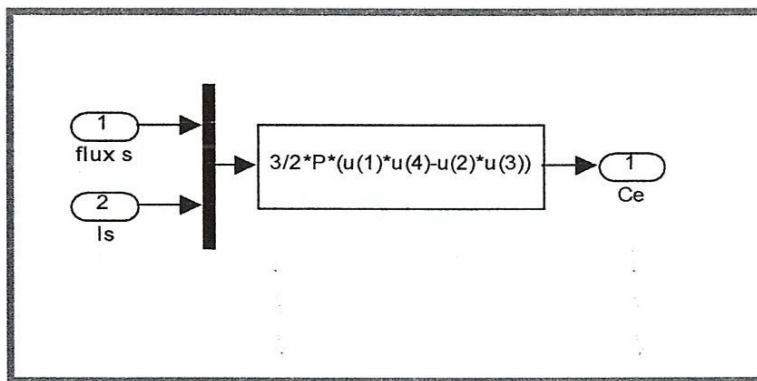


Figure : II.14 Schéma bloc du couple.

➤ Schéma bloc de la pulsation :

L'équation (II. 10) on donne :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - f\Omega$$

En applique la transformation de laplace

$$Js\Omega = C_e - C_r - f\Omega \quad \Leftrightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{sJ + f}$$

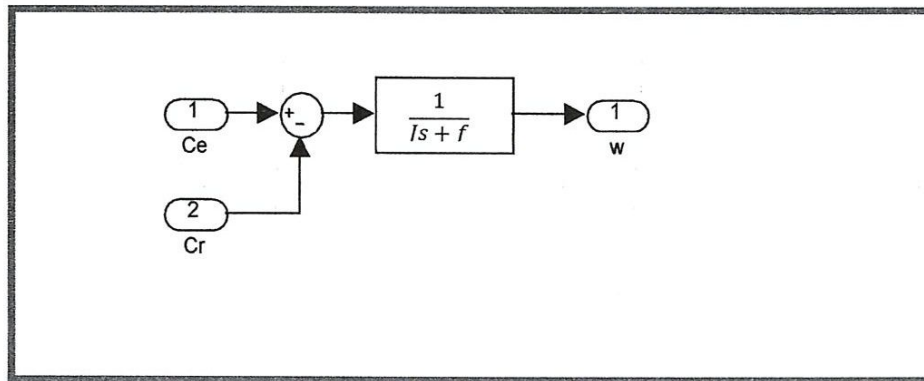


Figure : II.15 Schéma bloc de la pulsation.

➤ Schéma bloc de la vitesse :

$$\omega_r = P * \Omega$$

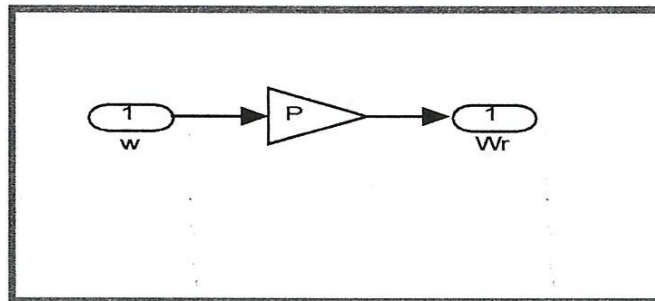


Figure : II.16 Schéma bloc de la vitesse.





**II.6.conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons étudié la machine asynchrone double alimentation triphasée. Dans un premier lieu, on a fait sa modélisation, et cela à partir des équations de la machine généralisée, et par la suite sa simulation, en utilisant le logiciel " **MATLAB**".

## Chapitre III

Commande robuste de la MADA par l'approche  $H_\infty$

### III.1 commande robuste de la MADA par l'approche $H_\infty$ :

#### III.1.1. Introduction :

La robustesse des systèmes asservis est une notion importante en automatique. Les applications industrielles sont soumises à des perturbations externes et aux bruits de mesure, à ceux-ci vient s'ajouter le fait que la notion de la fonction de transfert n'est qu'un modèle mathématique décrivant le système à étudier, ce modèle n'est pas toujours fidèle au système à cause, au moins, des incertitudes paramétriques et des dynamiques négligées.

Dans l'approche  $H_\infty$ , l'automaticien introduit un modèle représentant les incertitudes, structurées ou non sous forme additive ou multiplicative.

#### III.1.2. Modèle des incertitudes :

Dans le cadre de la commande robuste, il est nécessaire de préciser l'ensemble des modèles possibles représentant le système à commander. Un tel ensemble est défini par un modèle nominal et un domaine d'incertitude.

Les incertitudes du modèle décrivent les incohérences entre le modèle et le régime réel, il y a trois raisons pour leurs existences :

- Une connaissance incomplète du système.
- Le système original est parfaitement connu, mais le modèle est réduit pour simplifier les calculs, ou pour contourner les difficultés imposées par la complexité du modèle complet... etc.
- Les incertitudes sont causées par une structure inadéquate du modèle, par exemple la représentation d'un modèle non linéaire par un modèle linéaire.

Les incertitudes sont représentées souvent de deux façons : additive ou multiplicative (à l'entrée ou à la sortie), selon la dynamique du système.

##### III.1.2.1. Incertitude additive :

On note la signification de caractères symboliques utilisés :  $r$  est la consigne,  $\varepsilon$  est l'erreur entre la consigne et la sortie  $y$ ,  $G_N$  est le système nominal,  $G_p(s)$  est le procédé perturbé,  $K(s)$  le contrôleur.



Dans ce cas le système perturbé est obtenu à partir de celui du régime nominal par :

$$G_P(s) = G_N(s) + Dm(s) \tag{III.1}$$

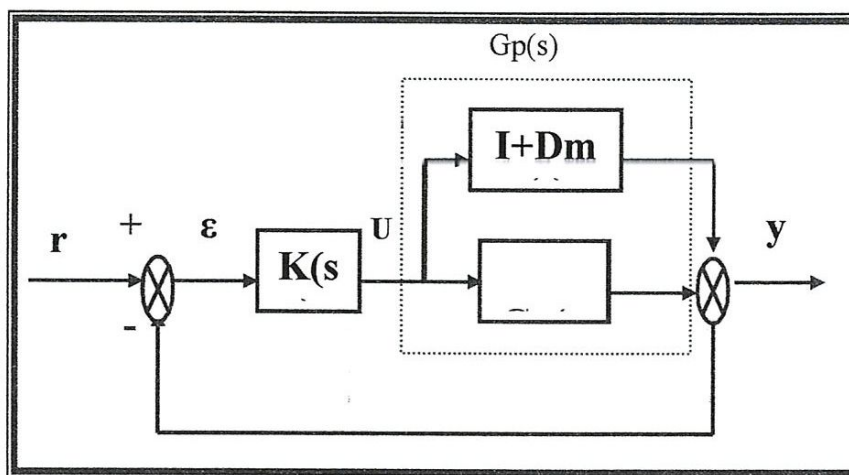


Figure III.1: Représentation schématique des incertitudes additives.

$Dm(s)$  : Perturbation additive.

La formule de la perturbation additive est donnée par :

$$Dm(s) = G_P(s) - G_N(s) \tag{III.2}$$

III.1.2.2. Incertitude multiplicative directe à la sortie :

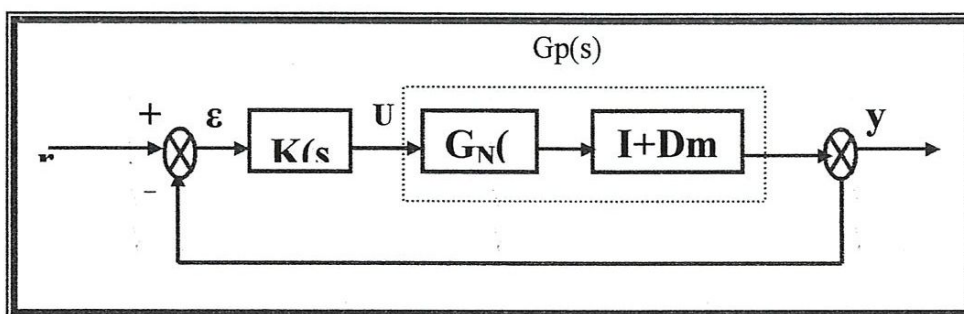


Figure III.2: Représentation schématique des incertitudes multiplicative à la sortie.

$Dm(s)$  : Perturbation multiplicative directe à la sortie.

A partir de ce schéma bloc, on peut tirer les formules des modèles perturbés et de la perturbation multiplicative directe à la sortie :

$$G_P(s) = [I + Dm(s)]G_N(s) \quad (\text{III.3})$$

La formule de la perturbation multiplicative directe à la sortie :

$$Dm(s) = [G_P(s) - G_N(s)]G_N(s)^{-1} \quad (\text{III.4})$$

### III.1.2.3. Incertitude multiplicative directe à l'entrée :

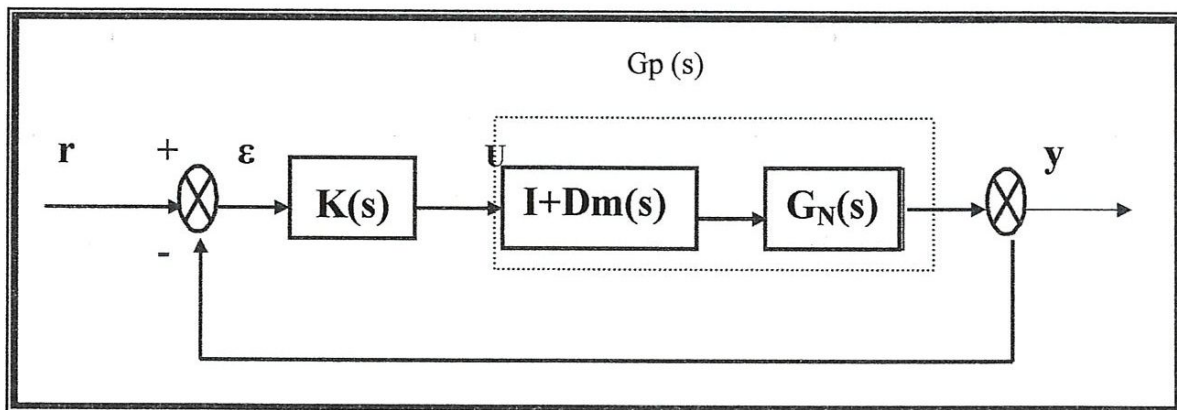


Figure III.3: Représentation schématique des incertitudes multiplicative à l'entrée.

$Dm(s)$  : Perturbation multiplicative directe à l'entrée.

Les formules des modèles perturbés et de la perturbation multiplicative directe à l'entrée sont :

$$G_P(s) = G_N(s)[I + Dm(s)] \quad (\text{III.5})$$

$$Dm(s) = G_N(s)^{-1}[G_P(s) - G_N(s)] \quad (\text{III.6})$$

III.1.2.4. Incertitude multiplicative inverse à la sortie :

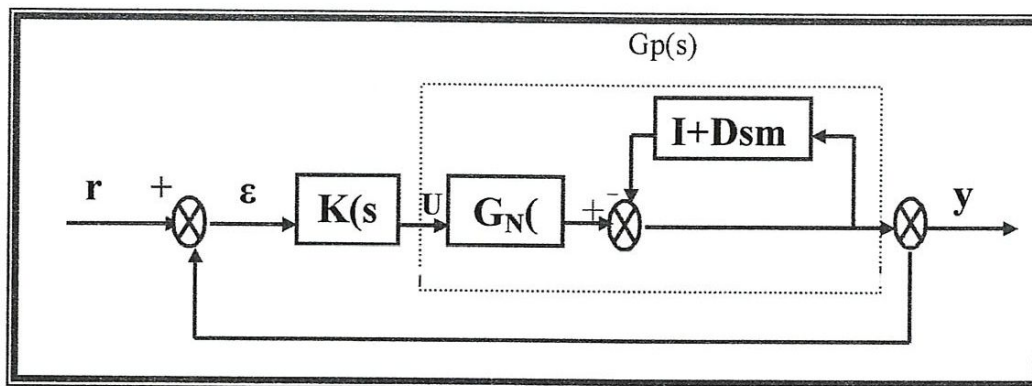


Figure III.4: Représentation schématique des incertitudes multiplicative inverse à la sortie.

Dans ce cas, le système perturbé est donné par la relation suivante :

$$G_P(s) = [I + Dsm(s)]^{-1} G_N(s) \tag{III.7}$$

$Dm(s)$ : L'incertitude multiplicative inverse à la sortie.

III.1.2.5. Incertitude multiplicative inverse à l'entrée :

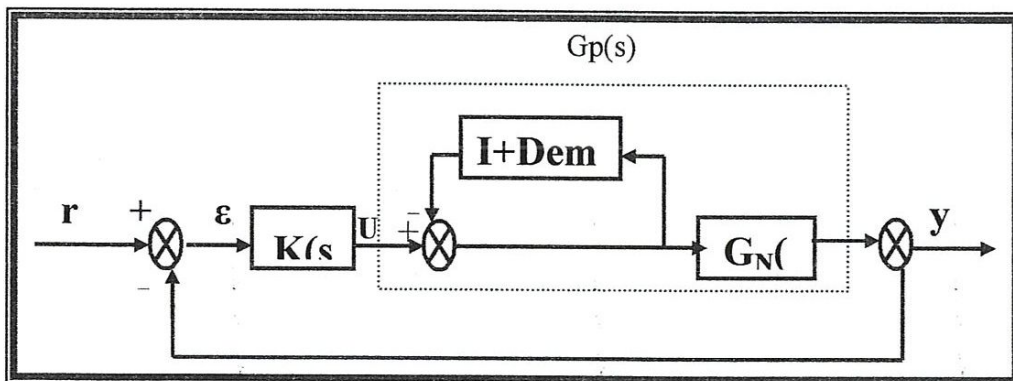


Figure III.5: Représentation schématique des incertitudes multiplicative inverse à l'entrée.

Le système perturbé est donné par la relation suivante :

$$G_P(s) = G_N(s)[I + Dem(s)]^{-1} \quad (\text{III.8})$$

$Dem(s)$  : L'incertitude multiplicative inverse à l'entrée.

### III.2. Performance nominale:

Le comportement entrée/sortie du système de la figure (III.6) est donné par la relation :

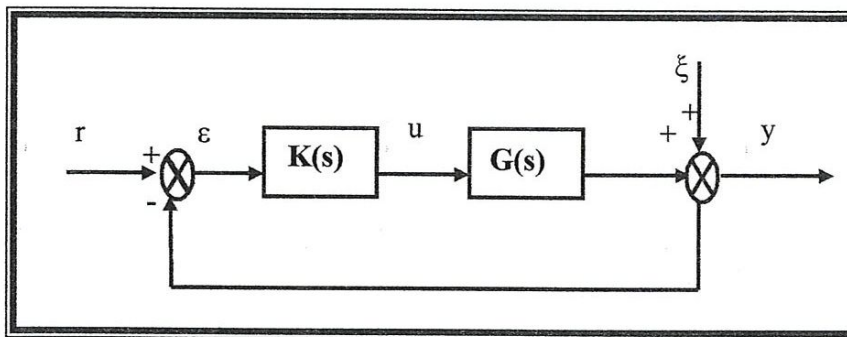


Figure III.6: Système multi variable bouclé perturbé.

$$y(s) = (I + G(s)K(s))^{-1}G(s)K(s)r + (I + G(s)K(s))^{-1}\xi \quad (\text{III.7})$$

On peut alors définir la matrices de sensibilité "S" et la matrice de sensibilité complémentaire "T" par :

➤ Matrice de sensibilité

$$S(s) = (I + G(s)K(s))^{-1} \quad (\text{III.8})$$

➤ Matrice de sensibilité complémentaire

$$T(s) = (I + G(s)K(s))^{-1}G(s)K(s) \quad (\text{III.9})$$

Alors l'équation (III.7) s'écrit :

$$y(s) = S(s)r + T(s)r \quad (\text{III.10})$$



- à assurer la stabilité du système bouclé ;
- à limiter le gain entre  $r(s)$  et  $y(s)$  à une certaine valeur  $\gamma$ , donc à assurer à  $T_{yu}(s)$  une norme  $H_\infty$  inférieure à  $\gamma$ .

Ce problème est appelé le **problème  $H_\infty$  standard**. Les contrôleurs correspondant à la valeur de  $\gamma$  la plus petite possible seront dire « **optimaux** ».

La méthode de la résolution la plus utilisée pour déterminer un contrôleur solution du problème est **l'algorithme de Glover-Doyle**. Il peut être brièvement décrit comme suit :

- à partir de la résolution de deux équations matricielles non linéaires (appelées équations de Riccati), on peut savoir, si la norme  $H_\infty$  de  $T_{yu}$  peut être inférieure à une valeur de  $\gamma$  donnée ; la valeur minimale de  $\gamma$  est approchée par itérations successives ;
- pour toute valeur  $\gamma$  admissible, il existe un contrôleur  $K(s)$  solution du problème, dont l'ordre est égal à celui de  $P(s)$ .

D'après les figures (III.7) et (III.8) on a les équations suivantes :

$$\varepsilon(s) = r(s) - G_N(s)U(s) = y(s) \quad (\text{III.16})$$

$$y_1(s) = W_1(s)\varepsilon(s) = W_1(s)(r(s) - G_N(s)U(s)) \quad (\text{III.17})$$

$$y_2(s) = W_2(s)U(s) \quad (\text{III.18})$$

$$y_3(s) = W_3(s)G_N(s)U(s) \quad (\text{III.19})$$

Ou sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(s) & -W_1(s)G_N(s) \\ 0 & W_2(s) \\ 0 & W_3(s)G_N(s) \\ I & -G_N(s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} r(s) \\ U(s) \end{pmatrix} \quad (\text{III.20})$$

D'où :

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_1(s) & -W_1(s)G_N(s) \\ 0 & W_2(s) \\ 0 & W_3(s)G_N(s) \\ I & -G_N(s) \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

$P(s)$  : Est appelée matrice de transfert augmentée.

La forme générale de  $P(s)$  en espace d'état est la suivante :

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

Donc le transfert entre  $y(s)$  et  $u(s)$  est donné par :

$$T_{yu}(s) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)[I - P_{22}(s)K(s)]^{-1}P_{21}(s) \quad (III.23)$$

Où :

$$P_{ij}(s) = C_i(sI - A)^{-1}B_j + D_{ij} \quad ; i, j = 1, 2, 3, \dots \quad (III.24)$$

$T_{yu}$  est appelée fonction coût.

### III.4.3. Formulation du problème $H_\infty$ :

Le problème standard de la théorie de la commande  $H_\infty$ , est de trouver un contrôleur stabilisant, et qui satisfait l

Le problème standard de la théorie de la commande  $H_\infty$ , est de trouver un contrôleur stabilisant, et qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\|T_{yu}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_1(s)S(s) \\ W_3(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1$$

Où :  $\|\cdot\|_\infty$  est la norme  $H_\infty$  définit par :

$$\left\| \begin{bmatrix} W_1(s)S(s) \\ W_3(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty = \sup \sqrt{|W_1(s)S(s)|^2 + |W_3(s)T(s)|^2} \quad (\text{III.25})$$

La solution du problème de commande de l'équation (III.24), n'est pas unique d'où la difficulté est de trouver le transfert  $T_{yu}$  optimal, c'est pour cela qu'on doit opter pour la résolution du problème suivant :

$$\|T_{yu}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_1(s)S(s) \\ W_3(s)T(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (\text{III.26})$$

Où :  $\gamma$  paramètre de réglage donner par l'utilisateur.

**Remarque :** Le contrôleur  $K(s)$  est obtenu par l'utilisation du logiciel  $H_\infty$  disponible dans le Toolbox MATLAB\ROBUST\.

### III.5. Algorithme et organigramme de la méthode $H_\infty$ :

#### III.5.1.L'algorithme :

1. Le système  $G_N(s)$  mis sous forme d'état.
2. Choix des spécifications  $W_1(s), W_2(s), W_3(s)$ .
3. Réalisation du système augmenté  $P(s)$ .
4. Prendre  $\gamma = 1$ , et faire la synthèse du contrôleur  $H_\infty$  en utilisant le logiciel  $H_\infty$  de Matlab.
5. Calcul de la fonction coût  $T_{yu}$ .
6. Représentations graphiques des valeurs singulières de  $T_{yu}$ .
7. Si  $\|T_{yu}\|_\infty < 1$  aller à l'étape 9.
8. Sinon ajuster  $\gamma$  et aller à l'étape 4.
9. Evaluation des résultats fréquentiels et temporels.
10. Sinon ajuste  $\gamma$  et aller à l'étape 4.
11. ajuster le contrôleur ainsi les réponses du système.
12. Fin

### III.6. Simulation de la machine asynchrone à double alimentation :

#### III.6.1. Paramètres utilisés :

Régime nominal :

$$R_S = 5\Omega$$

$$M = 0.1346 H$$

$$R_r = 1.0113\Omega$$

$$J = 0.07 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$L_s = 0.3409 H$$

$$W_3 = (1 + 0.19*s) / (1 + 0.0000001*s)$$

$$L_r = 0.0605 H$$

$$W_1 = (1 + 0.45*s) / (\text{gam} * (0.45)*s)$$

$$P = 2$$

#### III.6.2. Les résultats fréquentiels:

- ❖ (III.10), on présente respectivement les régimes perturbés.  
La figure (III.11) représente l'allure de la spécification sur la stabilité.
- ❖ La figure (III.12) représente l'allure de la spécification sur les performances.
- ❖ La figure (III.13) montre l'allure des conditions de robustesse de la stabilité et des performances.

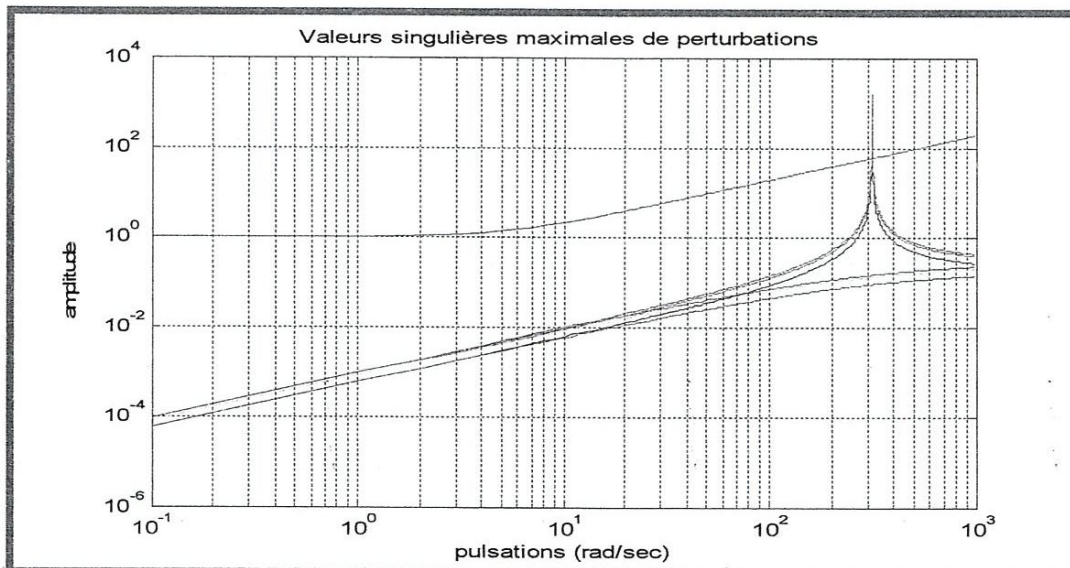


Figure III.10: Valeurs singulières maximales des perturbations



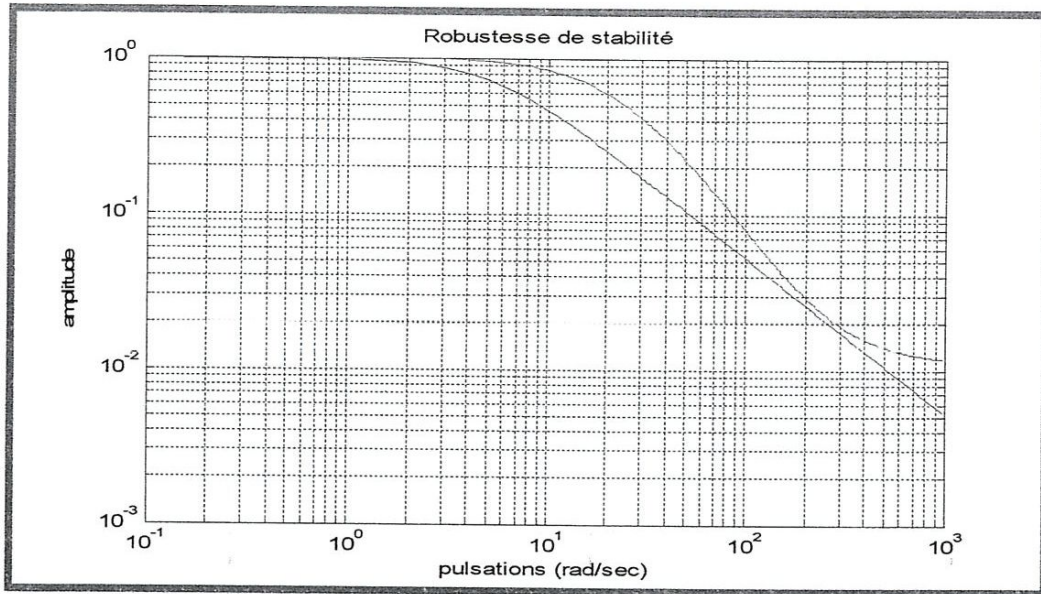


Figure III.11: Valeurs singulières maximales de la spécification sur la stabilité

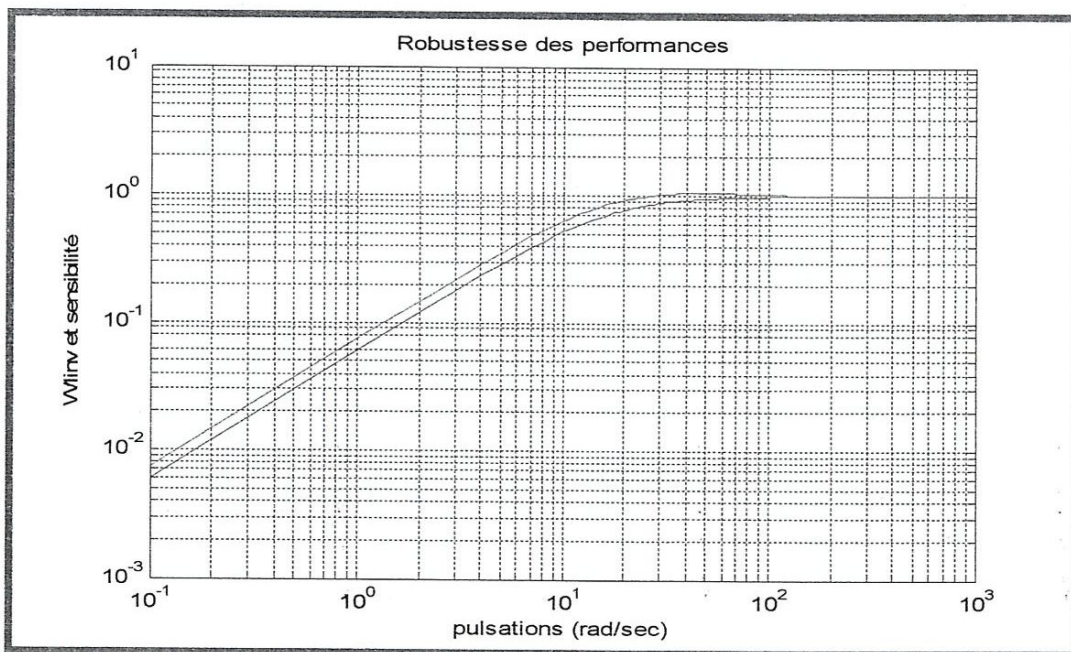


Figure III.12 : Valeurs singulières maximales de la spécification sur les performances.

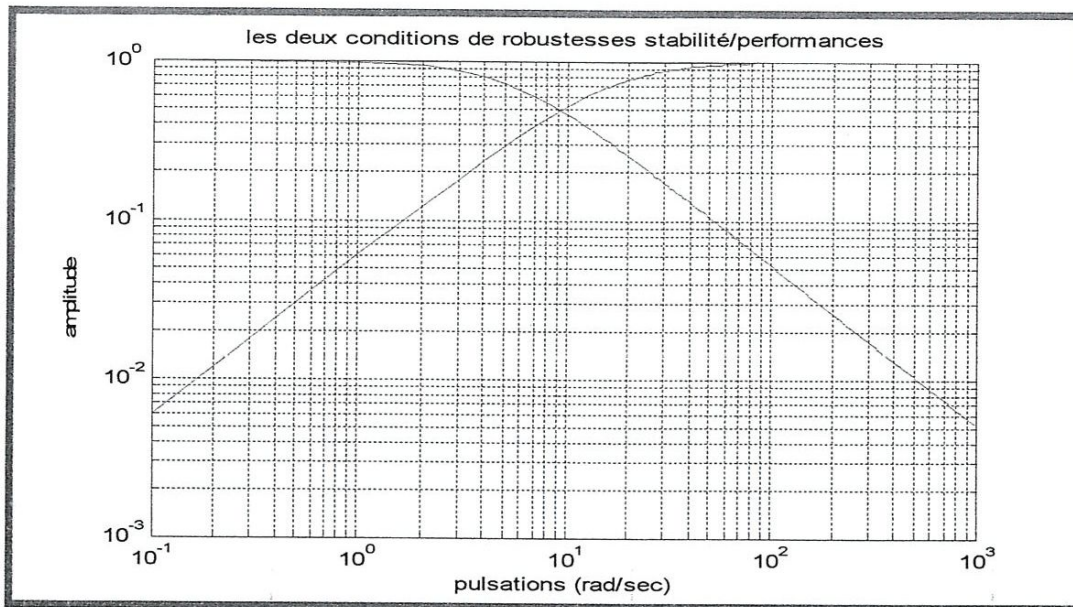


Figure III.13: Conditions de la robustesse de la stabilité et des performances.

## III.6.3. Les résultats dans le plan temporel:

- ❖ Les figures (III.14) et (III.15) montrent les réponses indicielles.
- ❖ Les figures (III.16) et (III.17) montrent les commandes.

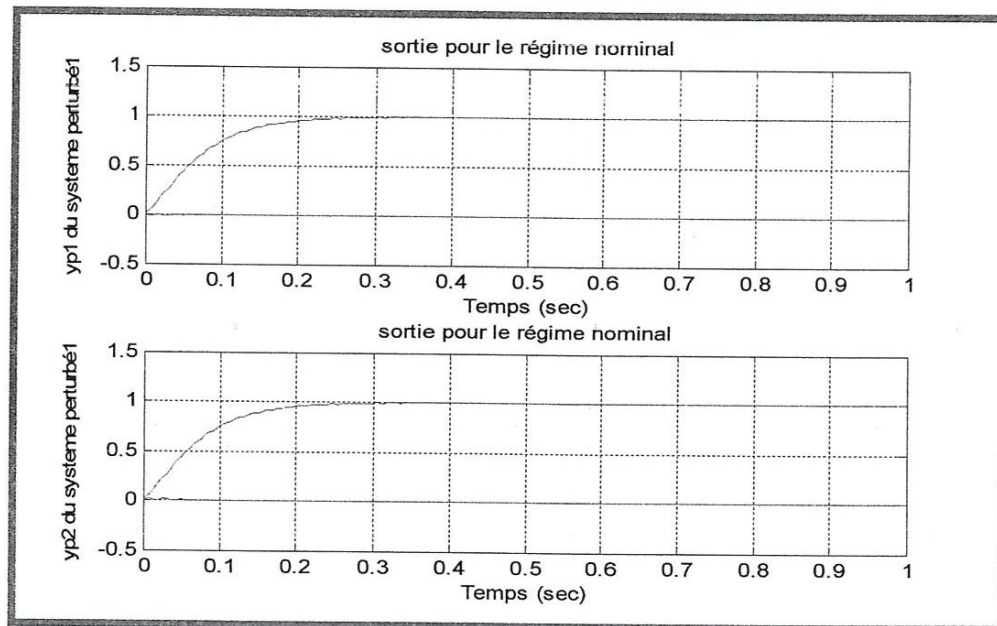


Figure III.14 : Réponses indicielles du régime nominal.



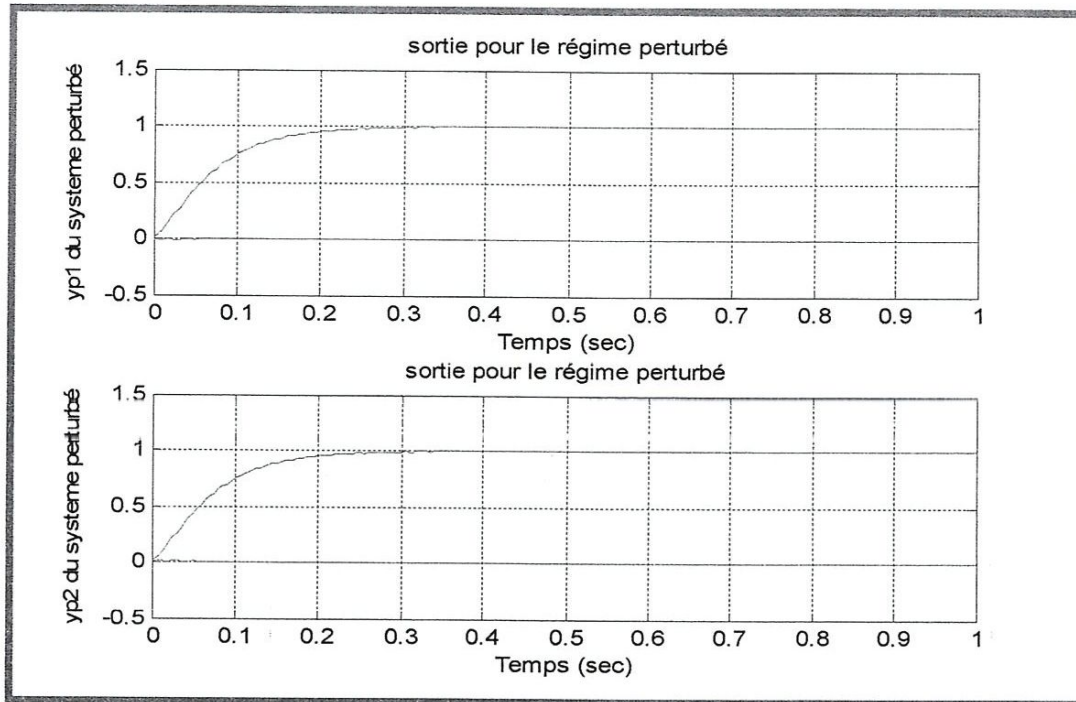


Figure III.15 : Réponses indicielles des régimes perturbés.

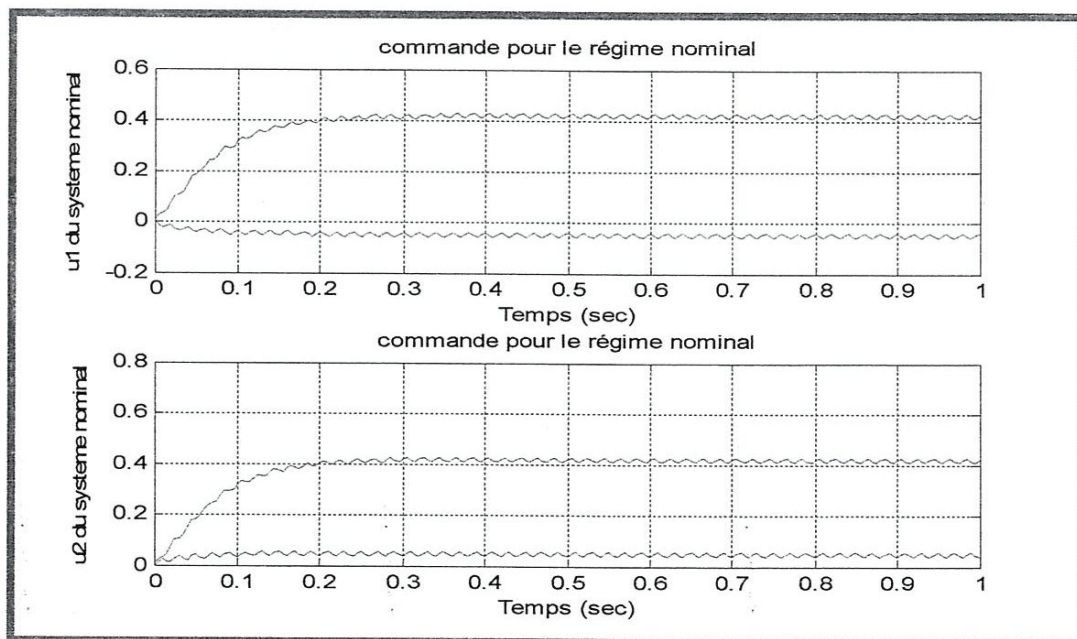


Figure III.16 : Les commandes pour le régime nominal.



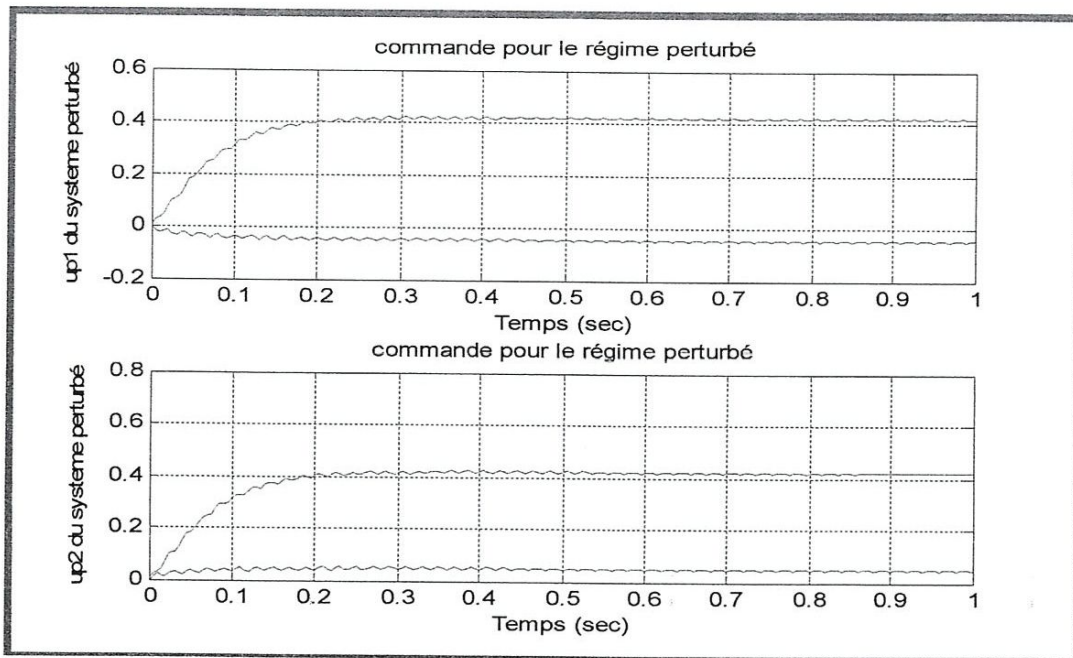


Figure III.17 : Les commandes pour les régimes perturbés.

#### III.6.4. Interprétations des résultats :

- ❖ La figure (III.13) ; on peut constater d'après la synthèse par la méthode  $H_\infty$  la satisfaction des deux conditions de robustesses (stabilité /performances) dans la plage fréquentielle donnée car les lieux des valeurs singulières maximales /minimales de la sensibilité, sensibilité complémentaire se situent au dessous de la condition de robustesse ( $W_1^{-1}(s)$ ), et ( $W_3^{-1}(s)$ ), respectivement.
- ❖ La superposition des lieux pour  $S(s)$  ainsi  $T(s)$  désigne le découplage des sorties  $y_1(s)$  et  $y_2(s)$  dans le plan temporel.
- ❖ Le contrôleur qui obtenu par la méthode  $H_\infty$  réalise un compromis entre la robustesse de la stabilité et les performances.
- ❖ L'erreur statique est nulle pour le régime nominal et pour les régimes perturbés.
- ❖ Malgré les variations paramétriques, notre contrôleur reste robuste et fiable, de plus, on peut remarquer explicitement le découplage des sorties en fonction de la référence injectée.

**I.7. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons réalisé la synthèse d'un contrôleur robuste par la méthode  $H_\infty$ .

Les résultats ainsi obtenus montrent que la méthode  $H_\infty$  la vérification de la robustesse sur la stabilité et sur les performances est déduite à partir des conditions citées auparavant, les réponses indicielles et les commandes du régime nominal et perturbés sont illustrées. ✓

## CONCLUSION GENERALE

A travers cette étude nous avons tenté d'étudier l'aspect synthèse de contrôleur robuste par la méthode  $H_\infty$  en prenant comme application du système réel, la machine asynchrone a double alimentation.

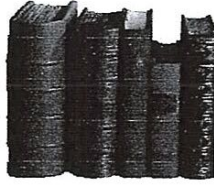
Les théorèmes de la robustesse basés sur les notions de valeurs singulières des matrices de transfert en boucle fermées et celle de la sensibilité et des perturbations sont à l'origine de l'analyse de la robustesse de la stabilité et des performances.

Les résultats obtenus dans l'espace fréquentiel et temporel montrent un niveau de satisfaction de la robustesse de la stabilité et des performances.

L'application du contrôleur par la méthode  $H_\infty$  sur le modèle nominal et perturbé (réel) a donné des résultats satisfaisants, la détermination rigoureuse de la spécification sur la stabilité après une étude de quantification et de qualification des perturbations garantit la stabilité et bonnes performances.

Enfin, vu la diversité des méthodes de synthèse pour le contrôleur robuste qui sont encore dans le stade de la recherche, nous suggérons d'une part, l'application de ces méthodes sur l'industrie.

## BIBLIOGRPHIE



- [1].malasse,m.zasadzinski, c.lung, m.hayer, m.darouach. «  $h_{\infty}$  design using normalized coprime factors: an application to an electromechanical actuator“ieec university of nancy, » pp983-988, 1994.
- [2] jane lunze (1988), “robust multivariable feedback control”, prentice hall international series in systems and control engineering.
- [3] s.yahmedi (phd thesis 1993) (mise en oeuvre d’outils algorithmiques permettant l’étude de la robustesse de la stabilité et des performances des systèmes multi variables bouclés), french texte. Université de Laval, Québec canada.
- [4] glover (k.) et Doyle (j.c.)-state-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an  $h_{\infty}$ -norm bound and relations to risk sensitivity. Systems & control letters, vol.11, p.167-172 (1988).
- [5] perng .mh and j.s.ju (january 1994), optimally decoupled robust control of mimo iee proc-control theory application, vol 141 n° 1, pp26-pp29.
- [6] rajnikantv. patel and neil murno (multivariable system theory and design) pergamon press (1981).
- [7] postlethwaite i (sensitivity of the characteristic gain loci, multivariable systems). Computer aided design-indiana usa (1982).
- [8] postlethwaite i and foo y.k (robustness with simultaneous pole and zero movement across the  $jw$ -axis). automatica 21, pp 7-12 (1982).
- [9] a.dickman and r.sivan (on the robustness of multivariable linear feedback systems). Ite transe. Automate. Contre. pp401-404, April 1985.
- [10] georges salloum, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation »  
Thèse de doctorat. 2007
- [11] edouard laroche, « identification et commande robuste de systèmes électromécaniques » thèse de doctorat. 2007