

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE**



MEMOIRE

**De fin d'étude en vue de l'obtention du
Diplôme d'ingénieur d'Etat en Electrotechnique
Option : Machines Electriques**

THEME

**Etudes et simulation de la
machine asynchrone et à
double alimentation**

Proposé et dirigé par :

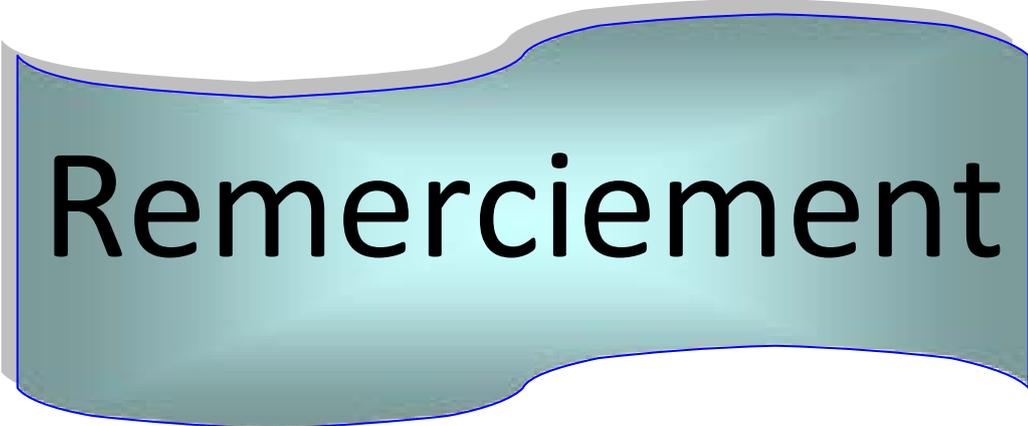
M^r : S.A.FELLAG

Etudié par:

M^{elle} : CHEBBAT Hayat

M^{elle} : GANI Farida

Promotion 2009



Remerciement

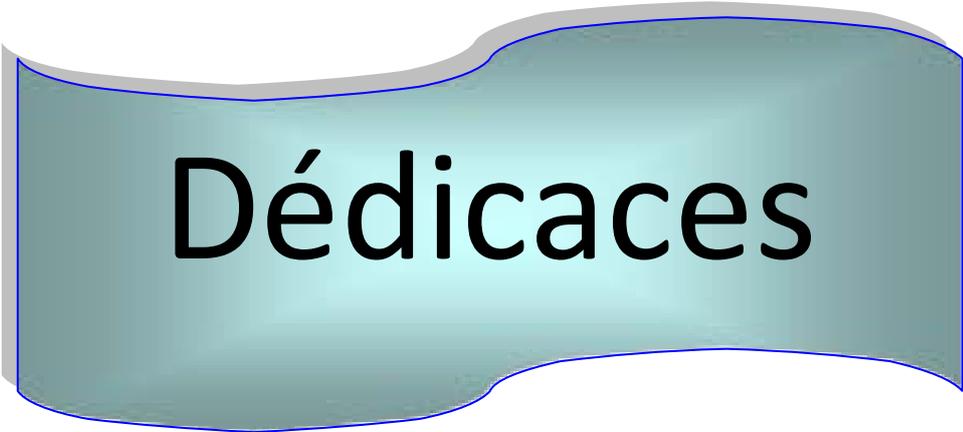
REMERCIEMENT

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce modeste travail.

Nous remercions Monsieur S.A.FELLAG qui a suivi ce travail, pour son aide, ses orientations pédagogiques dans l'élaboration de ce mémoire, et tous les conseils qu'il nous a prodigués pendant toute la durée de ce travail malgré ses nombreuses occupations.

Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant la charge de juger ce travail.

*Nous sommes reconnaissantes envers nos enseignants auxquels nous devons notre formation en électrotechnique. Enfin, nous ne pourrions terminer ces remerciements sans oublier **nos familles** pour leur aide, compréhension, encouragement et soutien, qu'elles nous ont apportées durant nos études et à tous nos amis.*



Dédicaces

DEDICACES

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

À mon frère et mes sœurs.

À mon beau frère, et mon petit neveu bilal.

À tout(es) mes amis.

À tout la promotion 2009.

C.HAYAT

DÉDICACES

Je dédie humblement ce modeste travail A mes très chers parents qui ont intensément vécu chaque moment de ce parcours avec dignité, générosité et esprit de sacrifice.

Je dédie ce travail également :

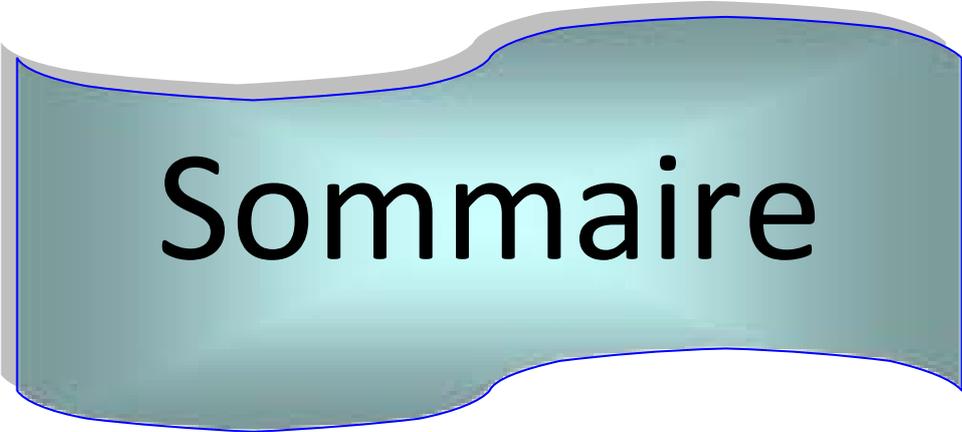
A mes très chers frères et ma sœur et ces deux enfants Salem et Ramdane.

A tous mes amis : fadila , amirouche , mouh@ , arezki.

A tous ce qui m'aiment et que j'aime.

A toute la promotion 2009 d'Electrotechnique .

G.lydia



Sommaire

Sommaire

| | |
|---|---|
| INTRODUCTION GENERALE..... | 01 |
| CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE | |
| I-1..... | Définition.....03 |
| I-2..... | Constitution de la machine Asynchrone.....03 |
| I-2-1..... | Stator.....03 |
| I-2-2..... | Rotor.....03 |
| | a- Rotor à bobiné.....04 |
| | b- Rotor à cage.....04 |
| I-3..... | Le champ tournant.....05 |
| I-4..... | Vitesse de synchronisme.....05 |
| I-5..... | Le glissement.....05 |
| I-6..... | Le couple.....06 |
| I-7..... | Caractéristique mécanique et établissement du schéma |
| | équivalent.....06 |
| I-7-1..... | Equation du stator.....07 |
| I-7-2..... | Equation du rotor.....08 |
| I-7-3..... | Circuit équivalent du ramené au stator.....09 |
| I-8..... | Le bilan de puissances.....10 |
| I-8-1..... | Puissance statorique10 |
| | a- Puissance électrique.....10 |
| | b- Pertes statoriques.....10 |
| | b-1 pertes par effet joule au stator.....10 |
| | b-2 pertes fer au stator.....10 |
| I-8-2..... | puissance rotorique.....11 |
| | a- La puissance transmis au rotor11 |
| | b- Les pertes rotorique.....11 |

| | | |
|---|---|----|
| b-1 | Pertes par effet joule..... | 11 |
| b-2 | Pertes fer rotorique..... | 11 |
| I-8-3 | La puissance électromagnétique..... | 11 |
| I-8-4 | Les pertes mécaniques..... | 11 |
| I-8-5 | La puissance utile..... | 12 |
| I-8-6 | Le rendement..... | 12 |
| I-9 | Caractéristique (électromagnétique) électromécanique..... | 13 |
| CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE | | |
| ASYNCHRONE | | |
| | Introduction..... | 18 |
| II-1 | Hypothèses de simplifications..... | 18 |
| II-2 | Convention du signe..... | 18 |
| II-3 | Mise en équation de la machine Asynchrone..... | 19 |
| II-4 | Modèle de la machine asynchrone dans le plans DQ..... | 20 |
| II-4-1 | La transformation de parck..... | 20 |
| II-4-2 | Application aux équations de tension..... | 22 |
| II-4-3 | Application aux équations de flux..... | 23 |
| II-5 | Choix du référentiel..... | 24 |
| II-5-1 | Référentiel lie au stator..... | 25 |
| II-5-2 | Référentiel lie au rotor..... | 25 |
| II-5-3 | Référentiel lie au champ tournant..... | 26 |
| II-6 | Equation de puissance et du couple..... | 26 |
| II-7 | Mise sous forme d'équations d'états..... | 27 |
| II-8 | Simulation numérique se simulation..... | 29 |
| II-9 | Interprétation des résultats de simulation..... | 32 |
| | Conclusion..... | 33 |

CHAPITRE III : ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE

ONDULEUR

| | | |
|----------------------|---|----|
| | Introduction..... | 34 |
| III-1 | Système d'alimentation..... | 34 |
| III-1-1 | Redresseur..... | 34 |
| III-1-2 | Filtre..... | 36 |
| III-2 | L'onduleur..... | 36 |
| III-2-1 | Onduleur de tension..... | 37 |
| III-2-2 | Présentation de la technique de la commande MLI | 40 |
| | a-Définition et type de MLI..... | 40 |
| | b-Principe de la modulation sinus-triangle..... | 40 |
| | c-Caractéristique de MLI sinus-triangle..... | 42 |
| III-3 | Simulation numérique..... | 43 |
| III-4 | Interprétation..... | 46 |
| | Conclusion..... | 46 |

CHAPITRE IV : MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE

ALIMENTATION

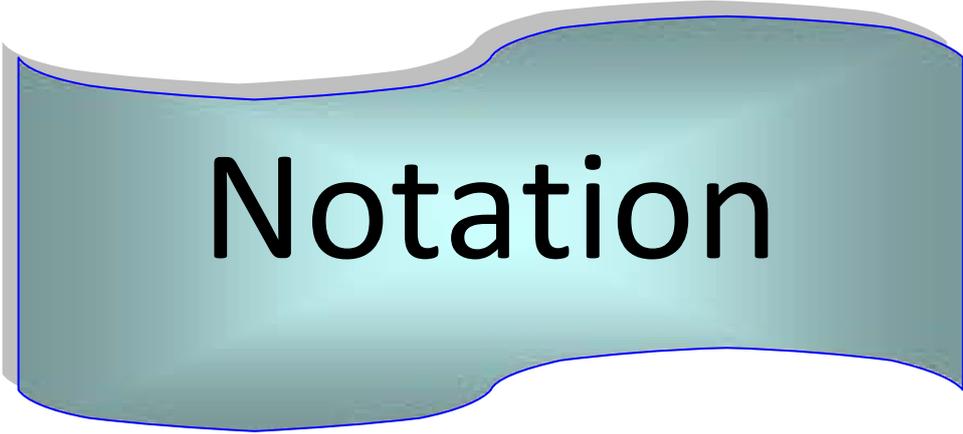
| | | |
|---------------------|--|----|
| | Introduction..... | 47 |
| IV-1 | Définition..... | 47 |
| IV-2 | structure de la machine..... | 47 |
| IV-3 | Mode de fonctionnement de la MADA..... | 48 |
| | a-Fonctionnement en mode moteur..... | 48 |
| | b-fonctionnement en mode génératrice..... | 50 |
| IV-5 | Configuration d'alimentation de la MADA..... | 51 |
| IV-5-1 | Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur..... | 51 |
| IV-5-2 | Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cycloconvertisseur..... | 52 |
| IV-5-3 | MADA en cascade hypo synchrone..... | 52 |

| | | |
|-------------|---|----|
| IV-5-4..... | MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants..... | 53 |
| IV-6..... | Machines asynchrone a double alimentation : | |
| | Structure avec convertisseur MLI..... | 54 |
| IV-7..... | Caractéristique de fonctionnement..... | 54 |
| IV-8..... | Bilan de puissance de la MADA..... | 55 |
| IV-9..... | Avantage et inconvénient de la MADA..... | 58 |
| IV-9-1..... | Avantage..... | 58 |
| IV-9-2..... | Inconvénient | 59 |
| IV-10..... | Modélisation de la machine asynchrone à double | |
| | Alimentation..... | 59 |
| IV-11..... | Modélisation de la MADA dans le repère de PARK..... | 60 |
| IV-12..... | Mise sous forme d'équations d'état..... | 61 |
| IV-13..... | Simulation et interprétations..... | 62 |
| | Conclusion..... | 65 |

CHAPITRE V : CONTROLE VECTORIEL PAR FLUX ORIENTE DE LA MAS

| | | |
|------------|--|----|
| | Introduction..... | 66 |
| V-1..... | Théorie de la commande vectorielle..... | 66 |
| V-2..... | Principe de la commande par orientation du flux..... | 67 |
| V-3..... | Modèle en tension par orientation du flux rotorique..... | 68 |
| V-4..... | Méthodes d'orientation du flux..... | 69 |
| V-4-1..... | Méthode indirect..... | 69 |
| V-4-2..... | Méthode direct..... | 69 |
| V-5..... | Découplage entrie-sorti..... | 70 |
| V-6..... | Découplage par compensation..... | 70 |
| V-7..... | Calcule de φ_r , Θ_s , C_{em} | 71 |
| V-7-1..... | Calcule de φ_r | 71 |
| V-7-2..... | Calcule de Θ_s | 71 |
| V-7-3..... | Calcule de C_{em} | 72 |

| | | |
|--------------------|---|----|
| V-8 | Mise en œuvre de la régulation..... | 72 |
| V-9 | Calcul des paramètres des régulateurs PI..... | 72 |
| V-9-1 | Régulation suivant l'axe direct..... | 73 |
| | a-Régulation du courant..... | 73 |
| | b- Régulation du flux..... | 74 |
| V-9-2 | Régulation suivant l'axe en quadrature..... | 75 |
| | a-Régulation du courant I_{sq} | 75 |
| | b-Régulation de la vitesse..... | 77 |
| V-10 | Simulation numérique..... | 79 |
| |Conclusion..... | 82 |
| |Conclusion générale..... | 83 |



Notation

Indices et Notations

| | |
|---------------|--|
| Ω_s | Vitesse synchrone [rad /s] |
| g | Glissement. |
| v_s | Vitesse rotorique [tr/mn]. |
| N | Valeur efficace de la tension statorique. |
| I_s | Courant au stator. |
| x_s | Réactance statorique. |
| R_s | Résistance statorique. |
| E_1 | Force électromotrice au stator. |
| E_2 | Force électromotrice au rotor. |
| j | La partie imaginaire. |
| R_m | La résistance magnétisante. |
| X_m | La réactance magnétisante. |
| X_r | Réactance rotorique. |
| I_r | Courant rotorique. |
| U | Tension composée. |
| θ | Angle que fait le courant avec la tension. |
| C_{em} | Couple électromagnétique. |
| θ_s | Angle (a_s , od). |
| θ_r | La position rotorique. |
| θ_{sl} | Angle de glissement (a_s , a_r). |
| a, b, c | Indice correspondant aux trois phases |
| r, s | Indice correspondant aux grandeurs rotorique et statorique |
| d, q, o | Indice correspondant aux axes du référentiel de Park. |
| I | Courant de phase a,b,c. |
| i | Courant dans le référentiel(d, q, o). |
| φ | Symbole du flux. |
| R | Résistance d'une phase avant le changement du repère. |
| r | Résistance d'une phase dans le référentiel de Park. |
| C_r | Couple résistant. |
| K_f | Couple de frottements. |

| | |
|--------------------|---|
| C_{max} | Couple électromagnétique de décharge. |
| C_d | Couple électromagnétique de démarrage. |
| L_{ss} | Matrice des inductances statoriques. |
| L_{rr} | Matrice des inductances rotorique. |
| l_s | Inductance statorique. |
| M_s | Inductances mutuelle entre deux phases statorique. |
| M_r | Inductance mutuelle entre deux phases rotorique. |
| M_{sr} | Inductance mutuelle entre les deux phases statorique et rotorique. |
| M_{rs} | Inductance mutuelle entre les deux phases rotorique et statorique. |
| l_r | Inductance rotorique. |
| l_m, M | Inductance mutuelle entre les phases statorique et rotorique (d, q) |
| P | Nombre de paires de pôles. |
| p | Symbole de la transformée de Laplace. |
| X_{ref} | Grandeur référentielle. |
| X_{mes} | Grandeurs mesurée. |
| D, D' | Diodes. |
| T, T' | Transistors |
| U_f | Tension composée à l'entrée de l'onduleur. |
| U_d | Tension composée à la sortie du redresseur. |
| J | Moment d'inertie. |
| V_f | Tension simple a l'entrée de l'onduleur. |
| ω_k | Pulsation électrique quelconque. |
| Ω_r | Vitesse mécanique rotorique. |
| F_{reg} | Fonction du régulateur. |
| K_i | Gain de l'action intégrale. |
| K_p | Gain de l'action proportionnelle. |
| e_d | Perturbation suivant l'axe d. |
| e_q | Perturbation suivant l'axe q. |
| σ | Coefficient de dispersion. |
| σ_r | Constante de temps rotorique. |
| f | Fréquence. |
| V | Valeur efficace de la tension simple. |
| $\tau_{\varphi r}$ | Constante de temps du flux rotorique. |

| | |
|----------------|---|
| τ_d | Constante de temps du courant i_{ds} |
| τ_q | Constante de temps du courant i_{qs} |
| N_s | Vitesse synchrone [tr /mn]. |
| r_s | Résistance statorique. |
| <i>MAS</i> | Machine asynchrone. |
| <i>MADA</i> | Machine asynchrone à double alimentation. |
| <i>f. e. m</i> | Force électromotrice. |
| X^* | Valeur référentielle. |
| τ_Ω | Constante de temps de la vitesse rotorique. |

Introduction générale

Introduction :

La machine asynchrone de par sa construction est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturel entre le stator et le rotor donne à la machine un modèle non linéaire et de ce fait, on aura la difficulté de sa commande.

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

La réalisation des progrès en commande et les avancées technologiques considérables dans le domaine de l'électronique de puissance a rendu possible l'implantation d'une commande performante de la machine asynchrone faisant d'elle un concurrent dans le secteur vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

La machine asynchrone à double alimentation s'avère être une machine concurrente de la machine asynchrone, elle est alimentée par ces deux armatures stator et rotor. La présence de contact glissant et d'un bobinage rotorique la rend moins robuste. La présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfigurations du mode de fonctionnement de la machine.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés :

Premièrement, au fonctionnement du moteur asynchrone à rotor bobiné alimenté directement par le réseau puis via un onduleur à MLI. Enfin nous associons au moteur une commande à flux orienté.

Deuxièmement au fonctionnement de la MADA à rotor bobiné ou le stator est alimenté par le réseau le rotor par l'onduleur.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur la machine asynchrone ainsi que les différentes lois qui régissent son fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformée de Park, liée directement au réseau suivi d'une simulation sous logiciel MATLAB.

Dans le troisième chapitre, nous abordons la modélisation de l'onduleur de tension commandé par la MLI sinusoïdale, puis nous allons simuler l'association convertisseur machine.

Le quatrième chapitre est consacré à la MADA on se basant sur les types de configuration et le mode de fonctionnement de la machine. Enfin, nous modélisons en vue d'une alimentation par un convertisseur statique.

Le cinquième chapitre, nous avons introduit une commande dans le fonctionnement du moteur connue sous le nom du contrôle vectoriel qui est basé sur l'orientation du flux rotorique.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

Chapitre I

Généralités sur la machine asynchrone

I-1 Définition [2] [6] [7] [10]

Une machine asynchrone appelé aussi machine à induction est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor est différent de celle du flux tournant. C'est une machine réversible en énergie elle peut fonctionner en mode moteur ou génératrice.

La caractéristique essentielle d'une machine asynchrone est qu'elle possède un rotor court-circuité.

I-2 constitution de la machine asynchrone :

Les machines asynchrones sont pratiquement des machines triphasées. Elles comportent deux armatures coaxiales à champ tournant. L'une est fixe appelée stator, et l'autre mobile appelé rotor .elles sont séparées par un entrefer d'épaisseur constant.



Machine asynchrone

I-2-1 stator (inducteur) :

On l'appelle également le primaire car ces courants induits dans le rotor sont dus aux champs tournants qu'il développe .il se compose de trois enroulements identiques décalés de 120 degré dans l'espace, ces enroulements sont logés dans les encoches du circuit magnétique.

Le circuit magnétique fixe est le siège d'un champ variable. Il est feuilleté et réalisé en tôle à base d'alliage fer-silicium, ce qui permet d'obtenir une induction élevée.

I-2-2 le rotor (induit) :

Appelé aussi le secondaire, c'est la partie mobile de la machine .il est constitué de tôles, autour des quels est bobiné l'enroulement inducteur. On distingue deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobine

a-Rotor à bague ou bobiné :

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournant et de trois balais fixes.

Ce types de rotor à été conçu pour permettre la variation de résistance en série avec les bobines afin de réaliser un démarrage rotorique, ce dispositif a ensuite permis la variation de la vitesse avec un rendement acceptable.

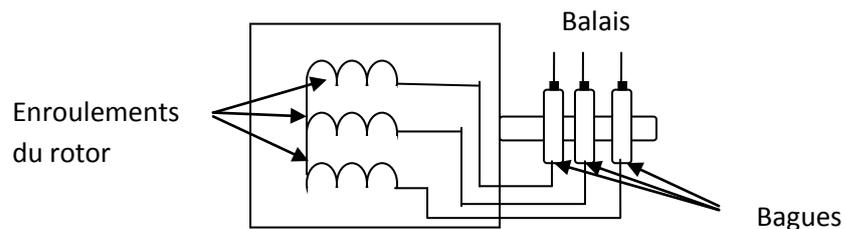


Figure (I, 1): schema d'un rotor bobbing.

b-Rotor à cage :

C'est le plus fréquent, il est constitué de tôles ferromagnétiques et de barres conductrices. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre, ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les moteurs de faible et moyenne puissance. Elles sont reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit .les tôles ferromagnétiques servent à guider les lignes de champs tandis que les barres accueillent les courants induits.



I-3 Le champ tournant :

On appelle champ tournant la variation du flux magnétique créée par les courants statoriques. la fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques. C'est à dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme Ω_s [rad/s].

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

Avec Ω_s : vitesse mécanique synchrone du champ tournant en [rad /s].

ω_s : pulsation électrique synchrone du champ tournant en [rad /s].

p : nombre de paires de pôles.

I-4 la vitesse de synchronisme :

La vitesse du champ dépend de la fréquence de la source et du nombre de pôles du stator sa valeur est donnée par la formule suivante :

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

N_s : vitesse synchronisme, en tour par min [tr /min].

f : la fréquence de la source en hertz [Hertz].

p : nombre de pôles par phases.

Cette expression indique que la vitesse synchrone augmente avec la fréquence mais diminue avec le nombre de pôles.

I-5 le glissement :

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse entre le rotor et le champ rotorique exprimé sous forme de pourcentage de la fréquence de rotation. une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement.

$$g = \frac{N_s - N}{N} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

N_s : Vitesse de rotation du champ statorique en [rad /s].

N : Vitesse de rotation du champ rotor [tr /min].

$$\Omega_s = 2\pi N_s [\text{rad/s}].$$

$$\Omega = 2\pi N [\text{rad/s}].$$

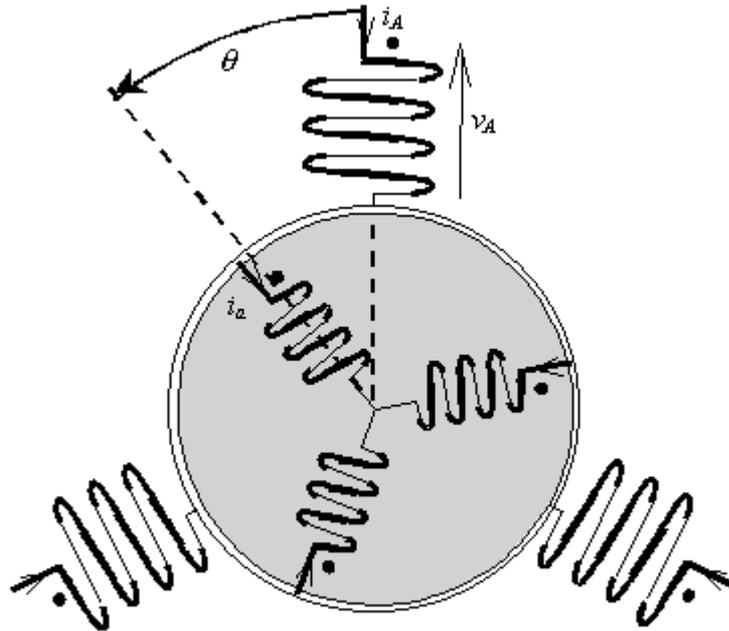


Figure (I, 2): schéma d'une machine asynchrone

I-6 Le couple:

On appelle le couple électromagnétique la résultante de l'interaction des deux flux rotoriques et statoriques.

La conversion d'énergie électrique en énergie mécanique permet de développer un couple utile sur l'arbre du moteur. On étudie le principe de l'obtention d'un couple par interaction du champ magnétique et par effet réactif, ces deux phénomènes découlent de l'étude de l'induction dans l'entrefer du moteur.

I-7 Caractéristique mécanique et établissement du schéma équivalent:

Le schéma équivalent le plus pertinent est fonction du domaine d'utilisation et de degrés de précision nécessaire. Dans le cas des machines asynchrones il comprend au minimum, une association de résistances et d'inductances.

Schéma général :

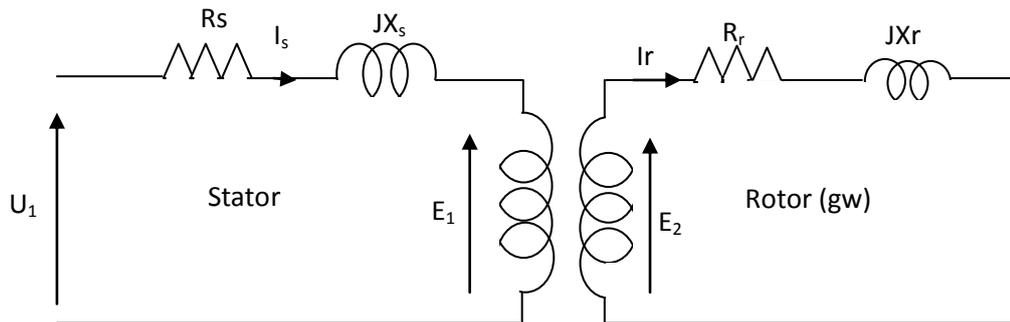


Figure (I, 3) : circuit équivalent de la machine asynchrone

Le schéma général contient deux parties : la partie statorique qui est alimentée par des tensions triphasées. Elle comprend des résistances de ces enroulements ainsi que des réactances de fuites.

Une partie rotoriques qui doit son FEM au champ magnétique présent dans l'entrefer cette partie comporte aussi des résistances de ces bobinages et des réactances de fuit.

I-7-1 Equation du stator :

Si on ouvre les enroulements du secondaire (rotor) et on alimente le primaire (stator) par un courant triphasé équilibré, et en utilisant la loi de KIRCHOUFF on aura l'équation suivant :

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_1 + R_s \bar{I}_s + JX_s \bar{I}_s \tag{I-1}$$

Avec :

R_s : résistance de l'enroulement statorique [Ω].

X_s : réactance de fuite statorique [Ω].

I_s : courant primaire à rotor ouvert [A].

U_1 : tension d'alimentation entre phases [V].

E_1 : FEM induit d'une phase du stator.

Schéma :

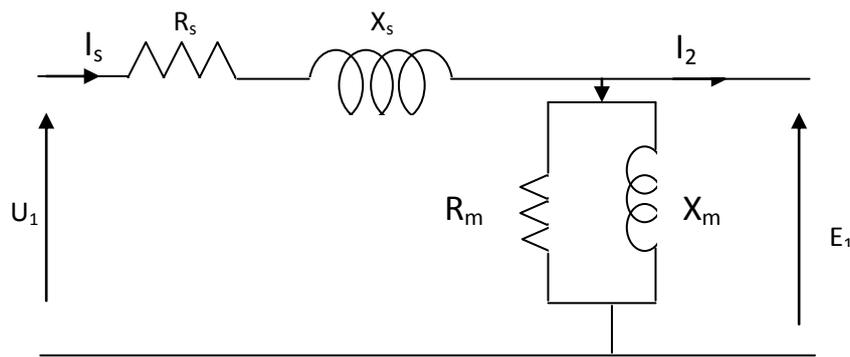


Figure (I, 4) : circuit équivalent du stator

I-7-2 Equation du rotor :

Le court-circuit du rotor (rotor bobiné, et le rotor à cage étant court-circuité par construction) et en faisant caler le rotor de façon à l’empêcher de tourner, on aura la FMM statorique tournant à la vitesse de synchronisme produit une FEM induit au secondaire (rotor).

On ramenant les paramètres secondaires (rotorique) ou primaires (statoriques) et en appliquant la loi de KIRCHOFF on aura l’équation suivante :

$$g\bar{E}_2 = R_r\bar{I}_r + jgX_r\bar{I}_r \tag{I-2}$$

$$\bar{E}_2 = \left(\frac{R_r}{g} + jX_r \right) \bar{I}_r \tag{I-3}$$

E_2 , la valeur efficace de la force électromotrice engendrée par la bobine du rotor.

X_2, R_2 , sont respectivement la réactance et la résistance de la phase rotorique.

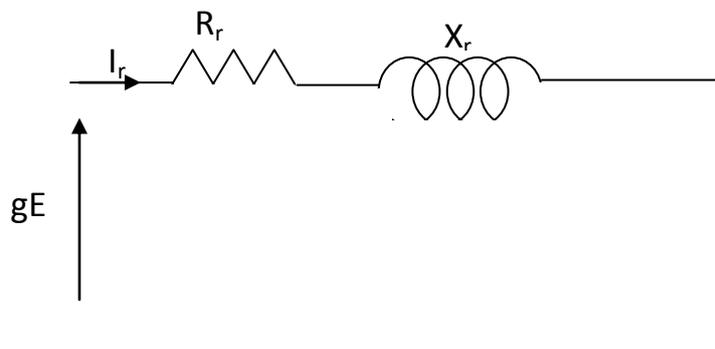


Figure (I, 5) : circuit équivalent du rotor.

I-7-3 Circuit équivalent du rotor ramené au stator :

Les circuits magnétiques couplés peuvent être transformés en de nombreux schémas équivalents. Chacune de ces transformations conduit à un modèle possible pour décrire la machine asynchrone.

Le modèle à fuite secondaire avec l'ensemble ramené au stator est le plus fréquent, pour cela deux transformations doivent se faire.

On a :

$$\bar{E}_2 = \left(\frac{R_r}{g} + jX_r \right) \bar{I}_r \tag{I-4}$$

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{E}_2}{\frac{R_r}{g} + jX_r} \tag{I-5}$$

On ramène ces grandeurs au stator on obtient :

$$\bar{I}_r = \frac{E'_2}{\left(\frac{R'_r}{g} + jX'_r \right)} \tag{I-6}$$

$$E'_2 = E_1 \tag{I-7}$$

$$\bar{I}_r = \frac{\bar{E}_1}{\left(\frac{R'_r}{g} + jX'_r \right)} \tag{I-8}$$

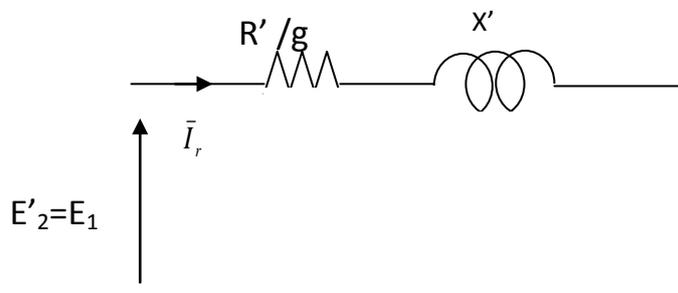


Figure (I, 6) : circuit équivalent du rotor ramené au stator.

Le circuit équivalent du la machine asynchrone est donc comme suit :

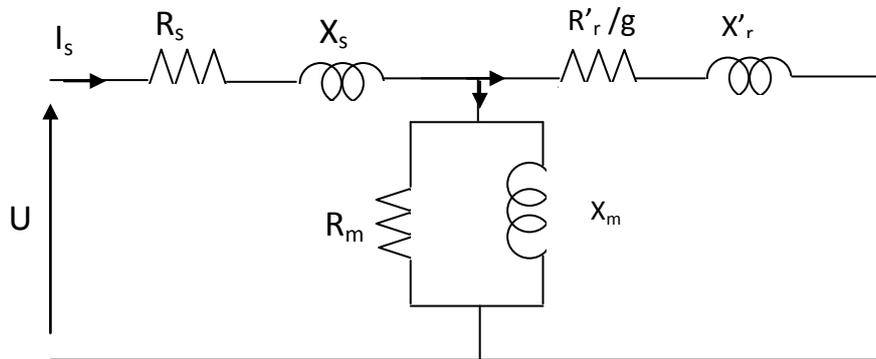


Figure (I, 7) : le circuit équivalent pour un moteur asynchrone.

I-8 Le bilant de puissance :

I-8-1 Puissances Statoriques :

a-puissance électrique absorbé P_a :

Mesurable au stator quel que soit le couplage (ex : la méthode des deux wattmètres).

$$P_a = \sqrt{3} U I \cos \varphi \tag{I-10}$$

b-Pertes statoriques : il ya deux type de perte :

b-1 pertes par effet de joules P_{js} :

C'est les pertes dissipées par effet joules dans l'enroulement statorique.

$$P_{js} = 3R_s I_s^2 \tag{I-11}$$

R_s : résistance d'une phase statorique.

I_s : La valeur efficace du courant traversant l'enroulement rotorique

b-2 pertes fer au stator P_{fer} :

Dépend notamment de la valeur efficace de la tension au borne des enroulements et de la fréquence du réseau donc on peut considérer ces pertes constantes.

I-8-2 Puissances Rotoriques :**a-La puissance transmise au rotor P_{tr} :**

C'est la puissance transmise du stator au rotor magnétiquement.

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (\text{I-12})$$

b-Les pertes rotorique :

Il ya deus types de perte dans le fer et perte par effet de joules

b-1 Perte par effet de joules au rotor P_{jr} :

Se sont des pertes dissipées dans l'enroulement rotorique par effet de joules.

$$P_{jr} = 3R_r I_r^2 \quad (\text{I-13})$$

R_r : résistance d'une phase rotorique

I_r : La valeur efficace du courant traversant l'enroulement rotorique.

Le rotor tourne à la vitesse Ω et développe sur l'arc un couple électromagnétique C_{em} d'où :

$$P_r = C_{em} \Omega \quad (\text{I-14})$$

$$P_{tr} - P_r = g C_{em} \Omega = g P_{tr} \quad (\text{I-15})$$

b-2 Les pertes fer rotorique :

Les grandeurs rotoriques ont pour fréquence $\omega_r = g\omega_s$ très faibles c'est pour cela que elles sont négligeables .on ne tiendra pas compte de ces perte que pour le fort glissement en les ajoutant aux pertes rotor.

I-8-3 la puissance électromagnétique P_e :

Le couple électromagnétique C_{em} entraine le moteur à la vitesse Ω il lui communique la puissance mécanique P_M :

$$P_e = C_{em} \Omega = P_{tr} \frac{\Omega}{\Omega_s} = P_{tr} (1 - g) \quad (\text{I-16})$$

I-8-4 les pertes mécaniques :

Le ventilateur, les différents frottements, créent les pertes mécaniques P_m . Elles sont fonction de la vitesse de rotation du moteur lorsque celle-ci varie peu, ces pertes sont considérées comme constantes.

$$P_m = P_M - P_u \quad (\text{I-17})$$

I-8-5 La puissance utile P_u :

Ou bout de l'arbre, si on enlève toutes les pertes précédentes on récupère la puissance utile P_u .

$$P_u = P_M - P_m \tag{I-18}$$

$$P_u = C_u \Omega \tag{I-19}$$

C_u : couple utile N /m

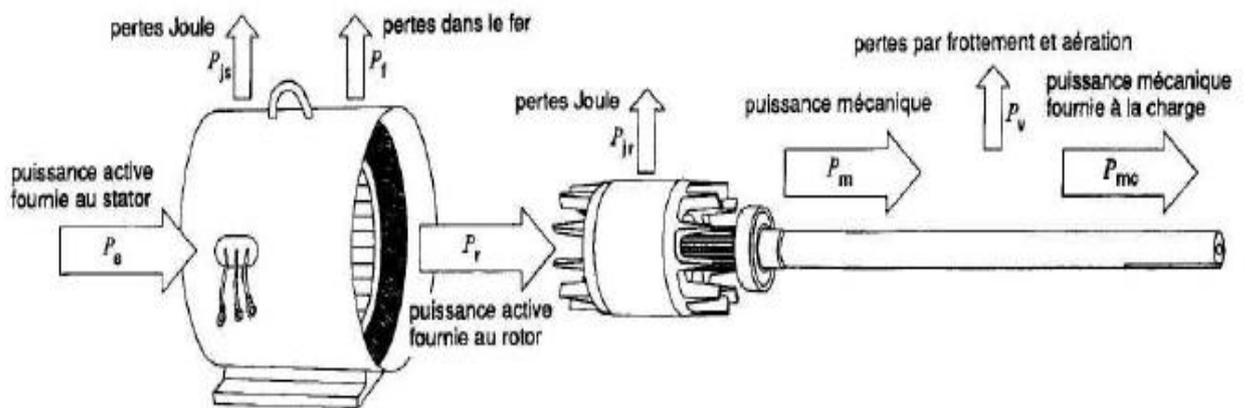
Ω : vitesse de rotation rad /s

I-8-6 le rendement :

C'est le rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée.

$$n = \frac{P_u}{P_a} \tag{I-20}$$

Le schéma ci- dessous représente la transmission de la puissance à travers la machine :



I-9 Caractéristique (électromagnétique) électromécanique :

Couple électromécanique en fonction du glissement :

$$P_{elm} = C_{em} \Omega_s \tag{I-21}$$

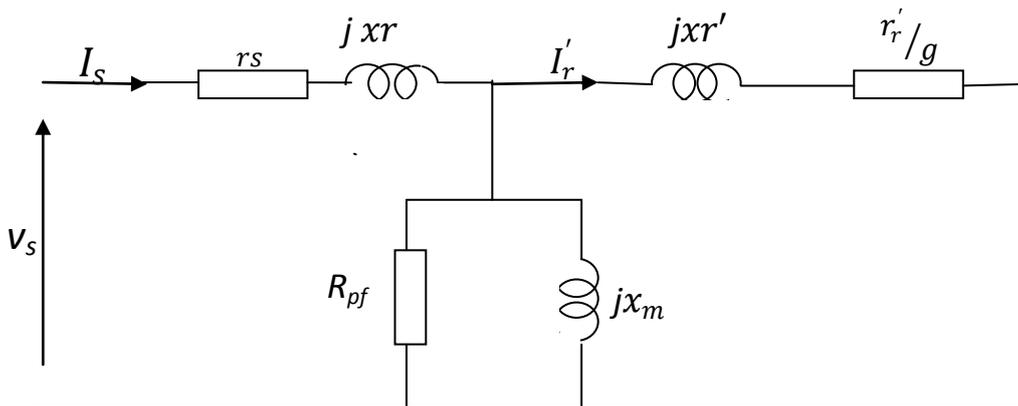
$$C_{em} = \frac{P_{elm}}{\Omega_s}$$

La puissance électromagnétique est la puissance transmise au rotor à travers l'entrefer dans le schéma électrique équivalent cette puissance s'écrit :

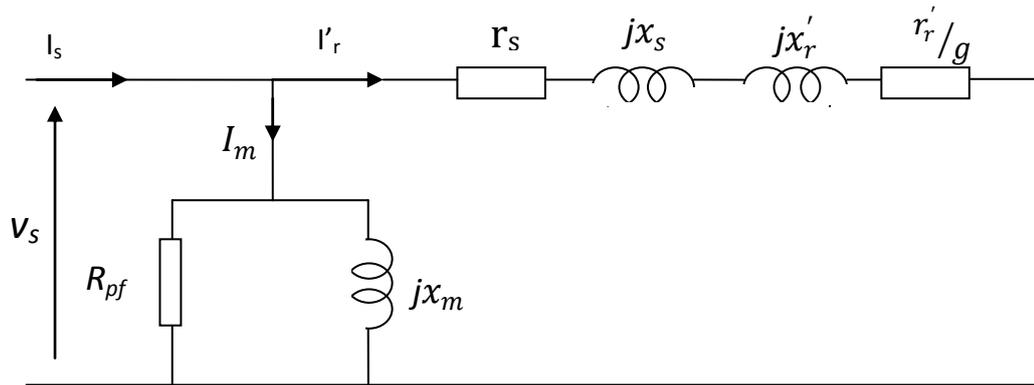
$$P_{elm} = 3 \left(\frac{r_r'}{g} \right) I_r'^2 \tag{I-22}$$

$$C_{em} = \frac{3}{\Omega_s} \left(\frac{r_r'}{g} \right) I_r'^2 \tag{I-23}$$

Le schéma équivalent :



Pour obtenir I_r' on peut déplacer l'impédance magnétisante à l'entrée du schéma pour aboutir aux schémas équivalents électriques suivant :



$$I_r' = \frac{v_s}{\sqrt{\left(r_s + \frac{r_r'}{g}\right)^2 + (x_r' + x_s)^2}} \quad (\text{I-24})$$

$$C_{em} = \frac{v_s^2}{\left(r_s + \frac{r_r'}{g}\right)^2 + (x_r' + x_s)^2} \cdot \frac{3}{\Omega_s} \left(\frac{r_r'}{g}\right) \quad (\text{I-25})$$

Comme en vois dans l'expression le couple électromagnétique passé par deux optimal C_{max} le couple électromagnétique de décharge, g_m
 C'est le dérivé du couple électromagnétique par apport au glissement.

$$\frac{dC_{em}}{dg} = 0$$

$$\frac{d}{dg} \left(\frac{v_s^2}{\left(r_s + \frac{r_r'}{g}\right)^2 + (x_r' + x_s)^2} \cdot \frac{3}{\Omega_s} \left(\frac{r_r'}{g}\right) \right) = 0 \quad (\text{I-26})$$

$$g_m \pm \frac{r_r'}{x_s + x_r'}$$

Le signe + correspond fonctionnement du moteur.

Le signe - correspond fonctionnement génératrice.

- **Le couple électromagnétique de décharge C_{max} :**

En substituant par g_m dans l'expression du couple électromagnétique en trouve :

$$C_{max} = C_{em}(g)/g = g_m$$

$$C_{em}(g_m) = \frac{3}{\Omega_s} \left(\frac{r_r'}{g_m} \right) \frac{v_s^2}{\left(r_s + \frac{r_r'}{g_m} \right)^2 + (x_r' + x_s)^2} \quad (I-27)$$

Avec :

$$g_m = \frac{r_r'}{x_s + x_r} \quad \frac{r_r'}{g_m} = (x_s + x_r')$$

$$C_{max} = \frac{3}{\Omega_s} \frac{(x_s + x_r') v_s^2}{(r_s + (x_s + x_r'))^2 + (x_s + x_r')^2} \quad (I-28)$$

Le couple électromagnétique de décharge du moteur asynchrone est appelé aussi couple renversant.

Le rapport $IK = \frac{C_{max}}{C_n}$ est appelé coefficient de capacité de surcharge (K=2 à 2,5)

La figure suivant présente le couple électromagnétique en fonction du glissement :

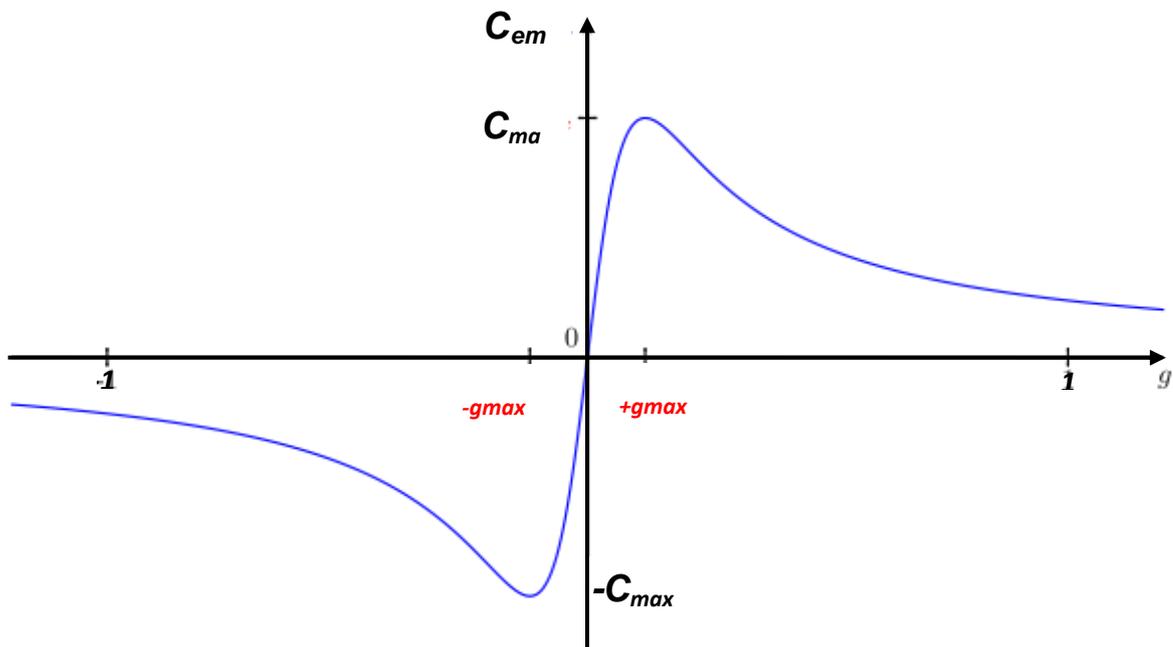


Figure (I-8) : Caractéristique du couple en fonction glissement

• **Le couple électromagnétique de démarrage C_d :**

Le couple de démarrage C_d comme le couple de décharge c'est l'une des caractéristiques la plus importante du moteur asynchrone :

La valeur de C_d est obtenue pour $g=1$

$$C_d = C_{em}(g=1) = \frac{3}{\Omega_s} \frac{r_r' + v_s^2}{(r_s + r_r')^2 + (x_s + x_r')^2} \quad (I-28)$$

Le terme $(r_s + r_r')^2$ est généralement négligeable devant $(x_s + x_r')^2$

$$C_d = \frac{3}{\Omega_s} \frac{r_r' + v_s^2}{(x_s + x_r')^2} \quad (I-29)$$

Sur la partie caractéristique mécanique correspondant au fonctionnement normal il est acceptable de simplifier l'expression de $C_{em}(g)$ en effet g étant très faible $\frac{r_r'}{g}$ est très grand devant les autres paramètres :

$$C_{em}(g) = \frac{3}{\Omega_s} \frac{v_s^2}{r_r'/g} = \frac{3v_s^2}{\Omega_s r_r'} g \quad (I-30)$$

Avec $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ donc on peut déduire C_{em} en fonction de la vitesse :

$$C_{em}(g) = \frac{3v_s^2}{\Omega_s r_r'} \left(1 - \frac{\Omega}{\Omega_s}\right) \quad (I-31)$$

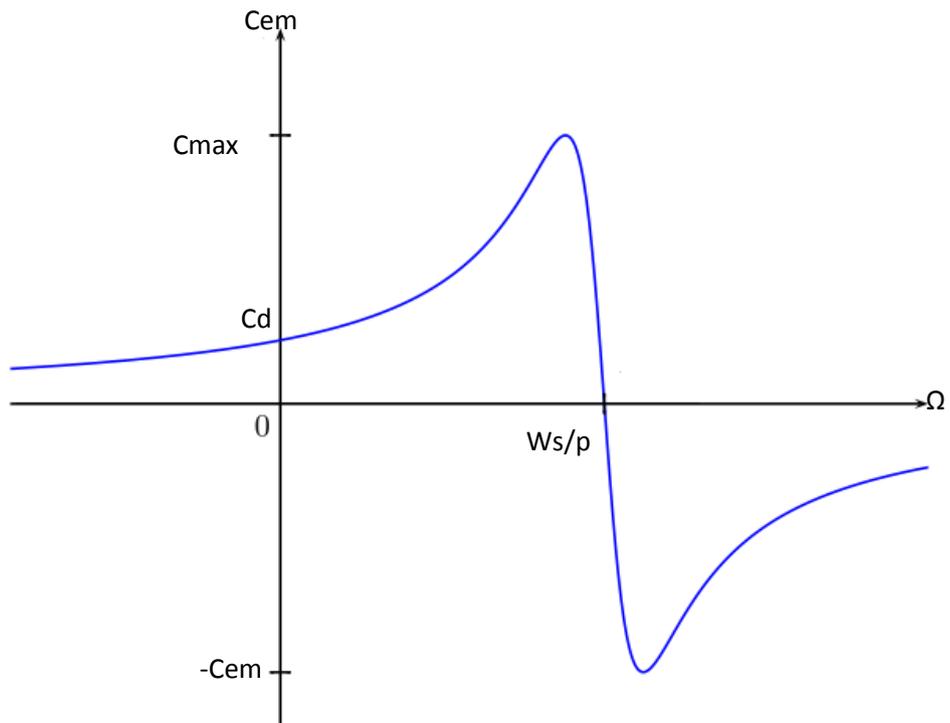


Figure (I-8) : Caractéristique du couple en fonction glissement

Chapitre II

Modélisation et simulation de MAS

Introduction [1] [6] [5]

On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes en fonction des objectifs recherchés, ces méthodes sont des outils mathématiques simplificateurs représentés par la transformé de PARK, CLARCK et CONCORDIA.

Dans notre étude nous utilisons la transformé de PARK utilisé couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour faciliter car les composantes de Park les courants sont toujours faciles à calculer en utilisant MATLAB par exemple.

Nous modélisons la machine asynchrone à rotor bobiné on présente sons modèle dynamique avec certaines hypothèses simplificatrices pour cela en doit établir les équations générales de la machine asynchrone.

II-1- Hypothèse de simplifications [1] [10]

A cause des phénomènes électromagnétiques, thermiques et mécaniques complexes de la machine asynchrone :

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température
- Le bobinage est réparti de manière à donner une FMM sinusoïdales, s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérise, courants de Foucault et l'effet de peau.
- La machine est de constitution symétrique.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et est inductance mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

II-2-Convention de signe suivant :

- ❖ Une FEM positive fait circuler un courant positif.
- ❖ Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif
- ❖ Les angles et les vitesses de rotation sont composés dans le sens trigonométrique.

II-3 Mise en Equations de machine asynchrone :

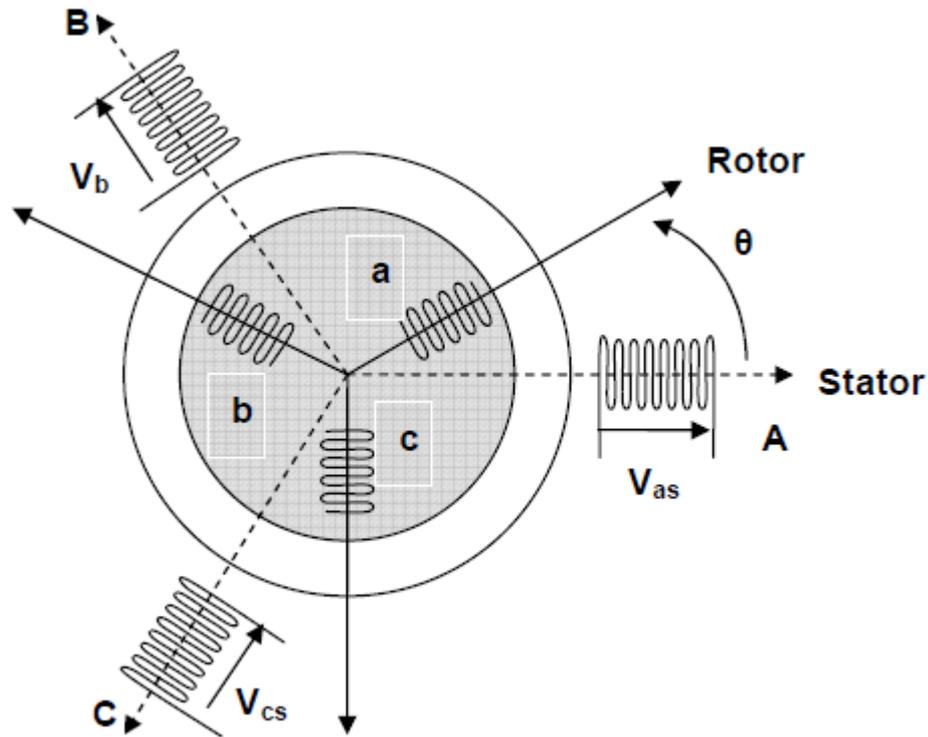


Figure (II-1) représentation de machine asynchrone

Avec l'hypothèse cités ci-dessus les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] & \text{(II,1)} \\ [v_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] & \text{(II,2)} \end{cases}$$

➤ Les équations des flux sont donné par :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] & \text{(II,3)} \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] & \text{(II,4)} \end{cases}$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [v_r] = \begin{bmatrix} v_{As} \\ v_{Bs} \\ v_{Cs} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} I_{As} \\ I_{Bs} \\ I_{Cs} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s, R_r : Résistances des enroulements statorique et rotorique.

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

L_s, L_r : Inductances de fuites de statorique et rotorique.

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor –stator) s’écrit :

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

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

En remplaçant (I-2) dans (I-1), on obtient le système suivant :

$$[v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}] \cdot [I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (\text{II, 5})$$

$$[v_r] = [r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}] \cdot [I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}] \cdot [I_s]) \quad (\text{II, 6})$$

II-4 Modèle de la machine asynchrone dans le plan DQ :

II-4-1 la transformation de Park [1] [10] [5]

La transformation de Park est constituée d’une transformation triphasée-biphasés suivie d’une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère mobile dq.

Pour chaque ensemble de grandeur (statorique et rotorique), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le model. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet si l’on note Θ_s (resp Θ_r) l’angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp Rotoriques) ceci se fait en liant les angles Θ_s et Θ_r par la relation :

$$\theta + \theta_r = \theta_s \tag{II, 7}$$

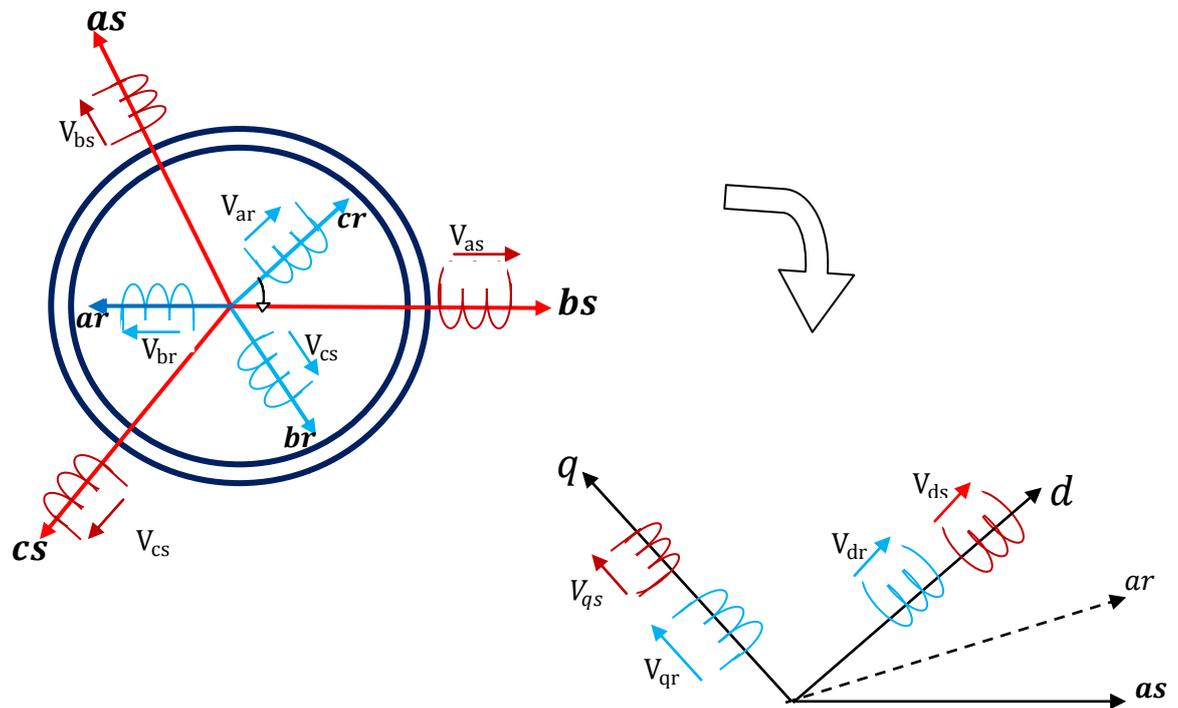


Figure (II, 2) : Schéma du passage du triphasé au biphasé

La matrice de la transformation est définie par :

$$P(\Theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II, 8}$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II, 9})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II, 10})$$

Ces équations peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles les courants et les flux.

II-4-2 Application aux équations des tensions :

Appliquons la transformation de Park (II, 8) et (II, 9) à l'expression (II, 1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \} \quad (\text{II, 11})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II, 12})$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II, 13})$$

Après un calcul direct, nous trouvons :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II, 14})$$

Et l'expression (II, 11) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{sdq}] \quad (\text{II, 15})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II, 16})$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II, 17})$$

II-4-3 Application aux équations des flux :

Appliquons la transformation de Park ((II, 9) et (II, 10)) à l'expression (II, 1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\varphi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{II, 18})$$

Soit :

$$[\varphi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{II, 19})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II, 20})$$

Et

$$[P(\theta_s)] [M_{sr}] [P^{-1}(\theta_r)] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II, 21})$$

Or, d'après l'égalité (II, 7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II, 22})$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (\text{II, 23})$$

L'expression (II, 19) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II, 24})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Parck à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'induction cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad (\text{II, 25})$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II, 26})$$

II-5 Choix du référentiel [1] [10]

De manière générale, les équations des tensions et des de la MAS, écrites dans le plan \mathbf{dq} , d'après (II, 16), (II, 17), (II, 24) et (II, 26), sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II, 27})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \end{cases}$$

Equation du flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II, 28})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour **dq**. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

II-5-1 référentiel lie au stator :

Il est caractérisé par $\theta_s = 0$, donc $\theta_r = -\theta$.

Le système d'équation (II, 27) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + w\varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + w\varphi_{ds} \end{array} \right. \quad (\text{II, 29})$$

Avec $w = \frac{d\theta}{dt}$ la pulsation mécanique.

II-5-2 Référentiel lie au rotor:

Il est caractérisé par $\theta_s = \theta$, donc $\theta_r = 0$

Le système d'équation (II, 27) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - w_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + w_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II, 30})$$

II-5-3 référentiel lie au champ tournant :

Dans ce cas, la vitesse du repère dq est la vitesse du synchronisme w_s ,

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s, \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = (w_s - w).$$

Le système d'équation (II, 27) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - w_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + w_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (w_s - w) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (w_s - w) \cdot \varphi_{ds} \end{array} \right. \quad (\text{II, 31})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent.

II-6 Equations de puissance et du couple :

Selon Park, la puissance électrique statorique instantanée de la machine s'écrit

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) \quad (\text{II-32})$$

Dans un référentiel lié au champ tournant, en remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leurs valeurs, la relation précédente multipliée par dt devient :

$$dW_{es} = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) dt + \frac{3}{2} (d\varphi_{ds} I_{ds} + d\varphi_{qs} I_{qs}) + \frac{3}{2} w_s (d\varphi_{qs} I_{qs} - I_{ds}) dt \quad (\text{II-33})$$

L'énergie électrique fournie au stator pendant le temps dt se décompose ainsi en trois termes :

- Le premier terme représente l'énergie perdue par effet Joule au stator ;
- Le second représente la variation d'énergie magnétique statorique ;
- Le troisième représente dW_δ transférée du rotor à travers l'entrefer par l'intermédiaire du champ tournant.

Avec :

$$\begin{aligned} dW_\delta &= \frac{3}{2} w_s (d\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{ds} I_{ds}) dt & (II-34) \\ &= \frac{3}{2} R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) dt + \frac{3}{2} (d\varphi_{dr} I_{dr} + d\varphi_{qr} I_{qr}) + \frac{3}{2} w_s (d\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{ds} I_{ds}) dt \end{aligned}$$

L'énergie dW_δ transitant à travers l'entrefer est donc composée de trois termes :

- L'énergie perdue par effet Joules au rotor ;
- La variation d'énergie magnétique rotorique ;
- L'énergie dW_{mec} transformable en énergie mécanique.

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant s'obtient en divisant le troisième terme de l'équation (2-7) par $\Omega_s dt$:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (II-35)$$

Différentes manipulation de l'équation (II-35) procède le choix d'élimination de certaines variables des équations du flux (II-31) peuvent conduire à d'autre expression on choisit l'expression suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (II-36)$$

Cette relation très importante met en évidence le fait que le couple résultant de l'interaction de composantes des courants statoriques et rotoriques en quadrature.

II-7 Mise sous forme d'équation d'état :

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux Rotoriques, les courants statoriques et la pulsation $(i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq} \text{ et } \omega_r)$ mécanique comme variables d'état.

On exprime les variables d'état en fonction des grandeurs de commandes choisies.

La représentation d'état est donnée sous la forme suivante

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

B : Vecteur de commande

X : Vecteur d'état. $X = (i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq} \text{ et } \omega_r)$ U : Vecteur d'entrée tension

Pour obtenir la représentation d'état, nous devons remplacer φ_{sd} et φ_{sq} en fonction de φ_{rd} et φ_{rq} en combinant le système (II-27)

$$\text{Avec : } X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}, \quad B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & w_s & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M T_s}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) w_r \\ -w_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\right) w_r & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & w_{sl} \\ 0 & \frac{M}{T_s} & w_{sl} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Se système est représenté par le schéma suivant :

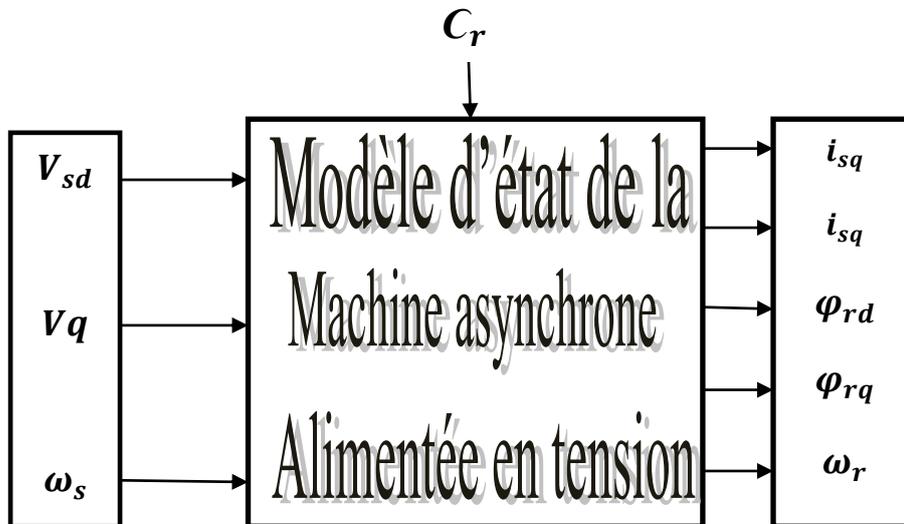


Figure (II-3) : Schéma synoptique de la machine asynchrone alimentée en tension

II-8 Simulation numérique de la MAS :

La simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires ou comparatives, autant au stade du développement (conception) qu'au cours fonctionnement normal des systèmes.

Plusieurs outils de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance et des machines électriques SIMNON, SIMULINK, MATLAB.

Ce dernier est un système interactif et convivial de calcul numérique et la visualisation graphique, il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autre langage de programmation.

MATLAB c'est imposé dans le milieu universitaire et industriel comme un outil puissant de modélisation, utilisé pour l'enseignement d'Algèbre linéaire, le traitement de signale, l'automatique etc.....

Notre moteur est simulé en utilisant MATLAB Simulink et en considérant le référentiel de Park (d, q), lié au champ tournant, ce qui nous permet de connaître les performances dynamiques du moteur et évaluer les valeurs des grandeurs le caractérisant et qui évoluent en fonction de ses paramètres.

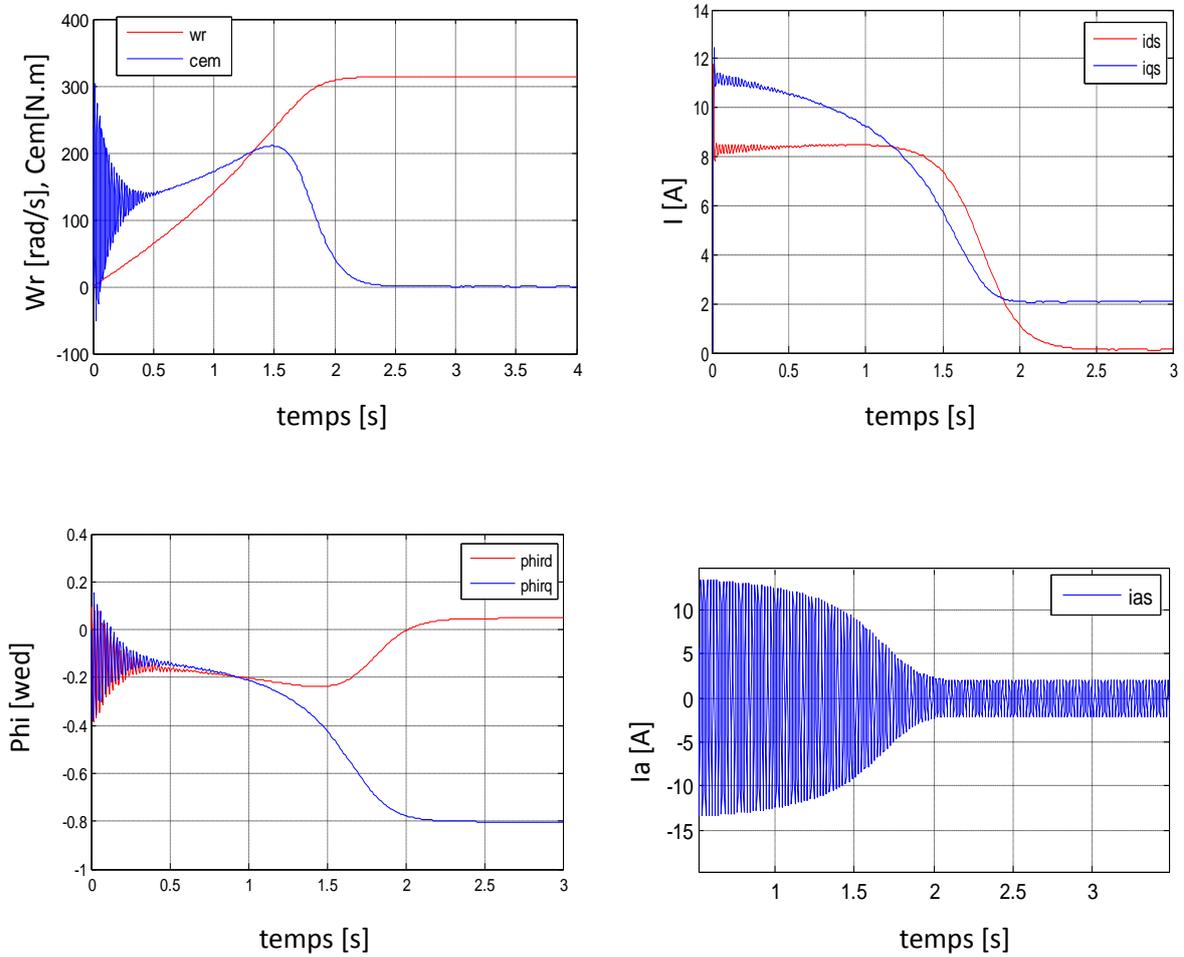


Figure (II, 4) : Résultats de la simulation de la machine asynchrone alimentée en tensions.

Avec un démarrage à vide.

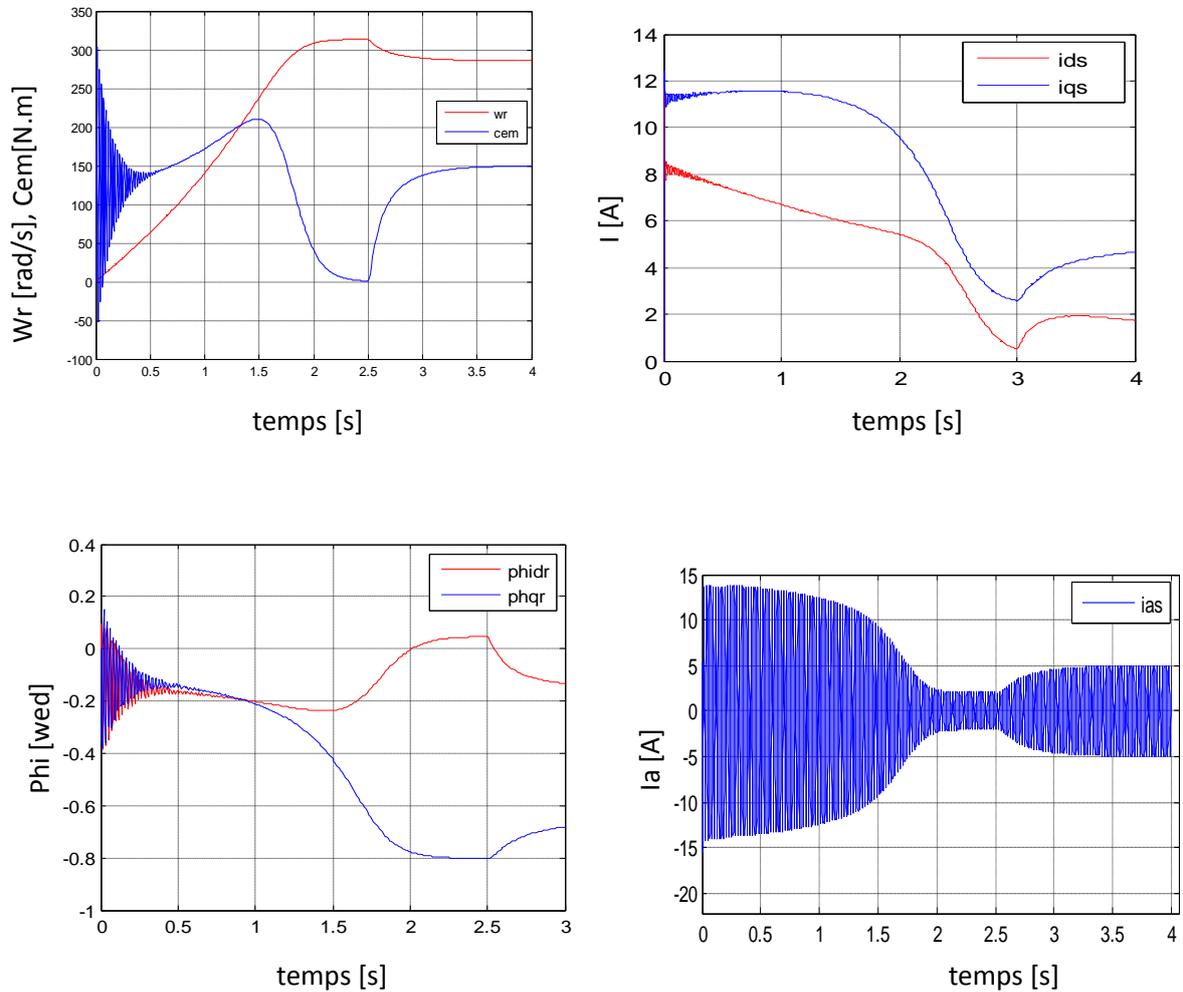


Figure (III, 5) : Résultats de la simulation de la machine asynchrone alimentée en tensions.

Avec un démarrage à vide puis application d'une charge.

$C_r = 3 \text{ Nm}$ à $t = 2.5 \text{ s}$.

II-9 interprétation des résultats de simulation :

La machine est alimentée par une source de tension triphasée, de fréquence 50Hz, les autres paramètres de la machine sont donnés en annexe.

- ❖ La figure (II, 3) montre les résultats du démarrage à vide, on remarque dans ces résultats que la vitesse du rotor atteint vite son régime permanent et cela au bout d'un temps $t=2s$. Cette vitesse atteint environ 310 rad/s qui sont proches de la vitesse de synchronisme (314rad/s)

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une durée de 0.6s ainsi le couple instantané monte à 300Nm. A la fin de la phase du démarrage le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

Les flux rotorique (ϕ_{idr} , ϕ_{iqr}) présente aussi des oscillations au régime transitoire et ils atteignent des valeurs de (respectivement) 0.15wb et 0.1wb puis se stabilisent à des valeurs proche de -0.7wb, et -0.5wb.

On note aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension, les courants statoriques i_{as} , i_{ds} , i_{qs} atteignent leurs valeurs instantanées maximales de (respectivement) 12A, 12.3A, 14A ces valeurs peuvent être à l'origine de destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives, d'où l'inconvénient majeur des machines asynchrone.

- ❖ La figure (II, 4) montre les résultats de simulation des grandeurs précédant après application d'un couple résistant $C_r=3Nm$ à l'instant $t=2.5s$.

On voit que la vitesse subit une diminution à l'application du couple résistant, et plus que la charge appliquée est élevée plus la vitesse diminue.

Le couple électromagnétique subit aussi une fluctuation à l'application de la charge mais il reprend rapidement sa stabilité.

Les flux rotoriques réagissent aussi à cette charge, les courants statoriques augmentent à l'application de la charge ce qui est évident pour compenser le couple résistant.

Conclusion :

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à rotor bobiné par le logiciel MATLAB/SIMULINK, en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

Le modèle est fortement non linéaire. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent le fort couplage existant entre le flux et le couple électromagnétique.

Dans le chapitre qui suit, nous allons introduire un onduleur à commande MLI qui servira d'intermédiaire entre le réseau et le moteur.

Chapitre III

Association machines asynchrone

Onduleur

Introduction [2] [5] [8]

Les progrès réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance ont complètement transformé la commande de ces machines.

La progression de convertisseur statique réalisé à l'aide de composant semi-conducteur commandable à l'ouverture et à la fermeture, et le développement rapide des stratégies de commande très performante de ces convertisseurs ont rendu l'utilisation des machines à courant alternatif dans des entraînements à vitesse variable chose qu'évite le contacts tournant parmi les convertisseurs les plus utilisés on trouve les redresseurs, filtres et onduleurs.

III-1les systèmes d'alimentation :

Le système d'alimentation des machines asynchrones se compose généralement d'un redresseur et un onduleur de tension à MLI.

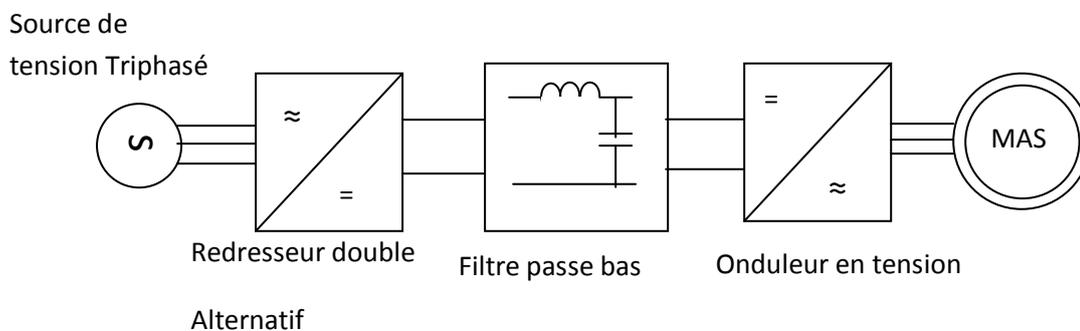


Figure (III-1) : schéma d'alimentation d'une machine asynchrone

III-1-1 Le redresseur :

Un montage redresseur à diode permet d'obtenir à partir d'une tension alternative une tension continue, elle est caractérisée par le fait qu'il est inversible.

Le schéma de principe d'un redresseur est donné sur la figure (III-2).

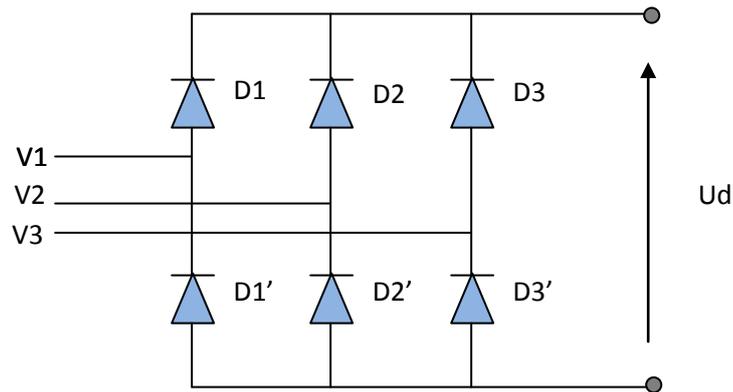


Figure (III-2) : Schéma représentatif d'un redresseur tout en diode triphasé en pont de Graetz.

Les diodes sont supposées parfaites, fonction à commutation instantanée et la tension à leurs bornes lorsqu'elles conduisent est nulle.

La tension de la sortie U_d du redresseur est donnée par la formule (III-1)

$$U_d = \text{Max}(V_1, V_2, V_3) - \text{Min}(V_1, V_2, V_3) \tag{III-1}$$

L'allure du système de tension triphasée (V_1, V_2, V_3) à l'entrée du pont redresseur, et celle de la tension redressée U_d à sa sortie est donnée sur la figure suivante :

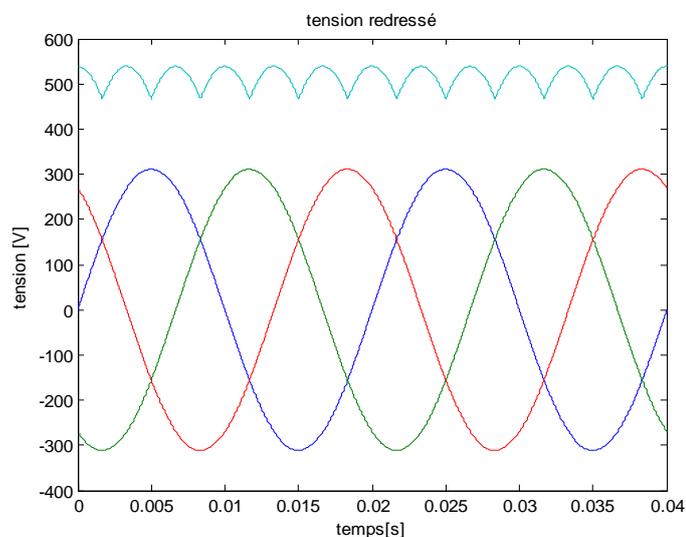


Figure (III-3) : Tension redressée

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max}$$

U_{dmoy} : Tension moyenne redressée.

V_{max} : Valeur maximale de la tension du réseau.

III-1-2 Le filtre :

Le rôle d'un filtre consiste à filtrer les tensions et les courants redresser. Il s'agit généralement du circuit LC.

Le filtre est schématisé à la figure (III-4) :

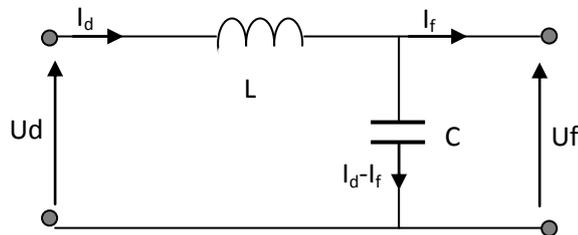


Figure (III-4) : Schéma représentatif d'un filtre LC

Equation du filtre :

$$\begin{cases} U_d = L \frac{d}{dt} I_d + U_f \\ \frac{d}{dt} U_f = \frac{1}{C} (I_d - I_f) \end{cases}$$

U_d : Tension à la sortie du redresseur.

U_f : Tension à la sortie du filtre.

III-2 l'onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu - alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façons périodiques les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

III-2-1 Onduleur de tension :

Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur commandable à la ouverture et à la fermeture. Le séquencement imposé aux interrupteurs statiques réalise une modélisation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statorique de la machine.

La distribution des ordres sur les différents interrupteurs est fait à partir de l'intersection des sinusoïdes de référence et d'un signale triangulaire d'amplitude constante et de fréquence correspondant à la fréquence de commutation.

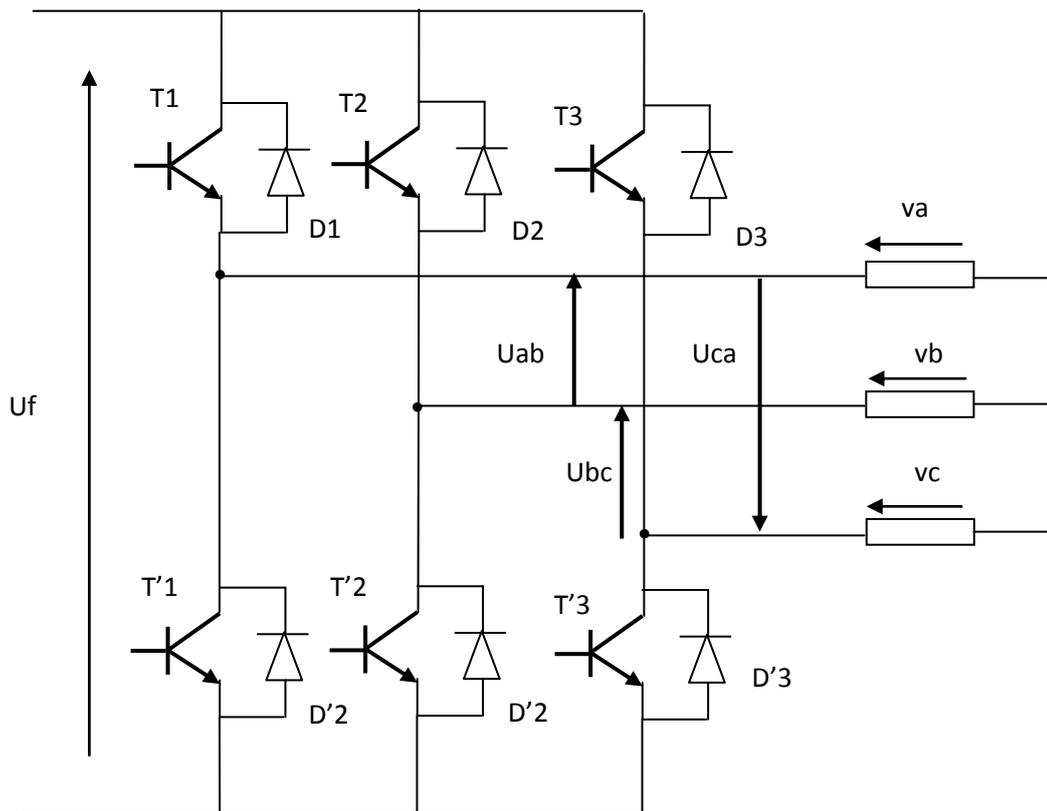


Figure (III, 1) : Schéma de l'onduleur de tension

Soit V_a, V_b, V_c , les tensions simples de sortie et U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} , les tensions composées alors :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases}$$

Avec $V_a + V_b + V_c = 0$, (system triphasé équilibré), l'onduleur est alimenté par une source de tension continu constant d'amplitude U_f

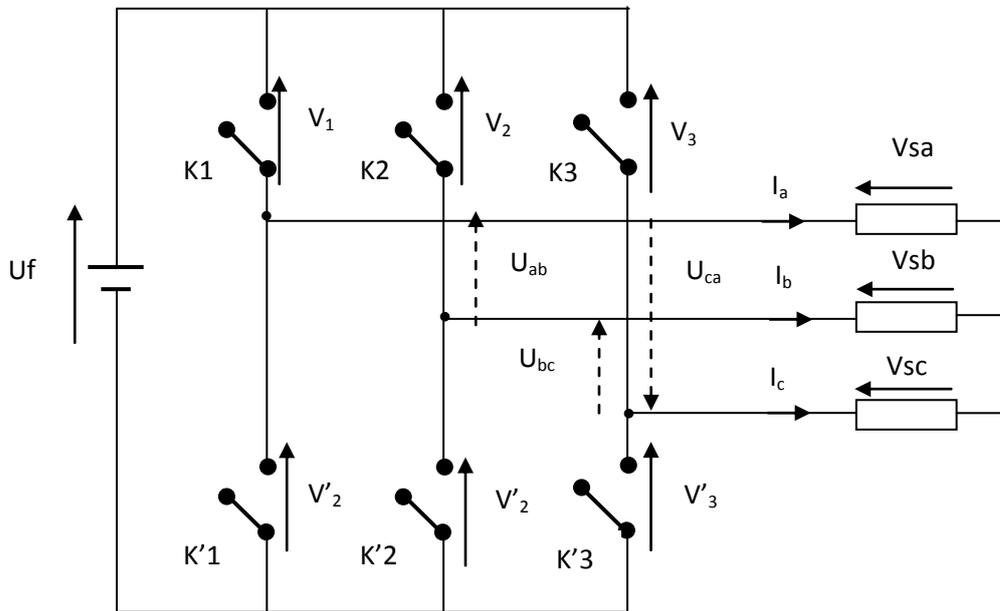


Figure (III, 2) : schéma simplifié d'un onduleur de tension commandé en tension

Les interrupteurs k_j, k'_j ($i= 1, 2,3$) sont unidirectionnels en tensions et bidirectionnels en courant.

A partir de la figure (III-3) donnant la tension aux bornes de chaque interrupteur, on déduit les expressions des tensions composées :

$$U_{12} = V_{sa} - V_{sb} = V_2 - V_1$$

$$U_{23} = V_{sb} - V_{sc} = V_3 - V_2$$

$$U_{31} = V_{sc} - V_{sa} = V_1 - V_3$$

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

A chaque interrupteur k_i on associe une fonction logique F_j ($j=1, 2,3$) définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_j \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } k_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad (j=1, 2,3)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } F_1 = 1 \Rightarrow V_1 = 0 \\ \text{Si } F_1 = 0 \Rightarrow V_1 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_1 = (F_1 - 1) U_f$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } F_2 = 1 \Rightarrow V_2 = 0 \\ \text{Si } F_2 = 0 \Rightarrow V_2 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_2 = (F_2 - 1) U_f$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } F_3 = 1 \Rightarrow V_3 = 0 \\ \text{Si } F_3 = 0 \Rightarrow V_3 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_3 = (F_3 - 1) U_f$$

Nous avons :

$$U_{ab} = V_1 - V_2 \Rightarrow U_{ab} = (F_1 - F_2) U_f$$

$$U_{bc} = V_2 - V_3 \Rightarrow U_{bc} = (F_2 - F_3) U_f$$

$$U_{ca} = V_3 - V_1 \Rightarrow U_{ca} = (F_3 - F_1) U_f$$

Ce qui donne sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Les tensions (V_a, V_b, V_c) forment un système équilibré donc :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

En remplaçant la formule (III-2) dans (III-3) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_f \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

III-2-2 Présentation de la technique de la commande M.L.I

a- Définition et type de « M.L.I » :

Il y'a plusieurs types de MLI dont on peut citer :

- les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations post calculées appelées encore M.L.I régulières symétriques ou M .L.I vectorielle dans les quelles les angles de commutation sont calculées en ligne.
- Les modulations prècalculées pour les quelles les angles de commutation sont calculés hors lignes pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.

Nous présenterons dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée

b- principe de la modulation sinus-triangle :

La MLI permet de former a la sortie de l'ondeur chaque alternance de la tension à laide d'une succession de créneaux rectangulaires dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but :

- Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage
- Faire varier les valeurs efficaces du fondamental de tension de sortie

Le réglage est effectué par les durées d'ouvertures et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. la loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence U_{ref} est une onde triangulaire appelé porteuse de fréquence f_p constante ce qui est un avantage pour la commande MLI.

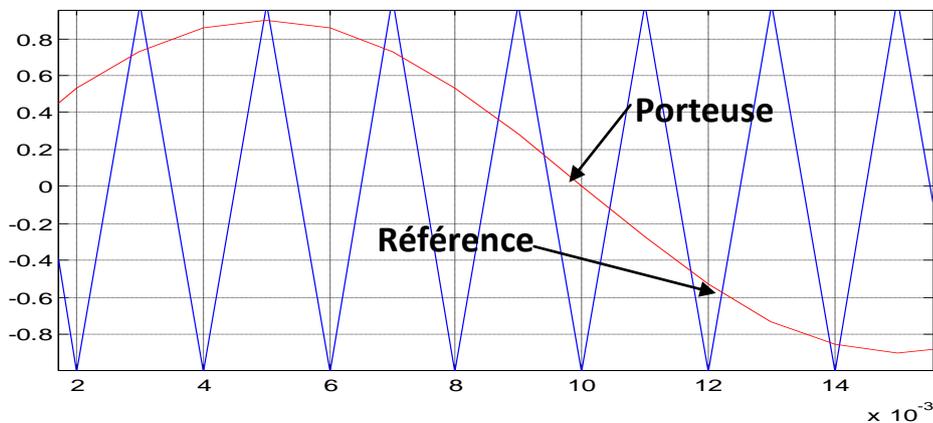
Le signal de commande de l'interrupteur électrique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_i=1, 2,3$ est fermer si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse et vice versa :

Si $U_{ref} > V_p$: le transistor supérieur du bras de pont conduit

Si $U_{ref} < V_p$: le transistor inférieur du bras de pont conduit.

• **Signaux de commande de l'onduleur :**

La figure (III-3) représente le tracé des signaux de commande, des interrupteurs constituant l'onduleur.



Le signal de commande

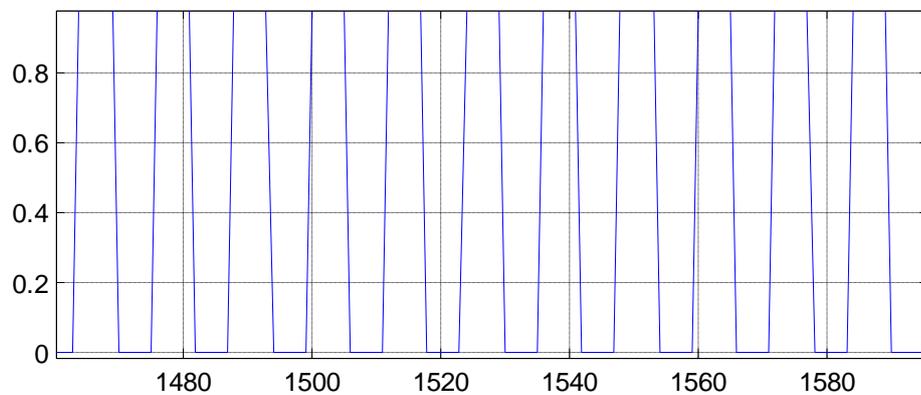


Figure (III, 3) : signaux de commande des interrupteurs en « M.L.I »

« sinus-triangle »

c- Caractéristique de la « M.L.I » sinus-triangle :

La modulation sinus-triangle est caractérisée par deux paramètres :

- Le coefficient de réglage en tension : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence de l'onde de référence f

$$r = \frac{u_{ref}}{v_p}$$

- L'indice de modulation : c'est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de l'onde de référence f .

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

En tenant compte de l'indice de modulation on distingue deux types de modulation :

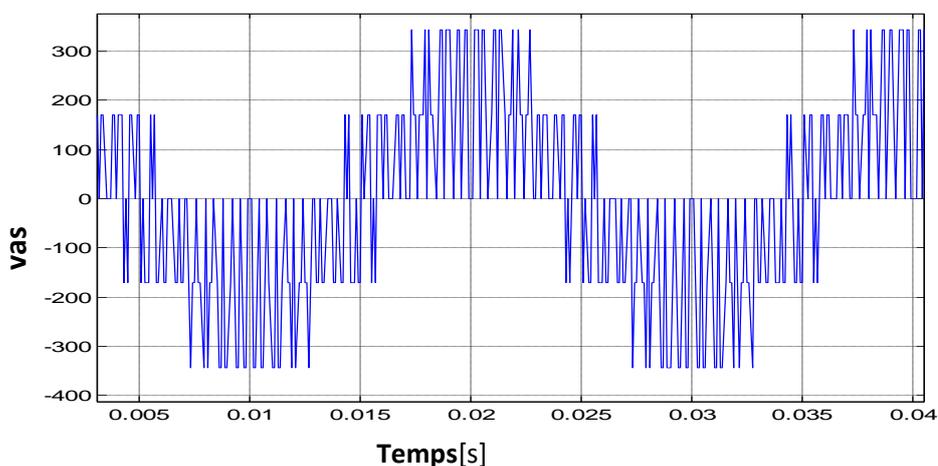
- **Modulation synchrone et asynchrone :**

Une modulation est dite synchrone si l'indice de modulation m est un entier naturel dans le cas contraire est dite asynchrone.

La modulation asynchrone est utilisée lorsque l'indice de modulation est très élevé ou faible.

III-3- Simulation numérique :

Les résultats de simulation de l'association d'une machine asynchrone –onduleur de tensions à M.L.I sont donnés dans les figures (III, 4), (III, 5) et (III, 6).



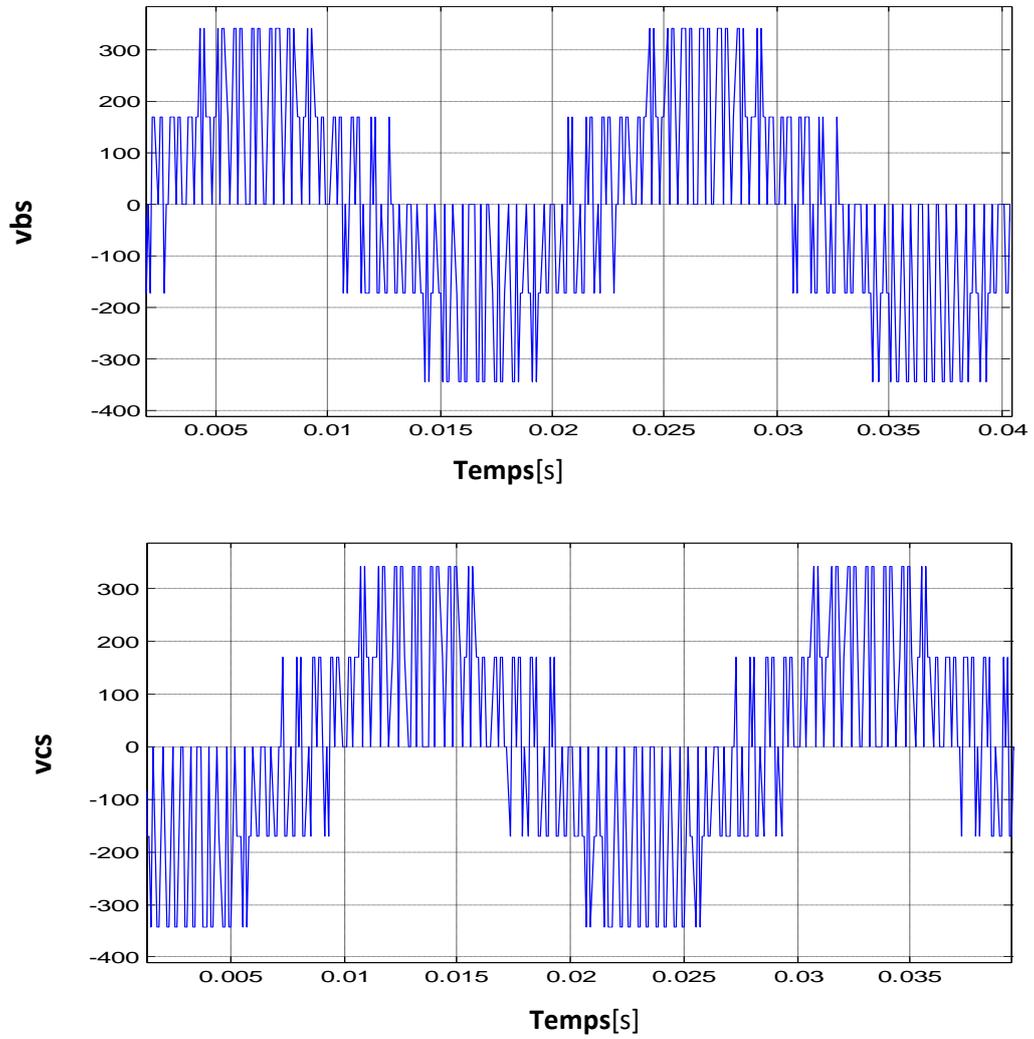


Figure (III, 4) : tension à la sortie de l'onduleur

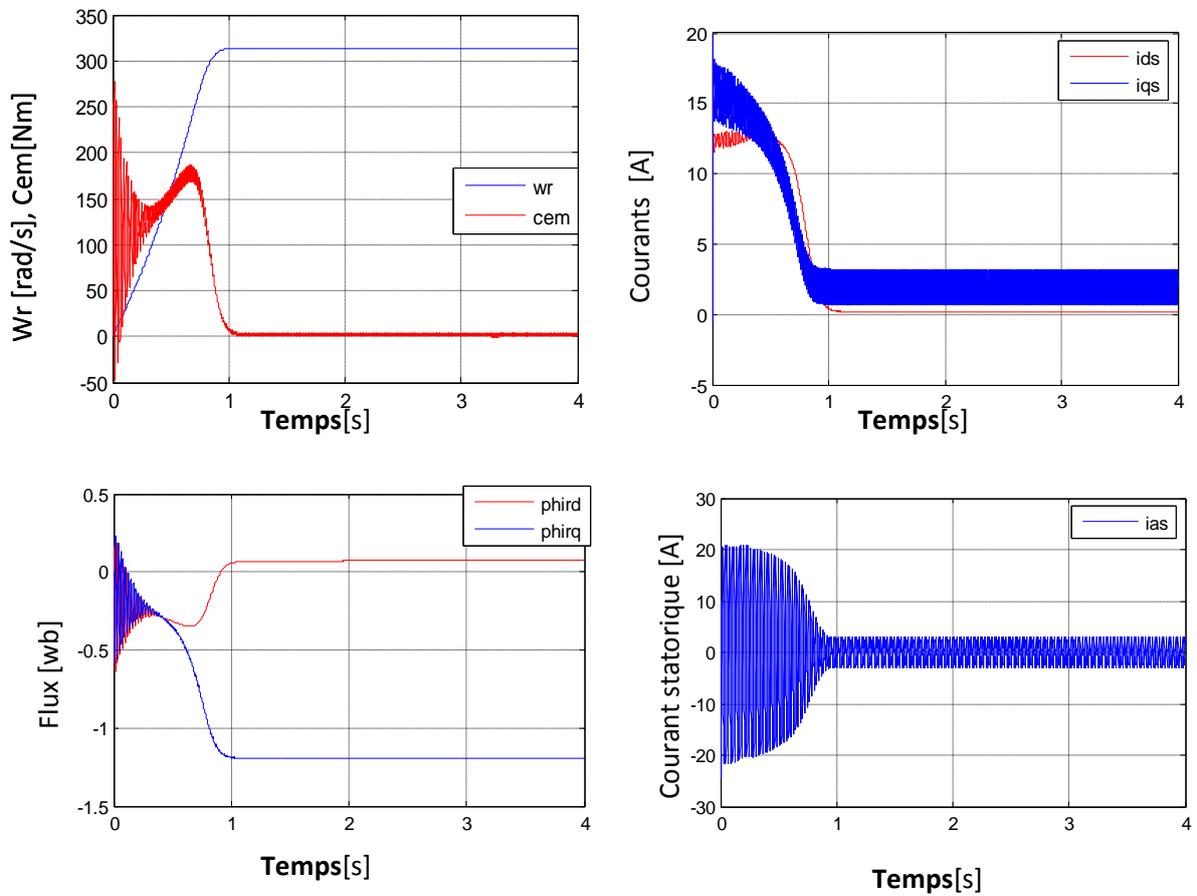


Figure (III, 5): Résultats de la simulation de la machines asynchrone avec onduleur de tension à commande M.L.I à vide

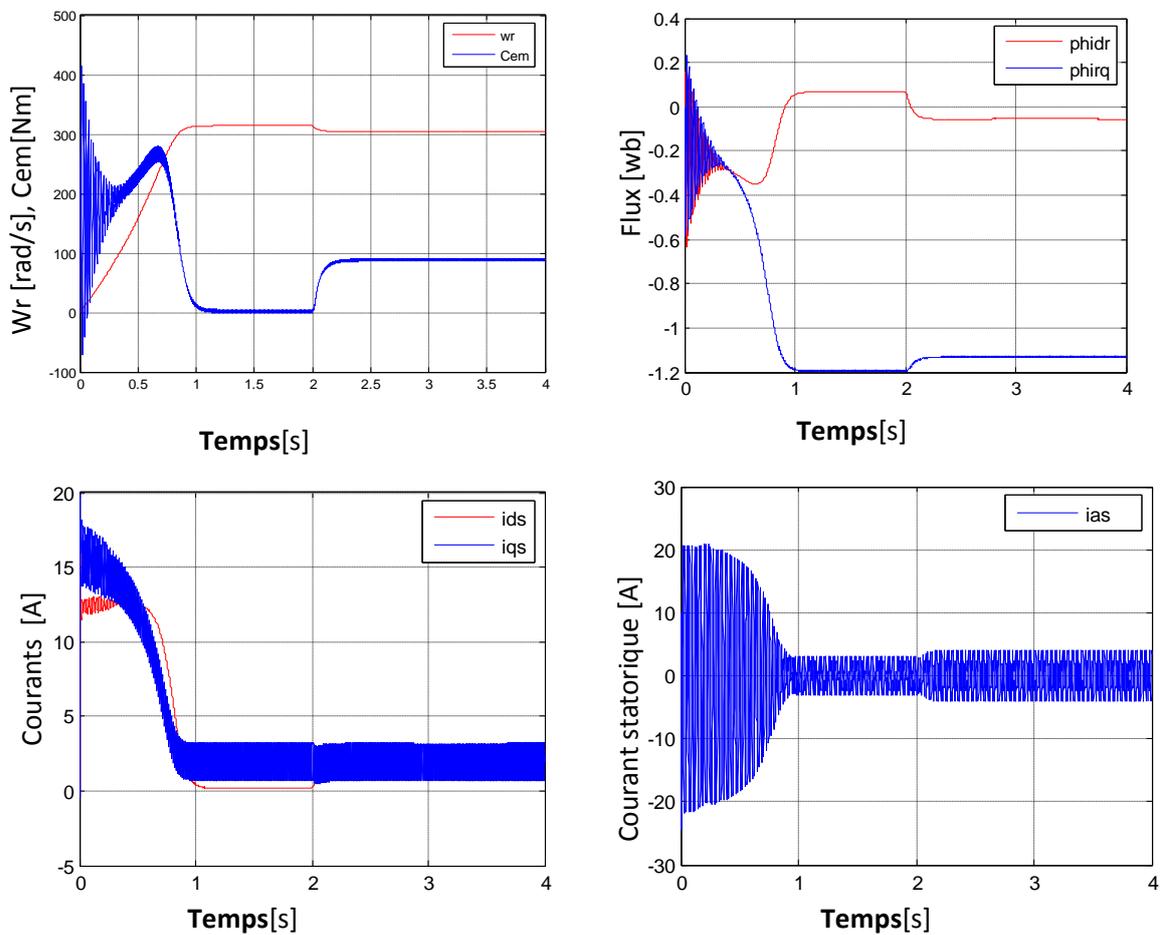


Figure (III, 6): Résultats de la simulation de la machines asynchrone avec onduleur de tension à commande M.L.I à vide puis application d’une charge.

$C_r=3Nm$ à $t=2s$.

III-4 Interprétation :

Les figures (III, 5) et (III, 6) nous donne les résultats de simulation de la machine asynchrone avec association d'un onduleur de tension à commande M.L.I.

Les figures montrent que la montée en vitesse est un peu plus rapide elle atteint sa valeur maximale à $t=1s$ avec une amplitude d'environ 310rad/s puis à l'application d'une charge de $C_r=3\text{Nm}$ cette vitesse marque une petite chute.

L'oscillation de couple électromagnétique n'a pas disparue bien au contraire sa valeur maximale au démarrage est de (410Nm) et cela pour compenser les pertes (par frottement et ventilation) ainsi que l'inertie de l'arbre de la machines ce couple présente beaucoup d'ondulations qui sont dues à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs. Avec l'application d'une charge couple électromagnétique répond rapidement pour compenser cette dernière.

Le signal de courant statorique est parasité ceci est du au découpage MLI de la tension fournie, et il a un effet inverse a l'application d'une charge.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la structure de l'onduleur de tension ainsi son principe de fonctionnement.

Nous avons modélisé et simulé un onduleur de tension sinus-triangle à commande M.L.I puis on l'associe à la machine asynchrone.

Les résultats de simulation ont montre la validité du modèle choisi.

Chapitre IV

Machine asynchrone à double alimentation

Introduction [7] [11] [12] [13]

Conçue depuis le 19^e siècle la MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par deux armatures stator et rotor. Elle à fait l'objet de nombreuses recherches principalement dans le fonctionnement en génératrice pour des applications d'énergie éolienne.

Un grand intérêt est accordé a la MADA pour plusieurs raisons on peut citer :

-L'utilisation de la MADA semble devenir une solution plus indiquée pour les applications ou le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse. L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert de puissance et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou d'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.

- une grande souplesse de fonctionnement lie à la présence des convertisseurs statiques associés aux deux armatures

-la possibilité de faire fonctionner la machine à vitesse très faible tout en gardant des pulsations statoriques et rotoriques de valeurs moyennes. Cela permet de minimiser l'effet des chutes de tensions résistives .cette machine s'envisage pour

des puissances élevées ($> 1\text{MW}$) ou elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone.

IV-1 Définition :

« Machine asynchrone à double alimentation » est une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par deux sources distinctes branchées respectivement au stator et au rotor, cette machine est utilisée dans des applications requérant une vitesse variable. Elle peut être utilisée comme moteur pour par exemple entrainer des pompes, ou comme génératrice à vitesse variable utilisée dans les éoliennes.

IV-2 Structure de la machine :

Une MADA à un stator identique à celui d'une machine asynchrone à cage ou d'une machine synchrone. C'est le rotor qui diffère radicalement car il n'est pas

composé d'aimant ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques.

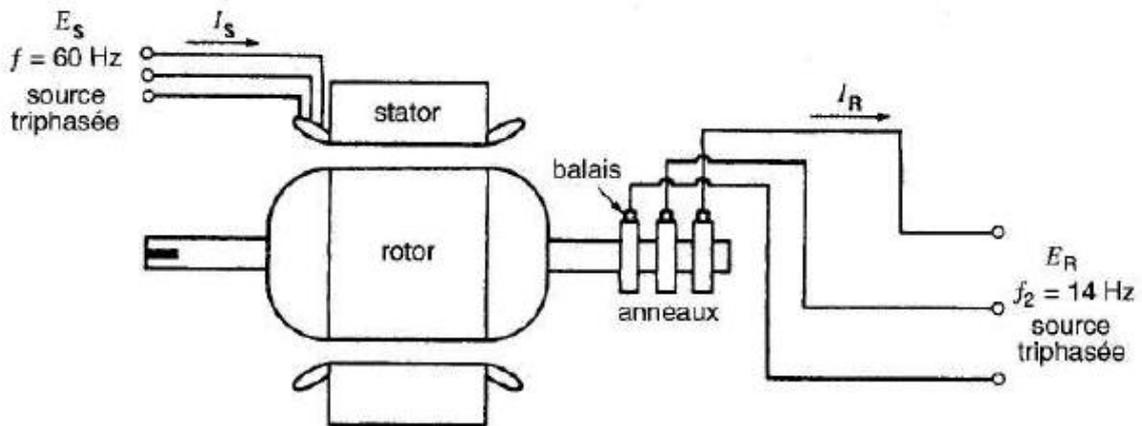


Figure (IV, 1) : machine asynchrone à rotor bobine connectée à deux sources de tension

IV-3 Mode de fonctionnement de la MADA :

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

Effectivement une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en génératrice, ici c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant aussi la possibilité de fonctionner en hyper ou hyposynchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement:

a-Fonctionnement en mode moteur :

a-1 Moteur hypo synchrone :

Le fonctionnement en mode hyposynchrone du moteur est réalisé lorsqu'il s'agit d'une plage de réglage de vitesse s'étendant de la vitesse de synchronisme Ω_s à une vitesse plus faible Ω_{min} la figure ci-dessous montre que la puissance est fournie par le réseau au stator la vitesse de rotation est inférieure aux synchronismes la puissance de

glissement est renvoyée sur le réseau via les convertisseurs connectés au rotor c'est le cascade hypo synchrone .

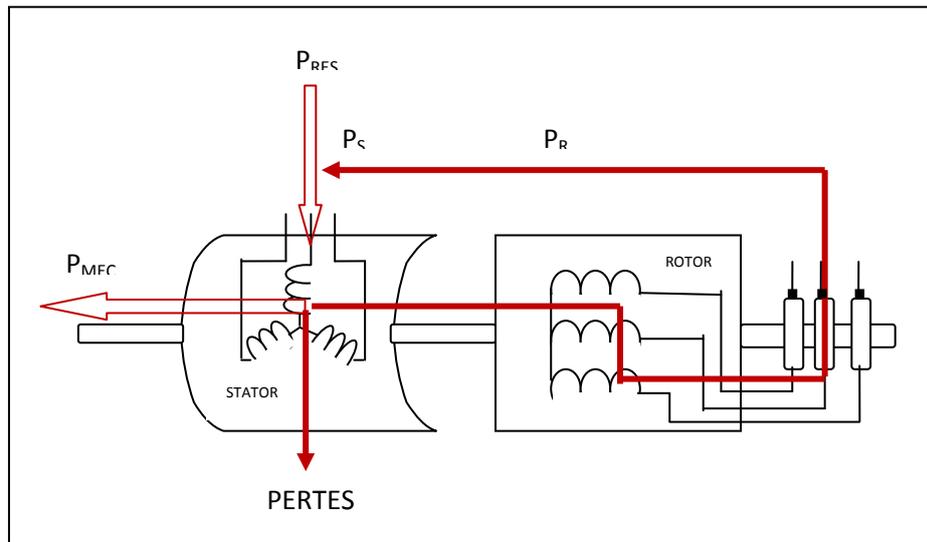


Figure (IV, 2) : Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

a-2 Moteur hyper synchrone :

Le fonctionnement en mode hypersynchrone du moteur est réalisé lorsque la vitesse de la machines peut varier au delà de la vitesse de synchronisme.

Dans la figure suivante nous remarquons que dans ce mode de fonctionnement une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor via les convertisseurs statiques est convertie en puissance mécanique.

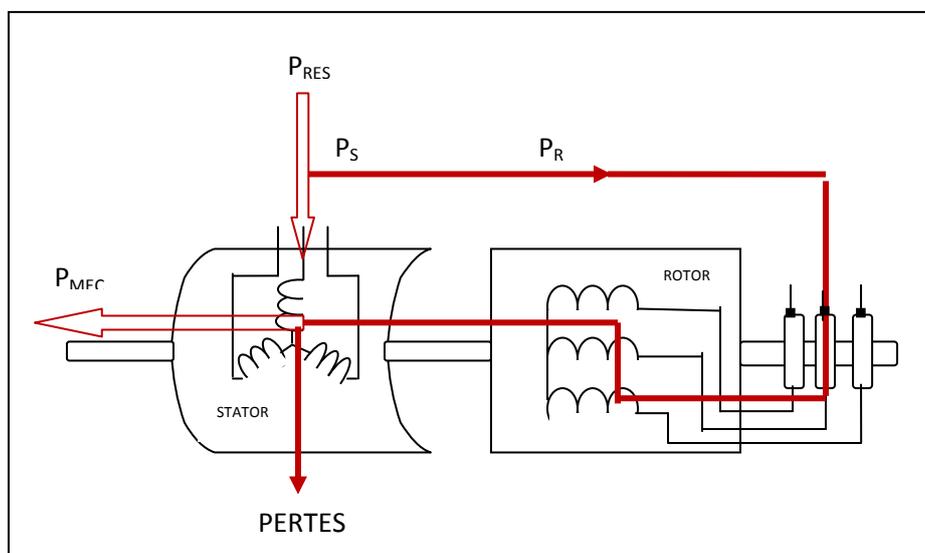


Figure (IV, 3) : fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

b- Fonctionnement en mode génératrice :

b-1 Génératrice hyper synchrone :

Dans ce mode de fonctionnement comme le montre la figure la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine par la turbine éolienne est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $(g_{p_{mec}})$ est transmise par l'intermédiaire du rotor

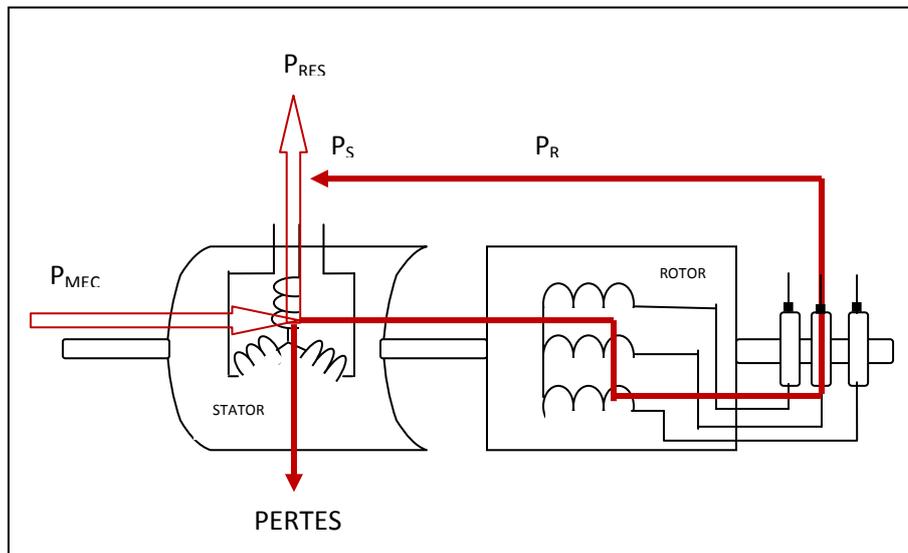


Figure (IV, 4) : Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone.

b-2 Génératrice hypo synchrone :

Puissance est fournie par le dispositif d'entraînement ; une partie de la puissance est transitant par le stator est réabsorbée par le rotor figure.

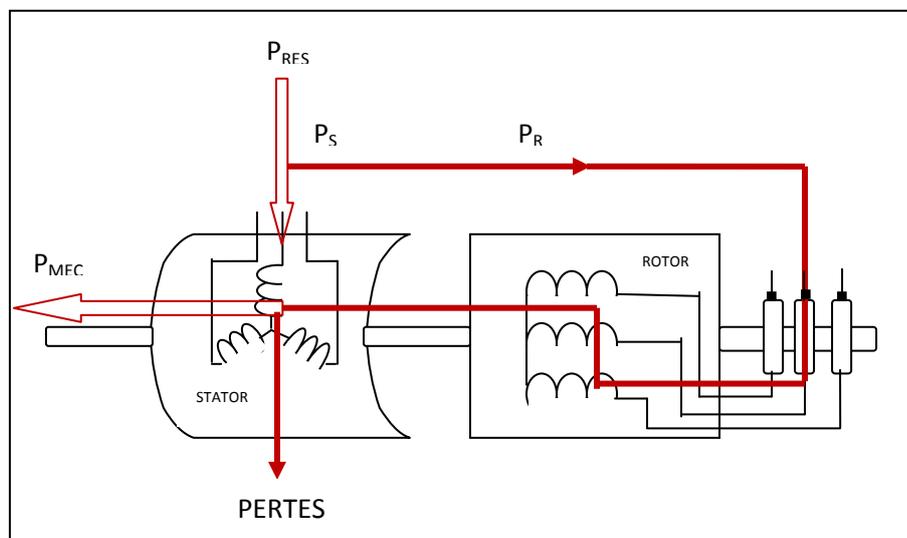


Figure (IV, 5) : Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone.

IV-5 Configuration d'alimentation de la MADA :

Un grand intérêt est 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 laminage ; la traction ferroviaire ; ou encore la propulsion maritime. Ainsi on cite les différentes configurations d'alimentation de la MADA.

La première consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau, cette configuration est largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable.

La deuxième configuration s'intéresse au fonctionnement moteur où la MADA est alimentée par deux convertisseurs, l'un au stator et l'autre au rotor, ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

IV-5-1 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 (IV, 6) présente un schéma de principe de cette catégorie.

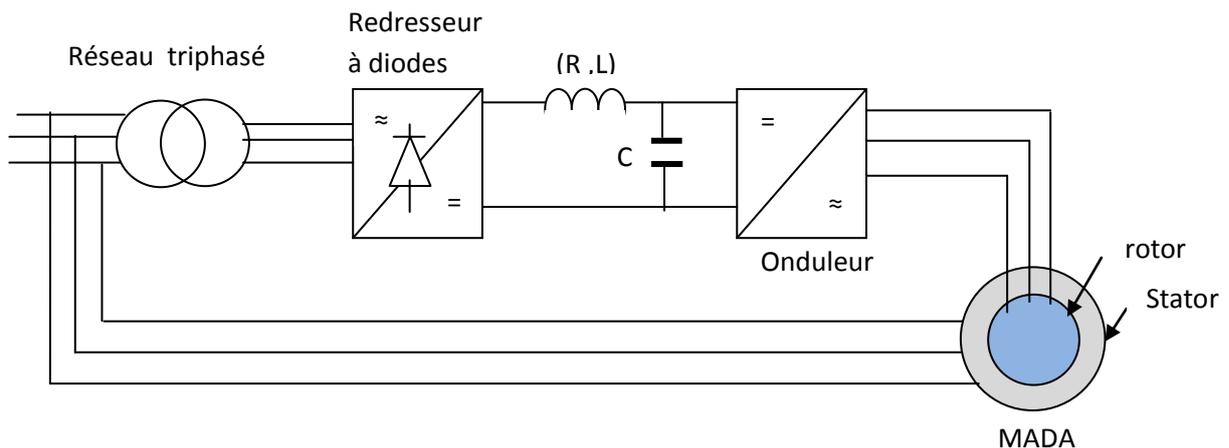


Figure (IV, 6) : schéma synoptique proposé pour la première configuration

Cette configuration est utilisée dans des applications aux usines de pompage et d'extraction. Sa proposition repose sur deux avantages majeurs : la réduction du nombre de transformateurs à utiliser et le facteur de puissance unitaire assuré par l'onduleur à trois niveaux.

IV-5-2 stators reliés au réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur :

Dans cette configuration on 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. Afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques de la machine des études proposent l'analyse de l'influence du couplage dû aux courants de l'axe opposé au sein des termes de compensation relatif aux équations rotoriques

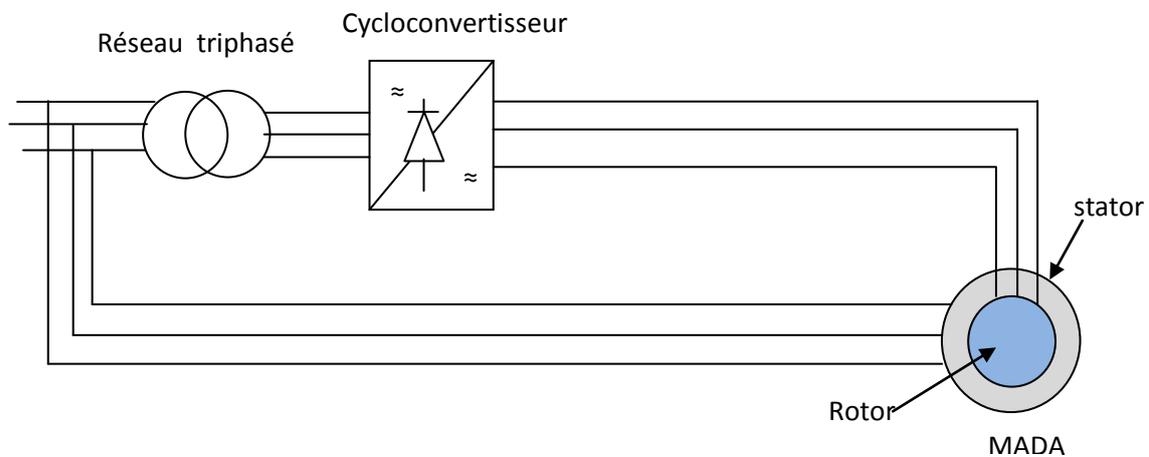


Figure (IV, 7) : schéma synoptique proposé pour la deuxième configuration

IV-5-3 MADA en cascade hypo synchrone :

Le fonctionnement de la cascade hypo synchrone en boucle ouverte et fermée est basé sur un modèle de la machine où les grandeurs statoriques sont ramenées à un repère fixe par rapport au rotor. Le redresseur et l'onduleur sont modalisés afin de tenir compte des imperfections, ondulation et harmonique.

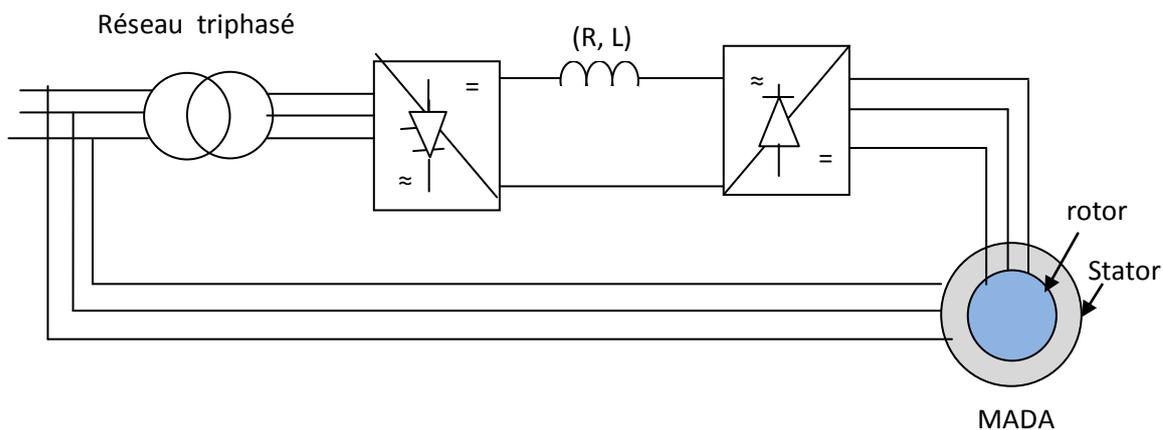


Figure (IV, 8) : schéma synoptique proposé pour la troisième configuration

IV-5-4 MADA alimenté par deux convertisseurs indépendants :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- *Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs.
- *Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun.
- *Deux cycloconvertisseurs comme le montre la figure (IV, 9).

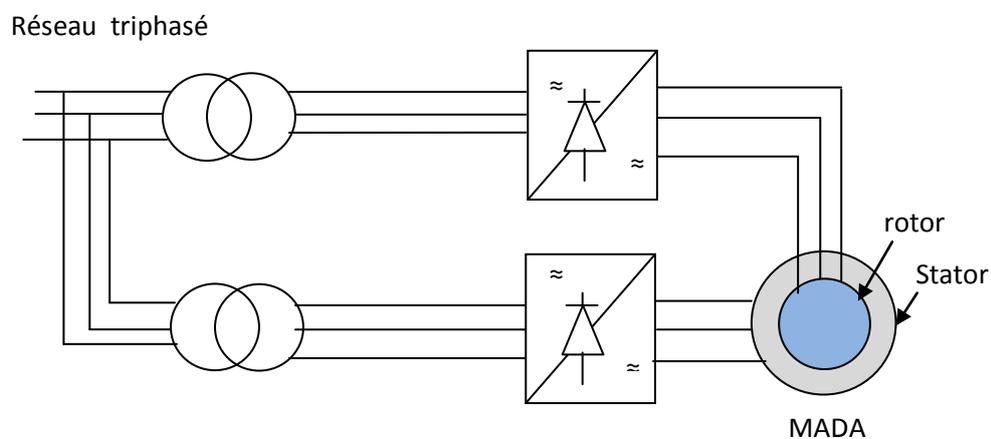


Figure (IV, 9) : schéma synoptique proposé pour l'alimentation par deux cycloconvertisseurs

Etudie une MADA alimentée par deux cycloconvertisseurs présente un fonctionnement dans les quatre quadrants en précisant le fonctionnement hypo et hyper synchrone. Il adopte le contrôle vectoriel pour la commande.

IV-6 machines asynchrone à double alimentation : structure avec convertisseur MLI :

L'association d'un cycloconvertisseurs permet d'avoir une plage de variation de vitesse doublée par rapport aux autres structures. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hypo synchrone) ou négative (fonctionnement hyper synchrone). Le principe de cycloconvertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure, son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques s qui nuisent au facteur de puissance de la machine, c'est pour cela qu'ils ont été remplacés par les convertisseurs commandés en MLI.

Cette configuration à la même caractéristique que celle du cycloconvertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistor IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermetures leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO; l'utilisation de ce convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en modulation de largeur d'impulsion dont la modulation permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

IV-7 caractéristique de fonctionnement :

Que l'on adopte un système comprenant un seul convertisseur ou deux, la caractéristique Couple - Vitesse est toujours la même.

En se plaçant dans un fonctionnement en mode moteur de la MADA, une telle caractéristique, donnée sur la figure (IV-10), fait apparaitre deux zones de Fonctionnement :

*dans la première zone, la vitesse Ω évolue alors que le couple électromagnétique C_{em} est constant et égal au couple nominal de la machine. Nous maintenons ceci jusqu'à une certaine vitesse que nous qualifierons, vitesse de base Ω_b .

*dans la deuxième zone, nous remarquerons un affaiblissant inversement proportionnellement à la vitesse, l'état magnétique de la machine Φ . Le couple diminue lui aussi, alors que la tension maximale est atteinte sur chacun des cotes de la machine et que la puissance active P_s reste minimale et constante sur chaque côte $P_s = P_{sn}$.

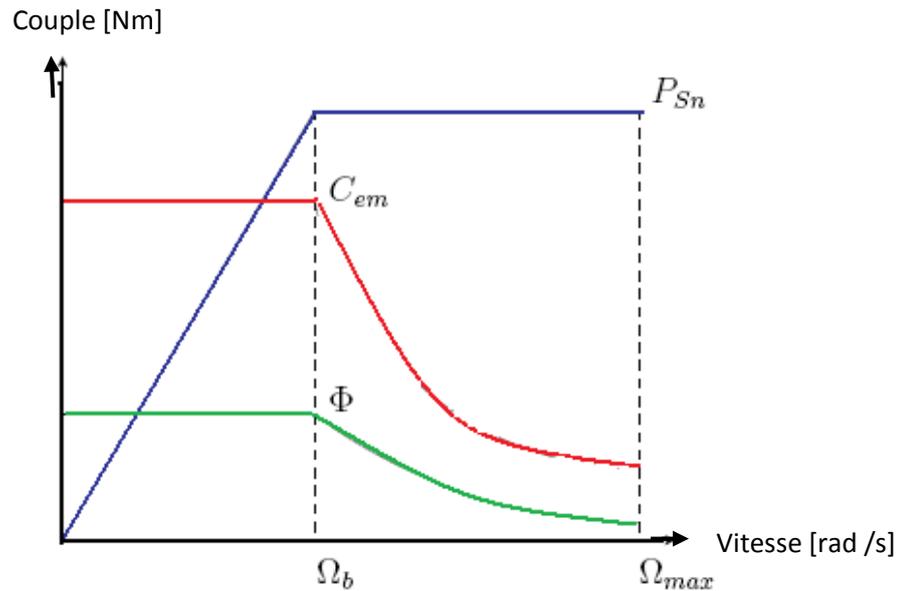


Figure (IV, 10): Caractéristique de fonctionnement de la machine "Couple - Vitesse"

IV-8 Bilan de puissance de la MADA [7]

Un moteur à rotor bobiné est alimenté par deux sources, il doit tourner à une des deux vitesses suivantes :

$$N = \frac{120}{p} (f - f_2)$$

$$N = \frac{120}{p} (f + f_2) \tag{IV-1}$$

Ou :

N : vitesse du rotor [r /min]

f : Fréquence appliquée au stator [Hz]

f₂ : Fréquence appliquée au rotor [Hz]

p : Nombre de pôles du stator et du rotor

Le cheminement de la puissance de la source à la charge est expliqué ci-de dessous :

a)- La source triphasée E_s fournit une puissance active P_e au stator.

b)- Après soustraction des pertes joules P_{js} dans le stator et des pertes fer P_f

$$P_r = P_e - (P_{js} + P_f) \quad (\text{IV-2})$$

La puissance résultante P_r est transmise au rotor à travers l'entrefer.

c)- Avec un glissement s , une portion (gP_r) de la puissance P_r est dissipée en chaleur. ces pertes correspondent à la somme des pertes Joule dans le rotor (P_{jr}) et dans la résistance externe $R(P_{jR})$.

d)- La différence ($P_r - gP_r$) est convertie en puissance mécanique P_m transmise à l'arbre, soit $P_m = (1 - g)P_r$ (IV-3)

e)- On doit soustraire les pertes par friction et ventilation P_v pour obtenir la puissance mécanique nette P_l transmise à la charge.

f)- Introduisons maintenant la relation entre le glissement g , la fréquence statorique f et la fréquence rotorique f_2 , soit : $g = \frac{f_2}{f}$ (IV-4)

g)- On peut maintenant exprimer la puissance mécanique en fonction de la fréquence statorique f , la fréquence rotorique f_2 et de la puissance P_r transmise au rotor, soit :

$$P_m = \left(1 - \frac{f_2}{f}\right) P_r \quad (\text{IV-5})$$

La puissance électrique fournie par le rotor est :

$$P_r - P_m = \left(\frac{f_2}{f}\right) P_r \tag{IV-6}$$

Cette puissance est dissipée sous forme de chaleur dans les enroulements du rotor (P_{jr}) et dans les résistances externes (P_{jR})

h)-Le couple développé par le moteur est toujours :

$$T_{em} = \frac{9.55 p_r}{N_s} \tag{IV-7}$$

Pour le moteur à double alimentation la répartition des puissances est la même que celle de la machines asynchrone classique sauf que dans ce cas on a une partie de la puissance électrique fournie par le rotor est absorbée par la source E_r dans le mode sous synchrone, et elle est fournie par la source E_r ou rotor dans le mode hyper synchrone (pour la génératrice on a le cas contraire).

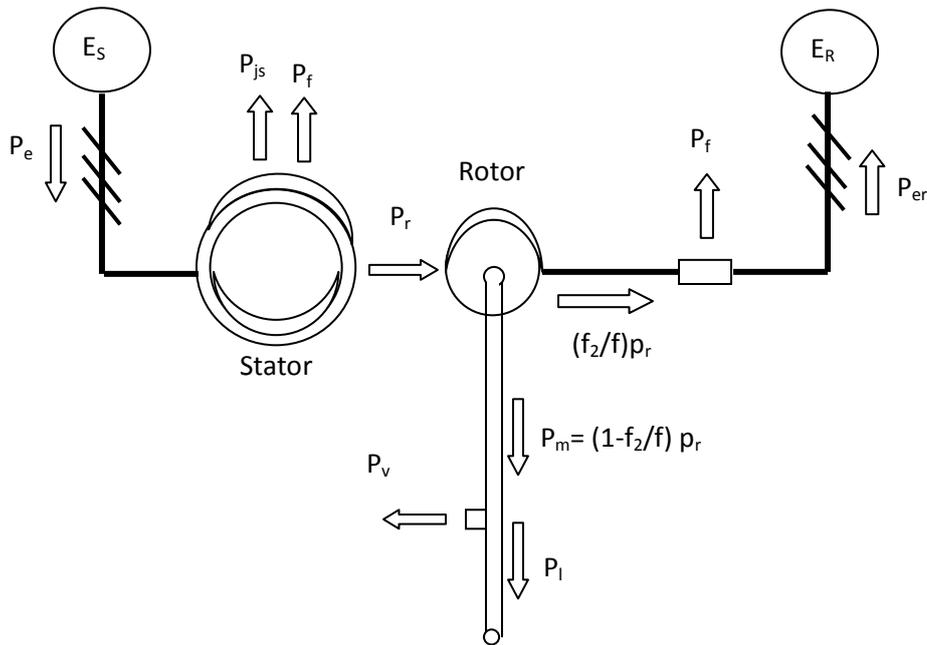


Figure (IV, 11) : Cheminement de la puissance dans un moteur à double alimentation en mode sous synchrone

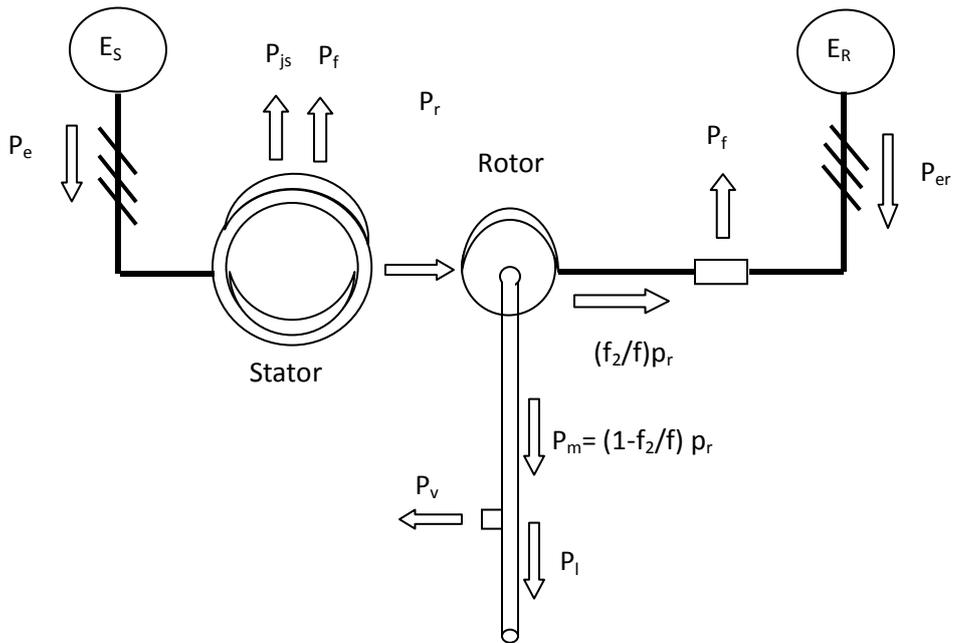


Figure (IV, 12) : Cheminement de la puissance dans un moteur à double alimentation en mode hyper synchrone

IV-9 Avantage et inconvénient de la MADA :

IV-9-1 Avantages de la MADA :

Parmi ces nombreux avantages nous citerons :

*La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

*La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très important.

*Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombent en panne, plus souple que la machine à simple alimentation

*Le partage des fréquences entre le stator et 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.

*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 grande puissance.

*La possibilité de fonctionner à couple constant avant d'attendre la vitesse nominale.

IV-9-2 Inconvénients de la MADA :

*Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à cause des balais.

* Utilisation d'un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

*Le coût total de la machine est plus important que celui de la machine à cage.

IV-10 Modélisation de la machines asynchrone à double alimentation :

De la même manière que nous avons exposé le modèle de la machine à asynchrone dans le chapitre (II), le modèle de la MADA reste le même ; à une différence près : les enroulements rotoriques ne sont plus en court-circuit et sont accessibles via des collecteurs, par conséquent les tentions diphasées rotoriques du modèle diphasé de la machine asynchrone dans le référentiel d-q lié au champ tournant que nous comptons utiliser par la suite pour la commande de la MADA :

Equation électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = r_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - w_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = r_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - w_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = r_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (w_s - w_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = r_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dq} - (w_s - w_r) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (IV-8)$$

Equation des flux :

$$\begin{cases} \varphi_{dqs} = L_s I_{dqs} + M_{sr} I_{dqr} \\ \varphi_{dqr} = M_s I_{dqs} + L_r I_{dqr} \end{cases} \quad (\text{IV, 9})$$

Le couple mécanique est donné par la relation suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} - f_s W \quad (\text{IV-10})$$

W : vitesse de relation de la machine.

J : moment d'inertie de l'ensemble machine.

f : coefficient de frottement.

IV-11 Modélisation de la MADA dans le repère de Park :

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)] [V_{s,adc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \Theta)] [V_{r,abc}] \\ [I_{s,dq}] = [P(\theta_s)] [I_{s,adc}] \\ [I_{r,dq}] = [P(\theta_s - \Theta)] [I_{r,adc}] \\ [\Phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)] [\Phi_{s,adc}] \\ [\Phi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \Theta)] [\Phi_{r,abc}] \end{cases} \quad (\text{IV-11})$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV-12})$$

Avec :

$$L_r = L_r - M_r : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$L_s = L_s - M_s : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs} : \text{Mutuelle cyclique entre rotor-stator.}$$

IV-12 Mise sous forme d'équation d'état :

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'équation d'état. Nous allons choisir dans tout ce qui suivra le vecteur $[\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, w]^T$ comme vecteur d'état et les grandeurs V_{dr}, V_{qr} comme variable de commande.

Après le calcul, nous aboutissons au système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \varphi_{sd} = V_{sd} - \alpha_s \varphi_{sd} + \beta_s \varphi_{rd} + w \varphi_{sq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{sq} = V_{sq} - \alpha_s \varphi_{sq} + \beta_s \varphi_{rq} - w \varphi_{sd} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = V_{rd} - \alpha_r \varphi_{rd} + \beta_r \varphi_{sd} + (w_s - w_r) \varphi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = V_{rq} - \alpha_r \varphi_{rq} + \beta_r \varphi_{sq} - (w_s - w_r) \varphi_{rd} \\ \frac{d}{dt} w_r = [\sigma(\varphi_{sq} \varphi_{rd} - \varphi_{sd} \varphi_{rq}) - C_r] \frac{1}{J} \end{array} \right. \quad (\text{IV-13})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_s = \frac{R_s L_r}{L_s L_r - M^2} \\ \alpha_r = \frac{R_r L_s}{L_s L_r - M^2} \\ \sigma = \frac{M}{L_s L_r - M^2} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \beta_s = \frac{R_s M}{L_s L_r - M^2} \\ \beta_r = \frac{R_r M}{L_s L_r - M^2} \end{array} \right.$$

IV-13 Simulation et interprétation :

Nous avons simulé la MADA alimenté par le réseau pour deux types de fonctionnement :

*Démarrage à vide représenté par la figure (IV, 13).

*Démarrage à vide avec application de différents couples résistant : $Cr_1=2Nm$, $Cr_2=1.5Nm$; $Cr_3=1Nm$ entre les instants respectivement $t_1=2.5s$, $t_2=3s$, $t_3=3.5s$ représentés par la figure (IV, 14).

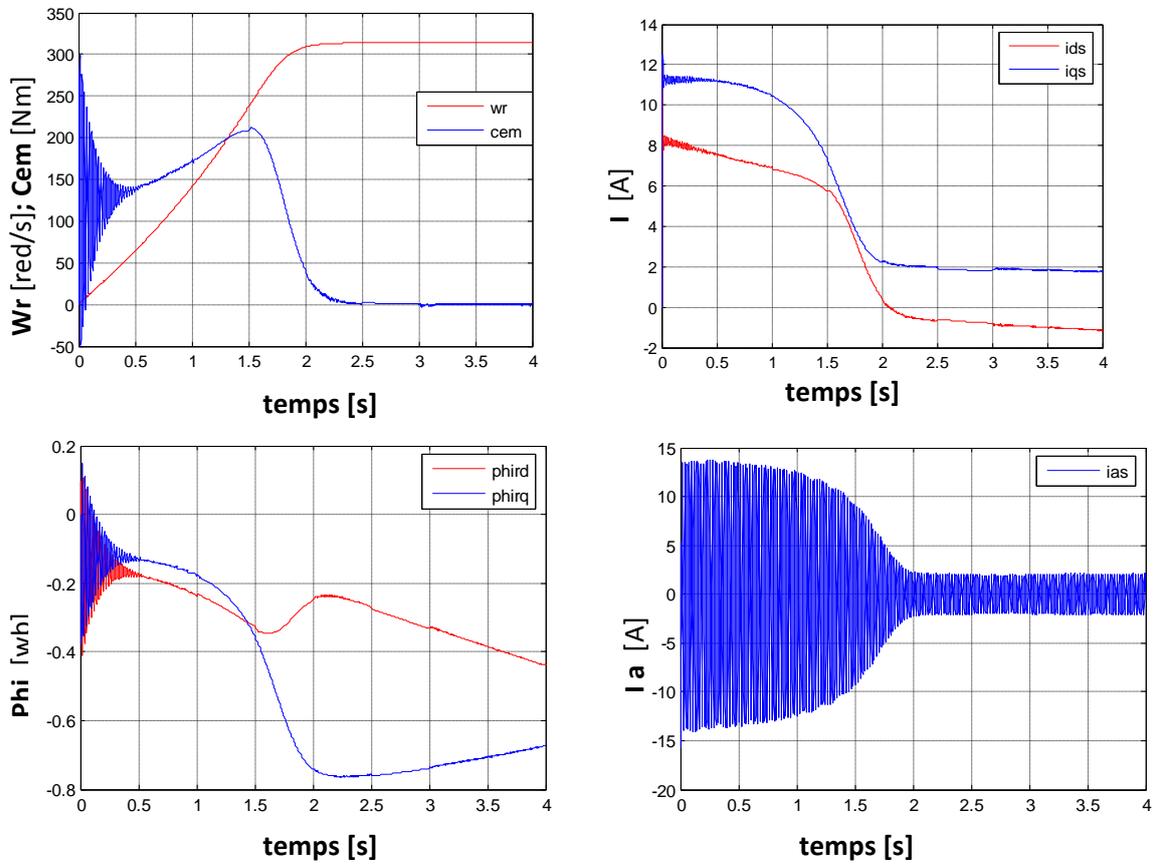


Figure (IV, 13) : Résultats de la simulation de la MADA à vide

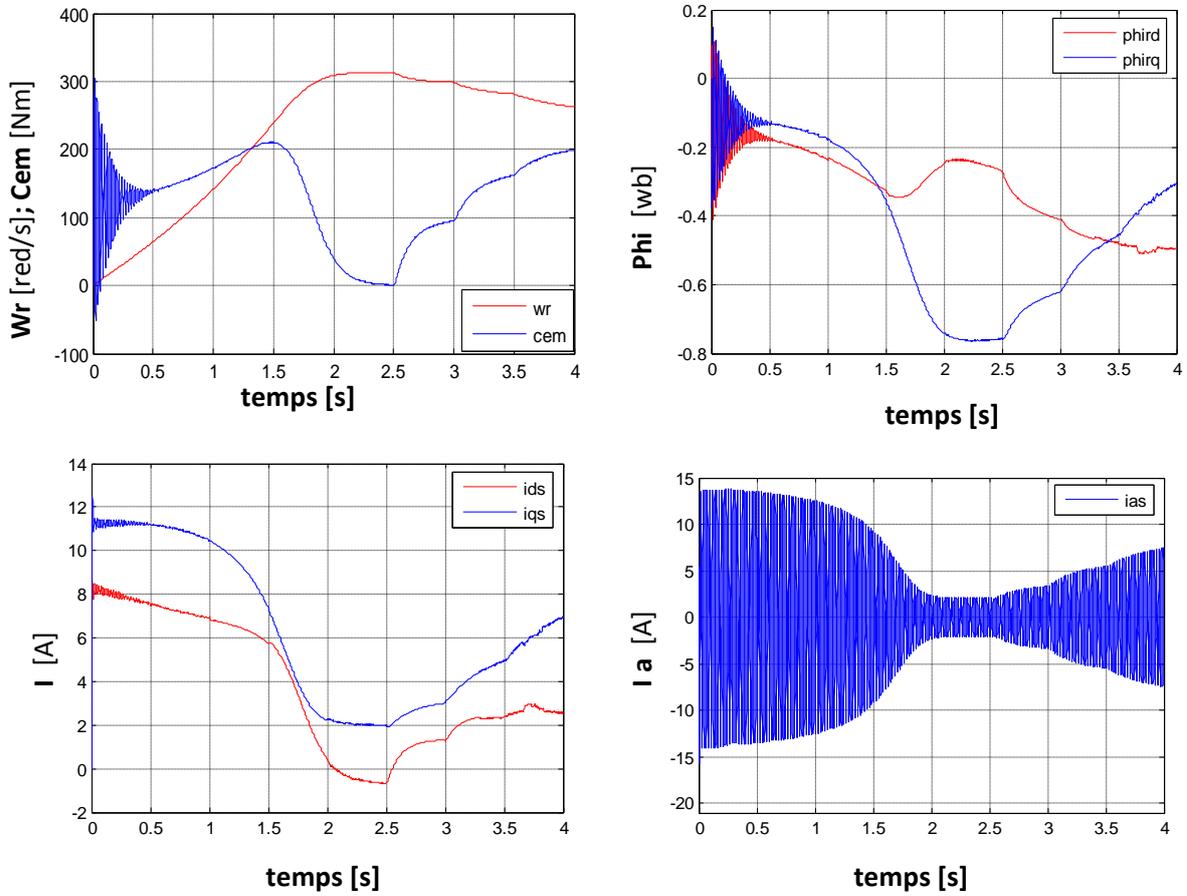


Figure (IV, 14): Résultats de la simulation de la MADA avec application de différents charge $Cr_1=1Nm$; $Cr_2=1.5Nm$; $Cr_3=2Nm$ aux instants $t_1=2.5s$, $t_2=3s$, $t_3=3.5s$.

Interprétation :

La machine est alimentée par deux sources de tension triphasées l'une des fréquences de 50Hz pour le stator l'autre de fréquence 14Hz alimente le rotor, les autres paramètres de la machines son donnés en annexe.

Les résultats obtenus (figure (IV, 13)) sont semblables à celle de la machine asynchrone classique, toutes les grandeurs de la machine ont un régime oscillant, la vitesse du rotor ω_r atteint une valeur à vide proche de 314rad/s à $t=2.3s$.

Le couple aussi oscille au démarrage et atteint une valeur maximale de 300Nm puis il se stabilise à $t=2.5s$.

Les courants statorique i_{ds} , i_{qs} oscillent se stabilisent à $t=2s$. Quand au flux rotorique ϕ_{dr} ; ϕ_{qr} ont un régime oscillatoire au début puis se stabilise aux valeurs respectivement -0.45wb ; -0.7wb.

A l'application d'une charge le couple électromagnétique augmente afin de compenser cette charge, et cela induit une chute dans la vitesse de rotation de rotor qui se traduit à un à un glissement correspondant au glissement nominal de la machine.

Les courants statoriques et les flux rotoriques augmentent avec l'application de la charge.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons d'écrit en premier le principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement moteur et génératrice ainsi les différentes types de configure de la MADA qu'on peut rencontrer.

Nous avons aussi développé la modélisation mathématique et simulation du moteur à rotor bobiné effectuée tout en se basant sur la transformer de Park.

Dans le chapitre qui suit nous allons présenter une technique plus utilisée dans l'électronique de puissance qu'est la commande vectorielle par flux orienté.

Chapitre V

Contrôle vectorielle par flux orienté de la

MAS

Introduction [4] [9] [14]

Le domaine de la vitesse variable est resté longtemps réservé au moteur à courant continu. Durant la première moitié de XX^e. L'évolution des semi-conducteurs et, notamment, l'arrivée des thyristors, ont permis le développement des premiers variateurs électriques pour machine à courant continu, ces systèmes offrent un progrès énorme ; ils étaient plus économiques, plus performants (transitoire bipolaire, MOSFET, GTO, IGBT), pour qu'une évolution similaire concerne les machines à courant alternatif grâce à sa relative simplicité de commande, les systèmes de commandes étant alors analogiques, la machine synchrone a été de grande dynamique, sous le vocable de « machine à collecteur électrique ».

La machine asynchrone était alors pénalisée par la complexité de son modèle et de sa commande. Les premiers variateurs, nommés « variateur de fréquence » ou « variateurs scalaire » utilisant un modèle en régime permanent, donc simplifiaient la machine. Ces variateurs permettaient le réglage de la vitesse dans une plage relativement étendue, mais n'offraient ni les performances dynamiques des variations pour machine synchrone, ni la possibilité de couple à l'arrêt. Les fondements théoriques d'une commande de la machine en régime transitoire (commande vectorielle) étant connue depuis quelque temps mais la complexité relative de cette commande et la nécessité d'une réalisation numérique ont retardé sa mise en œuvre.

Durant les quatre dernières décennies, la technologie de commande de machine a évolué très progressivement, en extrapolant le schéma très simple de commande de la machine à courant continu. Ainsi, les commandes vectorielles des machines alternatives reproduisent le découplage naturel du flux et du couple de cette machine. Le découplage permet de conserver le schéma de commande traditionnel, basé sur la structure cascade et la correction PDI ; qui ne requiert qu'une puissance de calcul modérée et ne remet pas en cause la démarche de conception et de réglage des variateurs.

V-1 théorie de la commande vectorielle:

L'intérêt de la commande vectorielle est de rapprocher de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée qui offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple par le courant induit.

Cependant pour la machine asynchrone le flux et le couple ne sont pas naturellement découplés. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple.

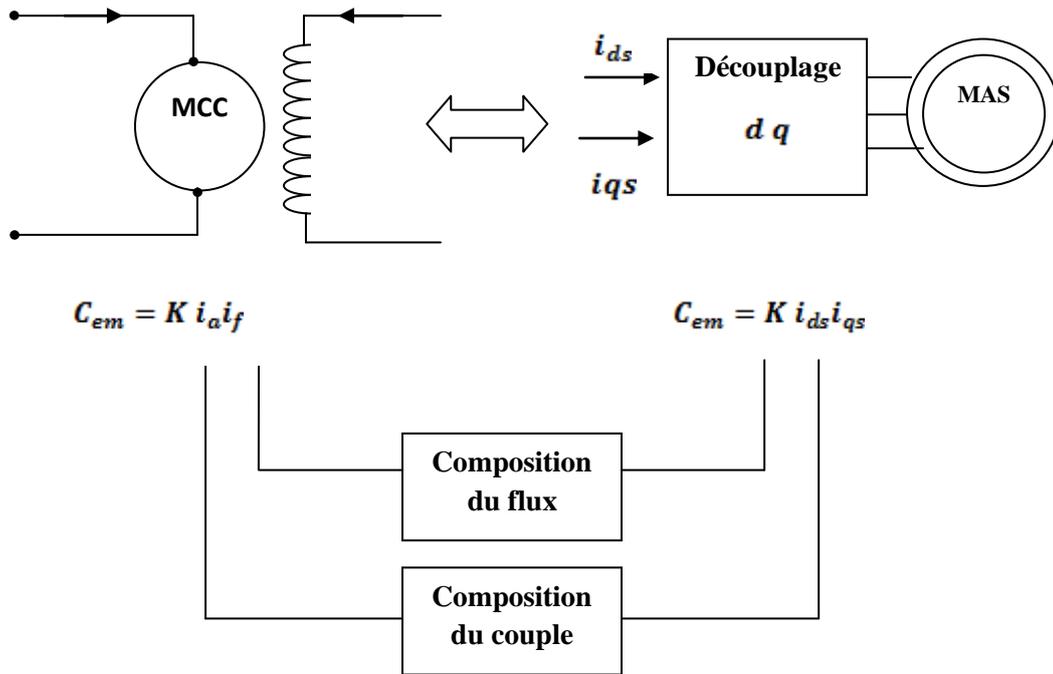


Figure (V, 1) : schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec MCC

V-2 principe de la commande par orientation du flux :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante, et cela en choisissant un système d'axe (d, q) et une loi de commande assurant le découplage et du flux.

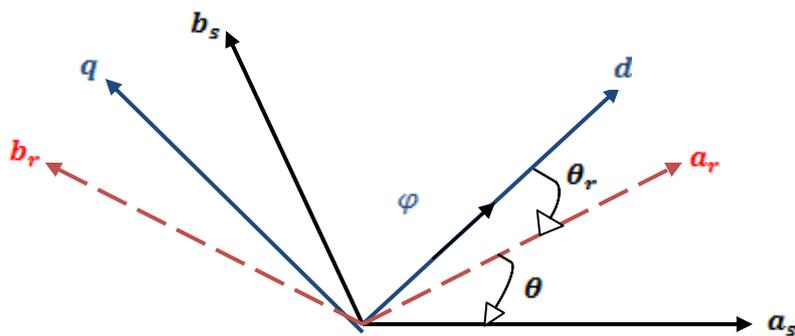


Figure (V, 2) : principe de la commande par orientation du flux

Le flux représenté dans la figure (V, 2) peut être le flux rotorique, le flux statorique, ou le flux d'entrefer. Donc on peut orienter soit :

- Le flux rotorique avec la condition : $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$.
- Le flux statorique avec la condition : $\varphi_{ds} = \varphi_s$ et $\varphi_{qs} = 0$.
- Le flux d'entrefer avec la condition : $\varphi_{de} = \varphi_e$ et $\varphi_{qe} = 0$.

Dans notre cas, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique, donc, en tenant compte de la première condition.

V-3 Model en tension par orientation du flux rotorique :

En imposant au flux rotorique les conditions ($\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$) les équations d'état de la machine devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - w_s \sigma L_{sq} - \frac{L_m}{L_r} R_r \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + w_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{L_m}{L_r} w \varphi_r \\ w_r = w_s - \frac{L_m}{T_r \varphi_{rd}} i_{sq} \quad \text{Avec : } \left(T_r = \frac{L_r}{R_r} \right) \\ T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r = L_m i_{sq} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{qs} = (\omega_s - \omega) \varphi_r \end{array} \right. \quad (V-1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \end{array} \right.$$

Nous remarquons que le flux rotorique est commandé par la seule composante i_{ds} du courant statorique, et si l'on maintient le flux rotorique constant, le couple électromagnétique sera alors commandé par l'autre composante i_{sq} , ainsi ces deux grandeurs sont découplées.

V-4 Méthodes d'orientation du flux :

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone. Pour y parvenir, deux approches sont envisageables :

V-4-1 Méthode indirect :

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. Elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine avec orientation du flux ou la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement. L'avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position.

V-4-2 Méthode direct :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module et de la phase des vecteurs. Flux orienté (dans notre cas c'est le flux rotorique).celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire.

Pour accéder au flux rotorique, la premier idée est d'utiliser des capteurs places convenablement dans l'entrefer de la machine.ces capteurs peuvent être :

Des capteurs à effet hall : plaque semi-conducteur placés dans des culasse

Ou sur les dents du stator, ils donnent des valeurs locales du flux pour avoir ensuite le flux rotorique globale, mais il pose le problème de sensibilité aux variations et aux échauffements thermiques.

Des bobinages supplémentaires dans le stator : se sont des bobinages installés sur un pôle du stator et qui permettent de mesures le flux rotorique.

Ces bobinages ne peuvent pas être utilisés aux basses vitesses ils sont interdits pour des applications de positionnement.

Pour régler ce problème, nous avons adopté une stratégie de commande par estimation du flux qui nécessite des grandeurs facilement mesurables telles que le courant statorique i_{ds}, i_{qs} , les tensions statorique v_{ds}, v_{qs} , la vitesse de rotation ω_r et un modèle de la machine.

V-5 Découplage entré – sorti :

Le but est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Ce qui permet de modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèles. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, est découplage par compensation.

V-6 Découplage par compensation :

Le principe revient à définir de nouvelles variables de commande v_{ds1}, v_{qs1} telle que v_{ds1} n'agit que sur i_{ds} et v_{qs1} n'agit que sur i_{qs} .

Définissons deux nouvelles variables de commande v_{ds1} et v_{qs1} telle que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (V-2)$$

$$\begin{cases} e_{sd} = w_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ e_{sq} = -w_s \sigma L_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} w_s \varphi_r \end{cases} \quad (V-3)$$

Les tensions v_{ds} et v_{qs} sont reconstituées à partir de v_{ds1} et v_{qs1} .

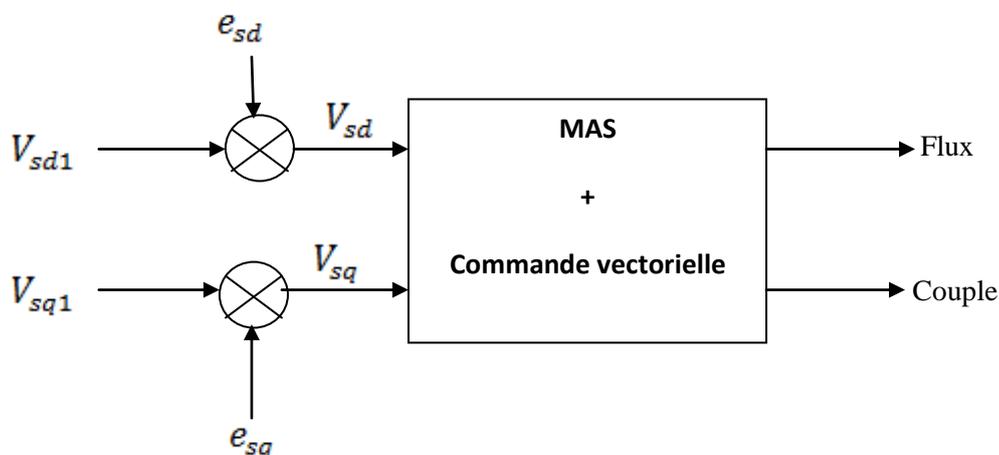


Figure (V, 3): Reconstitutions des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous obtenons ainsi un nouveau système pour lequel les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{sq} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (V-4)$$

On posant : $a = \frac{1}{\sigma L_s}$ et $c = \frac{L_m^2}{\sigma L_r^2 L_s}$.

Le système (V-2)

$$\begin{cases} aV_{sd} = \frac{d}{dt} I_{sd} + \left(aR_s + cR_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - e_{sq} \\ aV_{sq} = \frac{d}{dt} I_{sq} + \left(aR_s + cR_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - e_{sd} \end{cases} \quad (V-5)$$

V-7 calcul de φ_r , et θ_s et c_{em} :

V-7-1 calcul de φ_r :

Le flux peut être reconstitué par des estimations utilisées en boucle ouverte. ces estimateurs reposent sur l'utilisation du modèle de Park de la MAS. ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le système (V-1) permet d'estimer le flux φ_r :

$$\frac{d}{dt} \varphi_r = \frac{L_m}{1+pT_r} \dot{i}_{ds} \quad (V-6)$$

V-7-2 calcul de θ_s :

La pulsation statorique s'écrit d'après (V-1) :

$$\frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{\varphi_r \text{ ref } T_r} \dot{i}_{qs} \quad (V-7)$$

V-7-3 calcul de C_{em} :

A partir de (V-1) nous pouvons estimer C_{em} :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \tag{V-8}$$

La figure (V-4) illustre les blocs d'estimation du flux, du couple, et la phase du flux rotorique utilise pour la commande vectorielle directe de la MAS.

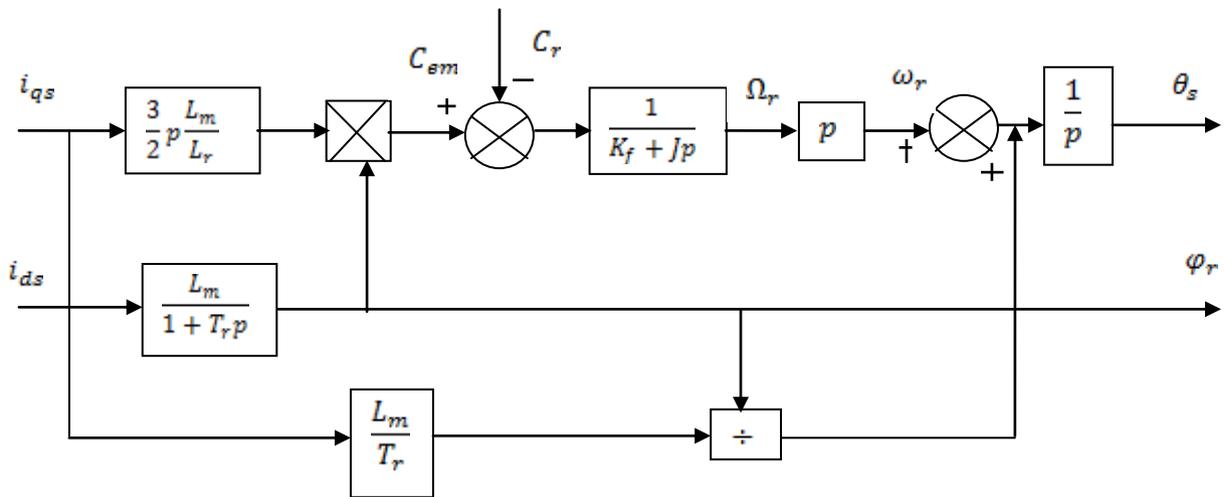


Figure (V-4) : Modèle dynamique de flux rotorique

V-8 Mise en œuvre de la régulation :

Le trait important d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres.

Pour calculer les régulateurs, on doit passer dans le domaine de la place dans notre cas, on utilise les régulateurs PI qui sont à action proportionnelle intégrale et on procède à une régulation suivant les deux axes du référentiel de Park.

V-9 calcul des paramètres des régulateurs PI :

La machine étant découplée selon deux axes d et q, la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucles, l'une interne, l'autre externe plus rapide qu'une autre externe.

V-9-1 Régulation suivant l'axe direct :

a-Régulation du courant :

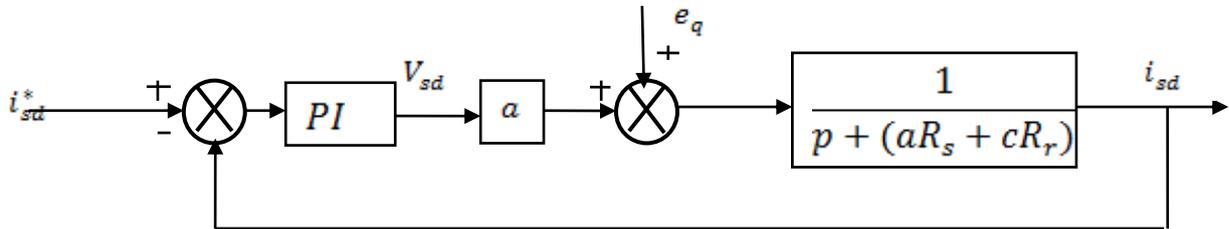


Figure (V-5) : boucle de régulation du courant i_{sd}

Avec :

$$i_{sd} = \frac{aV_{sd} + e_q}{p + (aR_s + cR_r)} \quad (\text{V-9})$$

On introduit un régulateur PI qui a pour expression :

$$F_{rég} = K_p \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \quad (\text{V-10})$$

Pour trouver les constante K_i et K_p calculons les fonctions de transfert en boucle ouvert et fermé du système :

➤ Fonction de transfert en boucle ouverte du système pour $e_q = 0$ s'écrit :

$$F_{isd} = K_p \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \frac{a}{p + (aR_s + cR_r)} \quad (\text{V-11})$$

On adopte la méthode de compensation des pôles, on obtient la forme suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = aR_s + cR_r \quad (\text{V-12})$$

$$F_{isd} = \frac{aK_p}{p} \quad (\text{V-13})$$

$$a = \frac{1}{\sigma l_s}$$

➤ La fonction de transfert en boucle fermé du système :

$$F_{BF} = \frac{1}{1+p\frac{1}{aK_p}} \quad (V-14)$$

La constante de temps du système est :

$$\tau_d = \frac{1}{aK_p} \quad (V-15)$$

La constante de temps nous renseigne sur la dynamique du système, elle est de l'ordre de 5ms.

$$K_p = \frac{1}{a\tau_d} \quad (V-16)$$

$$K_i = K_p (aR_s + cR_r) \quad (V-17)$$

b-Régulateur du flux :

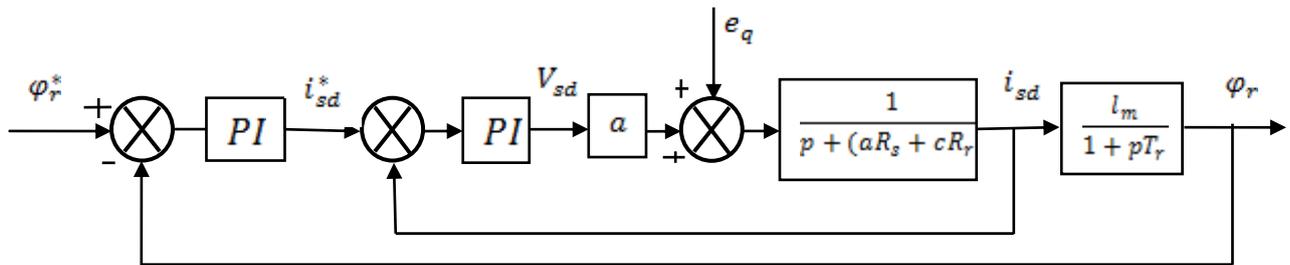


Figure (V-6) : Boucle de régulation du flux φ_r

On introduit un régulateur PI qui a pour expression :

$$F_{rég} = K_{p\varphi r} \frac{p + \frac{K_{i\varphi r}}{K_{p\varphi r}}}{p} \quad (V-18)$$

La fonction de transfert en boucle ouvert du système :

$$F_{\varphi r} = \frac{\frac{L_m}{T_r}}{1+p\frac{1}{T_r}} K_{p\varphi r} \frac{p + \frac{K_{i\varphi r}}{K_{p\varphi r}}}{p} \quad (V-19)$$

Avec la compensation des pôles, on aura :

$$\frac{K_i \varphi_r}{K_p \varphi_r} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{V-20})$$

Et

$$F_{\varphi r} = K_p \varphi_r \frac{l_m}{p T_r} \quad (\text{V-21})$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système :

$$F_{BF} = \frac{l_m}{l_m K_p \varphi_r + p \tau_r} K_p \varphi_r = \frac{1}{1 + p \frac{T_r}{l_m K_p \varphi_r}} \quad (\text{V-22})$$

La constante du temps notée $\tau_{\varphi r}$ sera égale à :

$$\tau_{\varphi r} = \frac{T_r}{l_m K_p \varphi_r} \quad (\text{V-23})$$

Qui aura pour valeur : 50 ms

D'après l'équation on déduit les coefficients du régulateur :

$$K_p \varphi_r = \frac{T_r}{l_m \tau_{\varphi r}} \quad (\text{V-24})$$

$$K_i \varphi_r = \frac{K_p \varphi_r}{T_r} \quad (\text{V-25})$$

V-9-2 régulation suivant l'axe en quadrature :

a-Régulation du courant i_{sq} :

$$i_{sq} = \frac{V_{sq} + e_d}{p + (aR_s + cR_r)} \quad (\text{V-26})$$

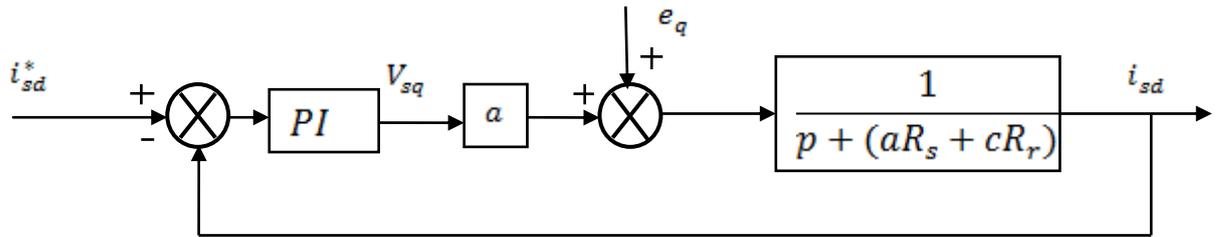


Figure (V-7) : Boucle de régulation du courant i_{qs}

De l'équation (V-3), on remarque qu'une action sur i_{qs} prend un certain retard par rapport à V_{sq} ce qui nécessite une boucle de régulation interne pour le courant i_{qs}

On introduit un régulateur PI pour expression :

$$F_{rég} = K_{pq} \frac{p + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{p} \quad (V-27)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système s'écrit :

$$F_{isq} = K_{pq} \frac{p + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{p} \frac{V_{sq}}{p + (aR_s + cR_r)} \quad (V-28)$$

On adopte la méthode de compensation des pôles, la forme suivante :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = aR_s + cR_r \quad (V-29)$$

$$F_{isq} = \frac{aK_{pq}}{p} \quad (V-30)$$

Avec

$$a = \frac{1}{\sigma l_s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + p \frac{1}{a K_{pq}}} \quad (V-31)$$

La constante de temps du système est :

$$\tau_q = \frac{1}{\alpha K_{pq}} \tag{V-32}$$

La constante de temps nous renseigne sur la dynamique du système, elle est de l'ordre de pour un système qui répond vite, donc soit :

$$\tau_q = 5\text{ms.}$$

b-Régulation de vitesse :

L'équation du mouvement s'écrit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - C_f \tag{V-33}$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = K_{em} \varphi_{r ref} i_{sq} \tag{V-34}$$

On constate que le couple n'est commandé que par le courant i_{sq} .

En remplaçant le C_{em} par son expression dans l'équation mécanique on obtient la fonction de transfert suivante :

$$\frac{\Omega_r}{i_{sq}} = \frac{K_{em} \varphi_{r ref}}{Jp + k_f} \tag{V-35}$$

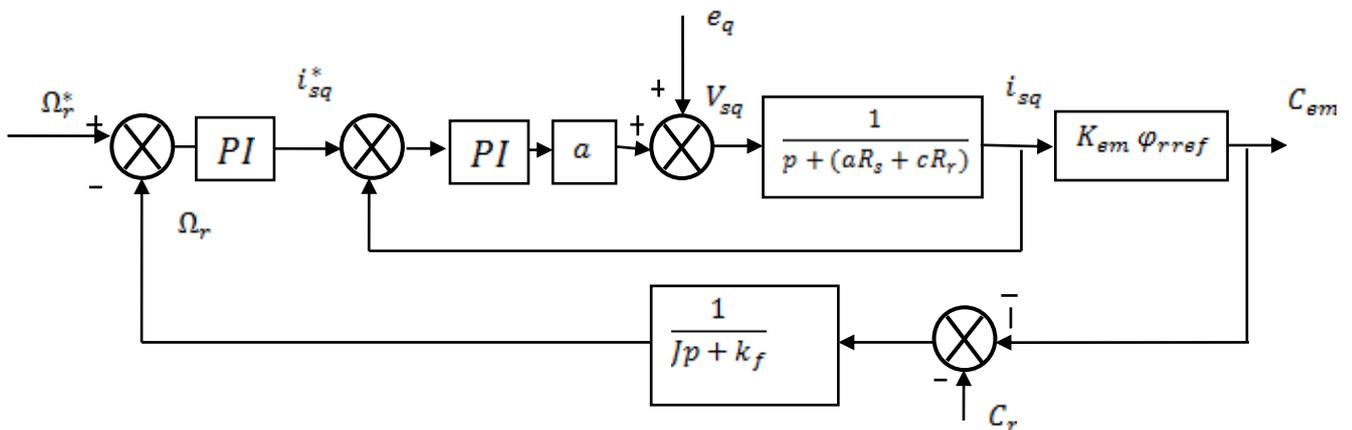


Figure (V-8) : Boucle de régulation de vitesse Ω_r

Entre la boucle interne et la boucle externe, la différence du temps de réponse doit être plus importante car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence.

$$F_{rég\Omega_r} = K_{p\Omega} \frac{p + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{p} \quad (V-36)$$

Et en considérant que le courant i_{sq} est parfaitement régulé, elle sera notée comme suit :

$$F_{\Omega_r} = K_{p\Omega} \frac{p + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{p} \frac{K_{cem} \varphi_r}{Jp + k_f} \quad (V-38)$$

$$K_{cem} = p \frac{l_m}{l_r} \quad (V-39)$$

En appliquant la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$\frac{K_f}{J} = \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \quad (V-40)$$

$$F_{\Omega_r} = K_{p\Omega} \frac{K_{cem} \varphi_{ref}}{p} \quad (V-41)$$

➤ la fonction de transfert en boucle fermée du système :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + p \frac{J}{K_{p\Omega} K_{cem} \varphi_{rref}}} \quad (V-42)$$

La constante de temps sera égale à 50ms.

$$K_{p\Omega} = \frac{J}{\tau_{\Omega} K_{cem} \varphi_{rref}} \quad (V-43)$$

$$K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} K_f}{J} \quad (V-44)$$

Maintenant, on va illustrer le schéma général décrivant la commande vectoriel qui se présente :

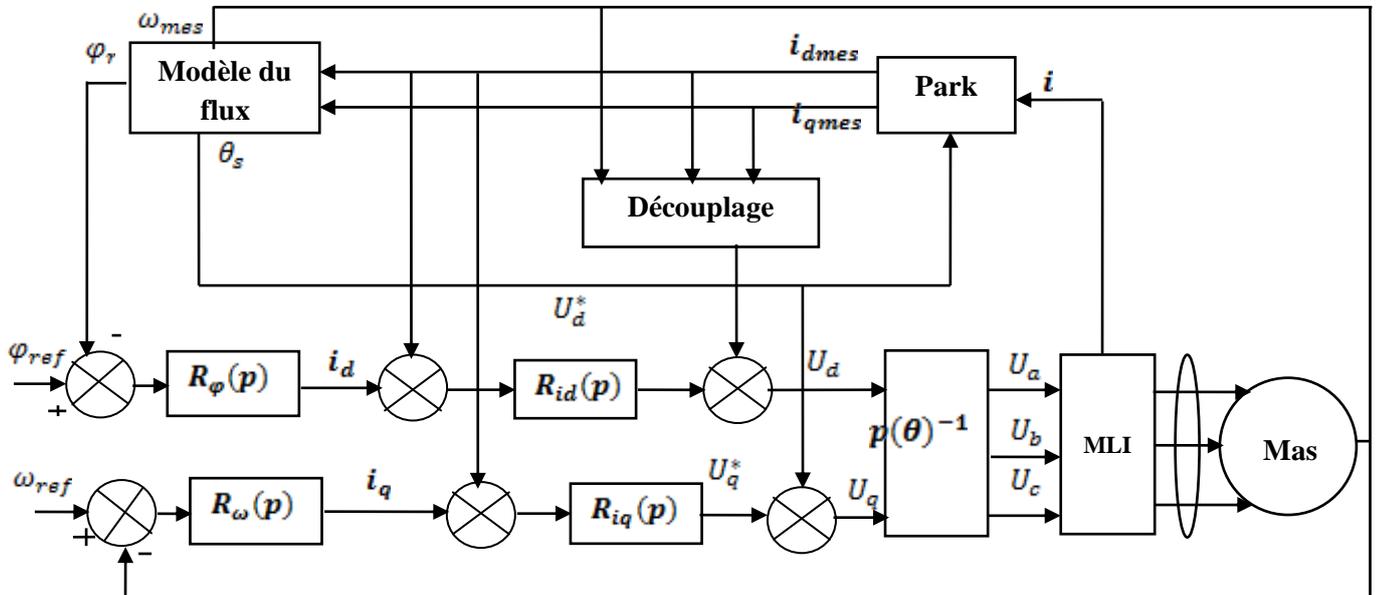


Figure (V-9) : Schéma de principe du contrôle direct avec orientation du Flux rotorique

V-10 Simulation numérique :

Résultats de simulation de l'association onduleur- machine asynchrone- commande vectorielle.

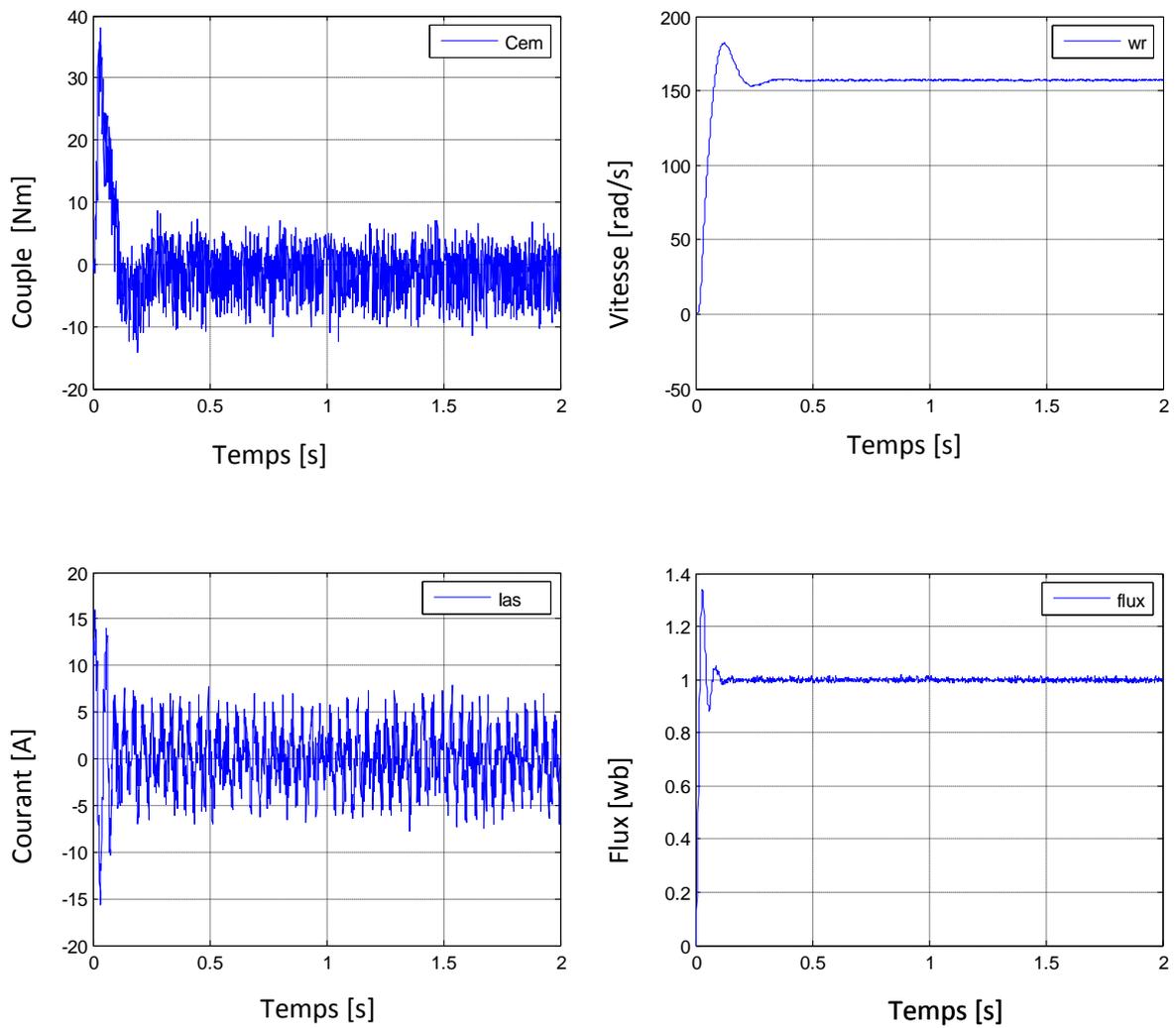


Figure (V-10) : Résultat de la simulation à vide

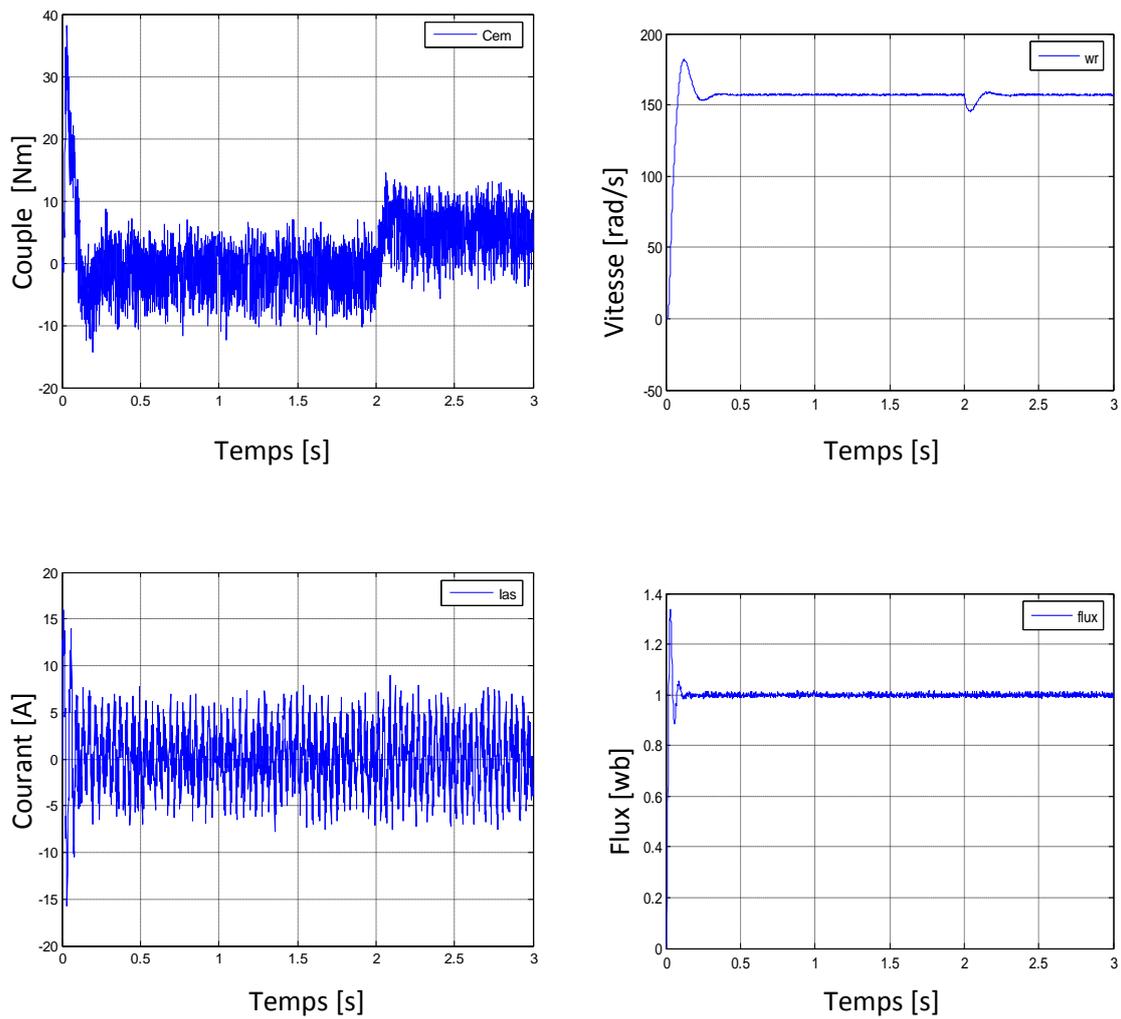


Figure (V-11) : Résultat de la simulation avec application d'un couple résistant $C_r=3\text{Nm}$ à $t=2\text{s}$.

Interprétation et commentaire :

Les résultats de simulation représenté par les figures (V-10), (V-11) montrent l'avantage apporté par la commande vectorielle au niveau du découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

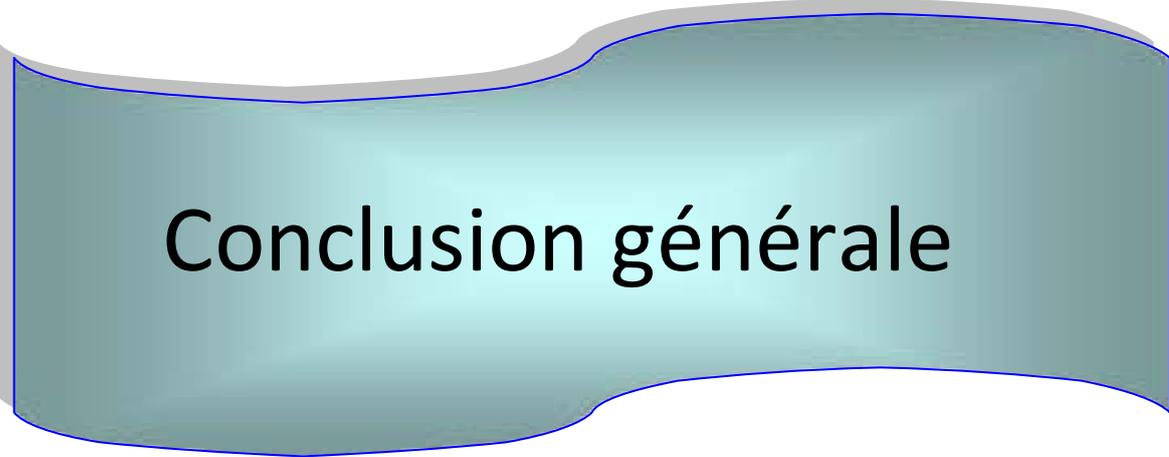
- En régime permanent, on constate que le flux rotorique se stabilise rapidement au bout 0.23s et il est orienté suivant l'axe « d » ($\varphi_r = \varphi_{dr} =$)
- La vitesse marque un dépassement de 180 rd/s à $t= 0.23$ avant de se stabiliser à 160 rd/s, mais le découplage entre les composantes du flux rotorique est toujours vérifié ($\varphi_r = \varphi_{dr}, \varphi_{qr} = 0$) et il est maintenu inchangeable.
- Les variations subites par le couple qui atteint une valeur de 38N n'influe pas sur le flux qui reste constant et égal à la valeur de consigne ($\varphi_r = \varphi_{ref} = 1$) ce qui confirme le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique .l'ors de l'application d'un couple résistant à $t=2s$, le couple répond quasi- instantanément pour compenser la charge appliquée.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthode de détermination du flux rotorique et opté par étude et simulation pour la méthode directe qui se base sur la connaissance à chaque instant du module et la position du flux, avec cependant la mise en œuvre de la régulation.

En orientant le vecteur flux rotorique selon l'axe « d » du repère d-q on obtient le découplage entre le flux et le couple, ce qui favorise la mise au point d'une commande performante de l'ensemble Onduleur –machine asynchrone.

Les résultats de simulation ont montré que la commande vectorielle offre de bonnes performances dynamiques et statiques. Comme on a constaté l'utilité des régulateurs qui ont pour effet de compenser rapidement la perturbation du couple résistant, sans qu'il y ait défaillance ni dégradation de la dynamique.



Conclusion générale

Conclusion générale :

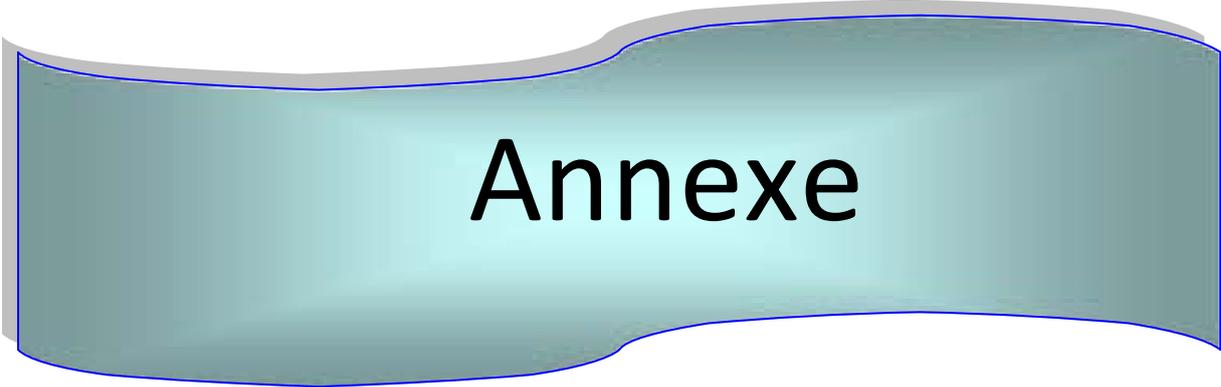
Les machines asynchrones présentent un intérêt particulier pour l'électrotechnique et l'automatique, elles sont en effet non linéaires, à paramètre variable dans le temps et avec des états en général non accessibles à la mesure. L'étude de comportement dynamique de la MAS exige une bonne modélisation mathématique dérivant de façon adéquate son comportement. Cette modélisation est basée sur la transformation de PARK qui simplifie les équations de la machine, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de PARK pour la détermination des différentes caractéristiques de la MAS.

Dans notre travail nous nous sommes intéressés à l'étude d'un autre type de machines qui est la machine asynchrone à double alimentation, cette étude porte principalement sur son fonctionnement en moteurs avec une grande variété de modes d'alimentations et de contrôle, sa modélisation est comme celle de la MAS classique. La simplicité de sa commande et sa souplesse de reconfiguration lui ont associé le surnom d'une « Machine généralisée ».

Vu que la fréquence du réseau est fixe et ne permet pas d'avoir un seul niveau pour la vitesse de rotation une association d'un convertisseur statique est bien nécessaire. Pour cela une étude d'un convertisseur de fréquence et sa commande à savoir la MLI sinusoïdale doit être faite. La commande MLI de l'onduleur de tension permet d'amplifier les références de tension, elle est d'autant meilleure que l'indice de modulation est important ce qui conduit à de meilleures performances.

Une étude sur la commande vectorielle par orientation du flux nous a permis de réaliser le découplage entre les variables de sortie de la machine (couple, flux). Ce découplage entre le flux et le couple par la commande vectorielle est prouvé par une simulation de la MA avec onduleur à MLI.

La commande vectorielle directe permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques.



Annexe

Annexe

Paramètre de la machine

$$P_n = 2.2 \text{ KW}$$

Puissance nominal.

$$f = 50 \text{ Hz}$$

Fréquence.

$$U_n = 220/380 \text{ V}$$

Tension nominal.

$$P = 2$$

Nombre de paire de pôles

$$J = 0.02 \text{ Kg/m}^2$$

Moment d'inertie.

$$R_s = 7.67 \Omega$$

Résistance statorique.

$$R_r = 4.33 \Omega$$

Résistance statorique.

$$L_m = 0.385 \text{ H}$$

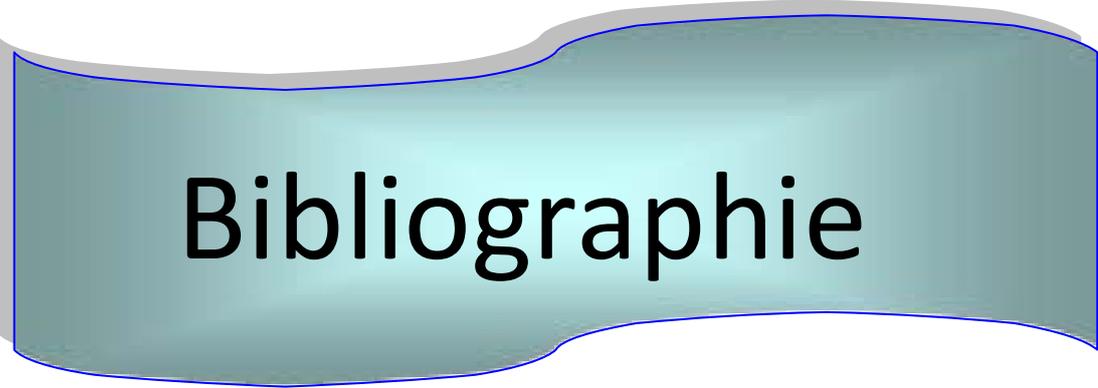
Inductance mutuelle.

$$L_s = 0.4103 \text{ H}$$

Inductance statorique.

$$L_r = 0.4103 \text{ H}$$

Inductance rotorique.



Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Philippe Barret** « Les régimes transitoires des machines tournantes »
Editions Eyrolles. Paris, 1987
- [2] **Jean Paul Hautier** « les régimes transitoires des machines électrique »
- [3] **Guy Séguier** « les fonctions de base et leurs principales applications »
électronique de puissance .7^{eme} Edition.
Editions Dunod.Paris ,1990
- [4] **Luc Lasne** « Notions de base et machines électrique »
Edition Dunod .Paris ,2005
- [5] **Michel Pinard** « commande électrique des moteurs électrique »
Editions Dunod.Paris ,2000
- [6] **Jean Chattelain** « traité d'électricité »
Edition Dunod. Paris, 1984
- [7] **WILDI. SYBILLE** « électrotechnique » ; 4^{eme} Edition ; de boeck.
- [8] **Guy Séguier** « Les convertisseurs de l'électronique de puissance»
2^{eme} Edition.
- [9] **Carlose Canudas de Wit** « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC »
Harmes science publication. Paris.2000
- [10] **Guy Sturtzer. Iddie Smigiel** « Modélisation et commande des moteurs triphasés »

[11] **Frédéric Poitiers** « Etudes et commande génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation relié au réseau.

Thèse de doctorat de l'Université de Nantes Année 2003

[12] **Paul- Etienne Vidal** « commande non –linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation »

Thèse de doctorat de l'Institut national polytechnique de Toulouse Année 2004

[13] **Georges SALLOUM** « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation».

Thèse de doctorat de l'Institut national polytechnique de Toulouse Année 2007.

[14] **M^r M. MANSOUR; M^r R. DJEDDI** « commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension»