

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'Electrotechnique

Mémoire de Fin d'Etudes De MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Présenté par
Fahima SIFAOU
Hamida MENDACI

Thème

MODELISATION ET CONTROLE SCALAIRE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Mémoire soutenu publiquement le 28 septembre 2014 devant le jury composé de :

M Arezki DICHE

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Président

M Slimane REZGUI

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Rapporteur

M Farid NAMANI

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

M Ferroudja BOUALI

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur



Remerciements

Nous remercions et nous rendons grâce tout d'abord à ﷻALLAHﷻ tout puissant de nous avoir donné la santé et le courage de mener à bon terme ce travail.

Comme nous tenons à adresser tout autres reconnaissances et notre gratitude à :

*Mr REZGUI.S notre promoteur, de nous avoir encadré, suivi et orienté tout au long de notre travail, pour son aide, sa tolérance et ses conseils au cours de notre projet.

*Mr DICHE.A notre président du jury, de nous avoir aussi aidé, suivi et orienté tout au long de notre travail.

Nous remercions d'avance, les membres du jury d'avoir accepter d'examiner notre travail.

Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribués de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- ✓ *A mes Chers Parents, mon Père qui ne cesse pas de m'encourager, et qui ma toujours soutenu, ma jolie Mère symbole de sacrifice et qui est tout pour moi, pour sa tendresse profonde **Que Dieux me les protègent** ;*
- ✓ *A mes adorables sœurs: Noura, Sakrina, Thiziri ;*
- ✓ *A ma sœur Fadhila et son mari Mohammed ;*
- ✓ *A Karim pour son amour et son esprit libre qui m'inspirent à avancer et à toujours continuer de rêver ...*
- ✓ *Et à tous ceux qui m'ont donnés de l'aide et de soutien durant mon travail.*

Fahima SIFAOU



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

- *A la meilleure et chère maman pour son amour et son soutien*
- *A mon cher père*
- *A mes très chers frères (hakim, samir, malik et sa famille)*
- *A ma très chère sœur houria*
- *A ma grande mère et à tous mes amis(es)*

Hamida MENDACI

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I. Généralités sur les machines asynchrones	
I.1.Définition.....	2
I.2.Constitutions et principe de fonctionnement.....	2
I.2.1.Constitution.....	2
I.2.2.Principe de fonctionnement.....	3
I.3.Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone.....	4
I.4.Démarrage des moteurs asynchrones.....	4
I.4.1.Démarrage des moteurs asynchrones à rotor bobiné (rotor à bagues).....	4
I.4.2.Démarrage direct des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit (à cage d'écureuil).....	5
I.4.3.Démarrage indirects des rotors à cage.....	5
I.5.Freinages.....	6
I.6.Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones.....	7
I.7.Puissance et rendement.....	8
I.7.1.Bilan de puissances actives.....	8
I.7.2.Relation entre puissance transmise et pertes par effet joule au rotor.....	9
I.7.3.Relation entre puissance transmise et puissance mécanique interne.....	9
I.7.4.Bilan des puissances réactive.....	10
I.7.5.Rendement.....	10

I.10.Conclusion.....	10
----------------------	----

Chapitre II. Modélisation et simulation de la machine asynchrone

II.1.Moteur asynchrone en régime permanent	11
II.1.1.Introduction.....	11
II.1.2.Simplification des équations.....	11
II.1.2.1.Equations des grandeurs complexes spatiales dans un référentiel lié au champ tournant	11
II.1.2.2.Passage aux équations des grandeurs complexes temporelles.....	12
II.1.3.Modèles équivalents.....	12
II.1.3.1.Modèle avec circuit couplés.....	12
II.1.3.2.Modèle avec inductances de fuites partielles.....	13
II.1.3.3.Modèle avec inductances de fuites totalisées au rotor.....	15
II.1.3.4.Modèle avec inductances de fuites totalisées au stator.....	17
II.2.Moteur asynchrone en régime transitoire.....	19
II.2.1.Introduction.....	19
II.2.2.Simplificatrices.....	19
II.2.3.Description.....	20
II.2.3.1.Equations électriques.....	20
II.3.2.2.Relation entre les flux et courants	22
II.2.3.3.Equation mécanique	23
II.2.4.Application de la transformation de Park	24
II.2.4.1.Equation électriques	24
II.2.4.2.Relation entre les flux et courants	27
II.2.4.3.Equations dans différents référentiel	38

II.2.5.Choix du référentiel d'étude	29
II.2.6.Représentation d'état de la machine asynchrone	30
II.3.Résultats de la Simulation	31
III.3.1.Simulation en régime transitoire	32
III.3.1.1.interprétation des résultats de simulation	34
III.4.Conclusion	35
Chapitre III. Commande scalaire d'une machine asynchrone	
III.1.Modélisation de l'onduleur de tension	36
III.1.1.Onduleur triphasé en pont	36
III.2.Association machine asynchrone et onduleur de tension	39
III.3.Commande scalaire d'une machine asynchrone	41
III.3.1.Principe de la commande en boucle ouverte	42
III.3.1.1.Expression du couple	42
III.3.1.2.Commande en vitesse	43
III.3.2.La commande scalaire en boucle fermée	44
III.4.Simulation en boucle ouverte	45
III.5.Simulation en boucle ferme	47
III.6.Interprétation des résultats	59
III.7.Conclusion	59
Conclusion générale	50

Introduction Générale

Introduction générale

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement.

Les machines électriques sont des machines réversibles, c'est-à-dire qu'elles peuvent fonctionner en moteur pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique, ou en générateur qui transforme l'énergie mécanique en énergie électrique.

Le moteur asynchrone est essentiellement utilisé dans les systèmes d'entraînement électriques. L'objectif du présent travail est la commande scalaire d'un moteur asynchrone. Le manuscrit est réparti comme suit :

Dans le premier chapitre nous présentons des généralités sur les machines asynchrones et les différents modes de démarrage.

Le deuxième chapitre donne un aperçu sur la modélisation des machines asynchrones triphasées.

Le troisième chapitre est réservé à la commande scalaire de la machine asynchrone et la modélisation de l'onduleur.

Et enfin on termine notre travail par une conclusion générale.

CHAPITRE

I

**Généralités sur les
machines
asynchrones**

I.1.Définition

On appelle machine asynchrone une machine électrique à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant, elle a deux enroulements dont un seul (primaire) est alimenté par un réseau électrique alors que le deuxième (secondaire) est fermé sur lui-même ou sur des résistances électriques, elles sont employées le plus fréquemment dans l'industrie, ils possèdent en effet plusieurs avantages : simplicité, robustesse, prix peu élevé et entretien facile.

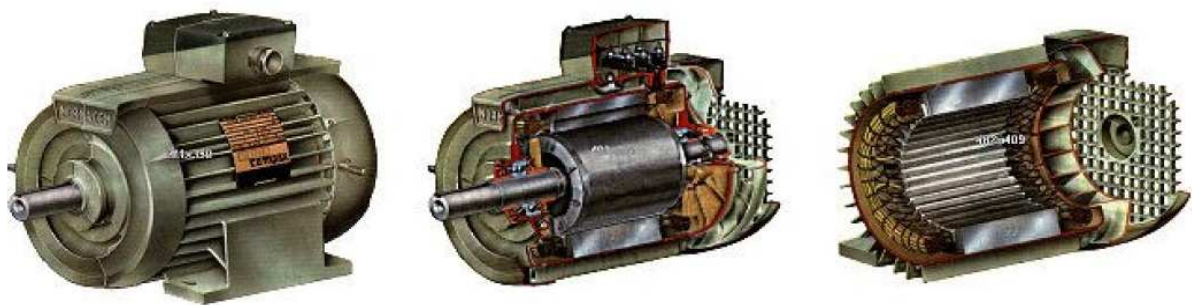


Figure I.1.Machine asynchrone

I.2.Constitutions et principe de fonctionnement

I.2.1.Constitution

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé moteur d'induction triphasé) comprend deux parties : le **stator** (fixe) et le **rotor** (tournant).

- **Le stator** [1] : comporte une carcasse en tôle d'acier dans laquelle est inséré un circuit magnétique formé d'un empilage de tôles. Le stator d'un moteur asynchrone triphasé porte un enroulement triphasé réparti dans des encoches du circuit magnétique. Il est généralement couplé en étoile.

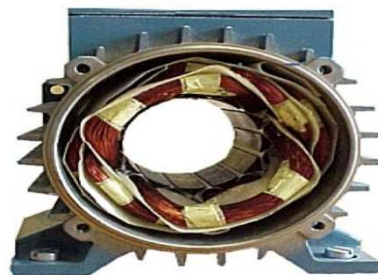


Figure I.2.Le stator d'une machine asynchrone triphasé

- **Le rotor** [2]: se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs.

Il existe deux types de rotors :

- ✓ le rotor à cage d'écureuil (du type en court-circuit)
 - ✓ le rotor bobiné (relié à des bagues de prise de courant)
- **Rotor à cage d'écureuil:**

Le circuit électrique du rotor constitué de barres en cuivre ou en aluminium logées dans des encoches régulièrement espacées à la périphérie de l'entrefer. Ces barres sont reliées entre elles à chacune des extrémités du rotor par un anneau de court circuit. [3]

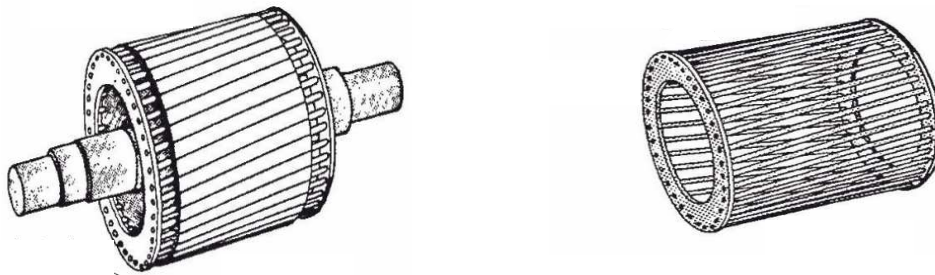


Figure I.3.Schéma d'une Cage d'écureuil

- **Rotor bobiné :**

Comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile. Il est relié à des bagues fixées sur l'arbre de la machine. Ces bagues relient électriquement l'enroulement rotorique à des résistances situées à l'extérieur de la machine. [2]

I.2.2.Principe de fonctionnement [1]

Lorsque l'enroulement du stator est alimenté par des courants triphasé de pulsation ω , ils créent un champ magnétique tournant dans l'entrefer à la vitesse synchrone soit avec P paires de pôles, donc la vitesse de synchronisme est donnée

par la loi :
$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (I.1)$$

Le flux balayant l'enroulement rotorique en court-circuit induit des courants. L'action du champ magnétique statorique sur ces courants met en mouvement le rotor. La vitesse du rotor ω_r est inférieure à la vitesse synchrone Ω_s .

La différence relative est le glissement g est donné par la loi : $g = \frac{\Omega_s - \omega_r}{\Omega_s}$ (1.2)

▪ **Remarque**

- ✓ Lorsque g vaut 1, la machine est à l'arrêt et lorsque g vaut 0, la machine tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s c'est-à-dire à la même vitesse que le champ tournant statorique.
- ✓ Pour des vitesses supérieures à la vitesse de synchronisme, la machine asynchrone fonctionne en génératrice.

I.3. Régimes de fonctionnement de la machine asynchrone

La machine asynchrone réalise une transformation électromécanique de l'énergie lorsqu'elle fonctionne à l'un des trois régimes suivants [4] :

- a) En moteur : $0 < g < 1$.
- b) En générateur : $g < 0$.
- c) En frein : $g > 1$.

I.4. Démarrage des moteurs asynchrones [4]

Tous les moteurs asynchrones doivent démarrer seuls, c'est-à-dire se mettre en vitesse à partir de l'arrêt jusqu'à une vitesse angulaire voisine de la vitesse de synchronisme en surmontant le couple résistant de charge. Cette exigence relative aux caractéristiques du démarrage est satisfaite différemment dans les divers types de moteurs.

I.4.1. Démarrage des moteurs asynchrones à rotor bobiné (rotor à bagues)

Dans ces moteurs on peut agir sur les caractéristiques de démarrage par l'insertion dans le circuit rotorique, pour la durée du démarrage, d'un rhéostat. Le rhéostat de démarrage de résistance R_{2d} est branché en série avec la résistance propre R_{2n} de l'enroulement rotorique par l'intermédiaire de bagues et de balais.

La résistance d'une phase du rotor est la somme de ces deux résistances est donnée par la loi :

$$R_2 = R_{2n} + R_{2d} \quad (1.3)$$

Au démarrage il faut réduire le courant initial de démarrage et le couple initial.

I.4.2. Démarrage direct des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit (à cage d'écureuil)

Ils sont généralement démarrés par leur branchement direct sur le réseau à tension nominale.

I.4.3. Démarrage indirects des rotors à cage [5]

Ces types de démarrage sont réservés aux machines démarrant à vide ou dont le couple résistant est faible. En effet, l'intensité de démarrage est en général réduite. Il faut assurer un couple de démarrage acceptable, sinon on risque aussi le calage du moteur.

On distingue plusieurs techniques de démarrage :

➤ Démarrage étoile-triangle

La méthode s'applique pour les moteurs destinés à être couplés en triangle pour le réseau considéré.

Lors du couplage étoile, chaque enroulement est alimenté sous une tension $\sqrt{3}$ fois plus faible : on réduit ainsi le courant de démarrage mais on réduit aussi en même temps le couple au démarrage.

➤ Démarrage par insertion de résistances au stator

Ce type de démarrage a des caractéristiques comparables au démarrage étoile-triangle et il n'y a pas de coupure de l'alimentation du moteur entre les deux temps de démarrage. Ce dernier démarreur peut être associé dispositif de démarrage étoile-triangle. On démarre en étoile, puis on passe en couplage triangle avec les résistances, et enfin on termine en couplage triangle direct.

➤ **Démarrage par autotransformateur**

Il s'agit du même type de démarrage que le démarrage étoile-triangle (on a en plus le choix du rapport des tensions en choisissant le rapport de transformation) mais les phénomènes transitoires du démarrage étoile-triangle ne vont plus exister. Car le courant n'est jamais coupé de ce fait, le moteur est alimenté sous une tension réduite réglable.

➤ **Démarrage par gradateur**

Il s'agit d'un démarrage progressif du moteur, utilisant un gradateur triphasé à angle de phase.

Ainsi, la variation de la tension statorique est obtenue par la variation continue de l'angle du retard à l'amorçage des thyristors du gradateur.

I.5.Freinages [1]

Pour arrêter un moteur, il suffit de couper son alimentation. Dans certaines applications, il est nécessaire de freiner le moteur, soit dans le but de l'arrêter, soit pour simplement limiter une vitesse qui devient trop élevée. Plusieurs solutions peuvent être utilisées pour obtenir un freinage électrique.

➤ **Freinage hyper synchrone**

Ce freinage se produisant pour une vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme, il est qualifié d'hyper synchrone. L'énergie est renvoyée vers le réseau : il s'agit d'un fonctionnement en récupération. Ce mode de freinage est assez spécifique : il permet d'éviter un emballement du moteur.

➤ **Freinage à contre-courant**

Le freinage à contre-courant consiste à inverser le sens de rotation du champ tournant en permutant deux phases du stator. Ce freinage s'effectue sans récupération : l'énergie est dissipée par effet joule.

Le moteur peut freiner jusqu'à l'arrêt, mais il faut alors couper l'alimentation sous peine de le voir repartir en sens inverse.

Ce mode de freinage n'est utilisé que pour des moteurs de petite ou moyenne puissance.

➤ **Freinage par injection de courant continu**

L'alimentation triphasée du stator est débranchée et une source de tension continue est connectée entre deux bornes il en résulte un champ magnétique fixe qui produit un couple résistant freinant le moteur.

I.6.Réglage de la vitesse des moteurs asynchrones

Le réglage de la vitesse de rotation du moteur peut être obtenue en agissant sur les trois paramètres : la fréquence, nombre de paires de pôles et le glissement.

➤ **Action sur le nombre de paires de pôles**

C'est une solution simple pour obtenir un moteur à deux vitesses. Deux bobines successives peuvent créer quatre pôles si elles sont montées en parallèle. Comme la vitesse de rotation du moteur est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles, sa valeur varie dans un rapport de 2 lors du changement de connexion.

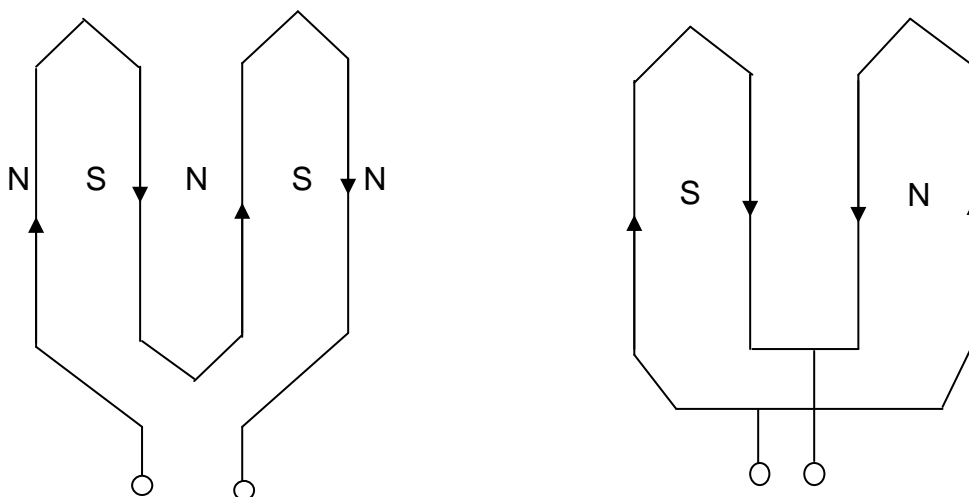


Figure I.7.Modification de nombre de paire de pôle

➤ **Action sur la fréquence [5]**

En variant la fréquence d'alimentation du moteur, on règle à volonté la vitesse de synchronisme du champ tournant, ce qui permet d'avoir une grande plage de variation de la vitesse du moteur.

➤ **Action sur le glissement**

En modifiant la résistance rotorique, on agit sur le glissement tout en conservant un couple maximal constant. Cela n'est possible que si la machine est à rotor bobiné.

I.7. Puissances et rendement [1]

I.7.1. Bilan de puissances actives

La puissance active appelée par le moteur au réseau est :

$$P_s = 3V_s I_s \cos \varphi_s \quad (1.4)$$

Le stator est le siège de pertes ferromagnétiques p_{fs} et de pertes par effet joule p_{js} :

$$p_{js} = 3R_s I_s^2 \quad (1.5)$$

La puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer est :

$$P_e = P_s - p_{js} - P_{fs} \quad (1.6)$$

Le rotor est le siège de pertes ferromagnétiques p_{fr} et de pertes par effet joule p_{jr} :

$$p_{jr} = 3R_r I_r^2 \quad (1.7)$$

La puissance mécanique interne (c'est-à-dire la partie de la puissance électrique transformée en puissance mécanique) est :

$$P_m = P_e - p_{jr} - p_{fr} \quad (1.8)$$

Pour obtenir la puissance utile p_u , c'est-à-dire celle qui est utilisable par la charge entraînée, il reste à retrancher les pertes mécanique p_m :

$$P_u = P_m - p_m \quad (1.9)$$

Ce bilan permet de tracer le diagramme des puissances :

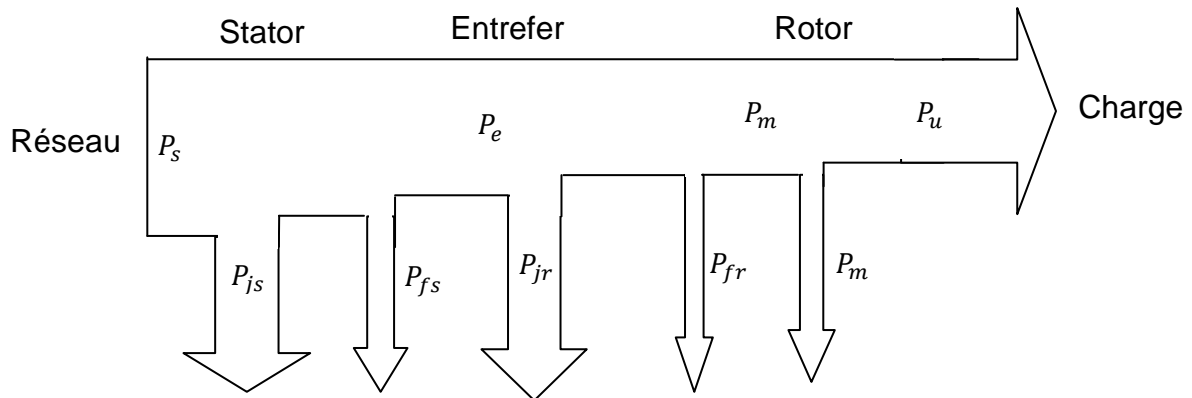


Figure I.8. Diagramme des puissances

I.7.2. Relation entre puissance transmise et pertes par effet joule au rotor

La puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer est fournie à la résistance $\frac{R'_r}{g}$. Son expression est donc :

$$P_e = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2 \quad (I.10)$$

Les pertes par effet joule au rotor s'expriment donc :

$$p_{jr} = g P_e \quad (I.11)$$

I.7.3. Relation entre puissance transmise et puissance mécanique interne

Quand les pertes ferromagnétiques au rotor sont négligeables, nous pouvons écrire :

$$P_m = P_e - p_{jr} \quad (I.12)$$

Soit :

$$P_m = (1 - g) P_e \quad (I.13)$$

I.7.4. Bilan des puissances réactives

La puissance réactive appelée par le moteur au réseau est :

$$Q_s = 3V_s I_s \sin \varphi_s \quad (I.14)$$

I.7.5. Rendement

Le rendement est défini par rapport de la puissance utile à la puissance mécanique appelée par le moteur :

$$= \frac{P_U}{P_S} \quad (I.15)$$

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une présentation du moteur asynchrone, du point de vue construction, à savoir le stator, les différents types de rotor ainsi que ses modes de fonctionnement et ses modes de démarrage.

CHAPITRE

II

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

II.1 Moteur asynchrone en régime permanent [1]

II.1.1.Introduction

Dans beaucoup d'applications, le moteur asynchrone est branché directement sur le réseau triphasé. Le stator est alors alimenté par un système triphasé équilibré de tension. Quand la vitesse devient constante, le régime permanent est atteint et les grandeurs électriques et magnétiques sont toutes des fonctions sinusoïdales du temps. Les équations de la machine se simplifient et on utilise la méthode classique des grandeurs complexes. Les divers schémas équivalents qui peuvent être associés à ces équations facilitent l'étude des fonctionnements en régime permanent.

II.1.2.Simplification des équations

II.1.2.1.Equations des grandeurs complexes spatiales dans un référentiel lié au champ tournant

Dans un référentiel lié au champ tournant, les grandeurs d'espace des flux sont indépendantes du temps en régime sinusoïdal permanent et leurs dérivées sont donc nulles. Les équations des grandeurs complexes spatiales se simplifient :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s \underline{\varphi}_s \quad (\text{II.1})$$

$$\underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + jg\omega_s \underline{\varphi}_r \quad (\text{II.2})$$

$$\underline{\varphi}_s = L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r \quad (\text{II.3})$$

$$\underline{\varphi}_r = L_r \underline{i}_r + M \underline{i}_s \quad (\text{II.4})$$

Dans les formules des tensions, remplaçons les flux par leurs expressions en fonction des courants :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + jL_s \omega_s \underline{i}_s + jM \omega_s \underline{i}_r \quad (\text{II.5})$$

$$\underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + jL_r g \omega_s \underline{i}_r + jM g \omega_s \underline{i}_s \quad (\text{II.6})$$

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine asynchrone

En fonctionnement normal, le rotor est en court-circuit et la relation (II.6) devient, après division par le glissement :

$$\underline{u}_r = \underline{r}_r \underline{i}_r + \underline{e}_r \quad (II.7)$$

II.1.2.2. Passage aux équations des grandeurs complexes temporelles

Dans le cas du régime sinusoïdal permanent, les grandeurs complexes temporelles (représentées par des majuscules soulignées) sont proportionnelles aux grandeurs complexes spatiales (représentées par des minuscules soulignées), les équations du moteur ont même forme :

$$\underline{U} = \underline{R} \underline{I} + \underline{E} \quad (II.8)$$

$$\underline{U}_r = \underline{R}_r \underline{I}_r + \underline{E}_r \quad (II.9)$$

Ces relations sont à l'origine des différents modèles utilisés pour décrire le moteur asynchrone en régime sinusoïdal permanent.

II.1.3. Modèles équivalents

II.1.3.1. Modèle avec circuit couplés

Les équations précédentes correspondent à celles d'un schéma monophasé comportant deux bobines d'inductance et couplées par une inductance mutuelle M .

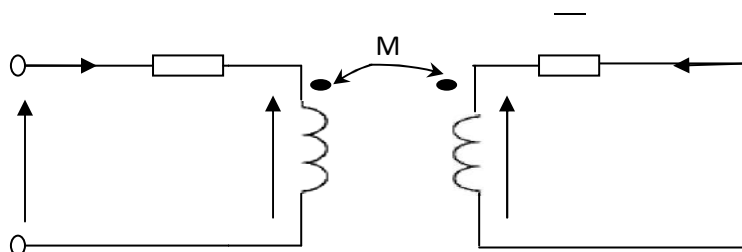


Figure II.1. Modèle aux circuits couplés

II.1.3.2. Modèle avec inductances de fuites partielles :

Le rapport de transformation :

$$m = \frac{k_r N_r}{k_s N_s} \quad (\text{II.10})$$

On peut alors définir l'inductance cyclique de fuites du stator :

$$l_s = L_s - \frac{M}{m} \quad (\text{II.11})$$

Et l'inductance cyclique de fuite du rotor : $l_r = L_r - mM$ (II.12)

En remplaçant dans les équations des circuits couplés, nous obtenons :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j l_s \omega_s \underline{I}_s + j \frac{M}{m} \omega_s \underline{I}_s + j M \omega_s \underline{I}_r \quad (\text{II.13})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \underline{I}_r + j l_r \omega_s \underline{I}_r + j m M \omega_s \underline{I}_r + j M \omega_s \underline{I}_s \quad (\text{II.14})$$

Ramenons ensuite les grandeurs rotoriques au stator en posant :

$$\underline{I}'_r = -m \underline{I}_r \quad (\text{II.15})$$

$$R'_r = \frac{R_r}{m^2} \quad (\text{II.16})$$

$$l'_r = \frac{l_r}{m^2} \quad (\text{II.17})$$

\underline{I}'_r : Le courant rotorique ramené au stator.

R'_r : La résistance du rotor ramenée au stator.

l'_r : L'inductance cyclique de fuites du rotor ramenée au stator.

Remarque

Le signe(-) est dû au choix initial de la convention de signe du courant rotorique.

En introduisant ces paramètres dans les formules précédentes, nous arrivons à :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j l_s \omega_s \underline{I}_s + j \frac{M}{m} \omega_s (\underline{I}_s - \underline{I}'_r) \quad (\text{II.18})$$

$$0 = -\frac{m^2 R'_r l'_r}{g} \frac{l'_r}{m} - j m^2 l'_r \omega_s \frac{l'_r}{m} + j M \omega_s (\underline{I}_s - \underline{I}'_r) \quad (\text{II.19})$$

Nous pouvons alors introduire le courant magnétisant : $\underline{I}_m = \underline{I}_s - \underline{I}'_r$ (II.20)

Et l'inductance cyclique magnétisante :

$$L_m = \frac{M}{m} \quad (\text{II.21})$$

Nous arrivons ainsi à :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + j l_s \omega_s \underline{I}_s + j L_m \omega_s \underline{I}_m \quad (\text{II.22})$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \underline{I}'_r + j l'_r \omega_s \underline{I}'_r - j L_m \omega_s \underline{I}_m \quad (\text{II.23})$$

Ces relations permettent de représenter le schéma équivalent ramené au stator avec inductances de fuites partielles :

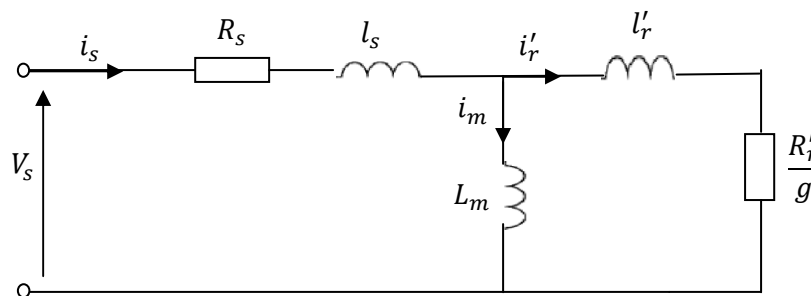


Figure II.2. Schéma équivalent ramené au stator avec inductances de fuites partielles

II.1.3.3. Modèle avec inductances de fuites totalisées au rotor

A partir des équations du circuit couplé, exprimons les tensions aux bornes des inductances :

$$\underline{V}'_s = jL_s\omega_s\underline{I}_s + jM\omega_s\underline{I}_r \quad (\text{II.24})$$

$$\underline{V}'_r = jM\omega_s\underline{I}_s + jL_r\omega_s\underline{I}_r \quad (\text{II.25})$$

Exprimons le courant statorique dans la relation (II.24) :

$$\underline{I}_s = \frac{V'_s}{jL_s\omega_s} - \frac{M}{L_s}\underline{I}_r \quad (\text{II.26})$$

Et remplaçons dans la relation (II.25) :

$$\underline{V}'_r = \frac{M}{L_s}\underline{V}'_s + jL_r\omega_s\left(1 - \frac{M^2}{L_sL_r}\right)\underline{I}_r \quad (\text{II.27})$$

L'inductance de fuites totalisées au rotor est défini par :

$$L_{Br} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_sL_r}\right) \quad (\text{II.28})$$

Soit :

$$L_{Br} = \sigma L_r \quad (\text{II.29})$$

σ : Coefficient de dispersion dont l'expression est : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_sL_r}$

La relation obtenue dans la relation (II.27) s'écrit alors :

$$\underline{V}'_r = \frac{M}{L_s}\underline{V}'_s + jL_{Br}\omega_s\underline{I}_r \quad (\text{II.30})$$

Ramenons Maintenant les grandeurs rotoriques au stator en posant :

$$\underline{I}''_r = -\frac{M}{L_s}\underline{I}_r \quad (\text{II.31})$$

$$R_r'' = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 R_r \quad (\text{II.32})$$

$$L_{Br}'' = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 L_{Br} \quad (\text{II.33})$$

$\underline{I_r''}$: Le courant rotorique ramené au stator.

R_r'' : La résistance du rotor ramenée au stator.

L_{Br}'' : L'inductance de fuites totalisées au rotor et ramenée au stator.

Nous avons ainsi :

$$\frac{L_s}{M} \underline{V_r'} = \underline{V_s'} + jL_{Br}'' \omega_s \underline{I_r''} \quad (\text{II.34})$$

$$\text{Définissons le courant magnétisant par : } \underline{I_{sm}} = \underline{I_s} - \underline{I_r''} \quad (\text{II.35})$$

$$\text{Nous avons par ailleurs : } \underline{V_s} = R_s \underline{I_s} + \underline{V_s'} \quad \text{et} \quad \underline{V_r'} = -\frac{R_r}{g} \underline{I_r} \quad (\text{II.36})$$

Après introduction des grandeurs ramenées au stator cette dernière formule devient :

$$\frac{L_s}{M} \underline{V_r'} = \frac{R_r''}{g} \underline{I_r''} \quad (\text{II.37})$$

Ces différentes relations permettent de tracer le schéma équivalent ramené au stator avec inductances de fuites totalisées au rotor et ramenées au stator.

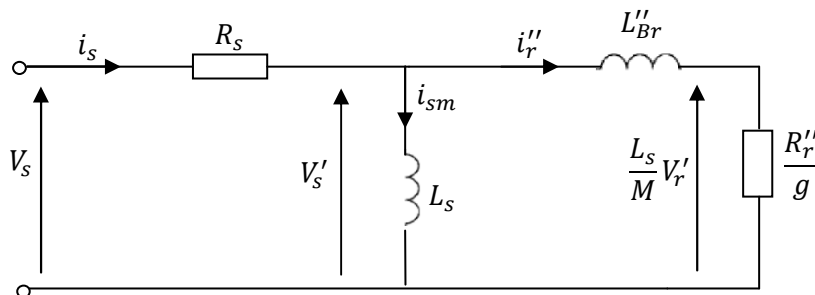


Figure II.3. Schéma équivalent ramené au stator avec inductance de fuites totalisées au rotor.

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Remarque : les paramètres ramenés \underline{I}'_r , \underline{I}'_m et R'_r introduits dans la méthode des fuites partielles diffèrent des paramètres \underline{I}''_r , \underline{I}_{sm} et R''_r utilisés dans la méthode des fuites totales car le rapport de transformation m du premier cas est remplacé par le rapport $\frac{M}{L_s}$ dans le second cas.

II.1.3.4. Modèle avec inductances de fuites totalisées au stator :

A partir des équations du circuit couplé, exprimons, les tensions aux bornes des inductances :

$$\underline{V}'_s = jL_s\omega_s\underline{I}_s + jM\omega_s\underline{I}'_r \quad (\text{II.38})$$

$$\underline{V}'_r = jM\omega_s\underline{I}_s + jL_r\omega_s\underline{I}'_r \quad (\text{II.39})$$

Exprimons le courant rotorique dans la relation (II.39) :

$$\underline{I}'_r = \frac{\underline{V}'_r}{jL_r\omega_s} - \frac{M}{L_r}\underline{I}_s \quad (\text{II.40})$$

Et remplaçons dans la relation (II.38) :

$$\underline{V}'_s = \frac{M}{L_r}\underline{V}'_r + jL_s\omega_s\left(1 - \frac{M^2}{L_sL_r}\right)\underline{I}_s \quad (\text{II.41})$$

L'inductance de fuites totalisées au stator est définie par :

$$L_{Bs} = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_sL_r}\right) \quad (\text{II.42})$$

Soit

$$L_{Bs} = \sigma L_s \quad (\text{II.43})$$

La relation obtenue dans (II.41) s'écrit alors :

$$\underline{V}'_s = \frac{M}{L_r}\underline{V}'_r + jL_{Bs}\omega_s\underline{I}_s \quad (\text{II.44})$$

Ramenons maintenant le courant rotorique au stator en posant

$$\underline{I}_q = -\frac{L_r}{M}\underline{I}'_r \quad (\text{II.45})$$

Définissons le courant magnétisant par : $\underline{I}_d = \underline{I}_s - \underline{I}_q$ (II.46)

Mettons la première équation des circuits couplés sous la forme :

$$\underline{V}_s' = j\sigma L_s \omega_s \underline{I}_s + j(1 - \sigma)L_s \omega_s \underline{I}_s + jM \omega_s \underline{I}_r \quad (\text{II.47})$$

Soit :

$$\underline{V}_s' = j\sigma L_s \omega_s \underline{I}_s + j(1 - \sigma)L_s \omega_s \left(\underline{I}_s + \frac{M}{(1 - \sigma)L_s} \underline{I}_r \right) \quad (\text{II.48})$$

Remplaçons dans la dernière parenthèse le coefficient de dispersion par son expression :

$$\underline{V}_s' = j\sigma L_s \omega_s \underline{I}_s + j(1 - \sigma)L_s \omega_s \left(\underline{I}_s + \frac{L_r}{M} \underline{I}_r \right) \quad (\text{II.49})$$

Nous voyons ainsi apparaître le courant magnétisant :

$$\underline{V}_s' = j\sigma L_s \omega_s \underline{I}_s + j(1 - \sigma)L_s \omega_s \underline{I}_d \quad (\text{II.50})$$

Nous avons par ailleurs :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + \underline{V}_s' \quad (\text{II.51})$$

Et : $\underline{V}_r' = -\frac{R_r}{g} \underline{I}_r$ (II.52)

Après introduction des grandeurs ramenées au stator, cette dernière formule devient :

$$\frac{M}{L_r} \underline{V}_r' = \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{g} \underline{I}_q \quad (\text{II.53})$$

Ces différentes relations permettent de tracer le schéma équivalent ramené au stator avec inductances de fuites totalisées au stator :

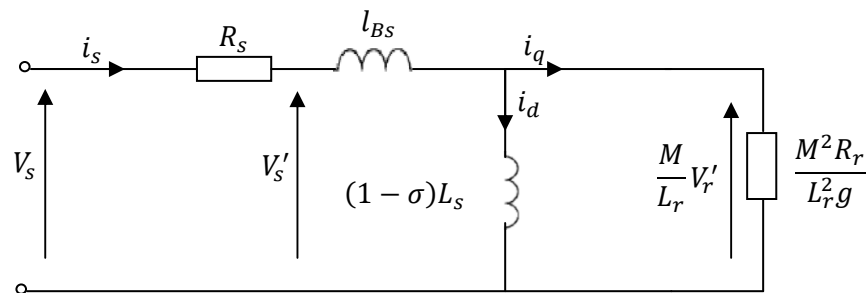


Figure II.4. Schéma équivalent ramené au stator avec inductances de fuites totalisées au stator

II.2. Moteur asynchrone en régime transitoire

II.2.1. Introduction

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. L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur la modélisation des machines asynchrones triphasées sous forme d'équation.

II.2.2. Hypothèses simplificatrices

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- ♣ La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction ;
- ♣ L'entrefer est de largeur constante, l'effet des encoches est négligé ;
- ♣ La répartition spatiale des inductions magnétiques d'entrefer est sinusoïdale ;
- ♣ Le circuit magnétique est linéaire, la saturation l'hystérésis et les pertes ferromagnétiques ne sont pas prises en compte ;
- ♣ Les résistances sont constantes, la variation avec la température et l'effet de peau sont ignorés.

II.2.3.Description

Un moteur asynchrone comporte au stator un enroulement dont les trois phases sont nommée a, b et c et au rotor un enroulement dont les trois phases sont nommées A, B et C.

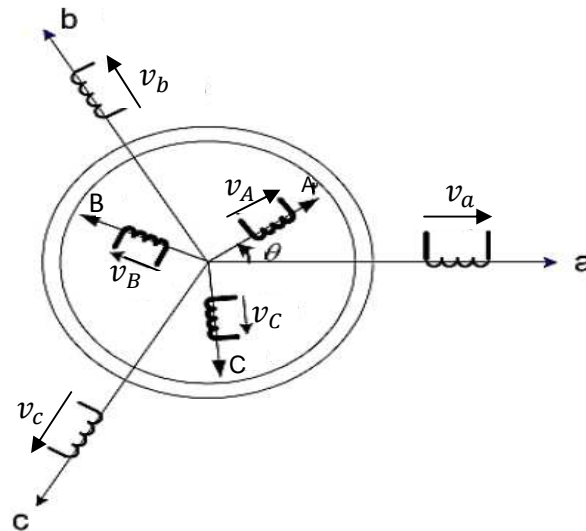


Figure II.5.Représentation des enroulements d'un moteur asynchrone dans le plan électrique

II.2.3.1.Equations électriques

➤ **Dans les axes a, b, c**

Chaque phase statorique présente une résistance R_s .

Les tensions aux bornes des phases a, b et c sont respectivement appelées v_a, v_b et v_c .

Les courants qui les parcourant i_a, i_b et i_c et les flux totaux à travers ces bobines φ_a, φ_b et φ_c .

Les lois des mailles s'écrivent ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_a = R_s i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ v_b = R_s i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ v_c = R_s i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{array} \right. \quad (II.54)$$

Ces relations peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (II.55)$$

En posant :

$$V_s = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad I_s = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \varphi_s = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (II.56)$$

V_s : Matrice colonne des tensions ;

I_s : Matrice colonne des courants ;

φ_s : Matrice colonne des flux totaux pour le stator.

➤ **Dans les axes A, B, C**

Chaque phase rotorique présente une résistance R_r .

Les tensions aux bornes des phases A, B et C sont respectivement appelées v_A, v_B et v_C , les courants qui les parcourent i_A, i_B et i_C et les flux totaux à travers ces bobines φ_A, φ_B et φ_C .

Les lois des mailles s'écrivent ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_A = R_r i_A + \frac{d\varphi_A}{dt} \\ v_B = R_r i_B + \frac{d\varphi_B}{dt} \\ v_C = R_r i_C + \frac{d\varphi_C}{dt} \end{array} \right. \quad (II.57)$$

Ces relations peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (II.58)$$

En posant :

$$V_r = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad I_s = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \varphi_s = \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (II.59)$$

V_r : Matrice colonne des tensions ;

I_r : Matrice colonne des courants ;

φ_r : Matrice colonne des flux totaux.

II.2.3.2. Relation entre les flux et courants

Les relations entre flux totaux et les courants peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s I_s + M_{sr} I_r \\ \varphi_r = L_r I_r + M_{sr} I_s \end{cases} \quad (II.60)$$

En posant :

$$L_s = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & L_a & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab} & L_a \end{bmatrix} \quad (II.61)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AB} \\ M_{AB} & L_A & M_{AB} \\ M_{AB} & M_{AB} & L_A \end{bmatrix} \quad (II.62)$$

$$M_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_e & \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (II.63)$$

L_s et L_r sont respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques.

M_{sr} : Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.

θ_e : Angle électrique entre la phase "A" du rotor et la phase "a" du stator.

En remplaçant les expressions des flux dans les formules des tensions nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s = R_s I_s + L_s \frac{dI_s}{dt} + \frac{d(M_{sr} I_r)}{dt} \\ V_r = R_r I_r + L_r \frac{dI_r}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{sr} I_s^t) \end{array} \right. \quad (II.64)$$

II.2.3.3. Equation mécanique [6]

L'équation mécanique dans le repère (a, b, c) est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{elm} - C_r - Kf\Omega \quad (II.65)$$

J : Moment d'inertie total des masses tournantes ramené sur l'arbre de la machine.

C_{elm} : Couple électromagnétique développé par la machine.

C_r : Couple résistant de la charge.

Kf : Coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

$$C_{elm} = P(i_s)^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] (i_r) \quad (II.66)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ . Pour faciliter et lever cette difficulté, l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

II.2.4. Application de la transformation de Park

La transformation de Park permet de transformer les enroulements triphasés statorique et rotorique par des enroulements diphasés tournants solidaires d'un même repère dq.

Les angles de rotation utilisés dans la transformation de Park sont ξ_s pour le stator et ξ_r pour le rotor.

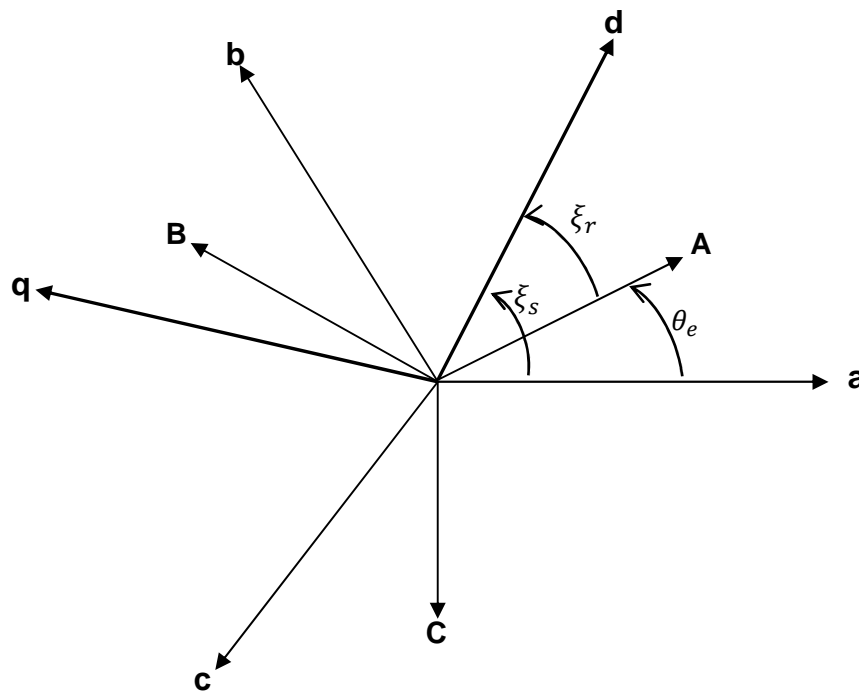


Figure II.6. Définition des angles dans le plan électrique

Ces deux angles sont liés à l'angle électrique définissant la position du rotor par :

$$\xi_s - \xi_r = e \quad (\text{II.67})$$

II.2.4.1. Equation électriques :

Exprimons les matrices colonnes des grandeurs triphasées V_s pour les tensions, I_s pour les courants et φ_s pour les flux totaux en fonction des matrices colonnes des composantes de Park, V_{sP} pour les tensions, I_{sP} pour les courants et φ_{sP} pour les flux totaux.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s = P_s^{-1} V_{sP} \\ I_s = P_s^{-1} I_{sP} \\ \varphi_s = P_s^{-1} \varphi_{sP} \end{array} \right. \quad (II.67)$$

Remplaçons ces grandeurs dans l'équation des tensions :

$$P_s^{-1} V_{sP} = R_s P_s^{-1} I_{sP} + \frac{d(P_s^{-1} \varphi_{sP})}{dt} \quad (II.68)$$

Utilisons la formule de la dérivée d'un produit :

$$P_s^{-1} V_{sP} = R_s P_s^{-1} I_{sP} + P_s^{-1} \frac{d\varphi_{sP}}{dt} + \frac{dP_s^{-1}}{dt} \varphi_{sP} \quad (II.69)$$

Multiplions par la matrice de Park :

$$V_{sP} = R_s I_{sP} + \frac{d\varphi_{sP}}{dt} + P_s \frac{dP_s^{-1}}{dt} \varphi_{sP} \quad (II.70)$$

Pour simplifier le dernier terme, écrivons la matrice de la transformation inverse de Park :

$$P_s^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \xi_s & -\sin \xi_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\xi_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\xi_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \left(\xi_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\xi_s + \frac{2\pi}{3} \right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.71)$$

Le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est choisi de façon à conserver la puissance électrique instantanée entre le modèle triphasé et son modèle biphasé équivalent.

Dérivons-la par rapport au temps :

$$\frac{dP_s^{-1}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin \xi_s & -\cos \xi_s & 0 \\ -\sin \left(\xi_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\cos \left(\xi_s - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\sin \left(\xi_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\cos \left(\xi_s + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\xi_s}{dt} \quad (II.72)$$

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Effectuons le produit matriciel :

$$P_s \frac{dP_s^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\xi_s}{dt} \quad (II.73)$$

Nous pouvons en déduire les relations entre les composantes de Park :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \frac{d\xi_s}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \frac{d\xi_s}{dt} \\ v_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.74)$$

Introduisons la vitesse angulaire électrique du repère dq, définie par :

$$\omega_a = \frac{d\xi_s}{dt} \quad (II.75)$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_a \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_a \end{array} \right. \quad (II.76)$$

La même démarche appliquée au rotor conduit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq} \frac{d\xi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd} \frac{d\xi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_o + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{array} \right. \quad (II.77)$$

Tenons compte de la relation entre les angles : $\xi_s - \xi_r = \theta_e$

En la dérivant, nous obtenons :

$$\frac{d\xi_s}{dt} - \frac{d\xi_r}{dt} = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (II.78)$$

Introduisons alors la vitesse angulaire électrique ω_a du repère dq et la vitesse angulaire électrique ω_e du rotor

$$\frac{d\xi_r}{dt} = \omega_a - \omega_e \quad (\text{II.79})$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq}(\omega_a - \omega_e) \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd}(\omega_a - \omega_e) \end{array} \right. \quad (\text{II.80})$$

II.2.4.2. Relations entre flux et courants

La relation entre les composantes de Park des flux et des courants s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_a - M_{ab}) i_{sd} \\ (L_a - M_{ab}) i_{sq} \\ (L_a + 2M_{ab}) i_{so} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.81})$$

Posons :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_s = L_a - M_{ab} \\ L_{so} = L_a + 2M_{ab} \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{array} \right. \quad (\text{II.82})$$

L_s : Inductance cyclique du stator,

L_{so} : Inductance homopolaire,

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Les expressions des composantes de Park des flux totaux du stator sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{so} = L_{so} i_{so} \end{array} \right. \quad (\text{II.83})$$

Pour les composantes de Park des flux totaux du rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \\ \varphi_{ro} = L_{ro} i_{ro} \end{array} \right. \quad (\text{II.84})$$

En posant :

$$\begin{cases} L_r = L_A - M_{AB} \\ L_{ro} = L_A + 2M_{AB} \end{cases} \quad (II.85)$$

L_r : Inductance cyclique du rotor.

L_{ro} : Inductance homopolaire.

II.2.4.3. Equations dans les différents référentiels

- **référentiel lié au stator :**

Dans un référentiel lié au stator, la vitesse ω_a est nulle, ce qui conduit à :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rq} \omega_e \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \varphi_{rd} \omega_e \end{cases} \quad (II.86)$$

- **référentiel lié au rotor :**

Dans un référentiel lié au rotor, la vitesse ω_a est égale à la vitesse électrique ω_e du rotor, ce qui donne :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_e \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_e \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (II.87)$$

- **référentiel lié au champ tournant :**

Dans un référentiel lié au champ tournant, la vitesse ω_a est égale à la pulsation statorique ω_s et la différence $\omega_a - \omega_e$ est égale à $g\omega_s$, ce qui conduit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \varphi_{sq} \omega_s \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \varphi_{sd} \omega_s \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \varphi_{rq} \omega_s \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rd} \omega_s \end{array} \right. \quad (II.88)$$

II.2.5.Choix du référentiel d'étude

Dans le cadre de notre étude nous choisissons le référentiel lié au stator qui est utile pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation, de plus il est le mieux adapté pour travailler avec des grandeurs instantanées. Il se traduit par :

$$\omega_a = \frac{d\xi_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\xi_r}{dt} = -\omega_e$$

Les équations de tensions deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rq} \omega_e \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - \varphi_{rd} \omega_e \end{array} \right. \quad (II.89)$$

Les équations de flux sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{array} \right. \quad (II.90)$$

Le couple électromagnétique :

$$C_{elm} = P(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (II.91)$$

II.2.6.Représentation d'état de la machine asynchrone [6]

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U, t) \\ Y = g(X, U, t) = CX \end{cases}$$

Ou :

X : Vecteur d'état.

U : Vecteur d'entrée.

Y : Vecteur de sortie.

C : présente la matrice de mesure.

Dans notre travail, nous avons choisi le modèle lié au stator, nous considérons les tensions statoriques (v_{sd} , v_{sq}) comme variable de commande, les flux, les courants statoriques et la vitesse mécanique ($\varphi_{sq}, \varphi_{sd}, i_{sd}, i_{sq}, \Omega$) comme variable d'état et le couple (C_r) comme perturbation, on aura donc

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

Avec :

$$X = (\varphi_{sq}, \varphi_{sd}, i_{sd}, i_{sq}, \Omega)^t$$

$$U = (v_{sd}, v_{sq})^t$$

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Le modèle de la machine se traduit par les équations suivantes :

Equations électromagnétiques

$$\frac{dX}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s & 0 \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_s} \right) & -\omega_r & 0 \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \omega_r & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_s} \right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} \left(\frac{P(C_{elm} - C_r)}{\omega_r} - K_f \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

Le schéma bloc de l'équation d'état de la machine asynchrone est représenté sur la figure :

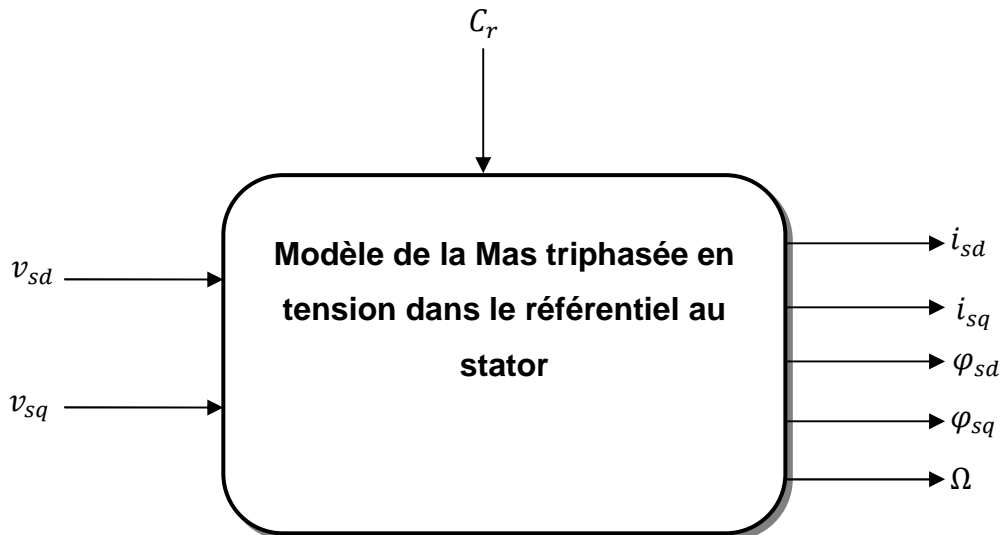


Figure. II.7. Schéma bloc de l'équation d'état de la machine asynchrone

III.3. Résultats de la simulation

On a simulé en régime transitoire lors de démarrage à vide et lors du démarrage en charge (on a appliqué un couple résistant).

Les paramètres de la machine sont présentés à l'annexe (1)

III.3.1. Simulation en régime transitoire

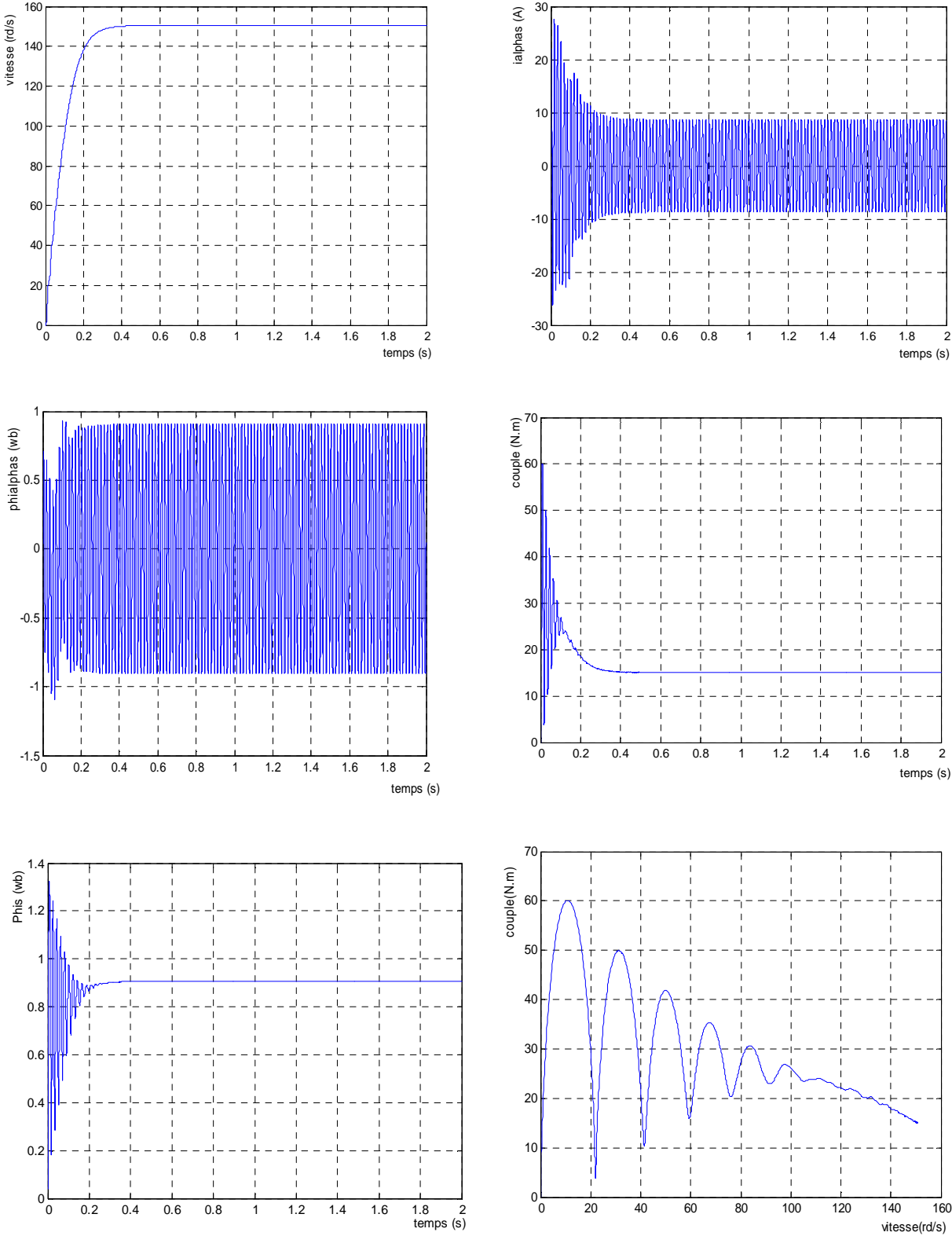


Figure III.1. Résultats de simulation lors du démarrage à vide de la machine

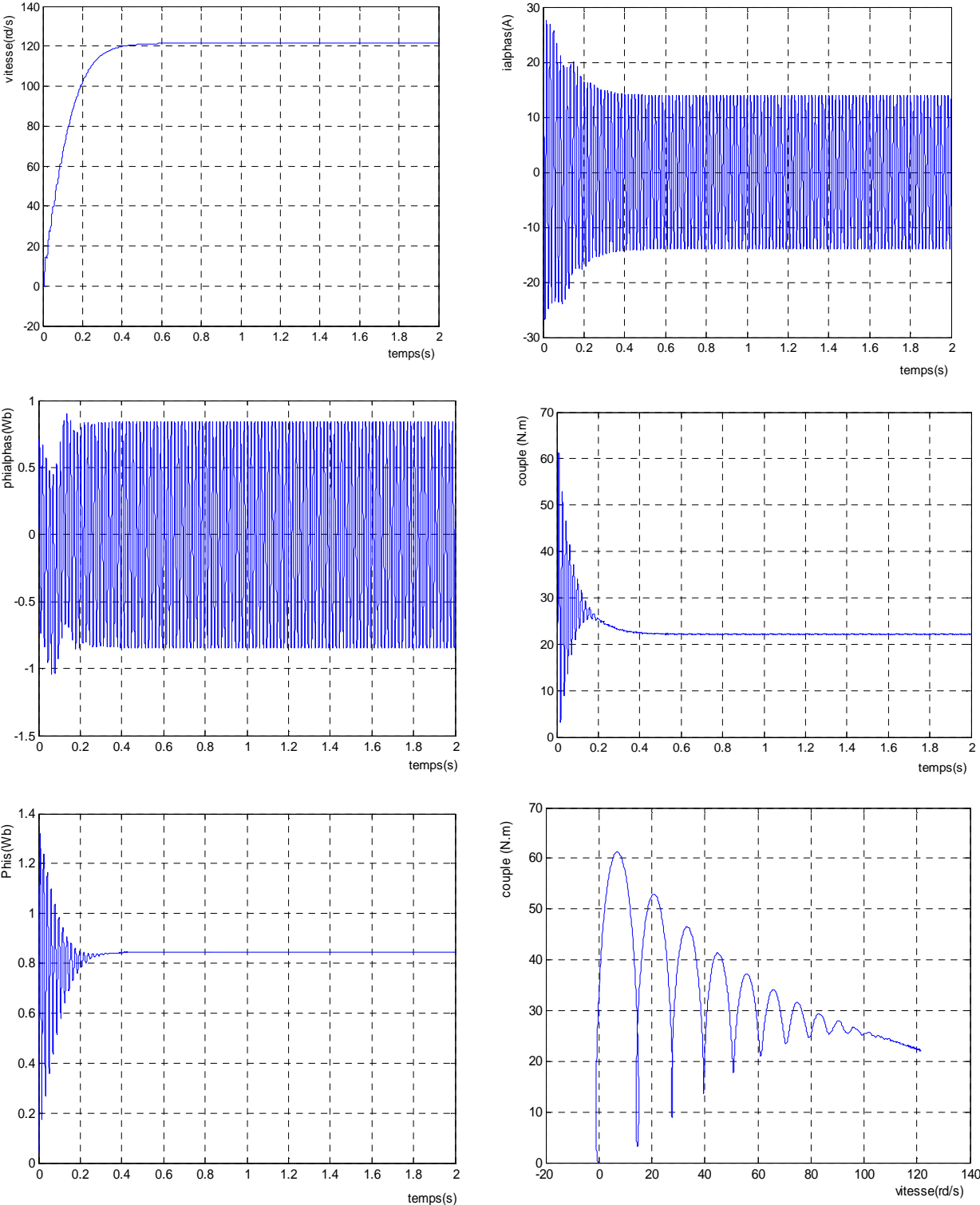


Figure III.2. Résultats de simulation lors du démarrage en charge

III.3.1.1. Interprétation des résultats de simulation

La machine étant alimentée directement au réseau des tensions triphasées, il a été simulé le démarrage de la machine à vide et en charge.

Dans le cas de la figure (III.1), la machine n'était pas en charge, on montre l'évolution de la vitesse, du couple, du courant, du flux statorique

Le couple électromagnétique durant le régime transitoire est marqué par des oscillations importantes il atteint la valeur maximale de 60Nm pour ensuite se stabiliser au bout de 0.4s à l'amplitude de 15Nm puisque le couple résistant est nul.

Le courant i_{as} est relativement fort, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à cinq fois environ le courant nominal qui atteint la valeur 28 A pour ensuite se stabiliser à une amplitude de 9 A ,pendant la phase transitoire, ces courants peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement notamment en cas de répétitions excessives .

En régime permanent, la vitesse et le flux se stabilisent respectivement à 121rd/s et 0.82Wb, on remarque que la vitesse atteint rapidement son régime permanent au bout de 0.4 s.

Lorsque la machine est sollicitée par un couple résistant figure (III. 2).

On constate que la vitesse atteint la valeur 150rd/s au bout de 0.6 s. il est à remarquer que cette valeur est supérieure à la vitesse au régime permanent obtenue lors du démarrage de la machine à vide et revient au couple résistant.

Le couple électromagnétique a une valeur au régime permanent inférieure à celle à vide, elle est de 21N.m.

La caractéristique électromécanique de la machine (couple en fonction de la vitesse) se compose de deux parties :

- ▲ La première partie présente de fortes oscillations autour de la valeur en régime permanent. Cette partie est dite instable car la vitesse et le couple croient simultanément.

Chapitre II Modélisation et simulation de la machine asynchrone

- ▲ La seconde partie caractérise le régime permanent. Cette partie est dite stable car en augmentant la vitesse le couple diminue.

III.4.Conclusion

Dans ce chapitre on a procédé à la modélisation de la machine asynchrone puis On a réalisé la simulation en régime transitoire lors de démarrage a vide et lors du démarrage en charge (lorsqu'on a applique un couple résistant).

CHAPITRE

III

**Commande
scalaire d'une
machine
asynchrone**

III.1.Modélisation de l'onduleur de tension [6]

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue, il modifie de façon périodique les connexions entre la source de tension continue et la charge, afin d'obtenir une tension alternative aux bornes de cette dernière la charge doit avoir un comportement de source de courant.

L'onduleur de tension assure à la machine un système des tensions triphasées réglable en fréquence et en amplitude grâce à des lois de commande appropriées des semi-conducteurs.

La structure onduleur de tension- machine asynchrone est décrite par la figure (III.1).

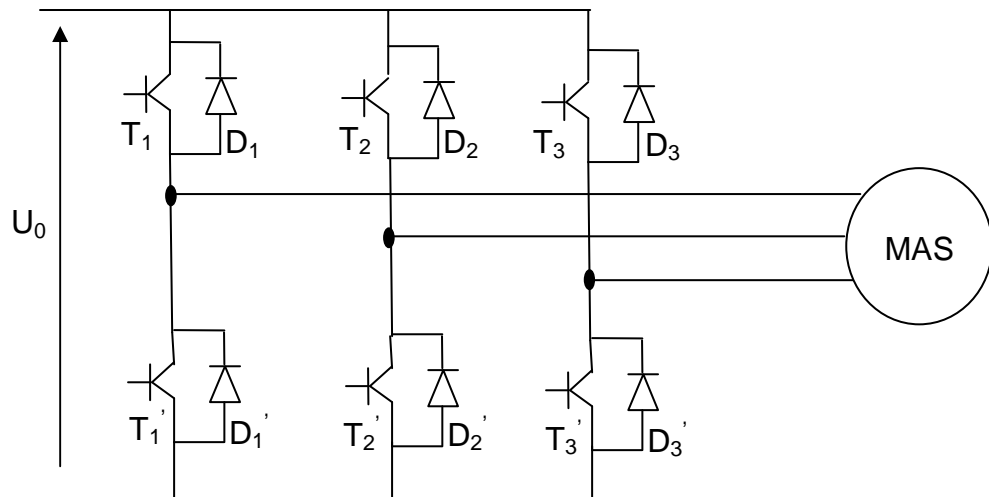


Figure III.1.Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux

III.1.1.Onduleur triphasé en pont

L'onduleur de tension à deux niveaux est un pont triphasé constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux groupes transistor diode, assemblés en antiparallèle, et forme un interrupteur bicommandable à l'allumage et à l'extinction comme l'indique la figure

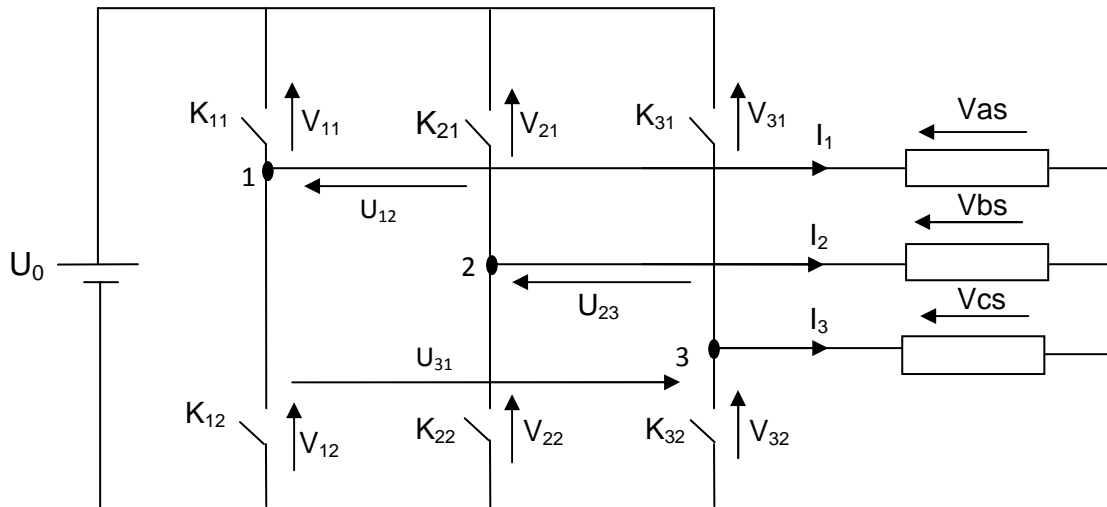


Figure III.2. Schéma équivalent de l'onduleur

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) supposé idéalisé, introduit une fonction de connexion f_{ci} ; le courant i_{ci} qui le traverse et la tension V_{ci} à ses bornes ont respectivement pour expression :

$$\left. \begin{aligned} i_{ci} &= f_{ci} \cdot i_c \\ V_{ci} &= (1 - f_{ci})V_c \end{aligned} \right\}$$

$$f_{ci} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur est ouvert} \end{cases}$$

i_c : Courant commuté

V_c : Tension commutée

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue d'amplitude U_0 , à partir d'un pont redresseur associé à un filtre.

On suppose que la commande de l'onduleur est en pleine onde c'est-à-dire que chacun des interrupteurs K_{ci} conduit pendant une demi-période de fonctionnement de l'onduleur les instants d'allumage de ces trois interrupteurs sont décalés d'un tiers de période.

Nous allons nous placer dans le cas d'une commande complémentaire de deux interrupteurs montés en série, et que les commutations sont instantanées. Dans ces conditions, à un instant donné, un seul des deux interrupteurs d'un bras est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre fonction de connexions d'un bras : $f_{c1} + f_{c2} = 1$

A partir des notations de la figure, donnant la tension aux bornes de chaque interrupteur, on déduit aisément les expressions des tensions composées :

$$\left. \begin{aligned} U_{12} &= V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} &= V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} &= V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{aligned} \right\}$$

En introduisant les fonctions de connexions les relations relatives à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}$$

On admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix}$$

Posant :

$$f_{21} = S_b$$

$$f_{11} = S_a$$

$$f_{31} = S_c$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

III.2. Association machine asynchrone et onduleur de tension

Le vecteur de tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé. Les commandes des interrupteurs (supposés parfaits) d'un bras sont complémentaires.

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants, ces deux états peuvent être représentés par une grandeur booléenne.

Les tensions de phases appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée U_0 de l'onduleur.

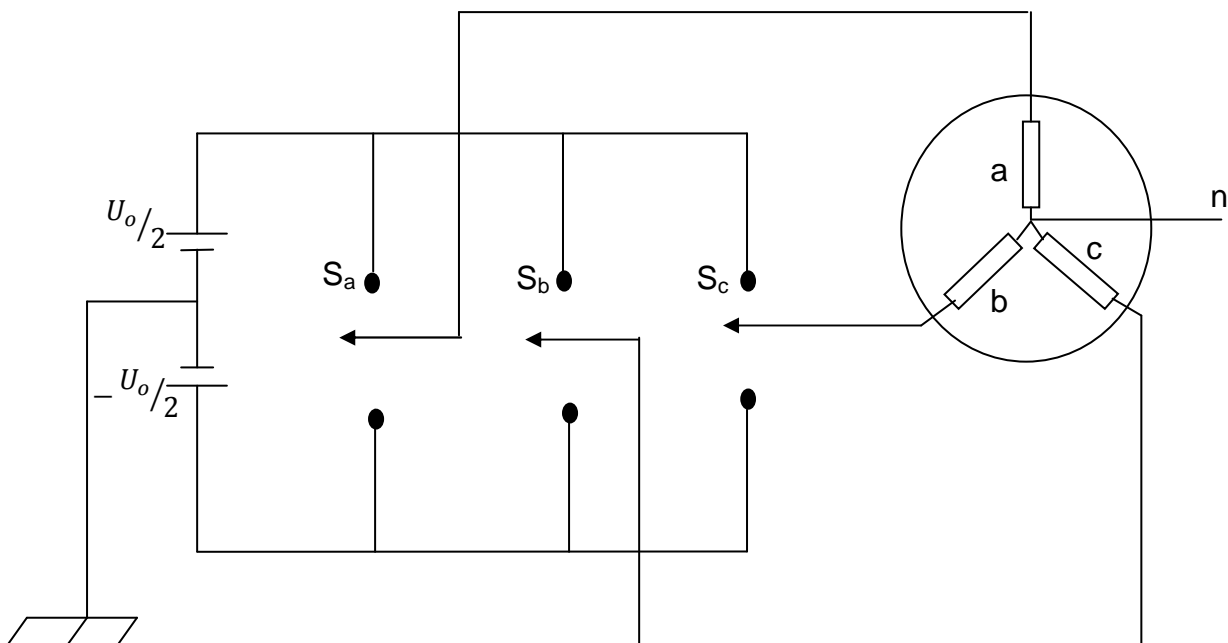


Figure III.3. Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge

Chapitre III commande scalaire d'une machine asynchrone

En utilisant la forme vectorielle des tensions et dans le cas des vecteurs tournants on aura :

$$\underline{V}_s = K_T(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn})$$

Avec : $a = e^{j2\pi/3}$

Pour avoir une transformation qui conserve la puissance on prend $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$\underline{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}U_0(S_a + aS_b + a^2S_c)$$

Avec : $1 + a + a^2 = 0$

$$\begin{cases} \underline{V}_s = V_s e^{j\theta_r} = U_0 \sqrt{\frac{2}{3}} e^{j(K-2)\pi/3} & \text{pour } K = 2,3,4,5,6,7 \\ \underline{V}_s = 0 & \text{pour } K = 1,8 \end{cases}$$

Comme on peut le voir, les trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) génèrent 8 positions du vecteur tension dont deux correspondant aux vecteur nuls, $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$ ou $(0, 0, 0)$, comme le montre le tableau suivant :

K	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_s
1	0	0	0	0	0	0	V_1
2	1	0	0	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/3$	V_2
3	1	1	0	$U_0/3$	$U_0/3$	$-2U_0/3$	V_3
4	0	1	0	$-U_0/3$	$2U_0/3$	$-U_0/3$	V_4
5	0	1	1	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/3$	V_5
6	0	0	1	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	V_6
7	1	0	1	$U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	V_7
8	1	1	1	0	0	0	V_8

Tableau III.1.Etat des interrupteurs et vecteurs tensions correspondant

La figure (III.4) montre la présentation dans le plan complexe des vectrices tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé.

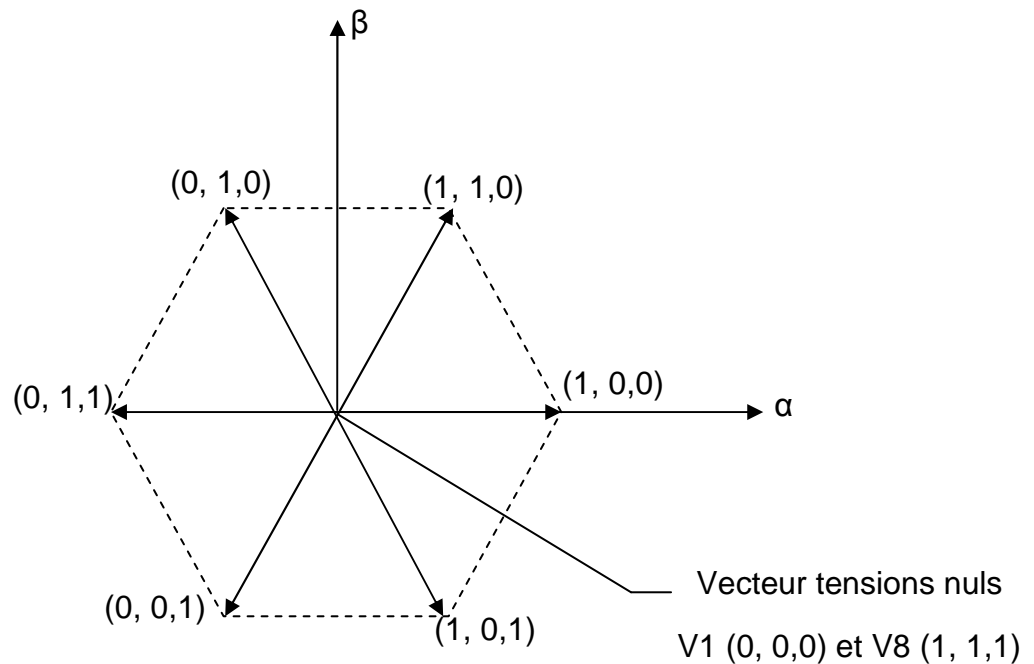


Figure III.4. Représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls

III.3. Commande scalaire d'une machine asynchrone

Les stratégies de commande scalaire sont basées sur la commande simple des grandeurs des variables de la machine asynchrone comme la tension, le courant et la fréquence sans considération pour la phase. Bien que ces stratégies aient l'avantage d'être facilement réalisables, elles ont l'inconvénient d'offrir de faibles performances dynamiques. La stratégie de commande scalaire la plus connue est celle où lorsqu'on varie la fréquence ω_s , on ajuste la tension d'alimentation au stator V_s de telle manière que le flux ou le rapport entre la tension et la fréquence reste constant (car $\varphi_s = V_s/\omega_s$). Cette stratégie de commande peut être appliquée en

boucle ouverte ou en boucle fermée avec régulation de la fréquence de glissement. Cette dernière approche a comme avantage d'éviter l'instabilité en limitant le glissement à une valeur tenant compte du couple maximal de la machine. [7]

III.3.1.Principe de la commande en boucle ouverte [8]

La commande en boucle ouverte par onduleur du moteur asynchrone s'effectue par la pulsation ω_s et la valeur efficace de la tension V_s phase- neutre du stator pour un onduleur de tension.

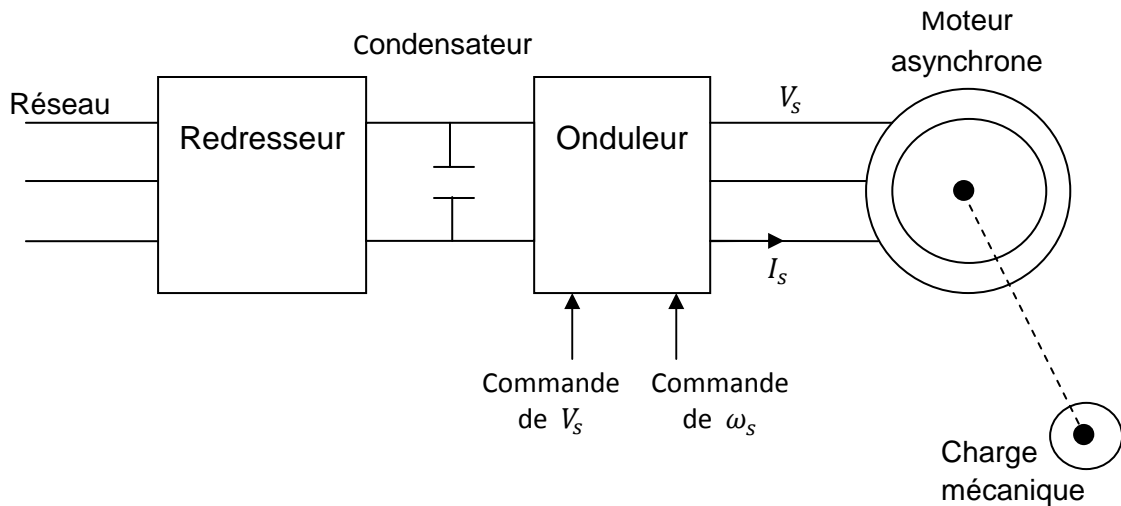


Figure III.5.Présentation de la commande en boucle ouverte

III.3.1.1. Expressions du couple

A flux constant, le couple électromagnétique de la machine asynchrone ne dépend que de la pulsation ω_r . Ainsi, pour différentes valeurs de la pulsation des grandeurs statoriques ω_s puisque $\omega = \omega_s - \omega_r$

Avec :

$$C_{em} = 3p\varphi_s^2 \frac{R/\omega_r}{\left[\left(\frac{R}{\omega_r}\right)^2 + N^2\right]}$$

$$\varphi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s \sqrt{\left[\left(\frac{R_s}{L_s \omega_s}\right)^2 + \left(1 + \frac{gR_s}{R}\right)^2\right]}}$$

$$N = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 = \sigma L_r \left(\frac{L_s}{M}\right)^2$$

$$R = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2$$

Cette relation est issue du modèle à fuites totalisées au rotor. Elle justifie la commande par onduleur de tension.

III.3.1.2. Commande en vitesse

Lorsque le moteur est alimenté par onduleur de tension cependant, on note une différence concernant la valeur de ω_r pour laquelle le couple est maximal

On obtient : $\omega_r = \frac{R}{N}$

Le couple maximal du moteur vaut : $C_e = \frac{3}{2N} p \varphi_s^2$

D'autre part, lorsque la pulsation rotorique est faible l'expression du couple devient

$$C_e \approx 3p \varphi_s^2 \frac{\omega_r}{R}$$

Le moteur est alimenté au stator par un onduleur de tension $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant imposé, le rapport est généralement choisi le plus proche possible du rapport : $\frac{V_{sn}}{\omega_{sn}}$

V_{sn} : La tension nominale au stator du moteur.

ω_{sn} : La pulsation nominale au stator du moteur.

Le réglage de la vitesse s'effectue en agissant sur la pulsation ω_s . La vitesse réellement obtenue dépend en définitive :

- ▲ De la valeur de la tension V_s ;
- ▲ De la valeur de la pulsation ω_s ;
- ▲ De couple résistant C_r de la charge mécanique du moteur.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle admet que le flux statorique φ_s reste constant, quel que soit le couple à fournir et la vitesse du moteur. Or cette condition est difficile à vérifier pour les basses vitesses, à cause de l'influence de la résistance R_s du stator, qui provoque une chute de tension.

III.3.2. La commande scalaire en boucle fermée

Si on veut réaliser un asservissement, on rajoute une boucle externe qui, à partir de l'erreur de vitesse, permet d'augmenter la fréquence des tensions statoriques de façon à annuler l'erreur de vitesse due au glissement. La structure d'un tel montage est donnée à la figure.

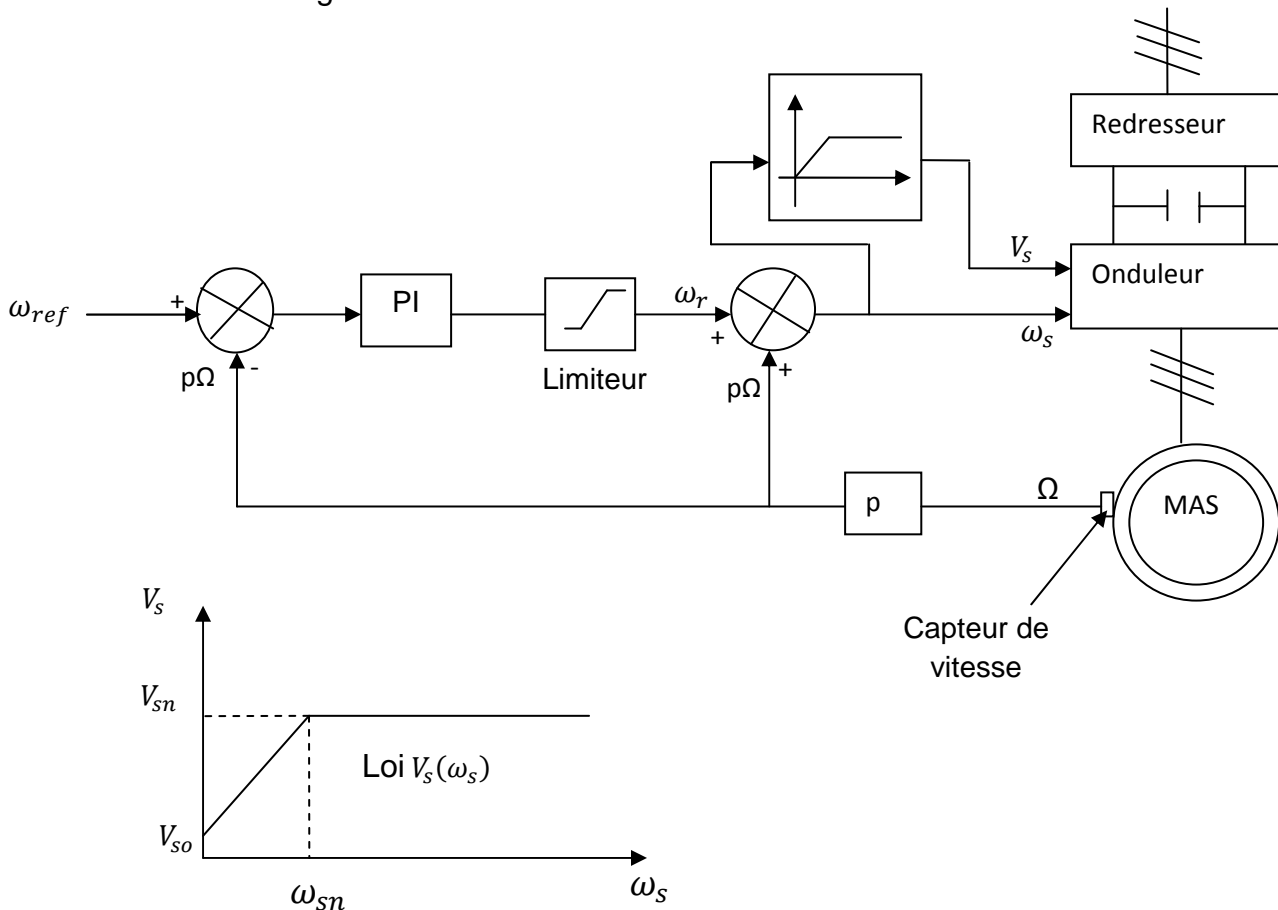


Figure III.6. Commande scalaire en boucle fermée de la machine

Le correcteur, généralement PI, permet d'estimer la pulsation rotorique. La tension de sortie du correcteur, qui est l'image de la pulsation rotorique notée ω_r , est additionnée à la tension image de la vitesse de rotation $p\Omega$ et ceci de façon à obtenir la valeur adéquate de la pulsation rotorique ω_s .

La sortie du correcteur PI est munie d'un dispositif écrêteur de façon à limiter la valeur ω_r . Ainsi l'amplitude des courants statoriques est indirectement limitée.

Le contrôle de l'amplitude des courant statoriques par cette méthode est uniquement valable en régime permanent.

Lors de régimes transitoires, les valeurs instantanées des courants ne sont pas contrôlées. A fin d'éviter des surintensités importantes en régime transitoire, le gain intégral du correcteur PI doit être augmenté. De ce fait les variations rapides de ω_r sont évitées mais au détriment de la dynamique du système asservi.

Les paramètres de la machine sont présentés à l'annexe (2)

III.4.Simulation en boucle ouverte

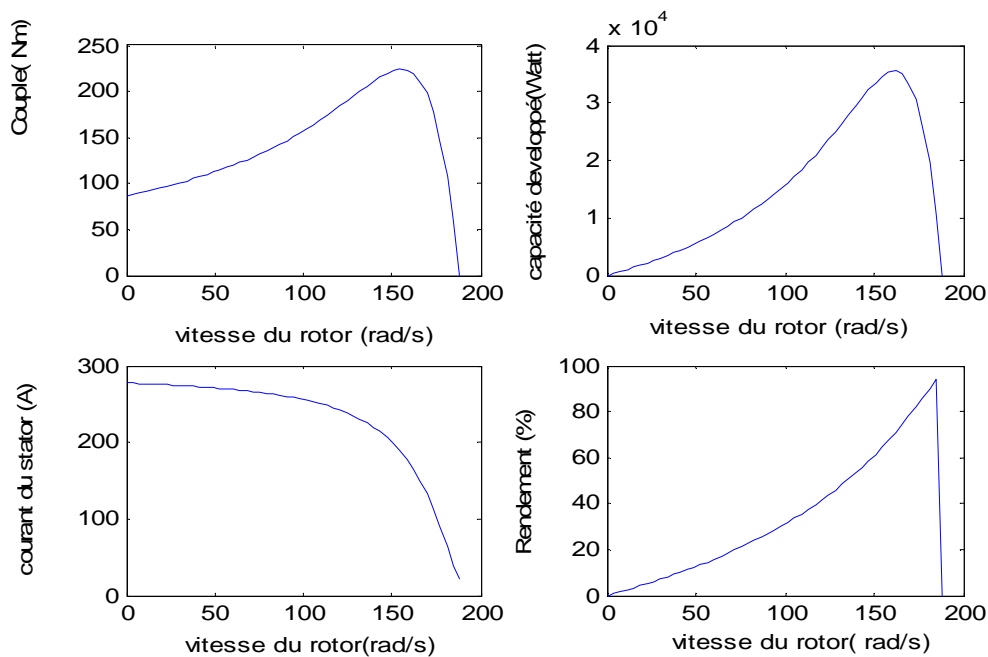


Figure III.7.caractéristiques de la machine en régime établis

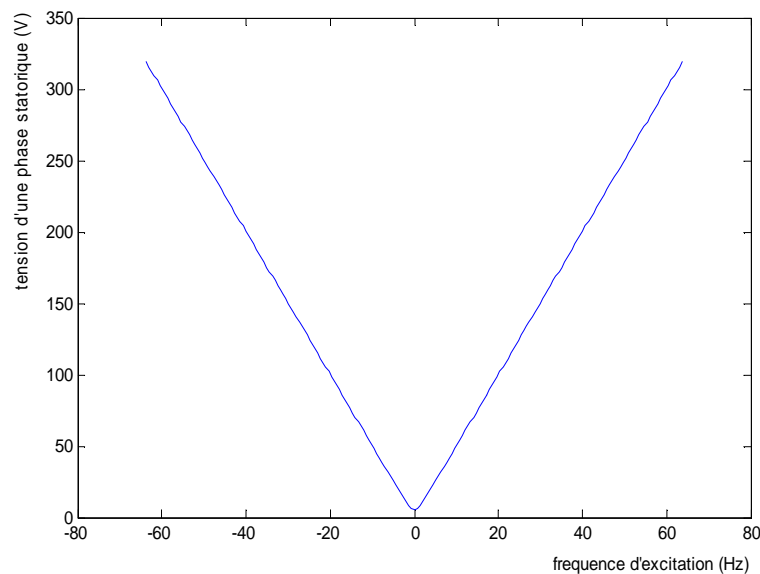


Figure III.8.Courbe v/f constant

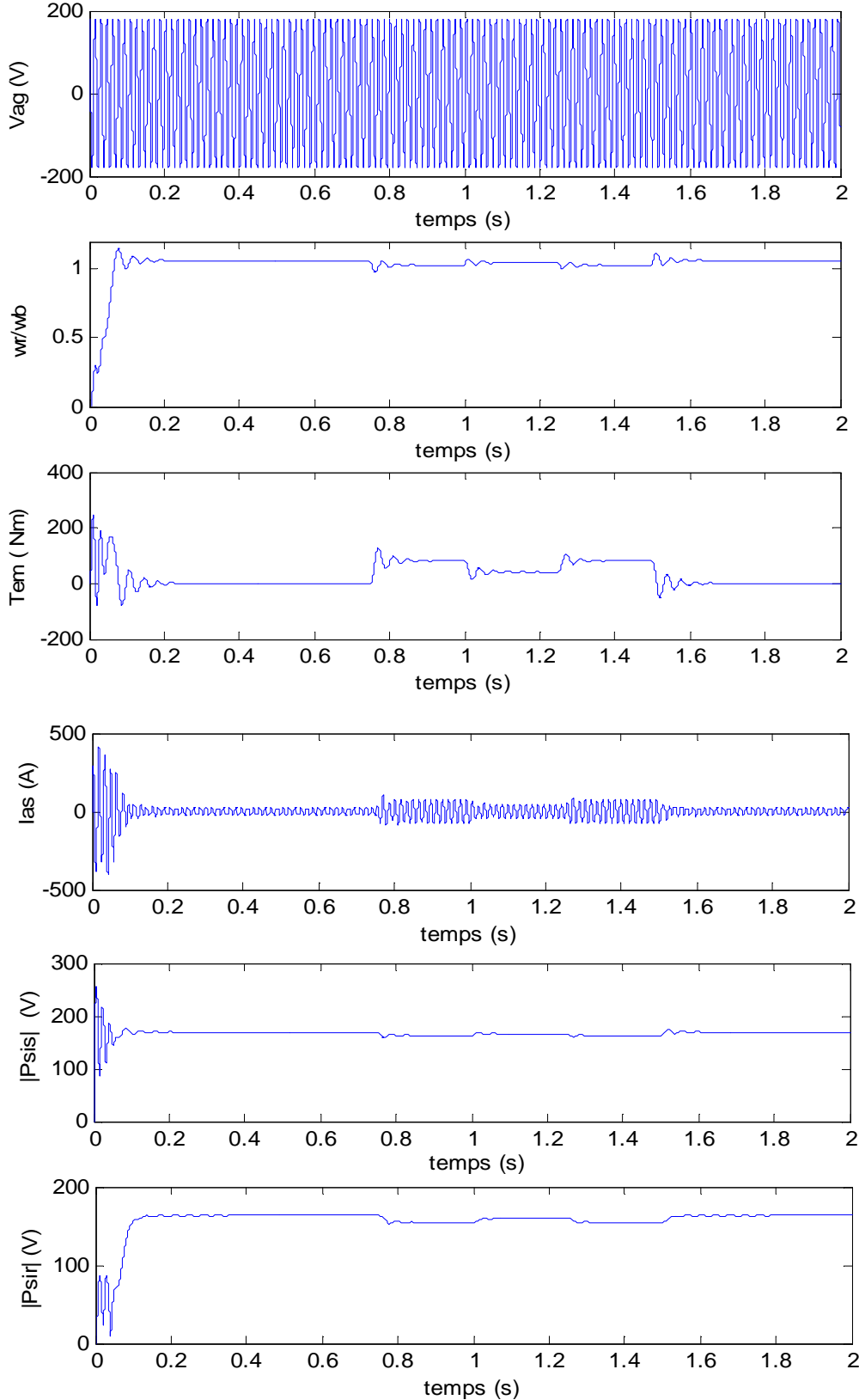


Figure III.9. Démarrage de la machine avec charge cyclique du la commande scalaire en boucle ouverte

III.5.Simulation en boucle fermée

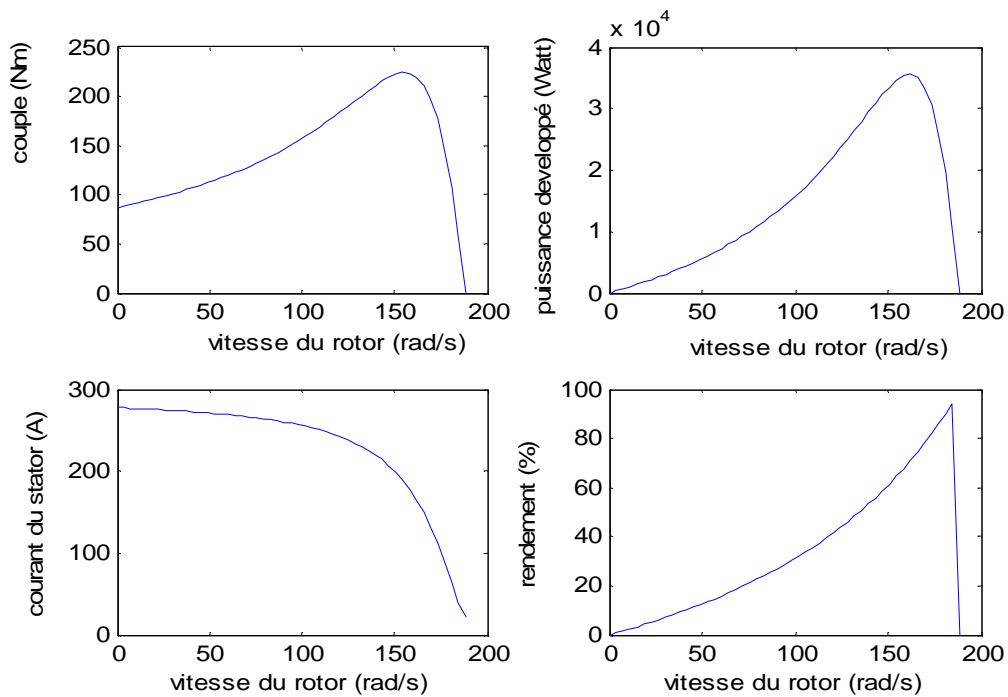


Figure III.10. Caractéristiques de la machine en régime établis

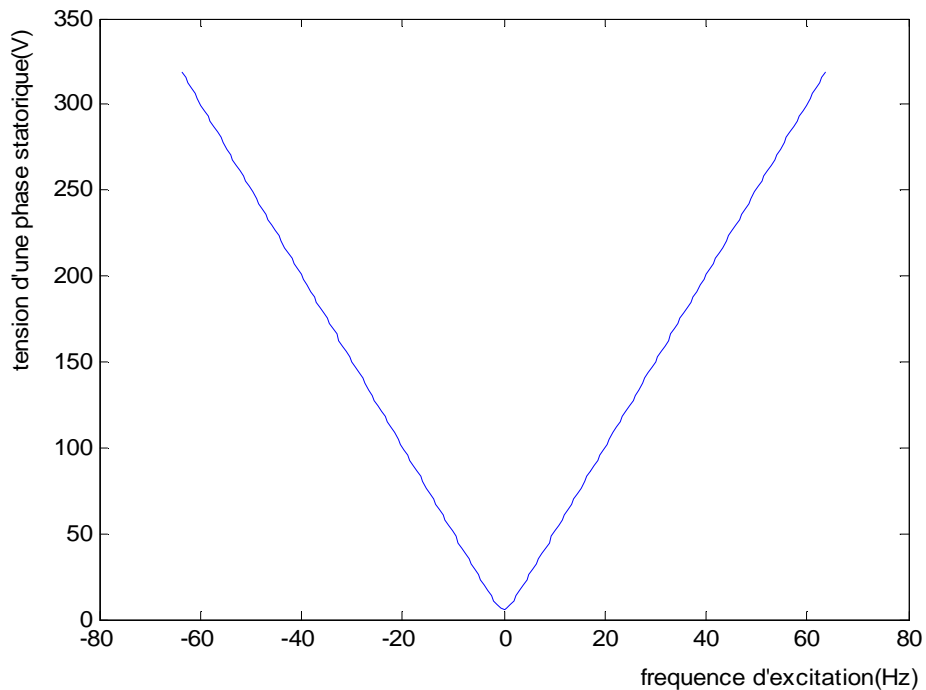


Figure III.11.Courbe v/f constant

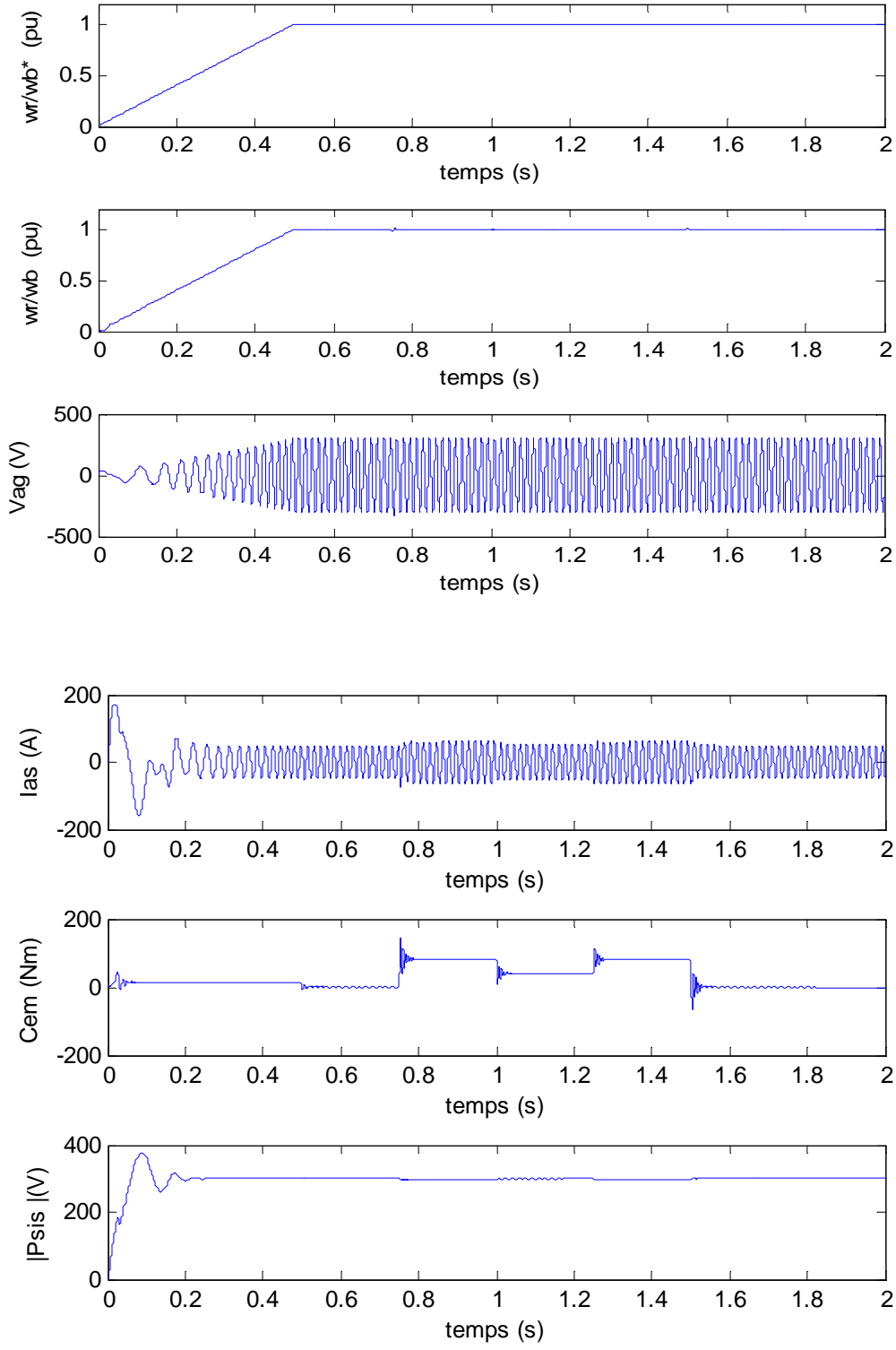


Figure III.12. Démarrage et chargement transitoires avec régulation de la vitesse v/f en boucle fermée

II.6. Interprétation des résultats

La figure (III.7) présente les caractéristiques de la machine en régime établi lors d'un fonctionnement en boucle ouverte tandis que la figure (III.8) montre de la loi V/f constant. Dans la figure (III.9) sont présentées les grandeurs électromagnétiques correspondant au fonctionnement de la commande en boucle ouverte. L'examen de cette figure, lors du démarrage du moteur avec la pleine tension du stator révèle une augmentation du courant statorique en réponse à la séquence du couple de charge appliqué. Par ailleurs, nous pouvons noter également des variations de l'amplitude des flux statoriques et rotorique lors des fluctuations de charge.

La figure (III .10) expose les caractéristiques de la machine en régime établi lors d'un fonctionnement en boucle fermée et pour la figure (III.11) donne la loi V/f constant. Dans la figure (III.12) montre les grandeurs électromagnétiques correspondant au fonctionnement de la commande en boucle fermée. Nous pouvons constater qu'après un petit transitoire, le couple électromagnétique de démarrage se stabilise au voisinage d'une valeur constante en suivant la séquence du couple de charge. D'autre part, une pointe du courant intervient au démarrage pour ensuite se stabiliser au bout de 0.5 s.

La courbe $\frac{w_r^*}{w_b}$ en fonction de temps correspond à la vitesse de référence fixée aux inverses de la consigne, et pour $\frac{w_r}{w_b}$ en fonction de temps présente la vitesse de rotation réelle de la machine.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande scalaire .Elle est basée sur le modèle en régime permanent sinusoïdal avec lequel on agit sur la tension à travers l'onduleur de tension pour cela on a réalisé à la modélisation de l'onduleur de tension qui est le plus utilisé en petite et moyenne puissance. La commande la plus utilisée est la loi V/f .puis nous avons simulé en boucle ouverte et en boucle fermée.

Conclusion Générale

Conclusion générale

La machine asynchrone est un système électromécanique permettant la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique (mode générateur) et la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur). Elle est composée d'une partie fixe appelé stator et d'une partie tournante appelée rotor.

La modélisation de la machine asynchrone est nécessaire pour déterminer avec précision son fonctionnement et son comportement dynamique, utile pour la conception de machines et d'entraînements haute performance.

Lorsque la machine asynchrone est alimentée à partir d'un onduleur de tension, qui permet la génération d'ondes de tension sinusoïdales d'amplitude et de fréquence variables à partir d'une source de tension continue. En effet, il existe différentes stratégies pour contrôler la grandeur et la fréquence de sa tension de sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la machine asynchrone. Dans notre étude on a réalisé la stratégie de commande scalaire elle se base sur le principe de $V/f = \text{constante}$ pour maintenir le flux à une valeur Φ constante dans la machine. Quelques avantages peuvent être énumérés pour cette technique, à savoir simple à réaliser. Elle donne de bons résultats en régime permanent, mais manque de performances lors des régimes transitoires : elle présente l'inconvénient d'augmenter le temps de réponse du système. La commande scalaire est utilisée dans de nombreux variateurs .C'est la solution la moins coûteuse si de bonnes performances dynamiques ne sont pas exigées.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **P. Mayé** : « Moteurs électriques industriels ». Edition DUNOD, Paris ,2005.
- [2] **Th. Wildi, G. Sybille** : « ÉLECTROTECHNIQUE ». 3^e édition, Edition de boeck .2005
- [3] **A. Genon, W. Legros** : « Machines électriques ». Edition HERMES SCIENCE, EUROPE, 2000.
- [4] **A.Ivanov-Smolenski** : «MACHINES ELECTRIQUES ». VOLUME I. Éditions MIR. MOSCOU .1983.
- [5] **D.Sator Namane** : « Machines à courant alternatif ». Edition ellipses.2010
- [6] **N. OUKACINE et S .SLIMANI** :« Contribution à la mise en Œuvre des Réseaux de Neurones Artificiels pour le Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone ». Mémoire de l'ingénieur d'état, UMMTO.2007.
- [7] **M. PERRON** : «Conception d'une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle des pertes neuronal sur FPGA ». Thèse de doctorat, Faculté des études supérieures de l'Université Laval, QUÉBEC 2009.
- [8] **M. Pinard** : « Commande électronique des moteur électrique » DUNOD, Paris, 2004.
- [9] **CHEE-MUN.O**: « Dynamic Simulation of Electric Machinery», prentice-Hal I Inc, 1998.

ANNEXE

I

**Caractéristique
de la machine
étudiée**

Annexe 1 caractéristique de la machine

Type	Machine asynchrone triphasé
Puissance nominale	1.5 KW
Fréquence nominale	60 Hz
Facteur de puissance	0.9
Tension nominale	220 V
Résistance statorique	4.67 Ω
Résistance rotorique	8 Ω
Inductance cyclique stator	374 m Ω
Inductance cyclique rotor	374 m Ω
Inductance mutuelle cyclique	366 m Ω
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.023 Kg m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.1 N m s/rd
Vitesse nominale	1480 tr/min
Couple de charge	Cr=10

ANNEXE

II

**Caractéristique
de la machine
étudiée**

Annexe 2 : Caractéristique de la machine [9]

Type	Machine asynchrone triphasé
Courant statorique nominale	49.86 A
Vitesse nominale	1748.3tr/min
Glissement nominale	0.0287
Couple nominale	81,49 N.m
Tension nominale	220 V
Fréquence nominale	60 Hz
Facteur de la puissance nominale	0.853
Nombre de paires de pôles	4
Résistance statorique	0.1062 Ω
Résistance rotorique	0.2145 Ω
Moment d'inertie	2.8 Kg m ²
Puissance nominale	20 hp