

**République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de
l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued
Faculté de Technologie**



**Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et
Technologie Filière :
Génie Électrique
Spécialité : Machines
Electriques**

Thème

**Commande scalaire d'une
Machine Asynchrone Triphasée**

Réalisé par :

Abedallah Henka

Mostefa Ghenbazi

Kamel Benali

Encadré par :

Dr. Ridha Kechida

devant le jury composé de

Hicham serhoud	président
Baba Arbi Idriss	Examineur

Soutenu en Septembre 2020

REMERCIEMENTS

Nous remercions en premier lieu Dieu tout puissant pour nous avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.

Nous voudrions tout d'abord exprimer toute notre reconnaissance à notre encadreur Dr. Ridha Kechida, pour leur soutien, leur conseil et leur grande bienveillance durant l'élaboration de ce projet.

Nombreuses sont les personnes qui nous ont aidé durant l'acquisition des données et la préparation de ce travail, Et pour tous ceux qui ont apporté leur aide de près ou de loin à la réalisation de ce document, nous disons

MERCI

Résumé

Ce travail présente la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé , le modèle de la machine est écrit dans un repère lié au champ tournant (d,q) et simulation de la machine asynchrone sous MATLAB-SIMULINK qui convient pour ce type de commande . Ainsi l'onduleur triphasé est piloté par la technique MLI qui permet d'obtenir une tension acceptable au leur sortie. , dans le chapitre trois, la commande scalaire, on a expliqué son principe, et sa modélisation ainsi que sa simulations sous MATLAB-SIMULINK

les mots clés: la commande scalaire, la machine asynchrone

المخلص:

يقدم هذا العمل التحكم القياسي لآلة غير متزامنة ثلاثية الطور ، ونموذج الآلة مكتوب في إطار مرتبط بالمجال الدوار (d , q) ومحاكاة الآلة غير المتزامنة تحت MATLAB-SIMULINK وهو مناسب لهذا النوع من التحكم. وبالتالي يتم التحكم في العاكس ثلاثي الأطوار بتقنية PWM التي تجعل من الممكن الحصول على جهد مقبول عند خرجها. في الفصل الثالث ، الأمر القياسي ، شرح أحدهم مبدأه ونمذجه بالإضافة إلى عمليات المحاكاة الخاصة به في إطار MATLAB-SIMULINK

الكلمات المفتاحية: التحكم السلمي، الآلة غير المتزامنة،

Liste des Symboles et Notations

MAS : Moteur Asynchrone (machine asynchrone)

MLI : Modulation de largeur d'impulsions

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

[Vabcs] : Vecteur de tensions statoriques triphasées

[Vabcr] : Vecteur de tensions rotoriques triphasées

[Iabcs] : Vecteur de courants statoriques triphasées

[Iabcr] : Vecteur de courants rotoriques triphasées

[Φ abcs] : Vecteur de flux magnétique au stator

[Φ abcr] : Vecteur de flux magnétique au rotor

[Rs] : Matrice de résistance statorique

[Rr] : Matrice de résistance rotorique

[Ls] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques

[Lr] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques

[Msr] : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

V_{ds} : tension statorique instantanée dans l'axe d

V_{qs} : tension statorique instantanée dans l'axe q

v_{dr} : tension rotorique instantanée dans l'axe d

v_{qr} : tension rotorique instantanée dans l'axe q

Φ_{ds} : flux statorique instantanée dans l'axe d

Φ_{qs} : flux statorique instantanée dans l'axe q

Φ_{dr} : flux rotorique instantanée dans l'axe d

Φ_{qr} : flux rotorique instantanée dans l'axe q

i_{ds} : courant statorique instantanée dans l'axe d

i_{qs} : courant statorique instantanée dans l'axe q

i_{dr} : courant rotorique instantanée dans l'axe d

i_{qr} : courant rotorique instantanée dans l'axe q

l_s : Inductance propre d'un enroulement réel du stator

l_r : Inductance propre d'un enroulement fictif du rotor

M_s : Inductance mutuelle entre enroulements statorique

M_r : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique

Liste des Symboles et Notations

θ_{gl} : angle entre le stator et le rotor

θ_s : angle de rotation du champs statorique tournant (angle entre le stator et l'axe d)

θ_r : angle de glissement (angle entre le rotor et l'axe d)

x : représente les variables considérées de la machine qui sont tensions courantes ou flux

a, b, c : représente les grandeurs réelles

d, q, o : représente les grandeurs de Park (d : directe, q : transversale, o : homopolaire)

ω_s : La vitesse angulaire des axes d-q dans le repère lié au stator

ω_r : La vitesse angulaire des axes d-q dans le repère lié au rotor

ω_{gl} Pulsation de glissement.

P : nombre de paire de pole

Ω : La vitesse mécanique de la MAS

J : est le moment d'inerte

C_e : Le couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

f: Coefficient de frottement

σ : Coefficient de dispersion de Blondel

$\mathbf{X}$: le vecteur d'états

ω_{gl} : Pulsation de glissement.

PI : Régulateur proportionnel-intégral.

Sommaire

<i>REMERCIEMENTS</i>	
Résumé	
Liste des Symboles et Notations	
Sommaire	I
Liste des Figures.....	III
Introduction générale.....	1

Chapitre I:Etat de l'art

I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition de la machine asynchrone.....	4
I.3 Constitution de la machine asynchrone	5
I.3.1 Stator	5
I.3.2 Rotor	5
I.4 Principe de fonctionnement	7
I.5 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones	7
I.5.1 Avantages.....	7
I.5.2 Inconvénients	7
I.6 Modèle électrique.....	8
I.3 Commande Scalaire (Loi V/f).....	8
I.4 Conclusion	9

Chapitre II: Modélisation de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction	11
II.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	11
II.2.1 Hypothèses simplificatrices	11
II.2.2 Modèle triphasée.....	11
II.3 Les équations générales de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans un repère triphasé s'écrivent.....	12
II.3.1 Différents repères	13
II. 3.2 Modèle en dq de la génératrice asynchrone.....	13
II.3.3 L'équation mécanique du moteur.....	15
II.3.4 Expression en modèle d'état:	15
II.4 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	16
II.4.1 Modélisation de l'onduleur	16
II.5 Modulation de largeur d'impulsion (MLI)	19
II.5.1 Résultats de simulation	20

II.6 Simulation et interprétations.....	21
II.6.1 simulation de la MAS sans onduleur.....	21
II.6.2 Résultats de simulation.....	22
II.6.3 simulation de la MAS avec onduleur	24
II.6.4 Résultats de simulation.....	24
II-6.5 Interprétation des courbes	26
II.8 Conclusion	27

Chapitre III: commande scalaire

III.1 Introduction:	29
III.2 La commande scalaire:	29
III.3 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent.....	30
III.3.1. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent	30
III.3.2 Schéma électrique équivalent de la Mas: [.....	32
III.3.3 Expression de Couple.....	33
III.4 Control scalaire en tension:	33
III.4.1 La loi de commande	33
III.5 Calcule de régulateur.....	34
III.5.1. Régulateur de vitesse avec PI.....	34
III.6. Simulation de le commande scalaire de lamas:.....	36
III.6.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide :	36
III.7.Resultats de simulation :	37
III.7.1. Interprétation des résultats :	39
III.7.2. Essai avec la variation de vitesse :	40
III.7.3. Interprétation des résultats :	41
III.8. Conclusion:.....	42
Conclusion Générale :	44
Références Bibliographiques :	46
Annexe	49

Introduction générale

Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la microinformatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable. En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport V/f constant.

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

Le premier chapitre contient des généralisations sur le moteur asynchrone, son principe et ses composants, ainsi que la commande scalaire.

Le deuxième chapitre on comprendra la modélisation de la machine asynchrone à cage qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation de modèle qui sera présenté. Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Dans le dernier chapitre on étudiera commande scalaire en boucle fermée, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI, on analysera les résultats obtenus par la simulation.

Chapitre I

Etat de l'art de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction

Ce chapitre introduit des généralités sur le moteur asynchrone, ses composants, types, avantages et inconvénients, puis le principe du travail de commande paisible. La machine asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin la machine la plus utilisée en industrie.

I.2 Généralités sur la Machine Asynchrone

I.2.1 Constitution

Le stator est un bobinage triphasé, qui engendre un champ magnétique tournant. Pour les petites puissances (usuellement < 10 kW), le rotor est constitué de barres (cuivre ou aluminium) formant un tambour appelé « cage d'écureuil ». Le rotor non connecté, est en court-circuit: ce moteur est dépourvu de collecteur et de ballais. Pour des puissances plus importantes le rotor est bobiné relié à l'extérieur via un collecteur simplifié à trois bagues, et court-circuité en fonctionnement normal. Mais on peut aussi modifier les propriétés électromécaniques du moteur en agissant sur le rotor par ces connexions [1].

I.2.1.1 Stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure (I.1)). 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 des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre.



Figure (I.1) : Stator de la machine asynchrone.

I.2.1.2 Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (voir la Figure (I.2)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine [2].

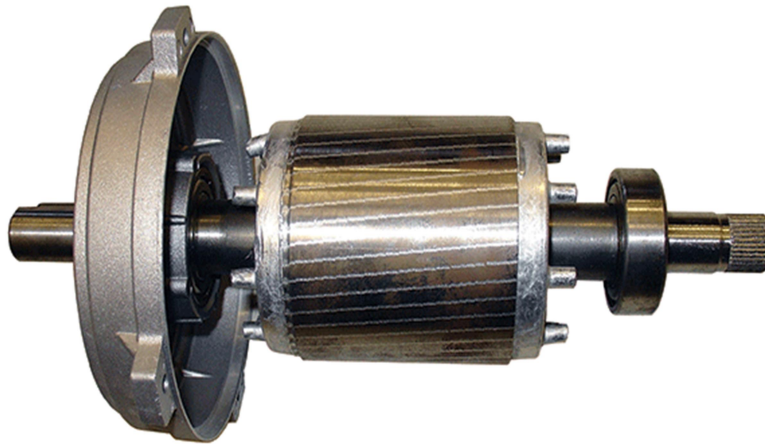


Figure (I.2) : Rotor à cage d'écureuil.

I.2.2 Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique :

- Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.
- Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres.

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature de courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant [3]. Les trois enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme.

I.2.3 Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones

I.2.3.1 Avantages

Il y a plusieurs avantages dans le moteur asynchrone [4] :

- Structure simple
- Robuste et facile à construire
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone

Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

I.2.3.2 Inconvénients

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone [4] :

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux
- La vitesse dépend de la charge
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse)
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage

I.2.4.1 Modèle électrique

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la Figure (I.3) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

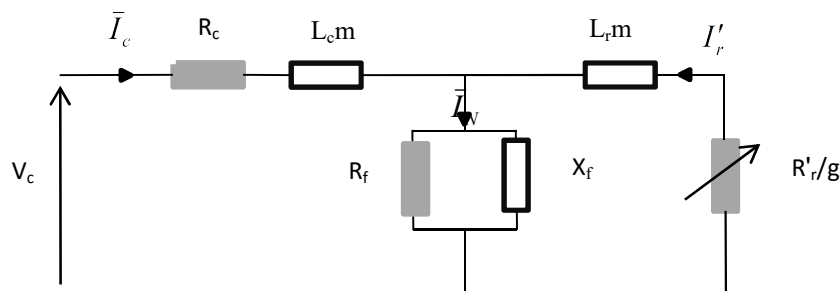


Figure (I.3) : Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire.

I.3 Commande Scalaire (Loi V/f)

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre des variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple par exemple le ventilateur, le compresseur, climatiseur et la pompe ou des performances dynamiques très élevés [5].

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directes et indirectes.

Les premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation. Les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égal à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires (Volt/Hertz en anglais).

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités de couple, le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au Maintien du rapport $V/f = \text{constante}$. De par son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [6].

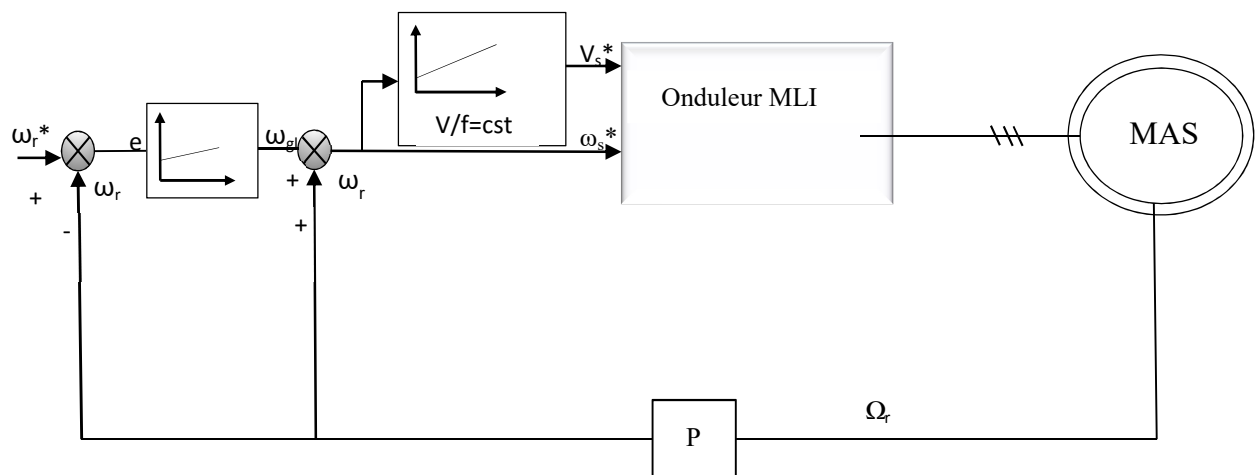


Figure (I.4):Schéma classique de commande scalaire.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les composants du MAS, et noté les points positifs et négatifs du moteur asynchrone, et le contrôle paisible qui contrôle le régime moteur et fait partie des méthodes de contrôle.

Chapitre II

Modélisation de la Machine Asynchrone

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, le modèle mathématique de la machine asynchrone sera présenté pour développer des algorithmes de contrôle utilisant la transformation Park, ce qui réduit la complexité du modèle lors de la conversion d'une machine triphasée en un équivalent biphasé. Le modèle complet de la machine asynchrone sera simulé en traction à l'aide d'un programme de "simulation" dans "MATLAB".

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation électrique de la machine, qui est un onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de la méthode d'approche qui a été approchée du MLI, qui est très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est liée au contrôle des machines électriques.

II.2 Modélisation de la Machine Asynchrone

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes [7].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoches est négligé.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et le courant de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

En se basant sur ces hypothèses, la machine idéalisée peut-être représentée par le schéma de la figure (II.1).

II.2.2 Modèle triphasé

La machine asynchrone se compose d'un circuit statorique fixe comportant trois phases identiques décalées entre elles de 120° , et d'un circuit rotoriques mobile comportant trois phases identiques en court circuits décalées entre elles de 120° répartis dans l'espace, les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil au rotor bobine est formé de trois bobines, le stator et le rotor doivent avoir le même nombre de pôle et nombre de phase peut être différent, elle est représentée schématiquement par la figure (II.1). Dans le repère triphasé, les trois vecteurs S_a , S_b , S_c , sont orientés selon les axes des trois enroulements statorique de la machine, il est de même pour le rotor.

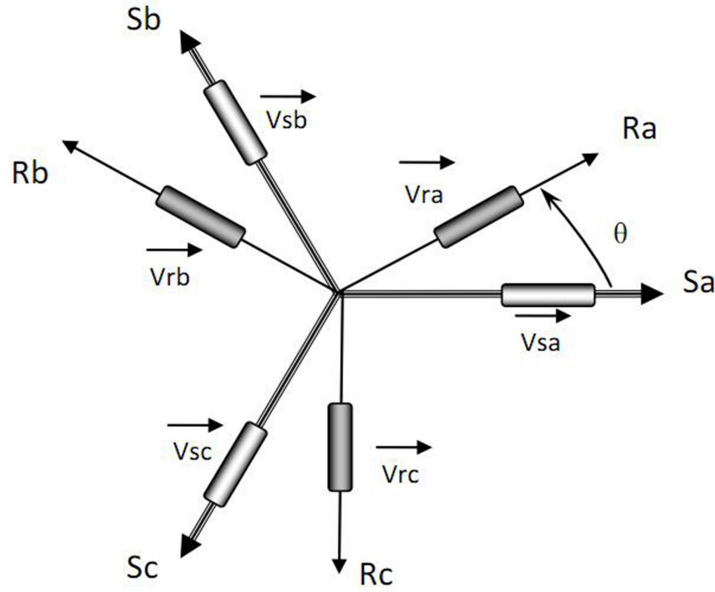


Figure (II.1) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques

II.3 Equations Générales de la Machine Asynchrone

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Sous forme matricielle pour les grandeurs statoriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{II.2})$$

Pour les grandeurs rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Soit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{II.4})$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme:

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{II.5})$$

$$[\phi_{rabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{rs}][I_{rabc}] \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

En substituant (II.7) et (II.8) dans (II.4) et (II.6), on obtient :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (\text{II.10})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \} \quad (\text{II.11})$$

Le système formé par les équations (II.10) et (II.11) ainsi obtenu est non linéaire et fortement couplé [8].

II.3.1 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [3]:

1. Référentiel immobile par rapport au stator : $\omega_{\text{coor}} = 0$
2. Référentiel immobile par rapport au rotor : $\omega_{\text{coor}} = \omega_r$
3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$

II. 3.2 Modèle en d-q de la machine asynchrone

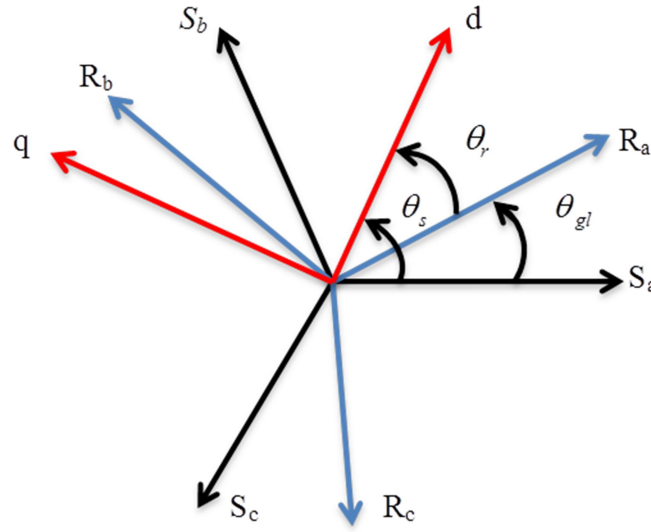
Comme il existe des termes trigonométriques continus dans la matrice d'induction mutuelle $[M_{sr}]$, les équations aux équations différentielles sont variables et la solution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, les enroulements statiques et le rotor sont convertis en deux bobines orthogonales en deux étapes d-q en fonction de la transformation PARK.

La figure (II-2) montre la conversion des enroulements abc réels en bobines orthogonales d-q [9]:

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Grâce à l'orthogonalité de la matrice $[P(\theta_s)]$, son inverse est donnée par $[P(\theta_s)]^{-1} = [P(\theta_s)]^T$

θ_s pour les grandeurs statoriques et par θ_r pour les grandeurs rotoriques.



Figure(II.2): Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Dans le repère d, q, o, le modèle mathématique de la machine asynchrone s'écrit:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \quad (\text{II.13})$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \quad (\text{II.14})$$

$$V_{so} = R_s I_{so} + \frac{d\phi_{so}}{dt} \quad (\text{II.15})$$

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{sq} \quad (\text{II.16})$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{rd} \quad (\text{II.17})$$

$$V_{ro} = R_r I_{ro} + \frac{d\phi_{ro}}{dt} \quad (\text{II.18})$$

II.3.3 L'équation mécanique du moteur

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.19})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{II.20})$$

II.3.4 Expression en modèle d'état:

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{sd} , i_{sq} et les flux rotoriques Φ_{rd} , Φ_{rq} comme variables d'états.

Pour les courants rotoriques:

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Pour les flux statoriques:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

On aboutira aux systèmes d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r}) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{R_r L_m}{L_r^2}) \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r}) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega_r \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \omega_{gl} \phi_{rq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

où : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ est le Coefficient de dispersion.

En identifiant le système à la forme : $\frac{dX}{dt} = AX + BU$

on aura: le vecteur d'états $X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T$, A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$, et B la matrice d'application de commande, donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

où : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique.

II.4 Modélisation de L'alimentation de la Machine

II.4.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un transformateur stationnaire capable de convertir l'énergie électrique d'une source de tension continue en un autre type d'énergie électrique, et l'utilisation d'onduleurs est très large dans l'industrie, tels que les moteurs triphasés à vitesse variable, l'alimentation électrique de secours, etc. Grâce au développement technologique des semi-conducteurs et à l'émergence de nouvelles technologies de contrôle, les onduleurs deviennent plus efficaces. En revanche, la forme de la tension de sortie de l'onduleur doit être plus proche du sinus dans lequel le taux harmonique est le plus faible possible, ce dernier dépendant largement de la technique de contrôle utilisée [8].

II.4.2 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé a un transistor triphasé à deux étages ou des bras de commutation GTO pour grandes puissances. Chaque bras est composé de deux cellules, chacune contenant une diode et un transistor, qui est le produit correspondant au milieu du bras. Tous ces éléments sont des clés parfaites. Commandes pour interrupteurs sur un bras intégré. Donc, pour chaque branche, il y a deux états indépendants. Ces deux conditions peuvent être considérées comme une quantité logique. L'onduleur est fourni avec une source de tension continue avec une résistance interne minimale, et sa tension n'est pas

affectée par les variations du courant qui le traverse. La source DC impose une tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [10].

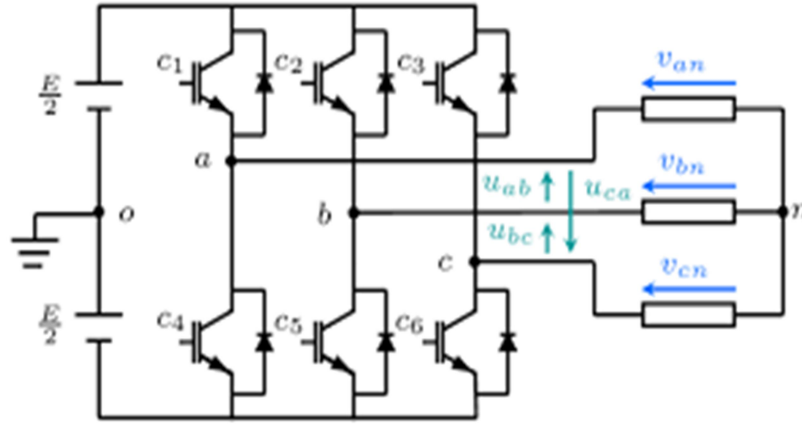


Figure (II- 3): Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposées parfaites preuves être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i=a, b, c$)

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i=1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i=0$

Soit n le point neutre du côté alternative de la MAS, alors les tensions composées sont définies par:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

La charge de la machine est supposée équilibrée, on aura donc:

$$\begin{cases} V_{an} = (V_{ab} - V_{ca}) * \frac{1}{3} \\ V_{bn} = (V_{bc} - V_{ac}) * \frac{1}{3} \\ V_{cn} = (V_{ca} - V_{bn}) * \frac{1}{3} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

On obtient la matrice:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Ainsi:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.31})$$

Par tout sa on peut d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

A partir de l'équation (II.34), le schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné dans la figure (II.4).

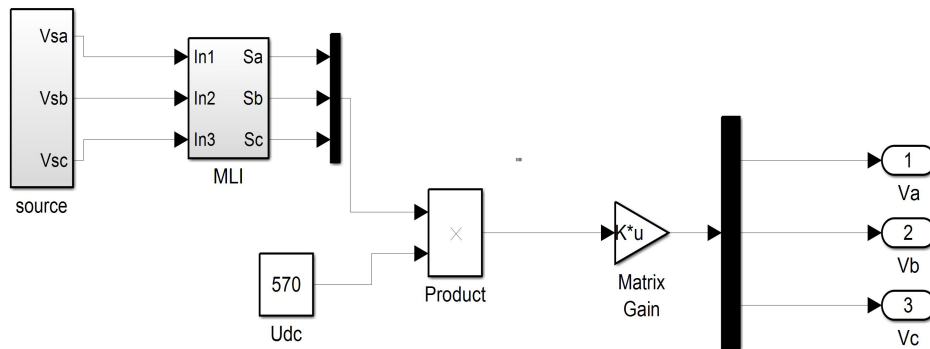
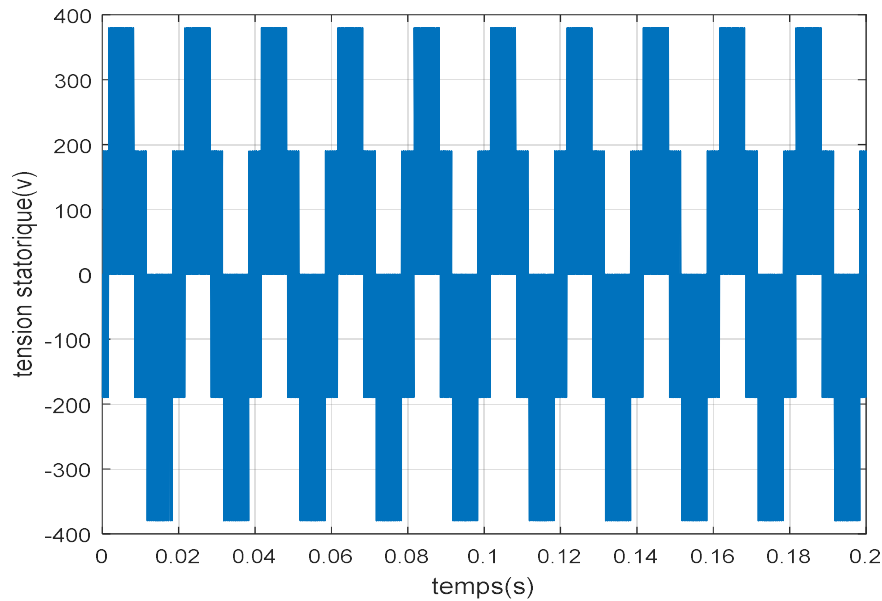


Figure (II.4) : Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux



Figure(II.5) : Représentation de la tension à la sortie de l'onduleur

II.5 Modulation de Largeur D'impulsion (MLI)

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus régulières, l'optimisée (élimination des harmoniques non désirées), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis. L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse le couple et les courants. Dans ce travail, on va utiliser la MLI naturelle en se basant sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier c'est le signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur, ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse triangulaire et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [11].

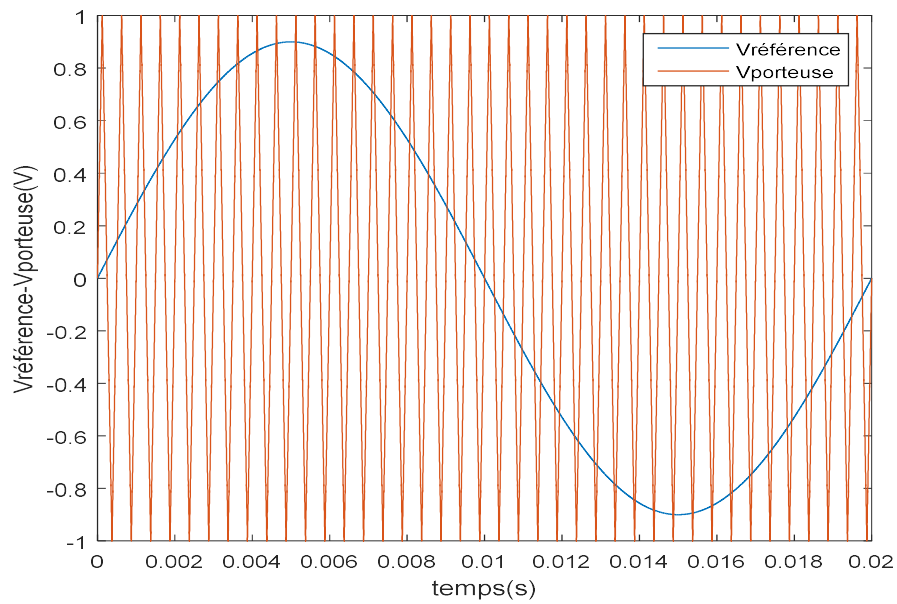


Figure (II.5): Tension de référence et de porteuse.

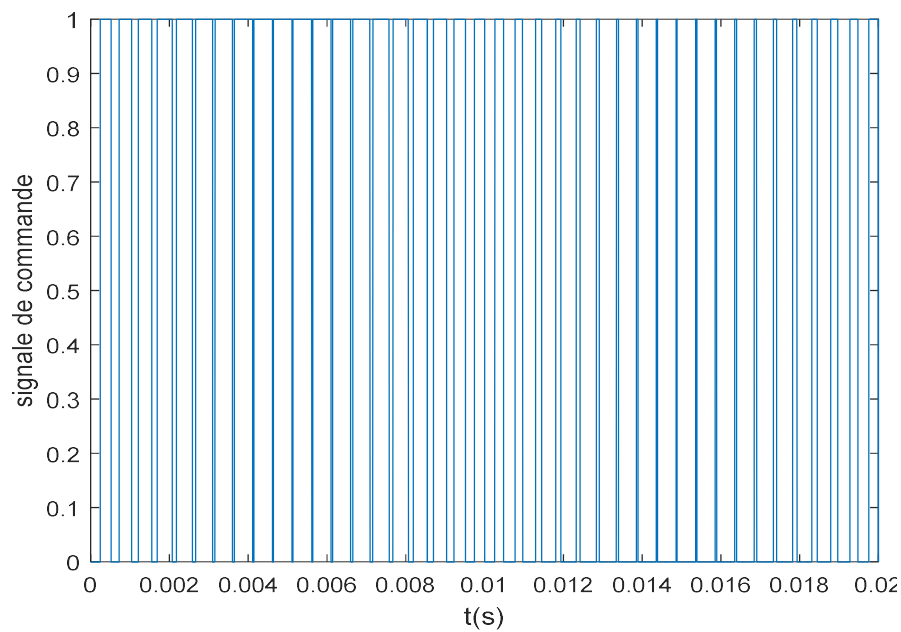


Figure (II.6): Le signal $S_a(t)$ à la sortie de MLI.

II.6 Simulation et Interprétations

II.6.1 simulation de la MAS sans onduleur

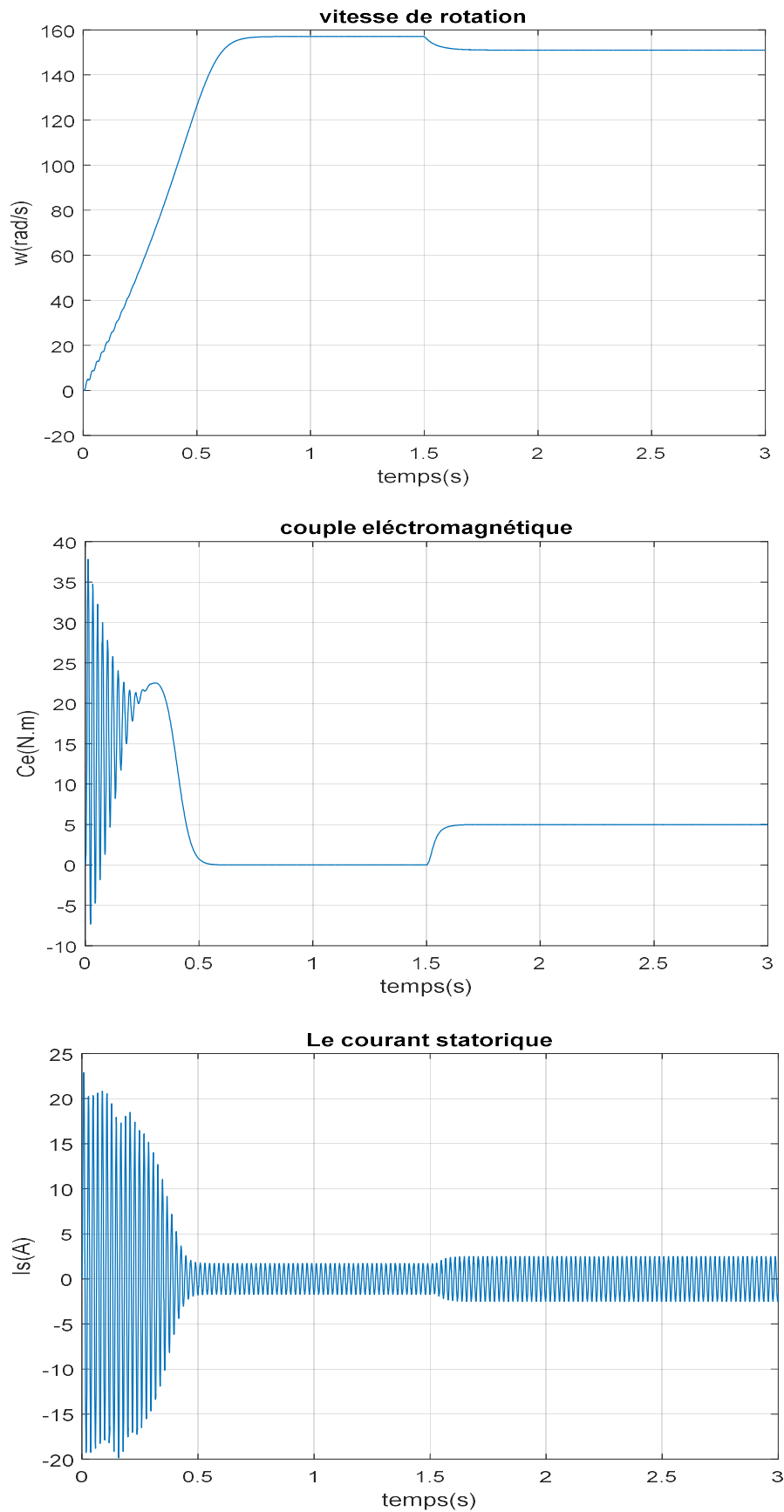


Figure (II.5) : La réponse de la MAS à vide puis en charge alimentée par un réseau triphasé équilibré.

II.6.2 simulation de la MAS avec onduleur

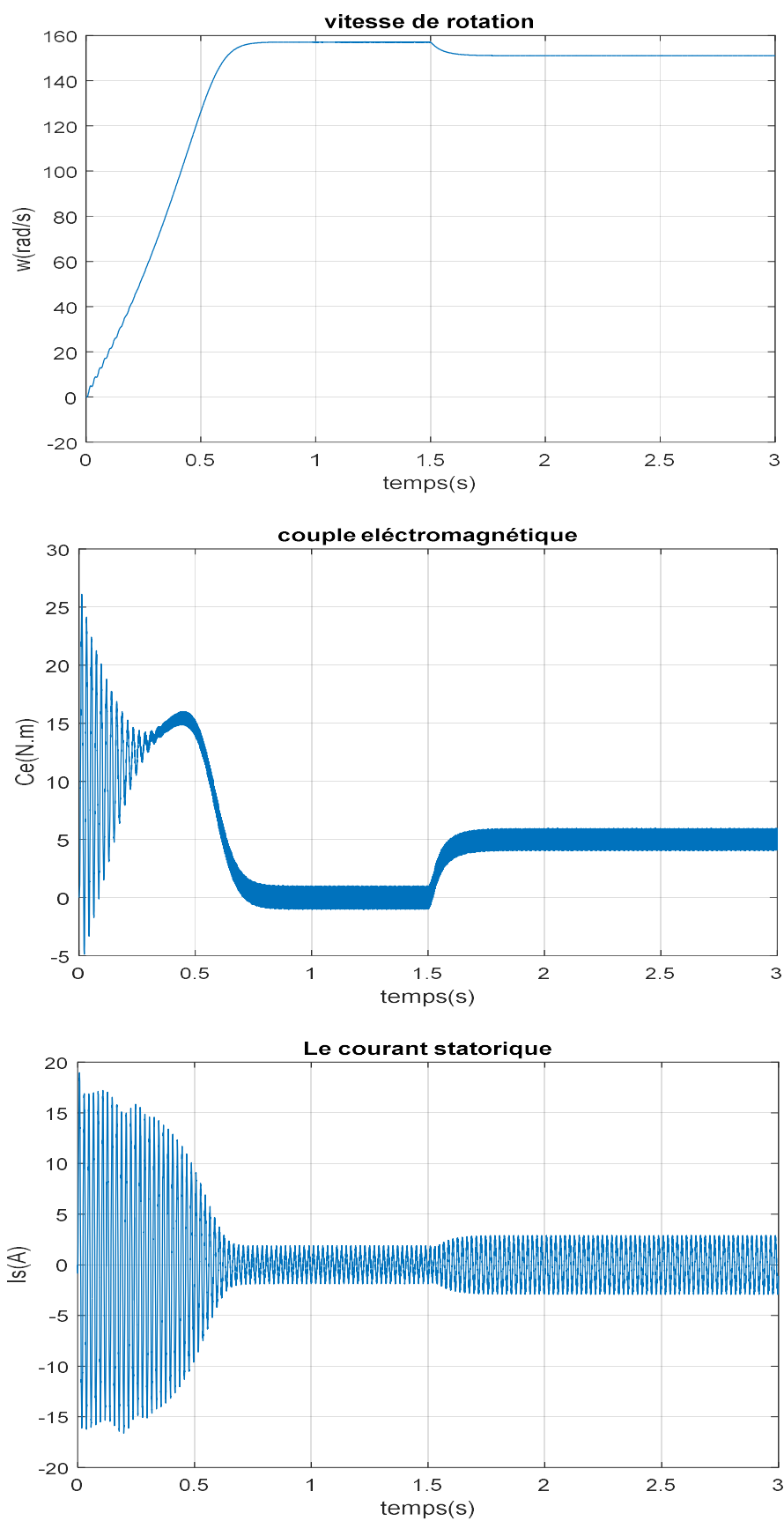


Figure (II.7) : La réponse de la MAS à vide puis en charge avec l'association de l'onduleur.

II.6.3 Interprétation des courbes

Au démarrage à vide, l'oscillation de couple est l'élément marquant de la courbe, il atteint une valeur maximale et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. On remarque l'appel de courant au démarrage et après disparition du régime transitoire il reste un courant sinusoïdal d'amplitude constante.

On a introduit un couple de charge $C_r=5 \text{ N.m}$ à l'instant $t= 1,5\text{sec}$, On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge.

Pour l'association onduleur- MAS on remarque la présence des oscillations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur. Il est aussi important de souligner que la variation du couple dépende la variation des deux composantes du flux, ce qui montre le couplage entre le flux et le couple.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park.

Les résultats obtenus par simulation montrent bien la validité du modèle de Park, dans le référentiel lié au stator, pour visualiser les différentes caractéristiques de la machine asynchrone.

Chapitre III

Commande scalaire d'une machine asynchrone

III.1 Introduction:

La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent. Le flux statorique et le couple ne sont pas directement commandés et les paramètres des machines alternatives doivent être correctement identifiés. La précision de la vitesse est faible et la réponse dynamique est lente [12].

III.2 La commande scalaire:

La commande scalaire est basée sur le modèle de la machine asynchrone en régime permanent sinusoïdal. Il existe plusieurs types de commandes numériques selon que vous utilisez du courant ou de la tension. Cela dépend principalement de la structure du moteur utilisé (convertisseur de tension). L'onduleur utilise une tension de petite et moyenne puissance. La commande la plus couramment utilisée est la loi V / f .

L'énergie à fréquence variable est fournie par l'adaptateur DC-AC en général. La source d'entrée peut provenir du type de source de courant ou du type de source de tension. Lors du retrait du convertisseur, nous contrôlons [13] :

- Soit une commande directe avec réglage de la fréquence statorique ω_s et de la tension statorique V_s
- Soit une commande avec autopilotage qui asservit la fréquence statorique f_s et la tension V_s ou le courant I_s en réalisant $\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$ à l'aide d'un capteur mécanique de vitesse.

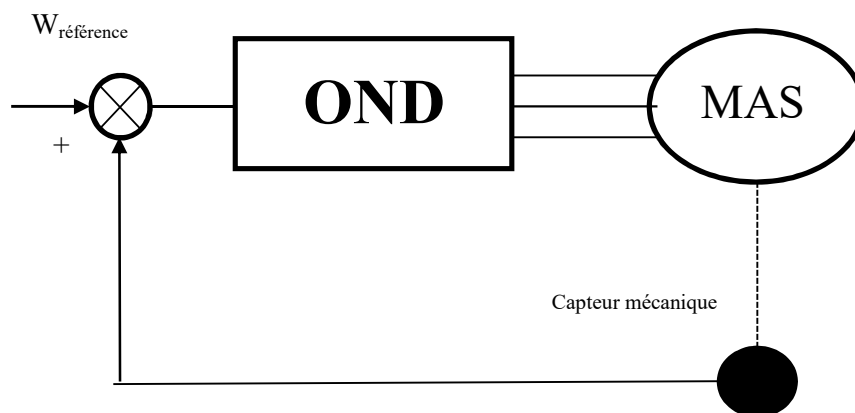


Figure (III.1): Réglage avec autopilotage

On définit le glissement g comme le rapport des pulsations rotoriques et statoriques

$g = \frac{\omega_r}{\omega_s}$. Les différentes pulsations sont reliées par la relation d'autopilotage suivante:

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{gl} \quad (\text{III.1})$$

III.3 Modélisation de la machine asynchrone en régime permanent

Montrer les principes généraux du réglage du couple Machine électromagnétique asynchrone, nous adopterons un modèle de diagramme sinusoïdal permanent utilisant une notation vectorielle complexe. Le contrôle de vitesse plus simple, appelé "V / F", vous permet de modifier largement la vitesse de la machine. Les équations qui calculent le couple et prédisent les points de fonctionnement sont basées sur le modèle "fixe" de la machine. Pour l'équation du modèle de machine, nous supposons les hypothèses du chapitre II.

III.3.1. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

Si les tensions d'alimentation de la machine asynchrone sont triphasées équilibrées et sinusoïdales, on peut les écrire selon la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{as} = V_s \cos(\omega_s t) \\ V_{bs} = V_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = V_s \cos(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En choisissant de fixer repère d-q au champ tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$

l'équation (III.2) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = U_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ V_{qs} = U_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

En utilisant la notation complexe $X = X_d + jX_q$, les grandeurs électriques peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) - \omega_s(\phi_{qs} - j\phi_{ds}) \\ \overline{V}_r = V_{dr} + jV_{qr} = R_r(I_{dr} + jI_{qr}) + \frac{d}{dt}(\phi_{dr} + j\phi_{qr}) - \omega_r(\phi_{qr} - j\phi_{dr}) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

D'où

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s + j\omega_s \overline{\phi}_s \quad (\text{III.5})$$

$$\overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r + j\omega_r \overline{\phi}_r \quad (\text{III.6})$$

En régime permanent on a :

$$\frac{d}{dt} \overline{\phi}_s = 0, \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r = 0$$

Par conséquent l'équation s(II.5) et (II.6) devient :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s + j\omega_s \overline{\phi}_s \\ \overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r + j\omega_r \overline{\phi}_r = 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Equation de flux magnétique

$$\begin{cases} \overline{\phi}_s = L_s \overline{I}_s + M_{sr} \overline{I}_r \\ \overline{\phi}_r = L_r \overline{I}_r + M_{sr} \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En utilisant les équations(III.7) et (III.8) on peut écrire les grandeurs électriques :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s L_s \overline{I}_s + j\omega_s M_{sr} \overline{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \overline{I}_r + j\omega_s L_r \overline{I}_r + j\omega_s M_{sr} \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.3.2 Schéma électrique équivalent de la Mas:

Les équations (II.9) peuvent être représentées par le schéma électrique équivalent suivant :

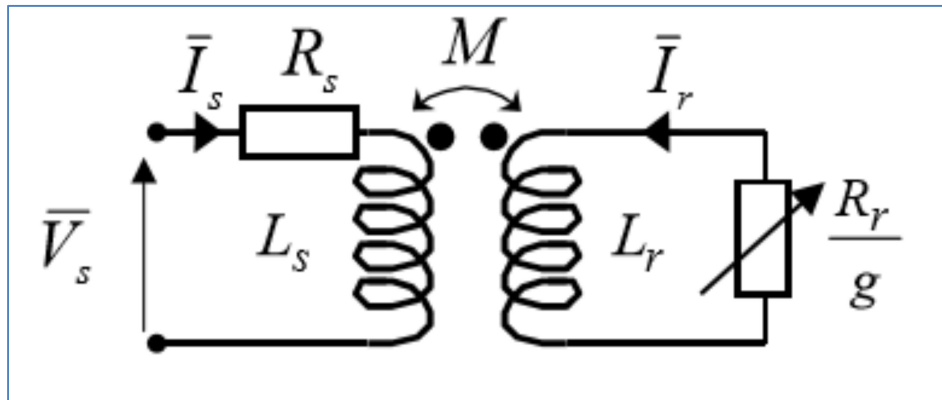


Figure (III.2) : Schéma par phase en régime permanent

On peut ramener ce schéma au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor ($Nr\omega_s$) :

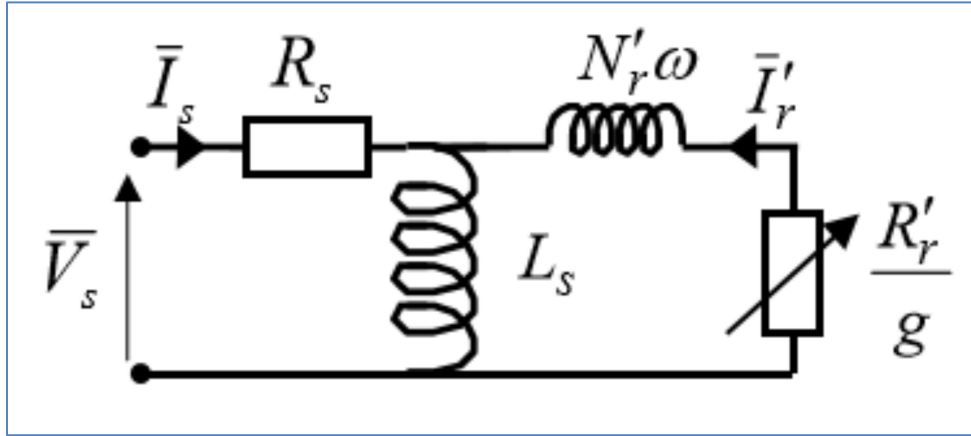


Figure (III.3) : schéma équivalent au stator avec les fuites magnétiques totalisées au rotor

$$\text{Avec : } \begin{cases} N_r = \sigma L_r = L_r - \frac{M}{L_s} \\ N'_s = N_r \left(\frac{L_s}{L_m} \right)^2 \\ R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{L_m} \right)^2 \\ \bar{I}'_r = \left(\frac{L_m}{L_s} \right) \bar{I}_r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

III.3.3 Expression de Couple

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} p L_m \text{Im}(\bar{I}_s \bar{I}_r^*) \quad (\text{III.11})$$

A partir des équations (III.10), (III.11) on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left(\frac{L_m}{L_s} \right)^2 \phi_s^2 \frac{\omega_r}{R_r \left(1 + \left(\frac{\sigma \omega_r L_r}{R_r} \right)^2 \right)} \quad (\text{III.12})$$

III.4 Control scalaire en tension:

III.4.1 La loi de commande [15]

Etudions le comportement de la machine asynchrone en régime permanent, la tension d'alimentation est exprimée par la relation :

$$\bar{V}_s = \frac{R_s}{1 + j \frac{L_r}{R_r} \omega_r} \left[\left(1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_s \omega_r \right) + j \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s \right) \right] \bar{I}_s \quad (\text{III.13})$$

Le module de la tension statorique est alors :

$$V_s = \phi_s \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\frac{\left(1 - \sigma \frac{L_s L_r}{R_s R_r} \omega_r \omega_s\right)^2 + \left(\frac{L_r}{R_r} \omega_r + \frac{L_s}{R_s} \omega_s\right)^2}{1 + \left(\frac{\sigma \omega_r L_r}{R_r}\right)^2}} \quad (\text{III.14})$$

Cette relation reste valable entre les valeurs efficaces des tensions et flux statoriques. Elle constitue le principe des lois de commande à flux constant des machines alimentées en tension. On choisit de maintenir, si possible, le flux à sa valeur nominale deux modes de commande sont possibles :

1- Une commande par contrôle de la fréquence statorique ω_s et du courant ou de la tension statorique.

2- Une commande avec autopilotage et contrôle de la pulsation des courants rotoriques ω_r

La loi de commande (III.16) permet de maintenir le flux constant, mais elle est trop complexe, pour être exploitée sans moyen de calcul puissant. Elle doit être simplifiée.

➤ Si la pulsation rotorique est très faible ($\omega_r = 0$), alors :

$$V_s = \phi_s \omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s}\right)^2} \quad (\text{III.15})$$

➤ Si, de plus, R_s est négligeable, alors :

$$V_s = \phi_s \omega_s \quad (\text{III.16})$$

Ce qui caractérise une loi de commande en $V_s/f_s = \text{constante}$. Si la fréquence statorique f_s diminue, alors les réactances de flux de fuite décroissent, par contre la chute de tension ohmique ne peut pas être négligée. On compense alors en ajoutant un terme de tension V_0

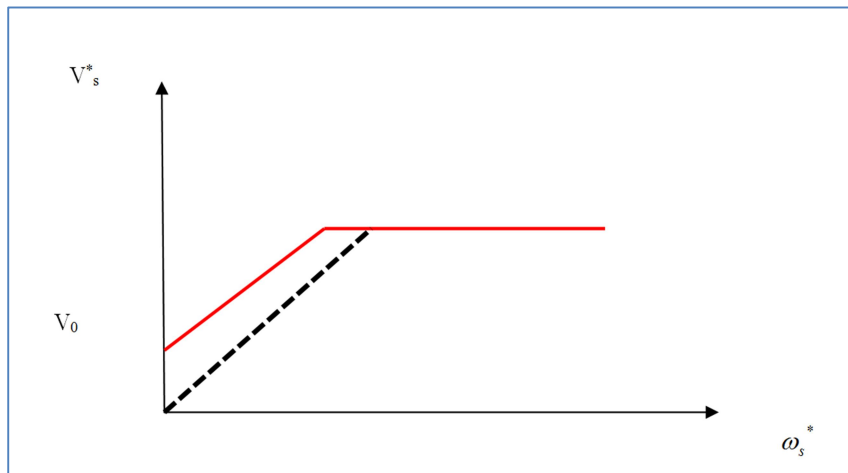


Figure (III.4) : caractéristique (V/f)

On ajoute souvent un terme correctif pour prendre en compte la pulsation rotorique :

$$V_s = \phi_s (\omega_s + K\omega_r) \quad (\text{III.22})$$

$$\text{Avec } K = \frac{R_s L_r}{R_r L_s}$$

Pour améliorer le comportement en basse fréquence on peut utiliser la loi suivant :

$$V_s = \phi_s \left(\omega_s \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_s} \right)^2} + K\omega_r \right) \quad (\text{III.23})$$

Les lois précédentes assurent un maintien du module du flux en régime permanent en régime transitoire elles provoquent des oscillations de flux donc du couple.

III.5 Calcul de régulateur

III.5.1. Régulateur de vitesse avec PI

La régulation de la vitesse mécanique est réalisée à l'aide du régulateur PI. Le régulateur PI permet de contrôler la rapidité de la MAS et l'élimination de l'erreur statique en position. En effet l'objectif de la régulation est que le rotor atteigne la vitesse de référence en un temps donné. La dynamique désirée du système régulé en boucle fermée assure aussi sa stabilité. Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (III.5) suivante :

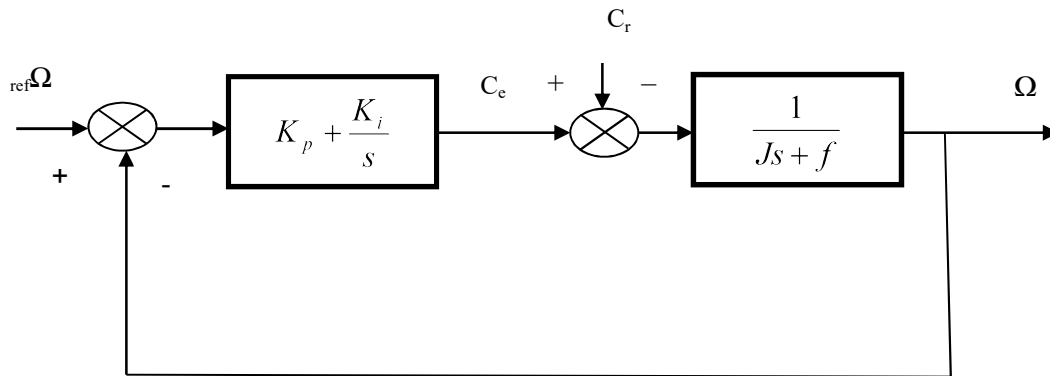


Figure (III.5): schéma-bloc de régulation de vitesse

L'équation en boucle ouverte sans régulateur est définie par l'équation :

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + f} (C_e - C_r) \quad (\text{III.24})$$

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} + \Omega) - \frac{1}{Js + f} C_r \quad (\text{III.25})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + K_i} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_p + f)s + K_i} C_r \quad (III.26)$$

L'équation caractéristique (de poursuite et de régulation) possède une dynamique du 2eme ordre. En poursuite ($C_r = 0$) on écrira :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{(K_p + f)}{K_i} s + 1} \quad (III.27)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique 2eme ordre, dont la forme canonique normalisée :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{w_n} s^2 + \frac{2\xi}{w_n} s + 1} \quad (III.28)$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{w_n^2} \\ \frac{(K_p + f)}{K_i} = \frac{2\xi}{w_n} \end{cases} \quad (III.29)$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement

$tr_{5\%}$: Temps de réponse (s)

w_n : Fréquence propre d'oscillation $w_n = \left(\frac{3}{\xi * t_{r5\%}} \right)$

$$\begin{cases} K_i = w_n^2 * J \\ K_p = \frac{2\xi * K_i}{w_n} - f \end{cases} \quad (III.30)$$

III.6. Simulation de la commande scalaire de la MAS:

III.6.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats.

Nous avons simulée la machine asynchrone pilotée par un contrôle scalaire et alimentée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en plusieurs mode de fonctionnement à savoir : à vide, en charge, et avec la variation de la vitesse de rotation.

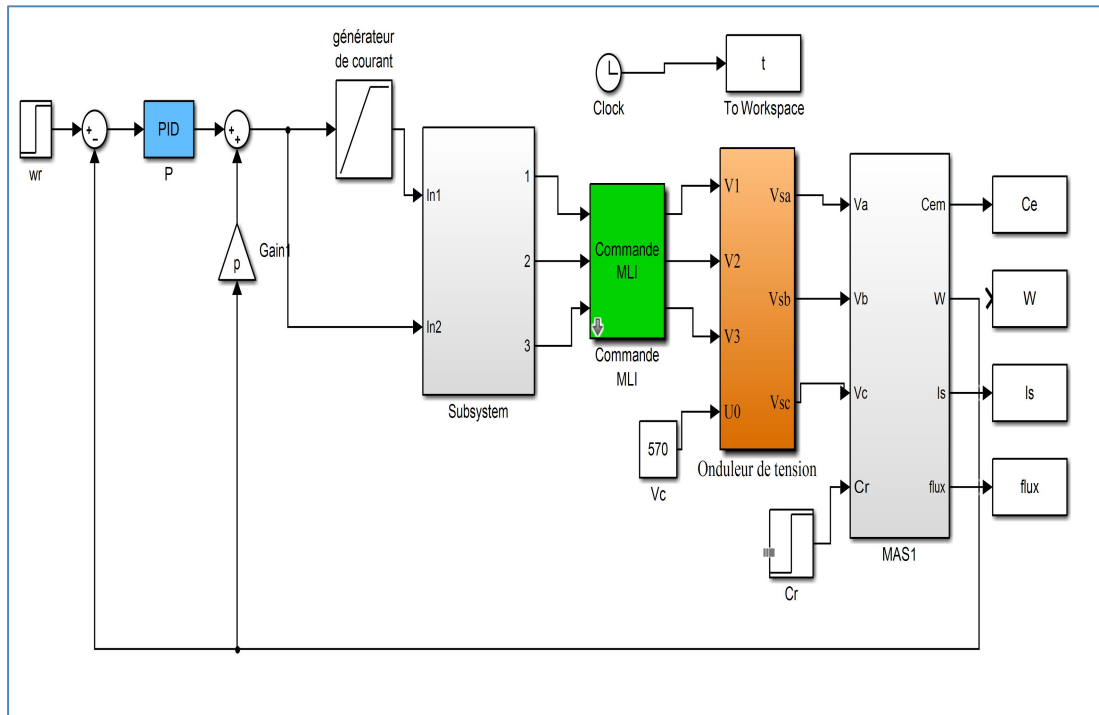
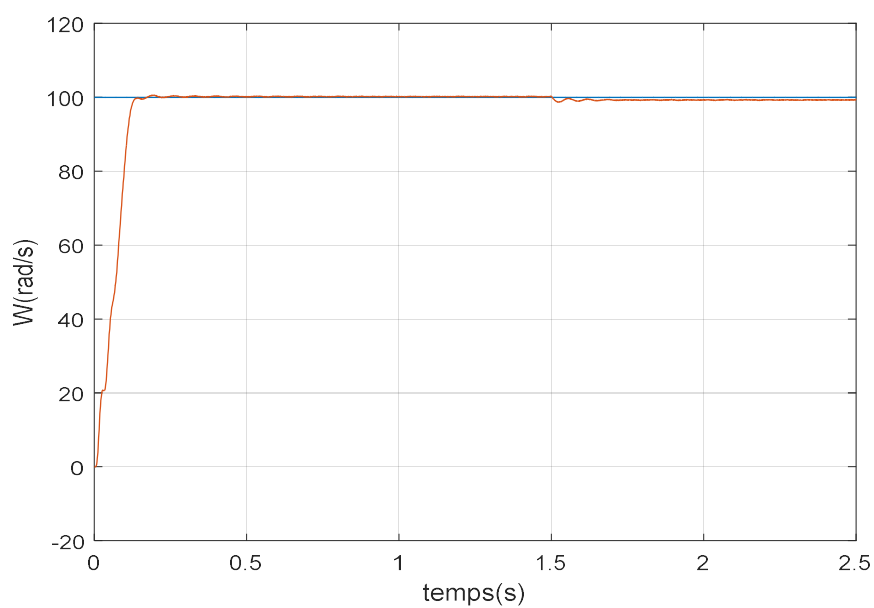
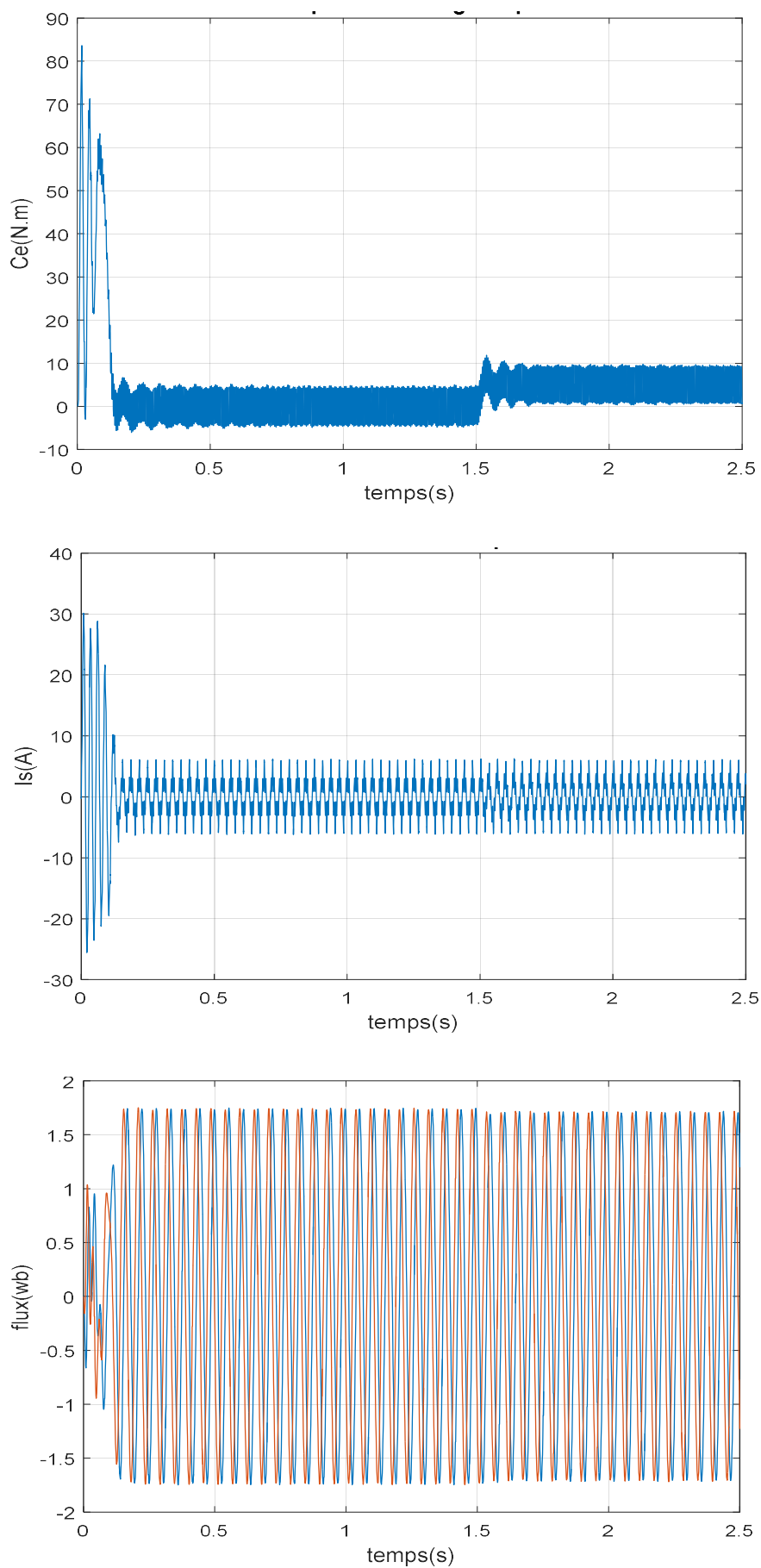


Figure III.4: Modèle Matlab/Simulink de la commande scalaire de la machine Asynchrone



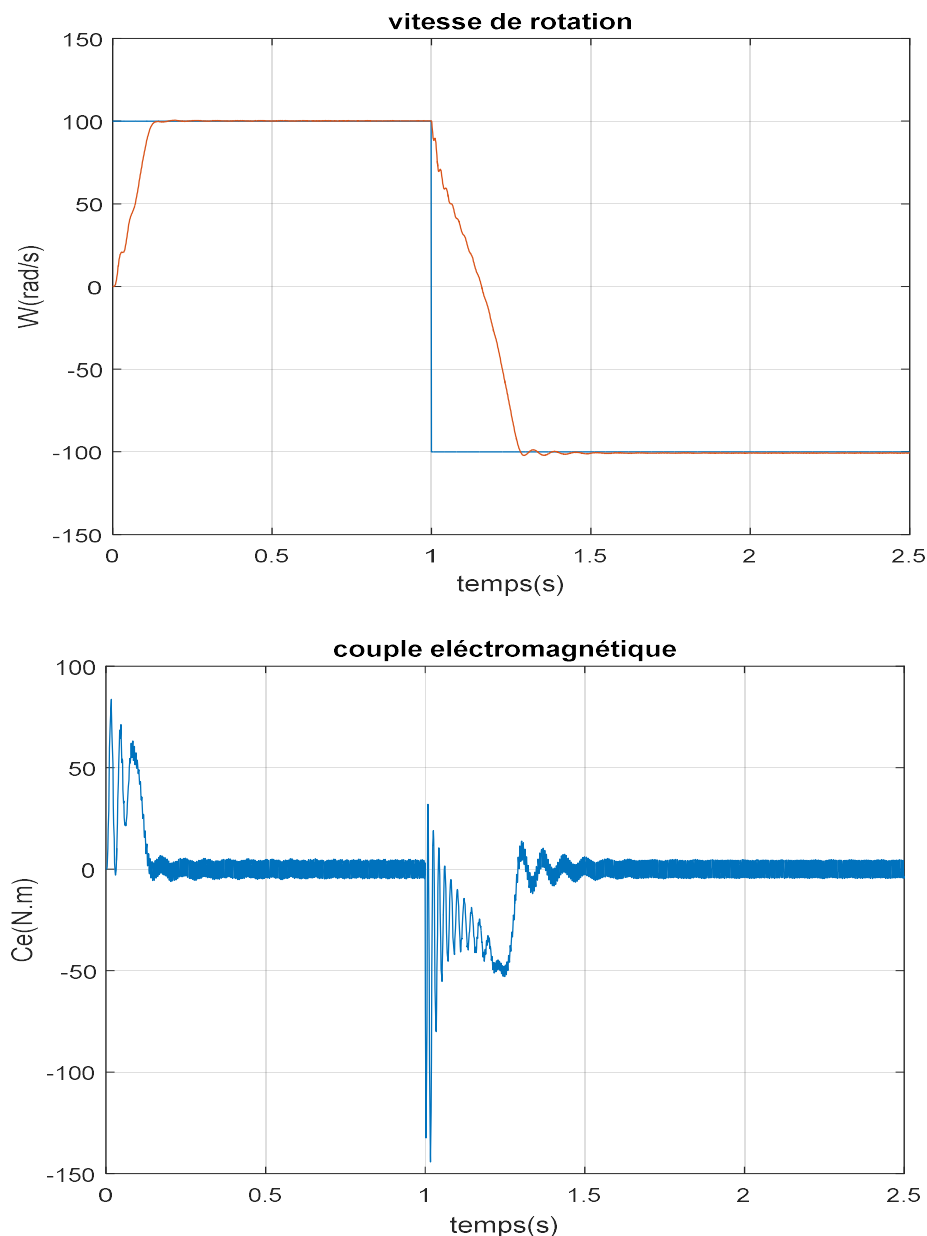
**Figure III. 5:**Essai en charge nominale après un démarrage à vide

III.6.2. Interprétation des résultats :

La figure (III.5) représente la simulation d'un démarrage de la machine à vide, et après l'établissement du régime permanent (à $t=1.5$ s) on applique une charge de couple résistant de valeur 5 N.m. Après un régime transitoire de 0.2 seconde, la vitesse de rotation s'élève à sa valeur de référence 100 rad/s. Le flux est affecté par la variation du couple, c'est l'effet du couplage couple –flux.

III.6.3. Essai avec la variation de vitesse :

Afin de tester la robustesse de la commande scalaire vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de +100 rad/sec à -100 rad/sec après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (III.6)



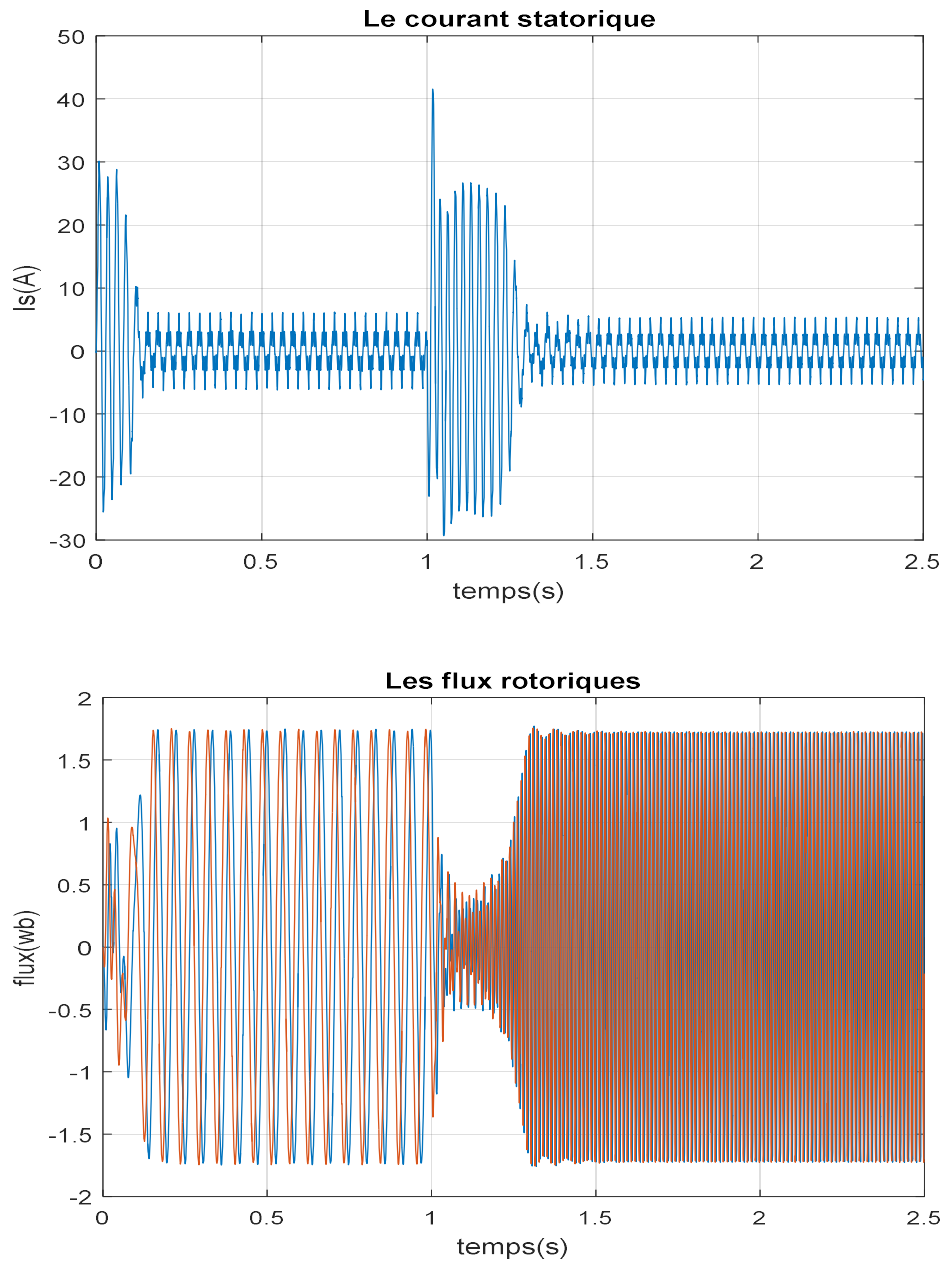


Figure III. 6: Résultats de Simulation avec la variation de vitesse de référence.

III.7. Conclusion:

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté les concepts de base de la commande scalaire. On a présenté les résultats des simulations de la MAS avec et sans onduleur de tension et la commande scalaire sur logiciel Matlab.

La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôle parfait de la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation ω_s constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

La machine asynchrone a une construction simple, et connue par la simplicité d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse, elle est très couramment utilisée comme moteur pour les grandes puissances. Dans ce mémoire nous sommes intéressés au premier degré à la commande scalaire en tension de la machine asynchrone.

Au début de ce travail, on a présenté la modélisation de moteur asynchrone, la modélisation est effectuée en tenant compte des hypothèses simplificatrices parce que le modèle présenté entre les grandeurs statoriques et rotoriques contient un fort couplage, donc une complexité des lois de contrôle de cette machine.

En seconde partie, on a étudié la commande scalaire en tension de la *MAS* où le couple électromagnétique et le flux statorique sont à la fois fonction des courants ou bien de tension et de la fréquence d'alimentation, ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée :

Puissance = 1.5kW

$R_s = 5.35 \, \Omega$

$R_r = 4.05 \, \Omega$

$L_r = 0.5763 \, \text{H}$

$L_s = 0.5763 \, \text{H}$

$P=2$

$M=0.556 \, \text{H}$

$J= 0.0498 \, \text{Kg.m}^2$

$f= 0.0025 \, \text{N.m.s/rad}$

Bibliographiques

Bibliographiques

- [1] S. Zaidi, “ Commande non linéaire du moteur à induction”, Mémoire de Magister, Université de Batna.
- [2] O. Ondel, “Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur – machine asynchrone ”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon Octobre 2006.
- [3] A. Dissa, “ Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire”, Mémoire de magister, Université de Batna.
- [4] A. Hamadou & A. Nessissen, “ Modélisation numérique d’un moteur asynchrone à cage d’écureuil ”, Mémoire de Master, Université Djilali Bounaama – Khemis Miliana, 2015.
- [5] C. Canudas de wit, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1," Hermis science Publications, Paris 2000.
- [6] T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the low range,"The European Power Electronics association, pp. 485-488, 1993.
- [7] K.KOUZI «Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse par un réglage PI-Flou à Gains-Flou Adapté à un observateur d'état par modes de glissement » Thèse de magistère, université de Batna.
- [8] lamri louze, « Production décentralisée de l'énergie électrique : Modélisation et contrôle d'une génératrice asynchrone auto excitée » par
- [9] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [10] G.Ciccarela, M.Dlla Mora, A.Germani, "A Luenberger-Like observer For Non linear systems",Int.J.Control, vol.57,n.3, 1993.
- [11] O. Fadli, “ Modélisation et commande non linéaire de l’association : machine synchrone à aimants permanents- onduleur de tension à trois niveaux”, Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.
- [12]- BOUDOUH SOFIAN “Commande scalaire de la machine asynchrone avec

- l'injection de l'harmonique 3 '' mémoire du master, univ mentourie constantine 2011.
- [13]: A MEROUFEL. Contrôle De La Machine Asynchrone. Université Djillali Liabés Sidi Bel- ABBES. 2009.
- [14] : L. BAGHLI. Modélisation et Commande de la machine aynchrone. Notes de Cours. IUFM De Lorraine.2003\2004.
- [15] : MANIR HADEF. Commande Electrique. Notes De Coures. Université De Jijel. 2015.
- [16] : MIHOB YUCEF. Commande de Flux Adaptative De La Machine Asynchrone. Thèse de Doctorat. Oran. 2012
- [17] : Robert Chauprade, Francis Milsant, Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », France 1980,200 pp. 86-92.
- [18] : Claude CHEVASSU Grégory VALENTIN : Machines asynchrones, Cours et Problèmes, version du 21 septembre 2014.
- [19] : Fiche technique du constructeur Alstom, sur le site alstom.com, archivé par wikiwix.