



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

MEZITI Amira

MIRA Chahinez

THEME

**Optimisation des performances
énergétiques de la machine asynchrone**

Soutenu le 1.8/06/2023 devant la commission d'examen composée de :

Dr. Labdani rafik	à l'Université de Khenchela	Président
Dr. Khemis Abderrahmane	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Dr. Laggoun louanasse	à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2022/2023

Remerciement :

Nos remerciements vont tout premièrement à dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la puissance qu'il nous a donnée durant toutes ces années d'études. Nous tenons d'abord à exprimer nos profondes reconnaissances, nos vifs remerciements pour notre encadreur Monsieur Khemis abderrahmane, qui a consacré à l'encadrement de notre travail un temps et une disponibilité d'esprit considérables. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien mon mémoire de fin d'étude. Nous tenons à remercier tous les membres du jury d'avoir acceptés d'examiner notre projet de fin d'études, ainsi que pour avoir consacrés une partie de leurs temps précieux pour le lire et le corriger. Nous remercions tous les enseignants, qui nous ont donnés tout leur savoir pendant tout notre cycle universitaire. Sans oublier un grand remerciement à tous nos amies et camarades, ainsi que tous ceux qui nous ont aidés de prés ou de loin dans la réalisation de notre mémoire.

Dédicace:

Tout cela grâce à Dieu s'il m'a aidé jusqu'à ce moment, Dieu soit loué.

*À celui qui a tenu ma main lorsque la vie m'a tourné le dos, à celui que frissonne mon cœur à chaque fois que je prononce son prénom, à celui que je ne me suis jamais enlacer de ses souffles à celui qui nous a quitté à jamais! Comme j'ai souhaité Dieu que tu sois là pour voir la réussite de ta fille que tu à tellement si attendu . Que tes précieux mots resteront tel des étoiles auxquels je prendrai exemple aujourd'hui demain et pour toujours, tes prières me seront comme un ombre qui m'accompagnera tt au long de ma vie, ta douce âme me tiendrai compagnie (mon chère Père **Sebti**, que Dieu lui fasse miséricorde).*

À mon ange dans la vie, la prunelle de mes yeux et mon bien le plus cher. Mon refuge qui est resté éveillé tard et qui était avec moi dans tous mes cas, circonstances et pressions Il suffit de savoir que pour une fille qui attend une occasion de vous offrir l'âme, le cœur et l'œil en cadeau pour ce que vous m'avez donné et je ne paierai pas votre dette envers moi ... Le secret de mon existence, je vous l'ai toujours promis le succès malgré les pièges, et me voici aujourd'hui j'ai rempli ma promesse et je vous la dédie (Ma Mère bien-aimée, que Dieu la bénisse de santé et de bien-être)

*À celui que j'ai donné comme soutien et mon premier et dernier refuge, une bougie qui illumine ma vie À mon frère unique (**Souhaib**)*

À Chahi chère amie avoir d'être binôme.

Dédicace:

Je dédie ce mémoire à mes chères parents qui m'ont élevé et instruit avec foi, surtout Ma Mère , qui a œuvré pour ma réussite, de par son soutien, ses sacrifices et ses précieux conseils .Aucune dédicace se saurait exprimer l'estime. Que dieu vous procure bonne santé et longue vie.


Je dédie aussi ce modeste travail à mon Père . Affable, honorable, il représente pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager.

À mes très chères sœurs Ikram, Salsabile. Et mes frères Adam, Abd alhakim. Merci de m'avoir soutenue et supporté à la longue terme de mes études je vous souhaite une vie pleine de joie.

À Amira chère amie avoir d'être binôme.



Table de matières



Promotion 2023

Table de Matière

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION	3
I.1 GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE:.....	3
<i>I.1.1 Définition :</i>	3
<i>I.1.2 Constitution de la machine asynchrone:</i>	4
I.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	6
I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE :.....	6
<i>I.3.1 Hypothèses simplificatrices :</i>	7
<i>I.3.2 Mise en équation de MAS:</i>	7
I.4 MODELE DE MACHINE DANS LE REPERE (D, Q) :	12
<i>I.4.1 Transformation de Park</i>	12
<i>I.4.2 Choix du référentiel :</i>	13
I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	14
I.6 SIMULATION DU MODELE	17
I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	20
<i>I.7.1 Modélisation du redresseur</i>	21
<i>I.7.2 Modélisation du filtre</i>	22
<i>I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé</i>	23
<i>I.7.4 Principe de la stratégie sinus-triangle</i>	26
<i>I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur</i>	27
I.8 CONCLUSION.....	31

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION :	32
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	32
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :.....	33
II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE:	35
II.3.1 Principe du découplage par compensation :.....	37
II.3.2 Calcul des régulateurs :.....	39
II.3.3 Régulation du courant :.....	40
II.3.4 Régulation de la vitesse :.....	41
II.4 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....	42
II.4.1 Interprétation des résultats.....	43
II.5 CONCLUSION :	44

CHAPITRE III: Optimisation des performances énergétiques de la machine asynchrone

INTRODUCTION	45
III.1 DIFFERENTES TECHNIQUES DE L'OPTIMISATION DU RENDEMENT	46
III.1.1 Optimisation en ligne.....	47
III.1.2 Optimisation avec les Cartographies.....	47
III.1.3 Optimisation par le calcul algébrique direct.....	48
III.1.4 L'approche heuristique	48
III.1.5 L'approche numérique.....	48
III.1.6 L'approche analytique	48
III.2 OPTIMISATION PAR LE CALCUL ALGEBRIQUE DIRECT	49
III.2.1 Technique de minimisation des pertes joules	49
III.3 STRATEGIE DE MINIMISATION DES PERTES.....	52
III.4 RESULTATS DE SIMULATION	52
CONCLUSION	53
CONCLUSION GENERALE	54
BIBLIOGRAPHIES	55
ANNEXES	60



Notations et symboles



Promotion 2023

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2} M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.



Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1:	MOTEUR ASYNCHRONE (A INDUCTION)	4
FIG.I.2:	STATOR D'UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE.	5
FIG.I.3:	ROTOR BOBINÉ D'UNE MAS.....	5
FIG.I.4:	ROTOR A CAGE D'UNE MAS.	6
FIG.I.5:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UNE MAS TRIPHASE	8
FIG.I.6:	REPRESENTATION DES AXES TRIPHASES REELS ET LES AXES BIPHASES DE LA MAS	13
FIG.I.7:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE.....	18
FIG.I.8:	REPONSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	19
FIG.I.9:	REPONSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 1.5 s$	20
FIG.I.10:	SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE	21
FIG.I.11:	REPRESENTATION DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES ,	21
FIG.I.12:	FILTRE TYPE LC.....	22
FIG.I.13:	RESULTATS DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-FILTRE	23
FIG.I.14:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....	24
FIG.I.15:	PRINCIPE DE LA MODULATION MLI TYPE SINUS-TRIANGLE.....	26
FIG.I.16:	MODULATION MLI SINUS-TRIANGLE.....	27
FIG.I.17:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....	28
FIG.I.18:	TENSION TRIPHASEE GENeree PAR L'ONDULEUR MLI	28
FIG.I.19:	REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	29
FIG.I.20:	REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR AVEC $C_r = 10 N.m$ A $t = 1.5 s$	30
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	33
FIG.II.2:	SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	36
FIG.II.3:	RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^*	38
FIG.II.4:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.....	39

FIG.II.5:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	39
FIG.II.6:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT	40
FIG.II.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE	41
FIG.II.8:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE.....	43
FIG.II.9:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC).....	43
FIG.III.1	SCHEMATISATION DU PRINCIPE D'OPTIMISATION DU FLUX	52
FIG.III.2	SCHEMA BLOC DE LA (IFOC) AVEC OPTIMISATION DES PERTES.....	52
FIG.III.3	VARIATION $P_j = f(C_r)$	53
FIG.III.4	VARIATION $\eta = f(C_r)$	53
FIG.III.5	VARIATION $P_j = f(C_r)$	53
FIG.III.6	VARIATION $\eta = f(C_r)$	53



Introduction générale



Promotion 2023

INTRODUCTION GENERALE

Avec l'apparition des systèmes de distribution à courant alternatif, les applications des moteurs à courant alternatif se sont largement étendues. Cela a incité les fabricants de moteurs à construire des moteurs à courant alternatif qui répondent aux différents types d'applications. Tous les moteurs électriques transforment l'énergie électrique en énergie mécanique. Dans les moteurs à courant continu, il existe une connexion physique entre le stator et le rotor. Cela permet le transfert de puissance. En revanche, dans les moteurs à courant alternatif, il n'y a pas de connexion physique entre la partie fixe et la partie tournante. La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique se fait par induction, d'où le nom de moteurs à induction. Les moteurs à induction sont utilisés dans de nombreuses applications aujourd'hui, que ce soit à petite ou à grande échelle.

Les moteurs à induction étant des moteurs à vitesse constante, on les trouve dans de nombreux appareils ménagers tels que les pompes et les ventilateurs. Dans l'industrie, ils sont utilisés pour des applications lourdes. Les moteurs à induction sont les plus gros consommateurs d'énergie électrique. Les raisons de cette popularité sont la robustesse de la construction, le faible coût d'entretien, la fiabilité et le faible coût par rapport à d'autres moteurs. Mais le plus grand avantage est peut-être qu'il ne nécessite pas de démarreur et qu'il peut être directement connecté à une source d'énergie. Il présente toutefois des inconvénients. Un moteur à induction fonctionne au mieux lorsqu'il tourne à sa capacité de charge nominale ou presque. Le moteur peut toujours être utilisé dans des conditions de charge inférieures, mais au détriment de l'efficacité.

La consommation d'énergie est devenue un problème au cours des dernières années. Il est de la plus haute importance de veiller à ce que les machines fonctionnent de manière plus efficace. La régulation de la vitesse peut entraîner des économies d'énergie significatives, mais les entraînements de moteurs à induction à commande vectorielle se concentrent principalement sur l'obtention de performances dynamiques élevées. Il est donc nécessaire de concentrer notre attention sur la conception d'entraînements qui offrent des performances sans compromettre l'efficacité. Les progrès réalisés dans le processus de conception et l'amélioration des matériaux utilisés pour construire les moteurs à induction ont permis

d'améliorer l'efficacité de ces derniers. Cependant, rien ne remplace un contrôleur dédié à l'optimisation de l'efficacité.

Le présent travail est structuré en trois chapitres donnés comme suit :

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous présenterons une modélisation de la machine à induction à cage d'écureuil s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande et de l'observation ainsi que son système d'alimentation.

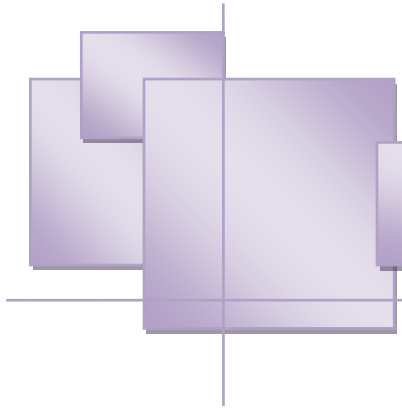
Chapitre 2 : Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC).

Chapitre 3 : Optimisation des performances énergétiques

Le troisième chapitre est dédié à la présentation des différentes techniques de l'Energy Saving appliquées au moteur à induction, tout en développant un algorithme afin d'améliorer l'efficacité du moteur à induction.

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.



Chapitre I



Promotion 2023

CHAPITRE I**MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE****Introduction**

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme l'élément de base des actionneurs électriques performants [1], Et Bien qu'elles présentent de nombreux avantages, ils sont en revanche plus difficiles à contrôler que les autres moteurs.

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire un système réel donné. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime statique et dynamique du système physique.[2]

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone , en utilisant les transformations de Park ,cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel (d, q) ,dans le but de réduire le modèle de la MAS du triphasé au biphasé, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques ,mécanique) qui gèrent la machine dans chaque repère. Et par la suite nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion) ,Et enfin nous effectuons la simulation pour valider le système onduleur-machine, et étudier le comportement du système dans les deux modes de fonctionnement (à vide et en charge)[3] ,[4] .

I.1 Généralité sur les Machine Asynchrone:**I.1.1 Définition :**

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [5].

I.1.2 Constitution de la machine asynchrone:

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitué de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements (Fig.(I.1)) .

- ✓ Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique.
- ✓ le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.
- ✓ les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation l'arbre du moteur [6] .

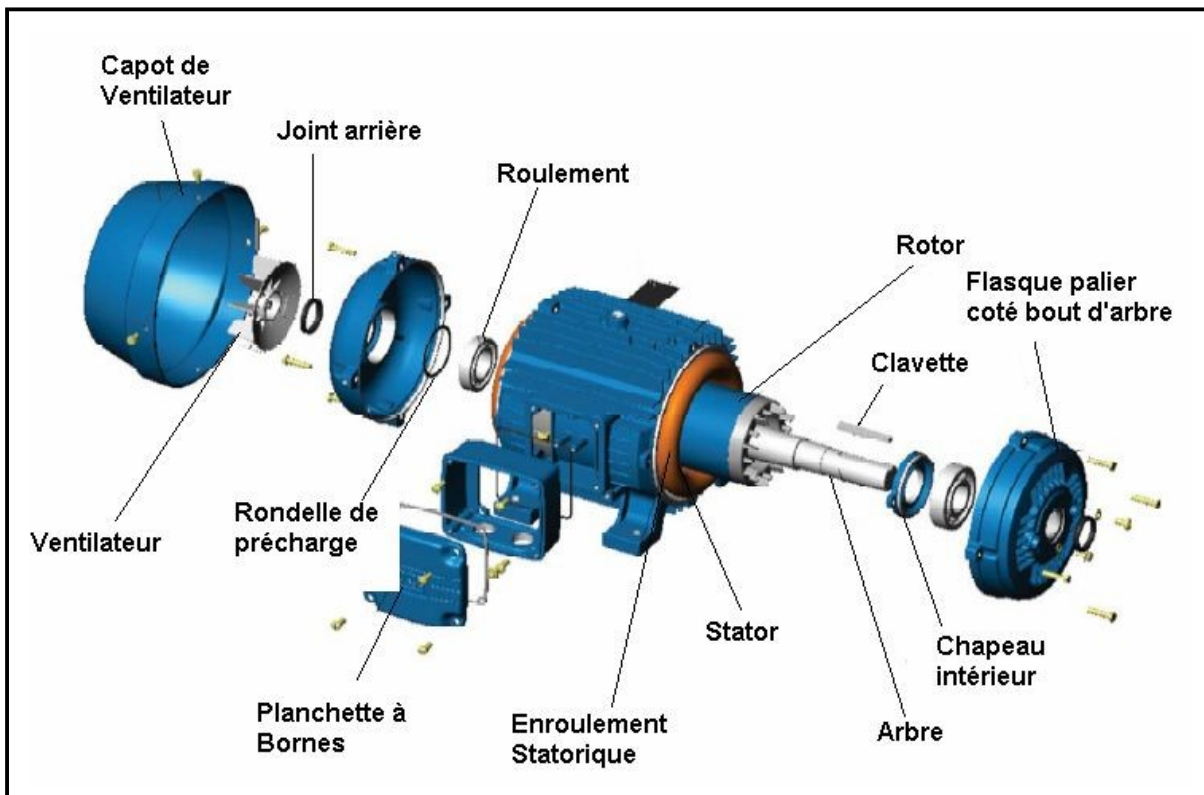


Fig.I.1: Moteur asynchrone (à induction).

- **le stator :**

Partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique, elle est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.2) [7]. Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties: les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [8].

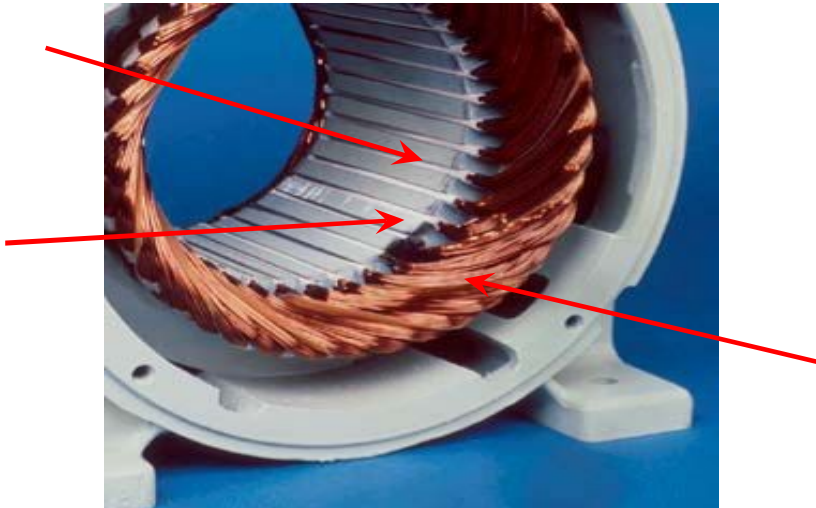


Fig.I.2: Stator d'un moteur asynchrone triphasé.

- **Le rotor :**

C'est l'élément mobile du moteur. Comme le circuit magnétique du stator, il est constitué d'un empilage de tôles minces, isolées entre elles, et formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Il existe deux types de rotor :

- a) **Rotor bobiné (à bague) :**

l'enroulement, semblable à celui du stator, comporte p paires de pôles par phase; les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'accéder au rotor. [9]



Fig.I.3: Rotor bobiné d'une MAS.

- b) **Rotor à cage :**

Le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle (en forme de cage d'écureuil) peu coûteux et très robuste est le plus répandu mais il ne permet pas l'accessibilité. [9]



Fig.I.4: Rotor à cage d'une MAS.

I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des Moments sur le rotor. Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation n . De part son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme f_s : $f < f_s$ [10].

I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasé :

Modéliser consiste à mettre en équations les différents paramètres d'un système. Pour la mise en œuvre d'une commande performante pour un actionneur asynchrone, qui est un système dynamique non linéaire, il est nécessaire d'utiliser un model représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécaniques. Ces modèles sont basés initialement sur les équations de Park qui permette le passage du référentiel triphasé au diphasé ainsi que des grandeurs alternatives aux grandeurs continues. Ce modèle, non linéaire, admet plusieurs classes de représentation qui dépendent directement des hypothèses simplificatrices prises en considération, des stratégies de commande adoptés,

de la nature de la source d'alimentation et du choix des composantes du vecteur d'état, [11],[12],[13],[14].

I.3.1 Hypothèses simplificatrices :

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [15]:

- L'entrefer constant ;
- L'effet d'encoche négligé;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale;
- Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante;
- Les pertes ferromagnétiques sont négligeables;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température et on néglige également l'effet de peau et les pertes fer.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer [16]:

- ❖ Les inductances propres sont constantes;
- ❖ Le flux magnétique est fonction linéaire du courant;
- ❖ L'invariance des résistances statoriques et rotoriques;
- ❖ Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.3.2 Mise en équation de MAS:

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la figure (I.5).Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulement fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variable. Le rotor peut être modélisé par trois enroulement identiques décalés dans l'espace de 120° .ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.[17]

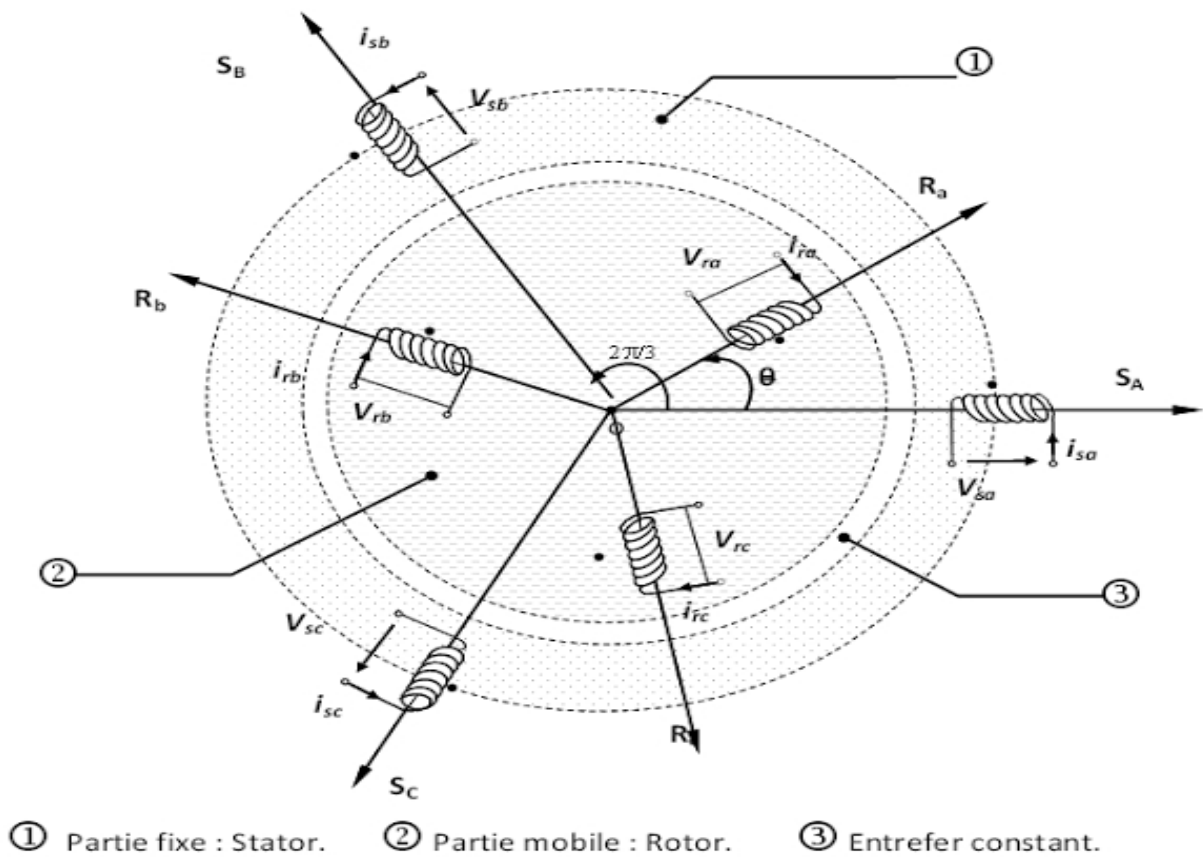


Fig.I.5: Représentation schématique d'une MAS triphasé

- ✓ 1 : Stator.
- ✓ 2 : Rotor.
- ✓ 3 : Entrefer.
- ✓ S_A, S_B, S_C : correspondent aux trois phases du stator.
- ✓ R_a, R_b, R_c : correspondent aux trois phases du rotor.
- ✓ $\theta = (R_a, S_A)$: correspondent l'angle entre la phase statorique et la phase rotorique.

Le comportement de la machine est décrit par trois équations

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.

- Les équations mécaniques.

I.3.2.1 Equations électriques:

En appliquant la loi d'ohm généralisée à chaque phase de la (figure I.5), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{sb} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{sc} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad \text{I.1.}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{rb} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{rc} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad \text{I.2.}$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad \text{I.3.}$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad \text{I.4.}$$

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

Avec: $[V_{abcs}] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{abcr}] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

$$[i_{abcS}] = [i_{aS} i_{bS} i_{cS}]^T: \text{ Vecteur du courant statorique.}$$

$$[i_{abcR}] = [i_{aR} i_{bR} i_{cR}]^T: \text{ Vecteur du courant rotorique.}$$

I.3.2.2 Equation magnétique

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants :

$$[\Phi_{abcS}] = [L_{SS}][i_{abcS}] + [M_{SR}][i_{abcR}] \quad \text{I.5.}$$

$$[\Phi_{abcR}] = [L_{RR}][i_{abcR}] + [M_{RS}][i_{abcS}] \quad \text{I.6.}$$

$$\text{Avec: } [\Phi_{abcS}] = \begin{bmatrix} \Phi_{aS} \\ \Phi_{bS} \\ \Phi_{cS} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_{abcR}] = \begin{bmatrix} \Phi_{aR} \\ \Phi_{bR} \\ \Phi_{cR} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_S]$: Matrice de flux statorique.

$[\Phi_R]$: Matrice de flux rotorique.

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} I_S & m_S & m_S \\ m_S & I_S & m_S \\ m_S & m_S & I_S \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{RR}] = \begin{bmatrix} I_R & m_R & m_R \\ m_R & I_R & m_R \\ m_R & m_R & I_R \end{bmatrix}$$

Tel que:

$[L_{SS}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{RR}]$: Matrice des inductances rotoriques.

l_s, l_r ; Inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique .

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques .

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques .

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{I.7.}$$

$[M_{sr}]$: La valeur maximale d'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor ,stator est considérée identique :

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

Les équations (I.3),(I.4),(I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}]) \quad \text{I.8.}$$

$$[V_{rABC}] = [R_r] \cdot [i_{rABC}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [i_{rABC}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \quad \text{I.9.}$$

I.3.2.3 Equation mécaniques:

L'équation mécanique de la machine est donné par ;

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad \text{I.10.}$$

J : moment d'inertie du rotor,

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

f_r : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : couple résistant, ou de charge.

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la Fig. (I.5) est compliquée car les équations différentielles ont des coefficients variables en fonction de θ . Pour ce faire, nous effectuons une sorte de transformation qui nous permet d'avoir mathématiquement un système linéaire et de transformer physiquement les enroulements de la machine d'origine en enroulements équivalents. Cette transformation s'appelle la transformation de Park.[18]

I.4 Modèle de machine dans le repère (d, q) :

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.7) et (I.8) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système triphasé et qui reste valable pour la machine réelle.[19]

I.4.1 Transformation de Park

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929). La figure (I.6) met en relief l'axe direct d du référentiel de Park, et l'axe en quadrature d'indice q [20].

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite transformation de PARK, elle est définie par:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obc}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{I.11.}$$

Avec:

$$P(\theta_{obc}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obc} & \cos \left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_{obc} - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_{obc} & -\sin \left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_{obc} - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad \text{I.12.}$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obc}) = P^t(\theta_{obc}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obc} & -\sin \theta_{obc} \\ \cos \left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_{obc} - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_{obc} - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_{obc} - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad \text{I.13.}$$

L'angle θ_{obc} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec:

- $\theta_{obc} = \theta_s$ repère lié au stator.
- $\theta_{obc} = \theta_r$ repère lié au rotor.

La figure (I-6) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasées son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

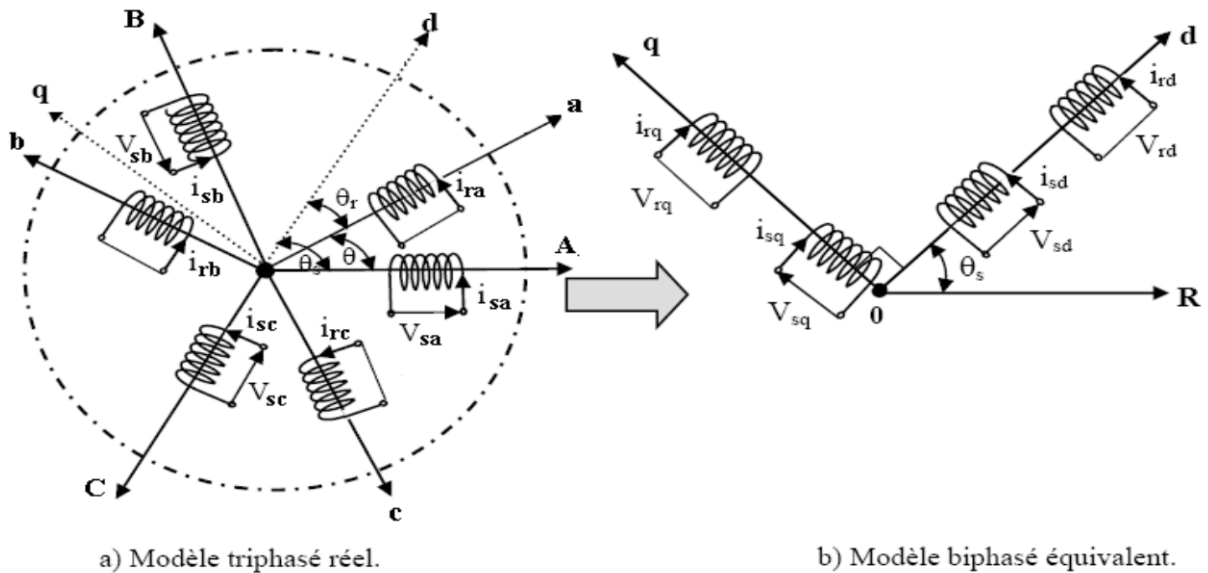


Fig.I.6: Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

I.4.2 Choix du référentiel :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les éprissions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (d ,q) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part a la technique de commande .[21]

I.4.2.1 Référentiel lié au stator :

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, il est préférable pour étudier les variations importantes de la vitesse de rotation. Il est caractérisé par la relation suivante : [22]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad \text{I.14.}$$

I.4.2.2 Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante. Il est caractérisé par la relation suivante : [22]

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \theta ; \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s \quad \text{I.15.}$$

I.4.2.3 Référentiel lié au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad \text{I.16.}$$

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

La représentation d'état est un outil utile à la description des systèmes, à leur analyse, et à la synthèse de lois de commande sophistiquées. C'est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. En fait, à partir d'un instant donné, les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures mais également de sont état énergétique à cet instant [23].

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante: [24]

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{I.17.}$$

De plus les composants des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad \text{I.18.}$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi:

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad \text{I.19.}$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad \text{I.20.}$$

$$C_{em} = pM(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad \text{I.21.}$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r}(\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad \text{I.22.}$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre (I_s, I_r, Φ_s, Φ_r). Les états utilisés sont ceux donnés au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r), (I_s, Φ_s) et (I_r, Φ_r). Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{aligned} \right. \quad \text{I.23.}$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient des dispersion de la machine .

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps des courants rotoriques .

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps des courants statoriques.

▪ **Mise sous forme d'équation d'état :**

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad \text{I.24.}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{aligned} [X] &= [I_{ds} \ I_{qs} \ \Phi_{dr} \ \Phi_{qr}]^T \\ [U] &= [V_{ds} \ V_{qs}]^T \end{aligned} \right. \quad \text{I.25.}$$

[X]:vecteur d'état

[U]: vecteur de commande.

[A]: matrice d'évolution du système.

[B]: matrice de commande du système.

Pour le référentielle lié au champ tournant (d , q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad I.26.$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad I.27.$$

Avec l'équation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad I.28.$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.[25]

I.6 SIMULATION DU MODELE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent d'étudier l'évolutions des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

La figure (I.7) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasés.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.8) et (I.9), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

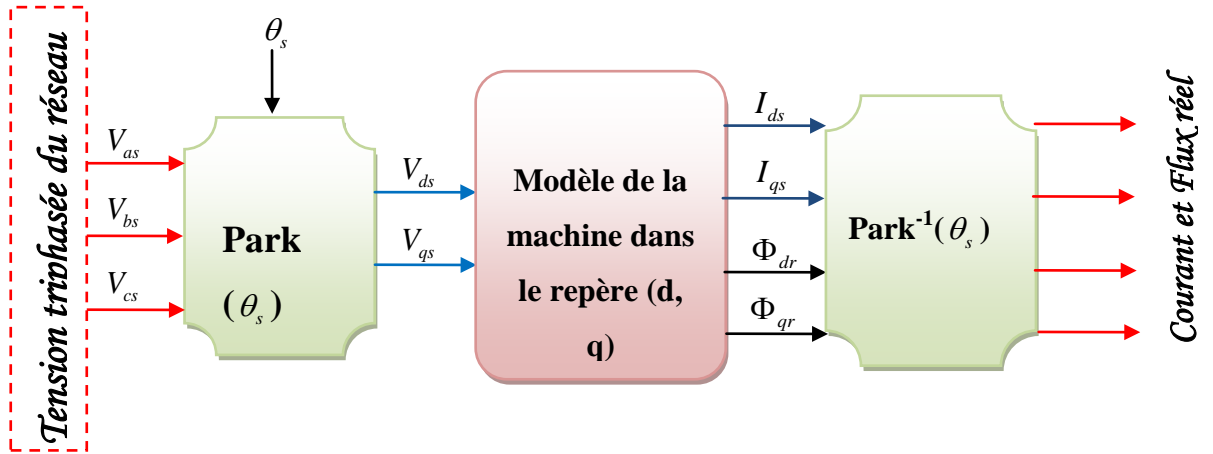
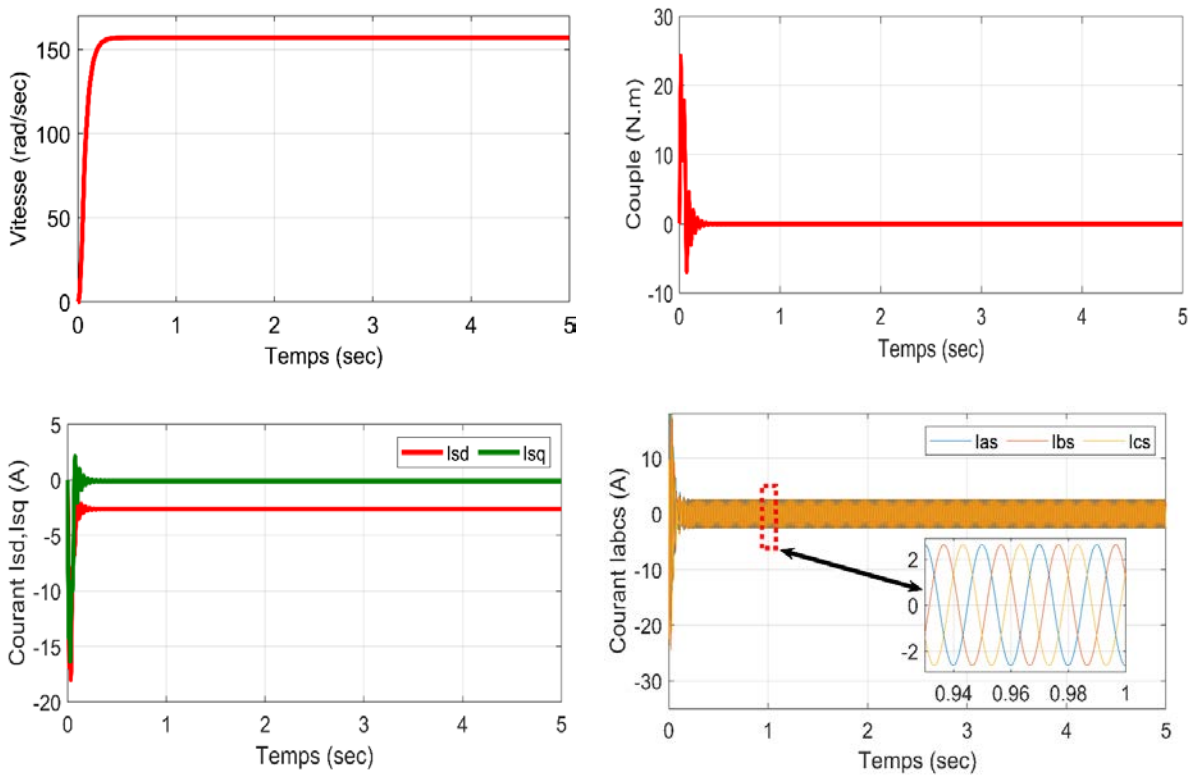


Fig.I.7: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I. 8)



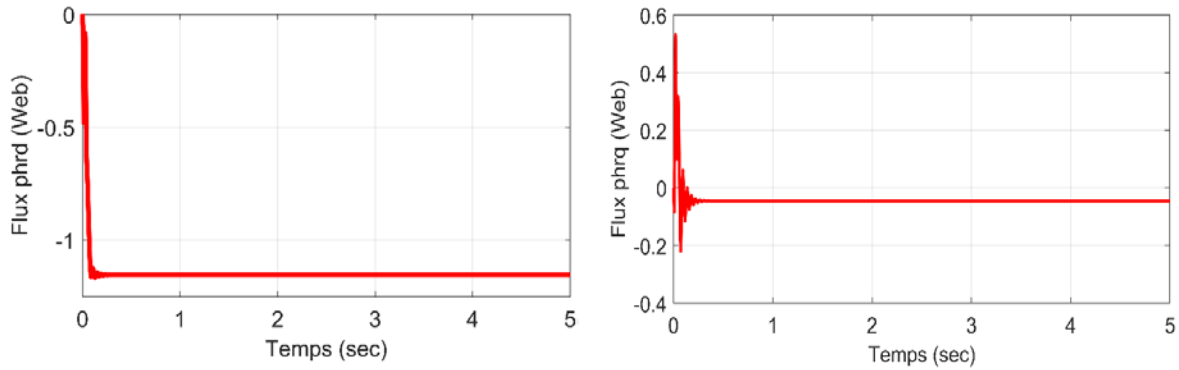
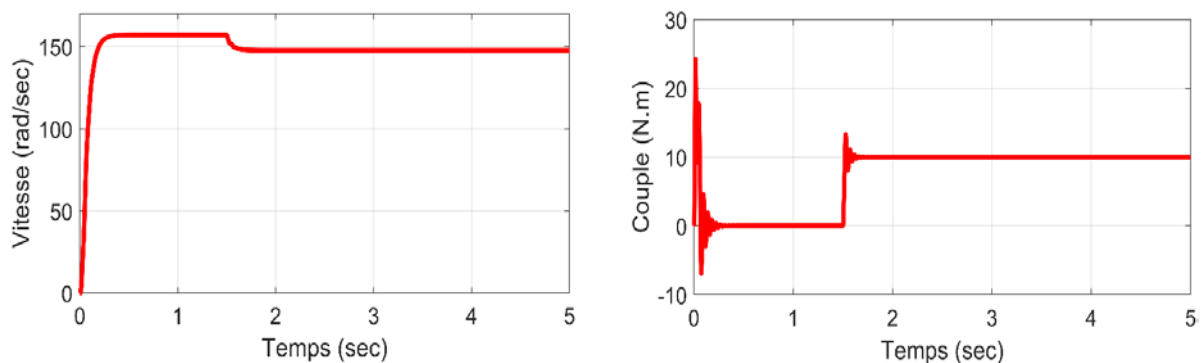


Fig.I.8: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25 s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25$ s. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l'allure du couple électromagnétique, où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s'établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans l'axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage puis s'établissent à des valeurs constantes.

◆ En charge ($C_r = 10 Nm$), figure (I. 9)



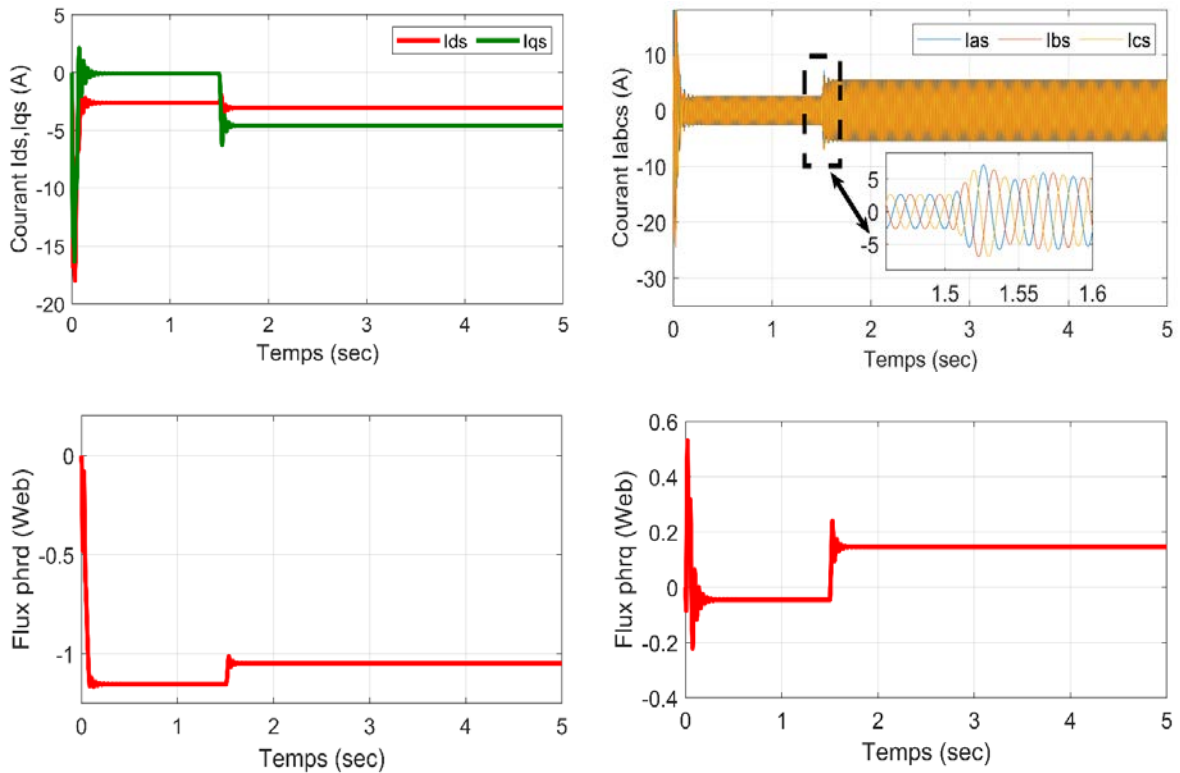


Fig.I.9: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1.5 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 1.5 \text{ sec}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une diminution du flux rotorique pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone.

I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique[26]. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées. La figure (I.10) présente un système électromécanique mettant en oeuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (ou de courant) .[27]

Les ordres d'activation des six interrupteurs à semi-conducteurs sont générés par l'automate de commande rapprochée incluant l'asservissement des courants et le séquenceur du convertisseur.

Le système d'alimentation est composé :

- D'un redresseur.
- D'un filtre passe bas.
- D'un onduleur.

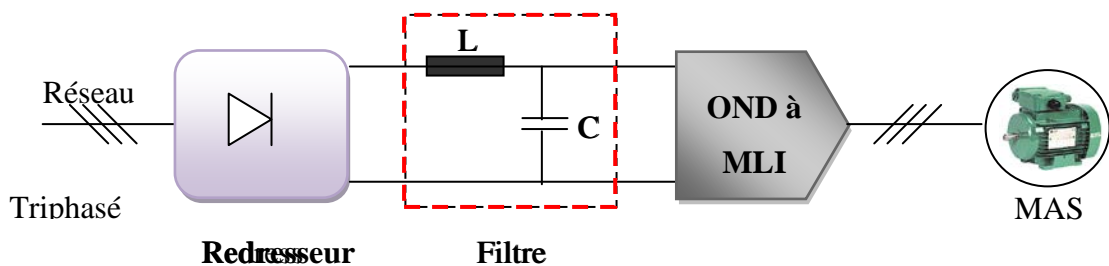


Fig.I.10: Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

I.7.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées. La figure suivante représente la structure d'une redresseuse triphasée diode .[28] [29]

La figure (I.11) représente Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes.

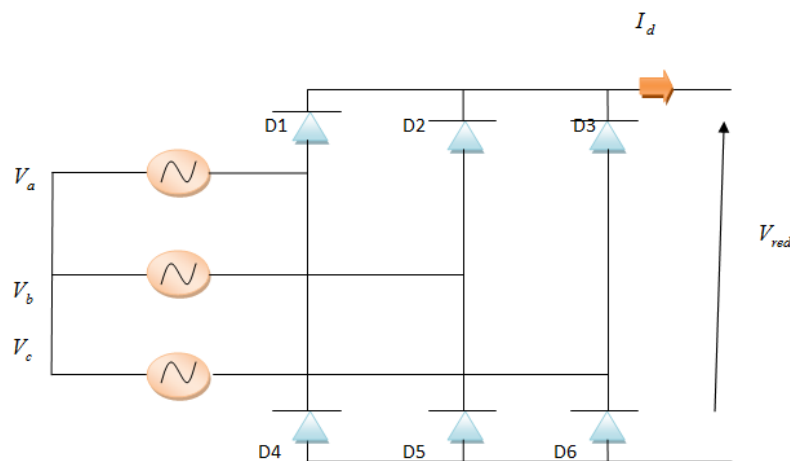


Fig.I.11: Représentation du redresseur triphasé à diodes .

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I.29.}$$

I.7.2 Modélisation du filtre

A la sortie du redresseur, un filtre de type LC du deuxième ordre constitué par une inductance L_f en série avec une capacité C_f en parallèle, dont le rôle est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur et de filtrer les perturbations issues de la caténaire, et aussi de filtrer le courant de sortie du pont redresseur. [30]

La figure (I.12) représente filtre type LC.

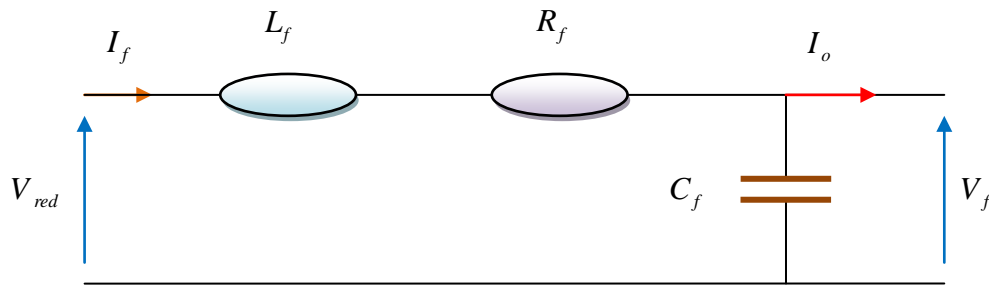


Fig.I.12: Filtre type LC

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_o) dt \end{cases} \quad \text{I.30.}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad \text{I.31.}$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$$

I.32.

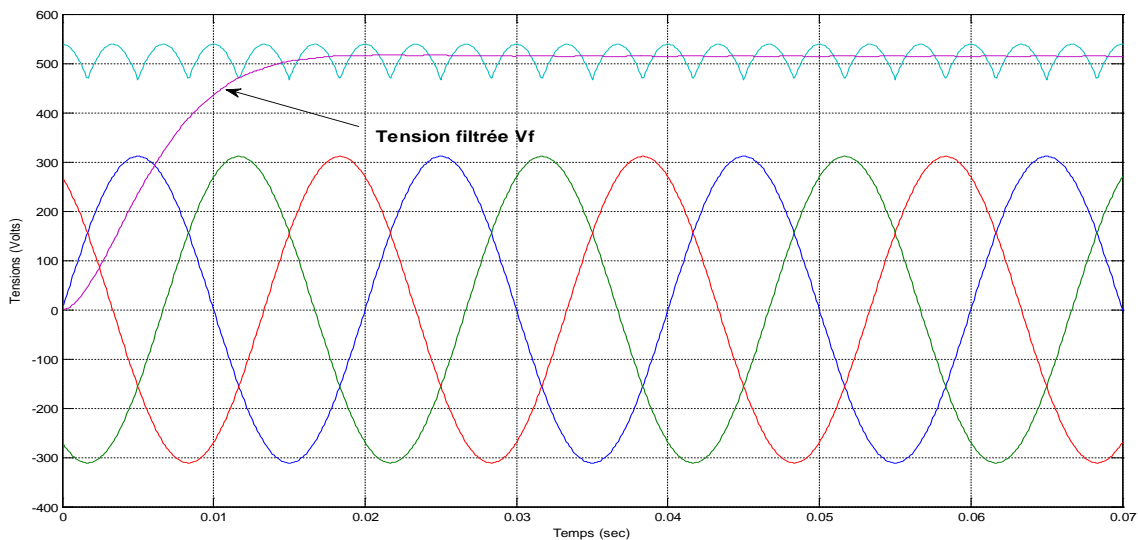


Fig.I.13: Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre

I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue-alternative. Il fonctionne en commutation forcée et il est généralement conçu à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI).[31]

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension est constitué de trois bras de commutation. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [32].

On alimente le moteur asynchrone à partir d'un onduleur de tension. L'onduleur alimente le stator de la machine avec des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale. Cette dernière permet de réaliser les variations de la vitesse de la machine.

La figure (I.14) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type M.L.I.

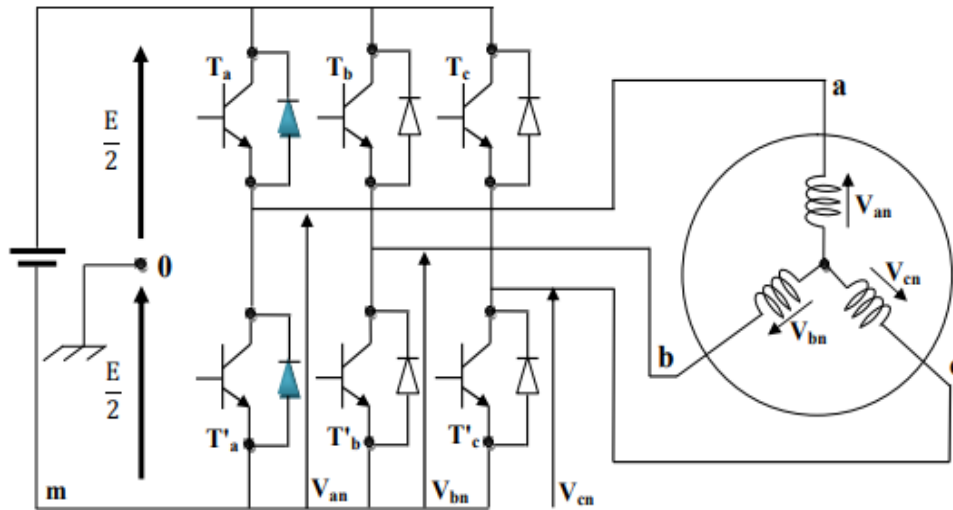


Fig.I.14: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension de la figure (I.14), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1, T_i$ est passant et T'_i est ouvert ;

Si $S_i = 0, T_i$ est ouvert et T'_i est passant ;

avec $i = a, b, c$

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

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad \text{I.33.}$$

où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu (figure I.11), et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad \text{I.34.}$$

avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{I.35.}$$

En remplaçant l'équation (I.35) dans le système d'équations (I.34), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{I.36.}$$

nous avons :

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad \text{I.37.}$$

Il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad \text{I.38.}$$

En remplaçant l'équation (I.36) dans l'équation (I.38), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I.39.}$$

I.7.4 Principe de la stratégie sinus-triangle

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de tension suivant une séquence choisie permet la génération de tensions alternative à la sortie de l'onduleur. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet la génération de signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur de manière à générer les tensions alternatives triphasées pouvant alimenter la machine asynchrone.

Le principe de la commande MLI est présenté sur la figure (I.15) :

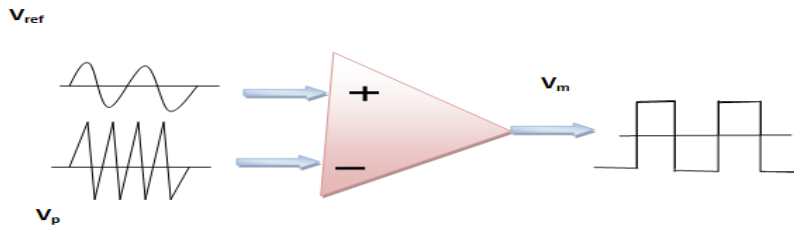


Fig.I.15: Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI comme le montre la figure (I.16).

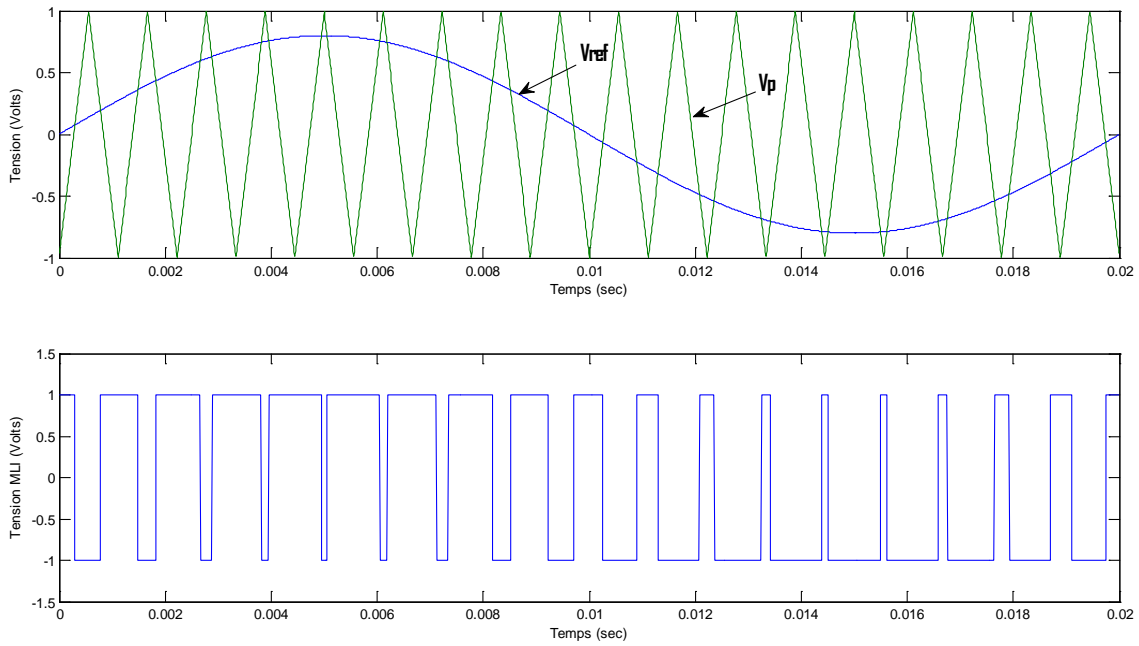


Fig.I.16: Modulation MLI sinus-triangle

L'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte est présenté sur la figure (I.17):

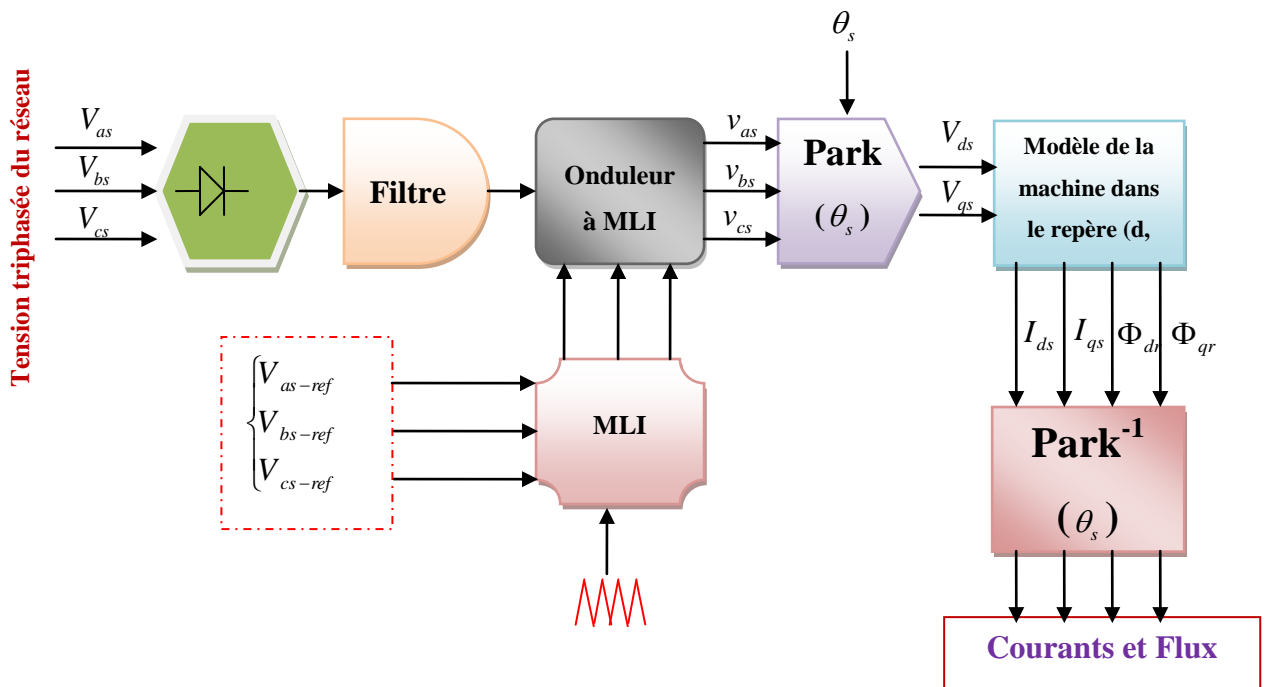


Fig.I.17: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.22) et (I.23) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable

de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.18). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.19) et (I.120).

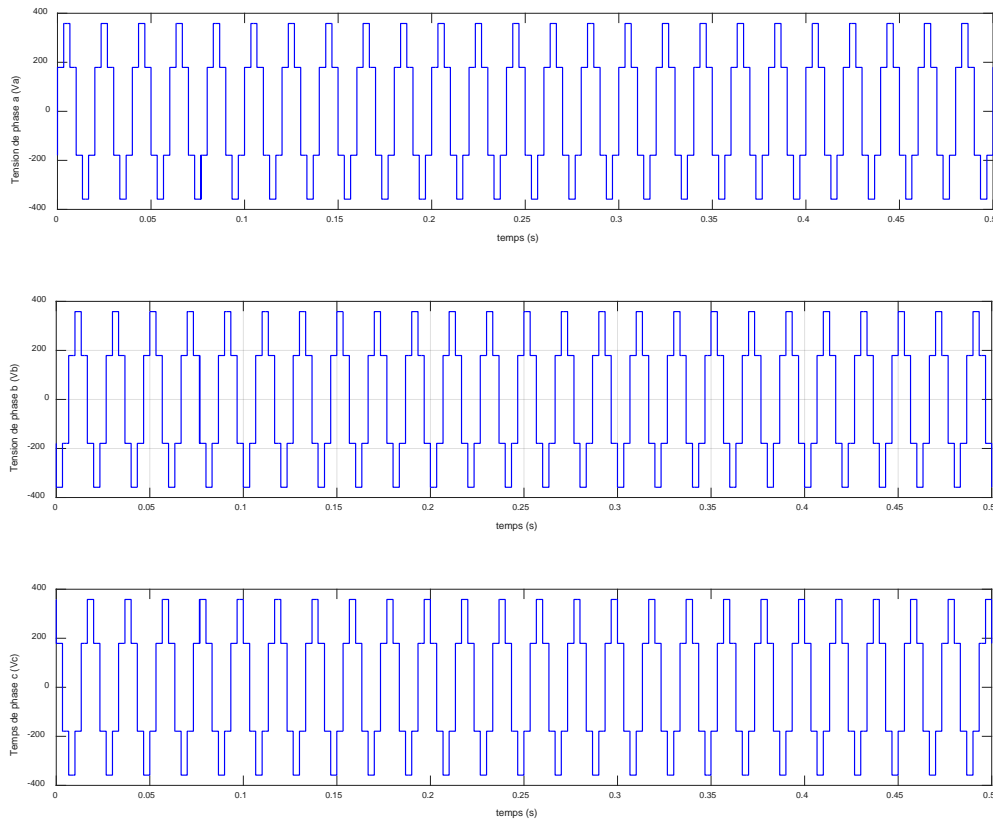


Fig.I.18: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

◆ A vide ($C_r = 0$), figure (I.19)

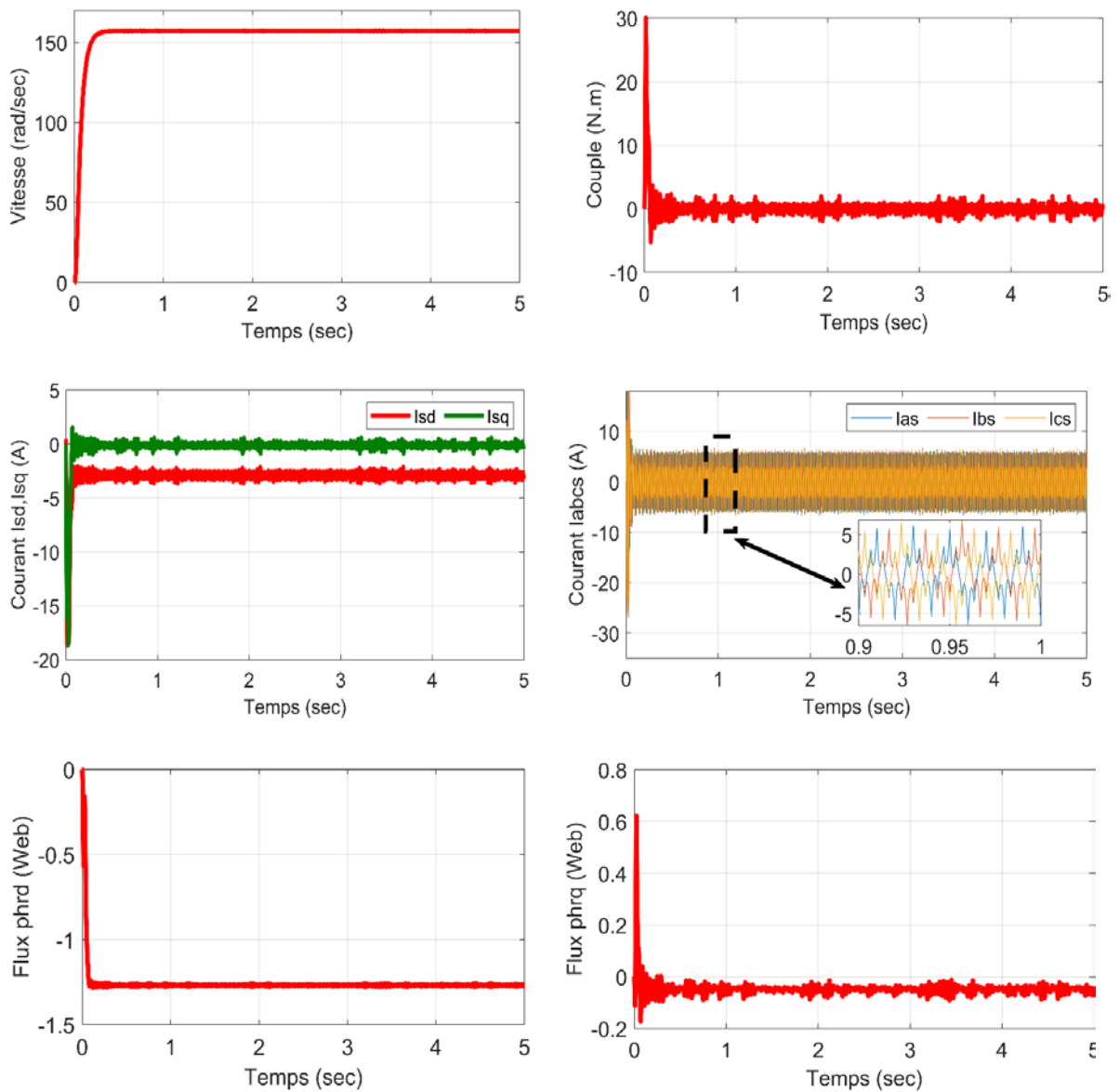


Fig.I.19: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

◆ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.20)

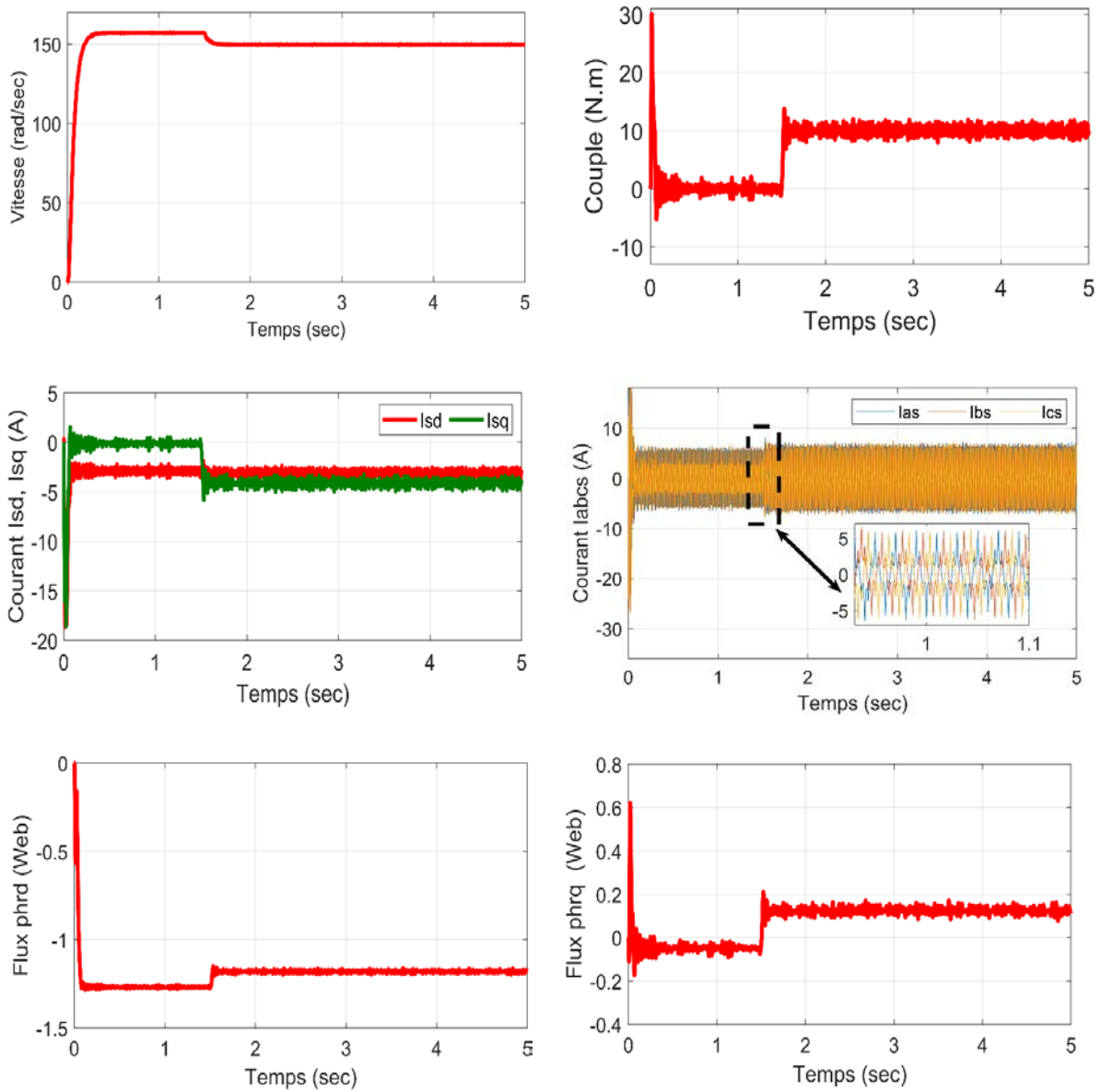


Fig.I.20: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1.5 \text{ s}$

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone a été présentée. Cette modélisation est basée sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle présenté a été donné dans un repère biphasé général dans le but de réduire la complexité du modèle. Une transformation dite de Park a été utilisée pour assurer le passage entre les repères triphasé et biphasé.

Les résultats de simulation ont montré le comportement global de la machine asynchrone en présence et en absence d'un couple de charge. Deux cas de simulations ont été présentés :

- Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé
- Simulation de l'ensemble redresseur, filtre, onduleur MLI et machine asynchrone

Selon ces résultats, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Dans le but de remédier à ce problème et assurer le contrôle de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée sera nécessaire, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.



Chapitre II



Promotion 2023

CHAPITRE II**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE****Introduction :**

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée, car dans cette machine le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

Pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage entre le flux et le couple, ceci évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Dans notre cas, on va présenter dans ce chapitre la commande vectorielle par orientation de flux. [33]

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire. [34]

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparables à celles des machines à courant-continu.[35]

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la

machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications.

En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine. [36].

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [37].

Un choix adéquat du référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe(d) permet d'obtenir une expression du couple dans la quelle deux courant (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple Figure (II.1).

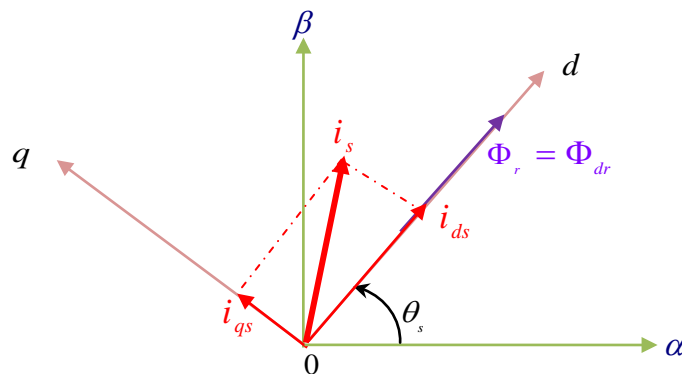


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

Avec $k = \frac{p^2}{L_r J}$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 23) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p \Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux

grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique:

Dans cette méthode (appelée slip fréquence control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.2).

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'où & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Le FOC (fieldoriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\begin{cases}
 I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\
 I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\
 \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\
 V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\
 V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^*
 \end{cases} \quad (II.7)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

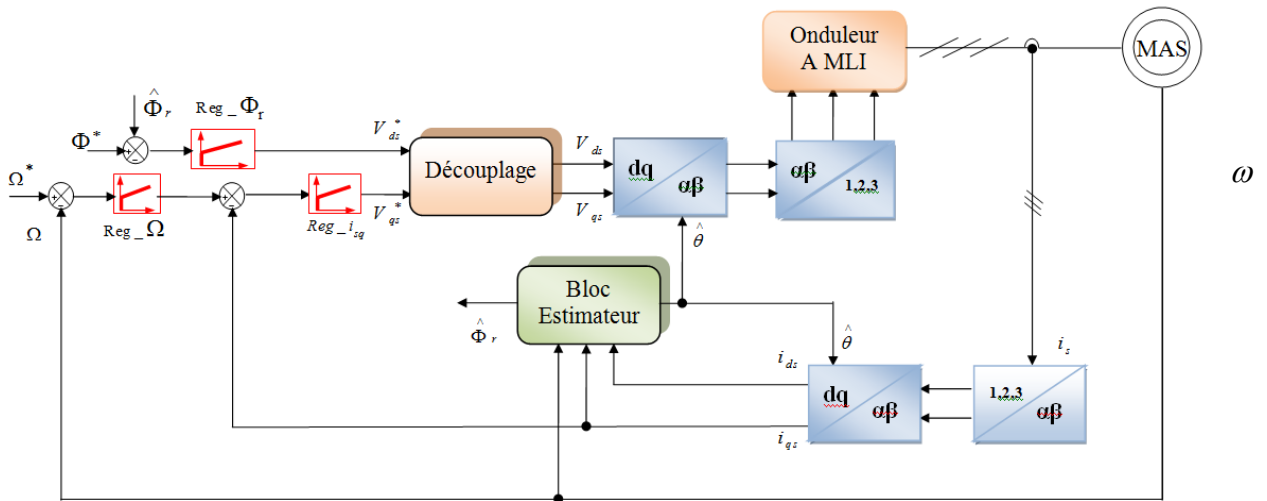


Fig.II.2: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale [38].

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} .

II.3.1 Principe du découplage par compensation :

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.8)$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (II.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (II.10)$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r figure (II.3).

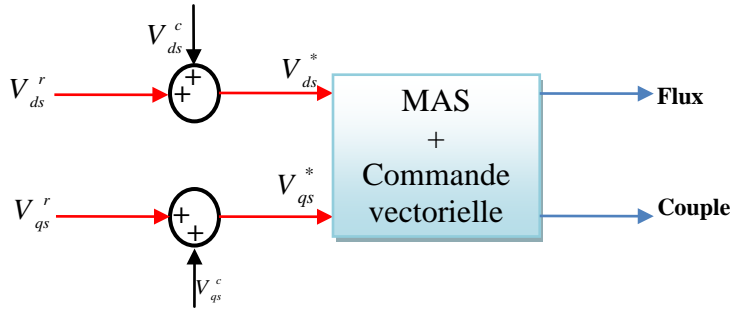


Fig.II.3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.11)$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.4).où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

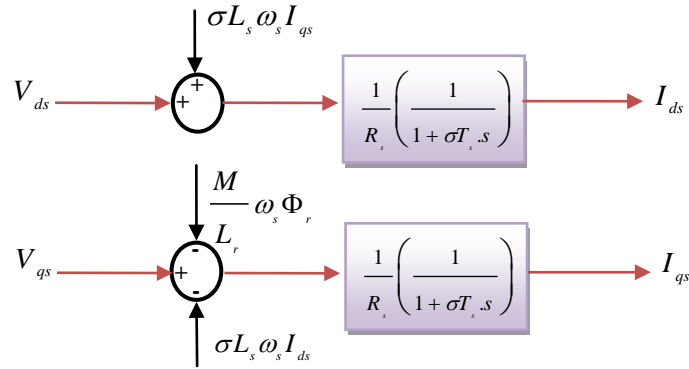


Fig.II.4: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.5).

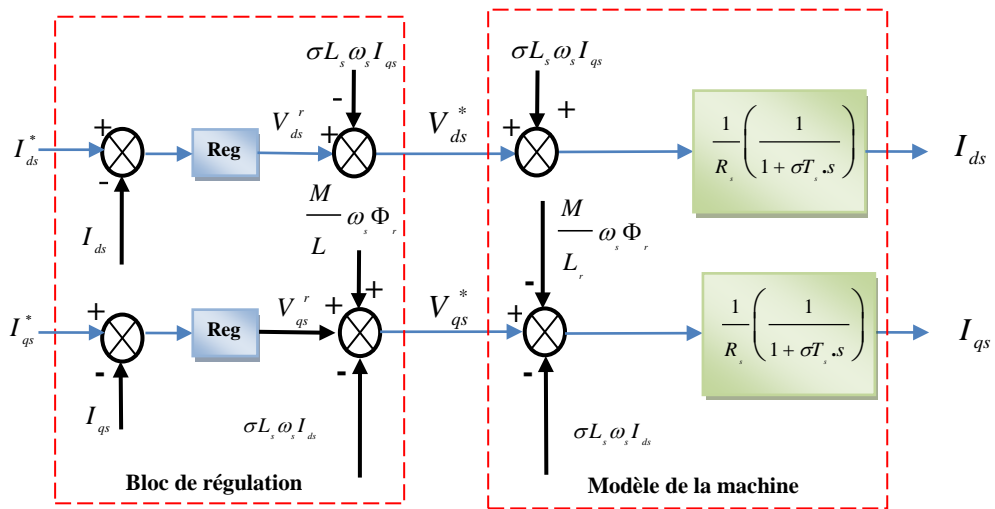


Fig.II.5: Découplage par addition des termes de couplage

II.3.2 Calcul des régulateurs :

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcul la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [39].

II.3.3 Régulation du courant :

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

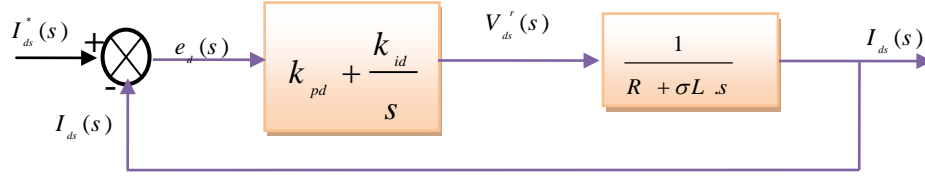


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l’erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie [40].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V_{ds}^r , nécessaire pour maintenir le flux de référence [41].

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \tag{II.12}$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \tag{II.13}$$

La fonction du transfert en boucle fermé de la Figure (II.6).est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \tag{II.14}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \tag{II.15}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \tag{II.16}$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \tag{II.17}$$

II.3.4 Régulation de la vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J.s} \tag{II.18}$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure (II.7).

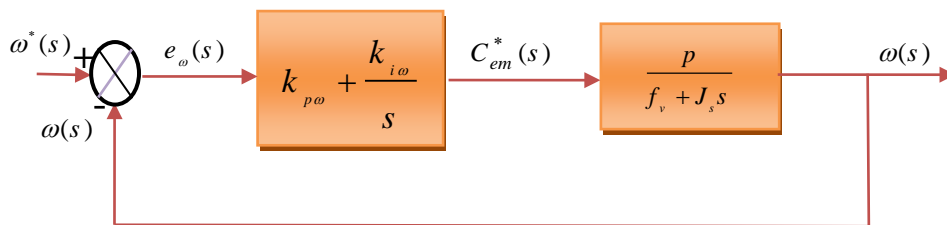


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.7).est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \tag{II.19}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega} p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega} p}{J} = 0 \quad (\text{II.20})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.21})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.20) et (II.21) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f_v}{p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.4 Résultats de simulation et interprétations

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension Les résultats de simulation de démarrage à vide, application d'une charge et inversion du sens de rotation sont réalisés selon les profils de la vitesse et du couple de charge présentés sur la figure (II.8).

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (II.8) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (10Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t = 9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13s$ on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

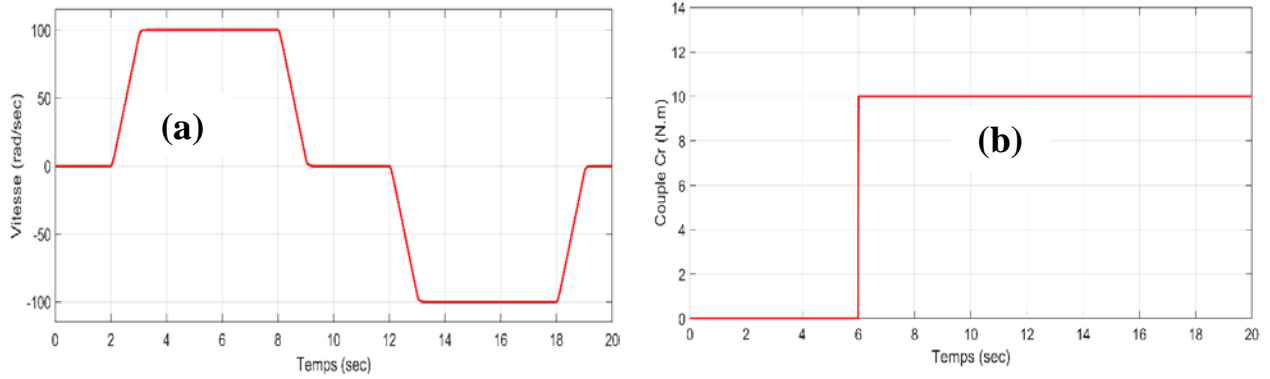


Fig.II.8: Profils de référence vitesse-Couple

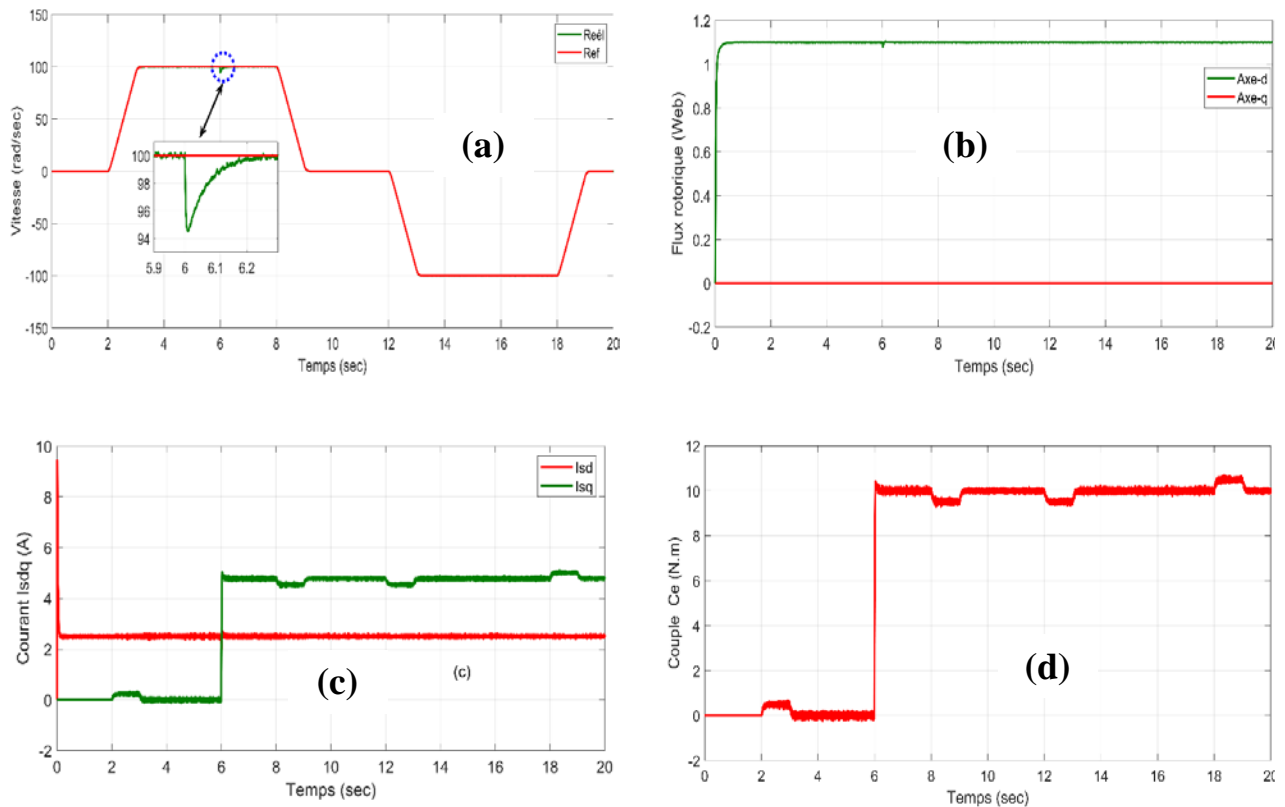


Fig.II.9: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.4.1 Interprétation des résultats

La figure (II-9 (a)) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, et on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 10 N.m.

La figure (II-9 (b)) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante.

Le découplage est bien assuré. La figure (II-9 (c)) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

II.5 CONCLUSION :

A travers ce chapitre, on a présenté la théorie de la commande vectorielle indirecte ainsi que le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Cette étude nous a permis de dire que grâce à la commande vectorielle, la machine asynchrone n'a plus d'être sous estimé devant la machine à courant continu à excitation séparée. Cette constatation conduit à dire que l'on se rapproche plus du modèle de la machine réelle.



Chapitre III



Promotion 2023

CHAPITRE III

OPTIMISATION DES PERFORMANCES ENERGETIQUES

Introduction

La demande énergétique est sans cesse croissante ainsi que le coût de sa production et de son exploitation. Parmi les systèmes consommateurs d'énergie électrique les moteurs occupent une place importante de plus de 50% de la consommation totale. Les moteurs asynchrones ou à induction consomment quant à eux approximativement 80-90% de la consommation globale des moteurs électriques. L'amélioration du rendement de ce gros consommateur d'énergie conduira forcément à des économies importantes d'énergie et d'argent.

Dans le domaine des transports, la recherche sur l'efficacité énergétique a été menée depuis quelques décennies par l'industrie automobile, où l'une des principales exigences est la réduction des émissions nocives. Une solution pour résoudre ce problème est la mise en œuvre d'une source d'énergie alternative (électrique, solaire, hydrogène, carburant, etc.). Bien que la vocation soit très large, le domaine de la traction électrique est prioritaire. Les moteurs à induction sont de plus en plus utilisés dans les véhicules électriques en raison de leur coût inférieur, de leur robustesse, de la technologie de pointe, etc..., [42]. Le problème principal est de savoir comment utiliser l'énergie électrique pour maximiser l'efficacité énergétique, [43], [44]. Les constructeurs automobiles tentent de développer une manière innovante de gérer le flux d'énergie électrique à l'intérieur du véhicule, [45] afin de minimiser la consommation globale, [46], gagner 1% en rendement est très significatif, car cela dans le sens de l'augmentation de l'utilisation rationnelle de l'énergie embarquée et par la même l'augmentation de l'autonomie du véhicule. Par conséquent, depuis l'année 2000, les développements technologiques en matière de stockage électrique ont réalisés les densités massiques d'énergie et d'électricité qui sont suffisants pour satisfaire les besoins de l'automobile, [47].

Le principal inconvénient de ces solutions de stockage est le coût de production. Il fait en moyenne un tiers du prix final du véhicule [45]. Dans ce contexte nous proposons dans ce chapitre, un régulateur PI de flux optimisé pour un moteur à induction qui doit atteindre une consommation énergétique minimale avec minimisation des pertes par effet joule de la même manière que nous obtenons la relation entre les variables d'état à la fois dans des conditions stables et transitoires.

III.1 Différentes techniques de l'optimisation du rendement

Le point de fonctionnement d'un moteur à induction où il est à pleine charge est celui où il est le plus efficace. Le problème, cependant, est qu'il existe de nombreuses applications où le moteur doit être entraîné à différentes charges. Pour les entraînements à commande vectorielle, le moteur est toujours alimenté par le flux nominal. Cette condition, augmentée de charges légères, est hautement indésirable car c'est à ces points de fonctionnement que l'inefficacité des moteurs à induction commence à faire surface.

Il est donc important de savoir quels aspects d'un moteur entraînent des pertes, qui sont comme suit:

1. Pertes apportées par les harmoniques présentes dans le courant d'entrée issu de la grille.
2. Le redresseur et l'onduleur contribuent tous deux aux pertes dues à la commutation et à la conduction. En outre, les ondulations de courant sont introduites par le convertisseur de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui ajoute à la perte.
3. Les courants injectés dans la machine sont responsables de la perte de moteur, nommément perte de cuivre du stator, perte de noyau ou de fer et perte de cuivre du rotor.
4. Des pertes diverses, telles que des pertes de frottement et de dérive, affectent également le moteur à induction, bien que, pour des raisons pratiques, ces pertes peuvent être négligées par rapport aux pertes mentionnées précédemment.
5. La méthode de couplage de la charge avec l'arbre du moteur affecte également le rendement. Le système de courroie et de poulie sera généralement moins efficace que le couplage direct.

Pour faciliter la réduction des pertes et par conséquent améliorer le rendement du moteur à induction, beaucoup de recherche dans la littérature ont été réalisés, on citera [48] :

- Choisir différents matériaux dans la construction du moteur. Normalement, l'aluminium était le métal de choix pour fabriquer les rotors des moteurs à induction. Les rotors seraient fabriqués par moulage sous pression. Malheureusement, les moteurs à induction à rotor en aluminium ne pouvaient pas présenter l'efficacité attendue. Récemment, le cuivre a été choisi comme une alternative à l'aluminium en ce qui concerne la construction des rotors. Des études récentes ont montré que l'utilisation d'un moteur à induction à rotor de cuivre a augmenté l'efficacité de 2,1% [49]. L'utilisation de cuivre et d'acier laminé à faible hystérésis dans la construction de moteurs à induction s'est avérée utile pour rendre les moteurs moins sujets aux pertes de cuivre et de fer [50], [51].

- Un conditionnement approprié des formes d'onde d'entrée réduira les pertes harmoniques [52], [53].

- L'utilisation d'une méthode de contrôle optimal permettant la minimisation des pertes.

De nombreuses études ont dégagé plusieurs voies possibles permettant la minimisation des pertes de la machine asynchrone dont les principales selon Bastiani sont [54], [55]:

III.1.1 Optimisation en ligne

C'est une approche basée sur la mesure de la puissance, où les pertes sont minimisées par une méthode numérique en temps réel. Elle est effectuée en minimisant la puissance absorbée à l'entrée du convertisseur.

Cette approche a comme avantage :

- Pour déduire les consignes de courant optimales, elle ne nécessite pas la connaissance des paramètres ;

Par contre, elle a comme inconvénient :

- Elle nécessite un temps de convergence assez long pour l'implantation en temps réel ;

III.1.2 Optimisation avec les Cartographies

Les cartographies sont des zones de mémoire où les courants minimisant les pertes sont calculés hors ligne ou bien, ils sont déduits de l'expérience. Ensuite, les valeurs optimales des courants sont insérées dans des cartographies de mémoire;

Cette approche a comme avantage :

- D'être convergente en temps réel .

Elle a comme inconvénients :

- Lors de la prise en compte de facteurs supplémentaires (fréquence de découpage du convertisseur, température), la cartographie augmente ;
- Aucune modification en temps réel.

III.1.3 Optimisation par le calcul algébrique direct

C'est une méthode basée sur le modèle des pertes, les courants permettant d'optimiser le rendement sont calculés, soit en ligne, soit hors ligne.

Cette approche a comme avantages :

- Ne nécessite pas la connaissance au préalable de la trajectoire du couple ;
- Les lois des consignes de courant restent les mêmes ;

Elle a comme inconvénients :

- Elle nécessite la connaissance exacte du modèle de la machine ;
- Obtention difficile de la solution en régime de saturation et avec présence de l'onduleur.

III.1.4 L'approche heuristique

Elle est basée sur l'expérience personnelle des ingénieurs ou sur des règles intuitives.

Elle présente comme avantage :

- Elle peut atteindre l'optimum global en régime stationnaire ;

Et comme inconvénient :

- Elle ne peut pas garantir la convergence pour n'importe quelle condition de travail.

III.1.5 L'approche numérique

Cette approche utilise le modèle stationnaire de la machine, elle exige un temps de calcul assez long en plus de la connaissance à priori de la trajectoire du couple.

III.1.6 L'approche analytique

C'est une approche basée sur le modèle de la machine utilisant des hypothèses simplificatrices ce qui a tendance à la rendre peut robuste, mais elle présente l'avantage d'être directement utilisée en temps réel s'adaptant facilement à des applications à couple inconnu.

Dans cette optique, toutes ces approches peuvent être décomposées en deux catégories :

- Approches basées sur la mesure de la puissance et qui utilisent des algorithmes de recherche à flux optimal.
- Approches basées sur le modèle des pertes et qui consiste à minimiser une fonction pertes en générant le flux optimal.

III.2 Optimisation par le calcul algébrique direct

L'optimisation du rendement s'effectue en minimisant une fonction représentant les pertes de la machine asynchrone tout en satisfaisant le couple demandé. En régime permanent, la solution apparaît le plus souvent sous forme de flux optimal ou de courants optimaux [56], [57].

III.2.1 Technique de minimisation des pertes joules

Afin de minimiser les pertes de la machine, il est nécessaire d'appliquer une valeur optimale du flux de référence Φ_r^* . Par conséquent, le mécanisme d'optimisation est basé sur le calcul des pertes totales (pertes de fer, pertes mécaniques mais les pertes de l'onduleur sont négligées) en fonction du courant magnétisant I_m [58].

Les pertes joule dans toute machine se répartie en deux : les pertes joule statoriques P_{Js} et les pertes joule rotoriques P_{Jr} :

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} \quad (\text{III-1})$$

Avec :

$$P_{Js} = R_s |i_s|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (\text{III-2})$$

$$P_{Jr} = R_r |i_r|^2 = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{III-3})$$

Donc, la somme des deux pertes joule nous donne:

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} = R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{III-4})$$

On a :

$$\Phi_r = M i_{sd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{III-5})$$

Le courant rotorique est exprimé en fonction du courant statorique par la relation suivante :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_s \quad (\text{III-6})$$

Par la substitution de (III-5), (IV-6) dans (III-4), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq}^2 \quad (\text{III-7})$$

Selon l'équation (I-8), nous avons :

$$i_{sq} = \frac{C_e}{p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}} \quad (\text{III-8})$$

En injectant (III-8) dans (III-7), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) \frac{C_e^2}{p^2 \frac{M^2}{L_r^2} \Phi_{rd}^2} \quad (\text{III-9})$$

Après simplification de cette équation, on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + \left(\frac{R_s L_r^2}{p^2 M^2} + \frac{R_r}{p^2} \right) \frac{C_e^2}{\Phi_{rd}^2} \quad (\text{III-10})$$

Exprimons le flux rotorique en définissant comme un courant magnétisant :

$$i_{mr} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{III-11})$$

A partir de la formulation d'état (équation (I-23)), l'expression de la dérivée du flux rotorique sur l'axe d s'exprime par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = R_r \frac{M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \Rightarrow i_{mr} \cdot \frac{L_r}{R_r} = i_{sd} - i_{mr} \quad (\text{III-12})$$

Le courant magnétisant pourra être obtenue par un transfert du premier ordre :

$$i_{mr} = \frac{i_{sd}}{1 + T_r p} \quad (\text{III-13})$$

Par substitution de (III-11) dans (III-10) on obtient la somme des pertes joules:

$$P_J = R_s i_{mr}^2 + \left(\frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \right) \frac{C_e^2}{i_{mr}^2} \quad (\text{III-14})$$

Avec un changement de variable, l'équation (III-14) devient :

$$P_J = k_1 i_{mr}^2 + k_2 \frac{C_e^2}{i_{mr}^2} \quad (\text{III-15})$$

Où :

$$k_1 = R_s, \quad k_2 = \frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \quad (\text{III-16})$$

La résolution de l'équation (III-15) nous permet d'obtenir le courant magnétisant optimal. Pour résoudre cette équation on utilise l'action dérivée (dérivation partielle) [59]: qui assure le minimum des pertes.

$$\frac{\partial P_J}{\partial i_{mr}} = 0 \Rightarrow 2 k_1 i_{mr} - \frac{2 i_{mr} k_2 C_e^2}{i_{mr}^4} = 0 \quad (\text{III-17})$$

Où :

$$i_{mr}^4 = \frac{k_2}{k_1} C_e^2 \quad (\text{III-18})$$

Par conséquent, la minimisation des pertes de Joule du stator et du rotor est obtenue à partir du courant magnétisant optimal:

$$i_{mr_{opt}} = k_{opt} |C_e|^{1/2} \quad (\text{III-19})$$

Avec :

$$k_{opt} = \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^{1/4} = \left(\frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{p^2 R_s} \right)^{1/4} \quad (\text{III-20})$$

Selon l'équation (III-19), le courant magnétisant optimal dépend du couple électromagnétique développé et des paramètres de la machine. Par conséquent, le flux optimal pour la minimisation des pertes est obtenu par le calcul de k_{opt} .

Donc, on peut donner la schématisation de l'optimisation du rendement comme suit :

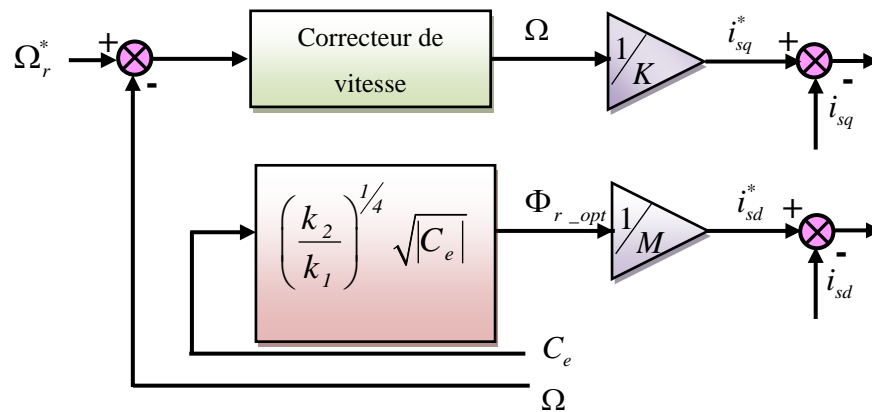


Fig.III.1 Schématisation du principe d'optimisation du flux

III.3 Stratégie de minimisation des pertes.

Un simple schéma bloc pour l'optimisation du flux est montré dans la figure (III-2)

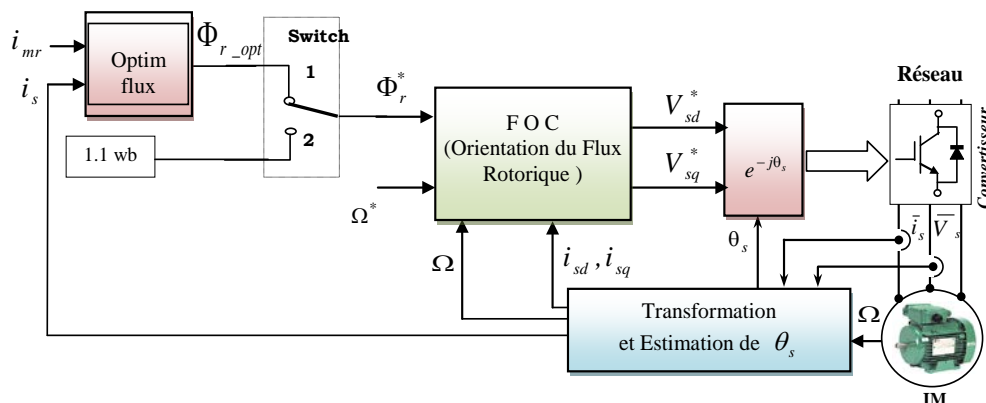


Fig.III.2 Schéma bloc de la (IFOC) avec optimisation des pertes.

III.4 Résultats de simulation

Le contrôleur proposé pour l'amélioration de l'efficacité du moteur à induction a été testé avec succès. Les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe. La figure (III-3), figure (III-4) montrent comment les pertes de cuivre et le rendement du moteur changent pendant les variations du couple de charge. On peut voir sur la figure (III-5), figure (III-6) que les résultats obtenus pour le flux optimisé avec variation des paramètres sont meilleurs que ceux d'un contrôle vectoriel sans optimisation. Les résultats révèlent que les performances du système contrôlé sont en effet maintenues lors des variations de paramètres et confirment l'efficacité de notre proposition.

1. Sans variation paramétrique

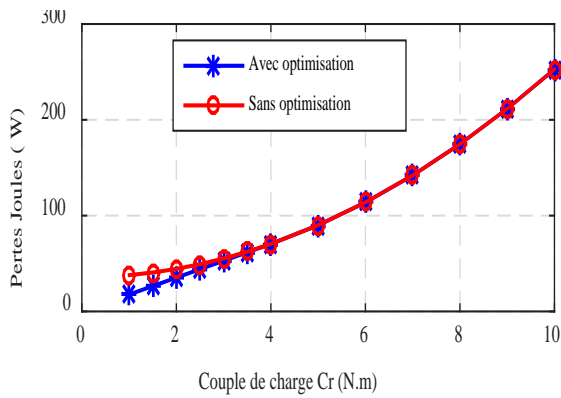


Fig.III.3 Variation $P_j = f(C_r)$

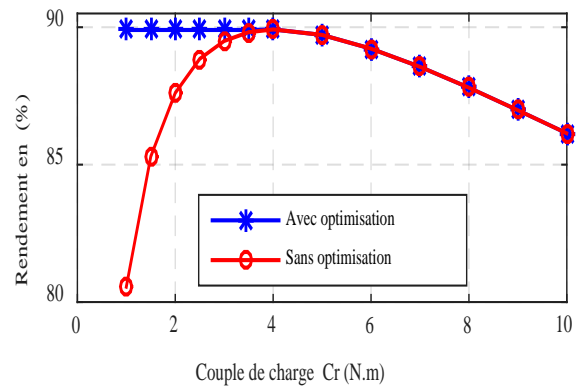


Fig.III.4 Variation $\eta = f(C_r)$

2. Avec variation paramétrique

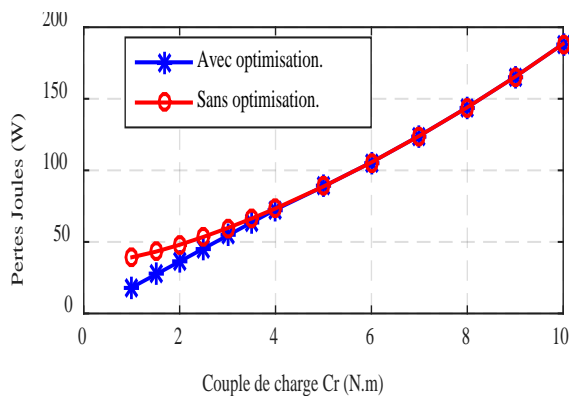


Fig.III.5 Variation $P_j = f(C_r)$

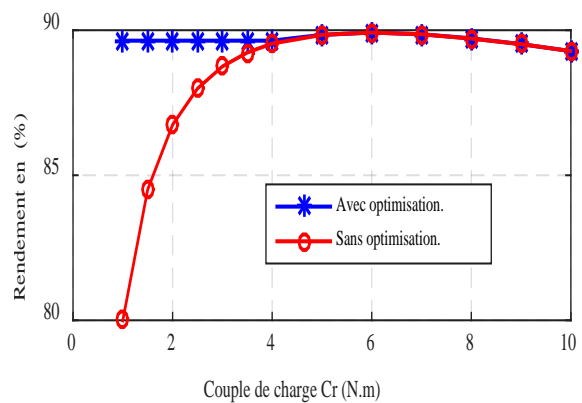


Fig.III.6 Variation $\eta = f(C_r)$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'efficacité du contrôleur d'optimisation. Le moteur à induction est contrôlé par un système de contrôle vectoriel indirect avec un calcul de flux optimal pour la minimisation des pertes joules. Cette stratégie adoptée consiste à réduire le flux du rotor en ajustant la composante du courant magnétisant en fonction de la charge appliquée. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'optimisation des performances énergétiques.



Conclusion générale

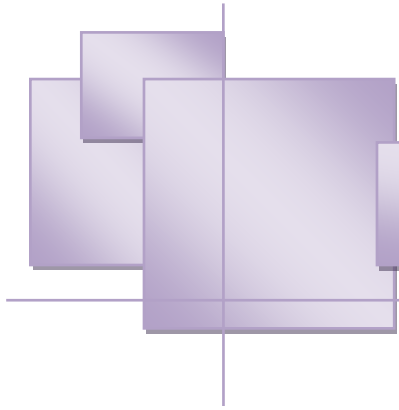


Promotion 2023

CONCLUSION GENERALE

Le travail présent dans ce mémoire porte sur les différentes techniques de l'energy saving et surtout, sur l'optimisation du rendement de la machine à induction destinée à la traction électrique. L'approche proposée porte sur la minimisation des pertes de la machine (pertes fer et joule). Pour parvenir à cet objectif, nous nous sommes appuyés sur les modèles de la machine associée à son convertisseur.

Dans les résultats obtenues, nous avons démontré l'efficacité du contrôleur d'optimisation proposé. Le moteur à induction est contrôlé par un schéma de contrôle vectoriel indirect avec un calcul optimal du flux pour minimiser les pertes de cuivre. La stratégie adoptée consiste à réduire le flux du rotor en ajustant la composition du courant magnétisant en fonction de la charge appliquée. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'optimisation de la performance énergétique.



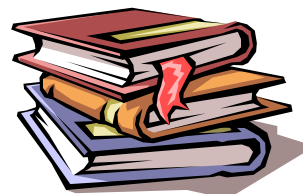
Bibliographies



Promotion 2023



Bibliographies



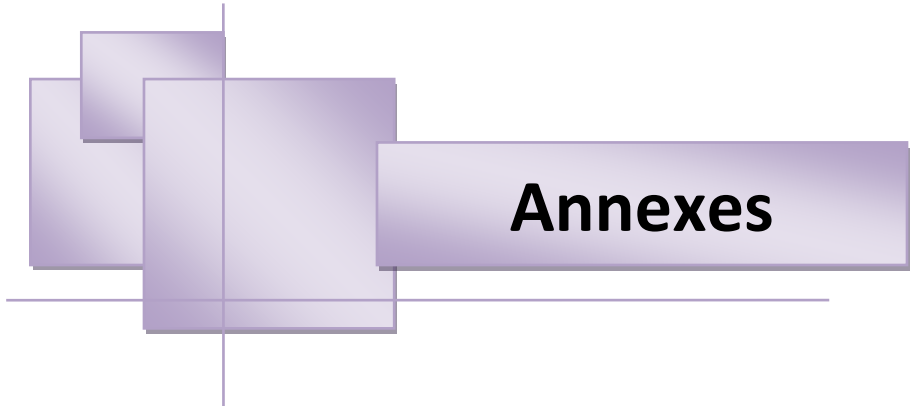
- [1] TALHA Mohamed El-Amine, « Détection des défauts d'excentricité dans les MAS par traitement de signal du courant statorique », Université Mohamed Khider Biskra, Juin 2018.
- [2] Davide Aguglia, « Identification des Paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle », Université Laval Québec Canada ,2004.
- [3] Ramdane Amel, « commande de la machine a induction par les techniques de l'intelligence artificielle », these de doctorat université batna 2 mostefa ben boulaïd.
- [4] Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Mémoire de Magister en Electrotechnique l'Université de Batna, 20 /05 /2006
- [5] S.Mebarek, « commande non linéaires de la machine asynchrone », Mémoire de fin d'études, Université de M'SILA, 2013.
- [6] Rafik MERAD, « Outils de diagnostic appliqué à la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil », thèse magister, université de Constantine 2005/2006.
- [7] Didier Gaëtan, « Modélisation et Diagnostic de la Machine Asynchrone en Présence de Défaillances »,Thèse de doctorat, Université D'Henri Poincaré, Nancy-I, France,2004.
- [8] Schaeffer Emmanuel, « Diagnostic des Machines Asynchrones : Modèles Et Outils Paramétriques Dédiés à La simulation et à La Détection De Défauts » , Thèse de doctorat, 1999, L'École Centrale de Nantes, France.
- [9] Claude CHEVASSU Grégory VALENTIN , Machines asynchrones, Cours et Problèmes, version du 21 septembre 2014
- [10] D SATOR-NAMANE, « Electrotechnique », édition ecllispes, 2010
- [11] J.P Caron, J.P Hautie,r « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995.
- [12] M. Pinard, « Commande Électronique des moteurs électriques », éditions Dunos, Paris 2004.

- [13] P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [14] Georges Salloum, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse 2007.
- [15] .M. Omar et bakouche Boubacar, «Contrôle de la vitesse de la machine asynchrone par différents régulateurs en utilisant la commande directe du couple (DTC)» Mémoire de master académique, Université Hama lakhdar d'El-Oued, 2016.
- [16] Benaissa Malika, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de Batna.
- [17] A. CUNIERE et G. FELD, « Modélisation de la Machine Asynchrone», Cours sur la Machine Asynchrone », Cachan, France.
- [18] M.Houssame et D.Ilies , « Commande vectoriellesans capteur de la machine asynchrone », Université kenchela, 2018.
- [19] R.Abdessamed, M .Kadjoujdj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'Université de Batna 1997.
- [20] L.Abderzak, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104 » Université Mentouri Constantine,2012.
- [21] HADDAD Salah, CHARIF Mourad<<Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone » Diplôme d'ingénieur , UNIVERSITE DE M'SILA, 2006.
- [22] **Azaizia Rachid** , « étude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux». Université M'HAMAD BOUGARA faculté des hydrocarbures et chimie. Boumerdes, Algérie 2008.
- [23] MESBAHI NADHIR « Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone », Université badji mokhtar- annaba, 2007
- [24] J.P Caron, J.P Hautie,r « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995.
- [25] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.

- [26] Jean pierre caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, Paris, 1995.
- [27] Cyril W. Lander, « Electronique de puissance cours et exercices», Edition MC GrawHill, Paris, 1995.
- [28] D. Hadiouche, «Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure». Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001.
- [29] L. BENALIA, «Commande en Tension des moteurs à induction double alimentes». Thèse de Doctorat de l'Université Batna, Algérie, 2010
- [30] J.P Lois, « Modélisation des machines électriques en vue de leur commande », Lavoisier, Paris 2004.
- [31] G. Ségier« Electronique de puissance les fonction de bases et leurs principales applications ». DUNOD , Paris, 1999.
- [32] C. Benzazah, M. A. Lafkih, And L. Lazrak, 'etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et npc à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande mli-st et swm, vol. 9, no. 2, p. 12, 2014.
- [33] C. Canudas de wit, " Modélisation control vectoriel et DTC-Commode des Moteurs asynchrone 1," Hermis science publications Paris 2000.
- [34] T. Bahi et N. E. Debbache, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone », 20ème JTEA, pp. 138-144, Hammamet Tunisie, 2000.
- [35] M. F. Mimouni, « Extension des méthodes de commande vectorielle à une machine asynchrone à double enroulements statoriques », Thèse de doctorat de spécialité, ESSTT 1997
- [36] B.TARK «Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [37] CHekima Djamel, « commande d'un moteur asynchrone par logique floue», mémoire d'ingénieur, université d'EL-Oued 2014.
- [38] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997
- [39] G.Lacroux, «Les actionneurs électriques pour la robotique et les servissements » Technique et documentation lavoisier, 1994

- [40] Kheldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [41] R.Pena Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [42] Jin Weidong; Li Chongwei; Hu Fei; Jin Fan , A study on intelligent computation of methods of optimization operation for train; Autonomous Decentralized Systems, 2000. Proceedings. 2000 International Workshop on 21-23 Sept. 2000 pp.97 – 102F.
- [43] A. Sciarretta and L. Guzzella. Control of hybrid electric vehicles. IEEE Control Systems Magazine, 27[2]:60–70, 2007.
- [44] C. Bordons, M. A. Ridao, A. P´erez, A. Arce, and D. Marcos. Model Predictive Control for power management in hybrid fuel cell vehicules. In Vehicle Power and Propulsion IEEE Conference, 2010.
- [45] Vaez, S.; John, V.I.; Rahman, M.A., Energy saving vector control strategies for electric vehicle motor drives; Power Conversion Conference - Nagaoka 1997. Proceedings of the Volume 1, 3-6 Aug. 1997 Page(s):13 - 18 vol.1
- [46] K. Takeda, C. Takahashi, H. Arita, N. Kusumi, M. Amano, and A. Emori. Design of hybrid energy storage system using dual batteries for renewable applications. In PES General Meeting| Conference & Exposition, 2014 IEEE, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [47] Muravleva, O.; Muravlev, O., Induction motor improvement for energy saving technologies; Science and Technology, 2003. Proceedings KORUS 2003. The 7th Korea-Russia International Symposium on Volume 2, 28 June-6 July 2003 Page(s):17 - 19 vol.2.
- [48] Biswas, Debarshi, "MINIMIZATION OF ELECTRICAL LOSSES IN A VECTOR CONTROLLED INDUCTION MACHINE DRIVE" (2013). Electronic Theses and Dissertations. Paper 4960.
- [49] Copper.org, CDA Press Releases, "Building a better electrical motor," January 2005.
- [50] A. H. Bonnett, "Understanding the Changing Requirements and Opportunities for Improvement of Operating Efficiency of AC Motors", IEEE Trans, on Industry Application, vol.29, pp.600-610, May/Jun.1993.
- [51] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. Grabowski, P. Thogersen, E. J. Petersen, "On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in

- CT and ITVAC Applications,” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol.1, pp.621-628,1997.
- [52] I. Takahashi, H. Mochikawa, “A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive”, IEEE Trans, on Industry Applications,vol.21, pp.580-587, May/June.1985.
- [53] F. C. Zach, H. Ertl, “Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters,” IEEE Trans, on Industry Applications, vol.21, pp.60-66, July/Aug.1985.
- [54] A.Kusko, D.Galler, « Control means for minimization of losses in AC and DC drives.», IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA-19, pp.561-570, July/Aug, 1983.
- [55] D.S.Kirschen, D.W.Novotny and W.Suwan wisoot, c Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. », IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA.20, pp.1244-1250, Sept/Oct, 1984.
- [56] Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen, « On the Energy Optimized Control of Standard and High – Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications. », IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.
- [57] Alf.Kare.Adnanes, Roy.Nilsen, Rennveig.Loken and Lars.Norum, « Efficiency Analysis of Electric Vehicle, with Emphasis on Efficiency Optimized Excitation. », IEEE. Trans, pp.455-462.
- [58] S. Lim and K. Nam, “Loss-Minimizing Control Scheme for Induction Motor”, IEE Proc. Electr. Power. Appl. Vol 151, N°4, July 2004, pp385-397.
- [59] Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen, " On the Energy Optimized Control of Standard and High –Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications", IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.
- [60] Z. Rouabah, "Fuzzy Efficiency Enhancement of Induction Motor Drive " 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives ; Istanbul, Turkey, 13-17 May 2013,
- S. Drid et al, " Nonlinear Control of the Doubly Fed Induction Motor with Copper Losses Minimization for Electrical Vehicle", Intelligent Systems and Automation: 1st Mediterranean Conference on Intelligent Systems and Automation (CISA 08), AIP Conference Proceedings 1019, Annaba, Algeria, 30 June - 2 July 2008, p.339-345.



Annexes



Promotion 2023

Annexe 1

Paramètres des deux moteurs à induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cos ϕ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique