

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



**Centre Universitaire d'EL-Oued
Institut des Sciences et de Technologies**



**Mémoire de Fin d'Etude
Présenté pour l'obtention du diplôme de**

LICENCE ACADEMIQUE

**Domaine : Sciences et de Technologies
Filière: Génie Électrique
Spécialité: Contrôle et Diagnostic des Systèmes Électriques**

Thème

**Modélisation et Simulation d'une
Machine Asynchrone à Cage à L'aide du
Logiciel MATLAB**

Rédiger par:
Mr.Ridha Kechida

Réaliser par:
Messai Mohammed Ibrahim
Radouani Mohammed Mokhtar

Soutenu le 10 Juin 2012

Remerciement

Nous exprimons nos profondes remerciements à notre encadreur monsieur R.KECHIDA, pour la grande bienveillance qu'il nous a accordé et pour leur efficaces et précieuse aides, et pour avoir guider notre pas pour ses conseils et suggestions précieuses et pour ces encouragement incessants durant tout le long de la réalisation de ce mémoire.

Nous remercions également tous les membres du jury d'avoir accepter du jurer ce travail.

Enfin, nos remerciement à toute personne ayant participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

DEDICACE

*Je remercie bien DIEU tout puissant de m'avoir accorder le
courage*

Je dédie ce mémoire:

*A mon cher et adorable père pour tout le sacrifice qu'il consenti
afin de m'assurer de sa totale et constante présence durant tous les
cycles scolaires*

*A ma chère et incomparable mère qui est l'insigne de la tendresse;
je te suis reconnaissant pour ton amour, ton affection, ta tendresse
et ton aide morale*

A mes chers frères et sœurs.

A tous mes amis

Symboles et notations

a_s, b_s, c_s	indice des phases statoriques
a_r, b_r, c_r	indice des phases rotoriques
d, q	indices pour les composantes de Park directe et en quadrature respectivement
α, β	indices pour les composantes de Clarke directe et en quadrature respectivement
P	matrice de Park normalises
t	temps [s]
v	tension [v]
i	Courant [A]
ϕ	Flux [Wb]
Ω	Vitesse rotation mécanique [rd/s]
ω_r	Vitesse rotation électrique ($\omega_r = p\Omega$) [rd/s]
C_{em}	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
L_{as}	Inductance propre d'une phase de stator [H]
L_{ar}	Inductance propre d'une phase de rotor [H]
M_{as}	Inductance mutuelle entre deux phases de stator [H]
M_{ar}	Inductance mutuelle entre deux phases de rotor [H]
L_s	Inductance propre cyclique statorique [H]
L_r	Inductance propre cyclique rotorique [H]
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]
R_s	Résistances statorique [Ω]
R_r	Résistances rotorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux [SI] ou [Nm.s/rd]
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kgm^2]
p	Nombre de paire de pôles
T_s	Constant de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
MLI	Modulation de largeur d'impulsion

Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Sommaire	
Symboles et notations	
Introduction générale	

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction.....	1
1.2 Caractéristiques générales.....	1
1.3 Description.....	2
1.4 Equation de la machine asynchrone triphasée.....	3
1.4.1 Equations électriques.....	3
1.4.2 Equations magnétiques.....	4
1.5 Equation de la machine biphasée équivalente.....	5
1.5.1 Transformation de Park.....	5
1.5.2 Equations électriques et magnétiques.....	6
1.5.3 Equation mécanique.....	7
1.6 Définition des différents référentiels.....	9
1.7 Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	10
1.7.1 Modèle d'état continu.....	10
1.7.2 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	10
1.7.3 Transformation de Clarke.....	14
1.7.4 Transposition des équations électriques et mécanique au repère de Clarke lié au stator.	14
1.8 Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
1.8.1 Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.....	18
1.9 Conclusion.....	20

Chapitre 2 : Simulation de la machine Asynchrone

2.1 Introduction.....	21
2.2 Présentation du logiciel de travail.....	21
2.2.1 Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.....	21

2.3 Résultats de la simulation.....	23
2.3.1 Machine alimente tension simple.....	22
2.3.2 Interprétation des résultats	25
2.3.3 Machine alimente par onduleur triphasé.....	26
2.3.4 Interprétation des résultats	27
2.4 Conclusion.....	28
Conclusion générale	29
Annexe	30
Bibliographie	31

Introduction générale

Le moteur asynchrone est de loin, le moteur le plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il existe plusieurs types de moteurs asynchrones : monophasé, triphasé à cage, triphasé à rotor bobiné.

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi les quels MATLAB/SIMULINK, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires. Dans ce travail, nous présenterons le principe de modélisation et de simulation d'une machine électrique: le moteur asynchrone à cage d'écureuil. Ce dernier, grâce /aux nombreux avantages qu'il procure par rapport aux autres types de moteurs électriques.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A CAGE

1.1 Introduction

Le moteur asynchrone est de loin, le moteur le plus utilisé dans toutes les applications industrielles ou domestiques, du fait de sa facilité d'installation, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il existe plusieurs types de moteurs asynchrones : monophasé, triphasé à cage, triphasé à rotor bobiné [1].

1.2 Caractéristiques générales

Le moteur asynchrone, fréquemment appelé moteur à induction, comporte :

- un enroulement polyphasé inducteur, réparti sur une armature cylindrique et parcouru par un système de courants polyphasés qui engendre un champ tournant.
- un second enroulement polyphasé, placé coaxialement de façon qu'il soit balayé par le champ tournant qui y induit un deuxième système de courants polyphasés.
- De l'action du champ tournant inducteur sur les courants induits (qui créent à leur tour un champ tournant secondaire ayant la même vitesse angulaire que le champ inducteur) naît un couple électromagnétique dont la valeur moyenne n'est, en règle générale, pas nulle. Normalement l'enroulement **inducteur** est fixe (**stator**), l'enroulement **induit** est mobile (**rotor**), sauf dans quelques cas particuliers de fonctionnement où ce dernier enroulement est fermé sur lui-même, les courants induits n'en sortent pas.
- Il résulte, du principe même du moteur asynchrone que le rotor soumis à son seul couple électromagnétique ne peut tourner à une vitesse angulaire égale à celle du champ tournant inducteur (dite **vitesse de synchronisme**) : si, par un artifice quelconque, on le portait à cette vitesse, il ne serait plus balayé par le champ statorique, donc ne serait plus le siège de courants induits, et par suite ne serait plus soumis au couple qui en résulte ; il tendrait à ralentir, jusqu'à ce que les courants induits atteignent une amplitude suffisante pour créer un couple égal, et de signe contraire, au couple mécanique s'opposant à la rotation. Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le **glissement g**, qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme N_s et sa vitesse réelle N . [1]

La modification de la machine asynchrone ne peut se faire que dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ❖ la machine est symétrique à entrefer constant.
- ❖ l'effet d'encoche et les effets de dentures sont négligés.
- ❖ l'induction dans l'entrefer a une répartition spatiale sinusoïdale.
- ❖ le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui signifie que les flux sont des fonctions linéaires des courants.
- ❖ la densité surfacique des courants dans les conducteurs est uniforme, l'influence de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- ❖ les pertes fer par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.

1.3 Description

La machine asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure (1.1) dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, dans l'hypothèse bipolaire. Il sera toujours possible de passer à une machine 2p-polaire par transformation convenable de l'équation du couple. Les armatures magnétiques du stator et de rotor sont toutes deux cylindriques, donc séparées par un entrefer constant, et munies chacune d'un enroulement triphasé. Nous avons les définitions angulaires suivantes, dans le sens trigonométrique.[2]

$$\left\{ \begin{array}{l} (oas,od) = \theta_s \\ (obs,od) = \theta_s - \frac{2.\pi}{3} \\ (ocs,od) = \theta_s - \frac{4.\pi}{3} \\ (oar,od) = \theta_{s1} \\ (obr,od) = \theta_{s1} - \frac{2.\pi}{3} \\ (ocr,od) = \theta_{s1} - \frac{4.\pi}{3} \\ (od,oq) = \frac{\pi}{2} \end{array} \right. \quad (1.1)$$

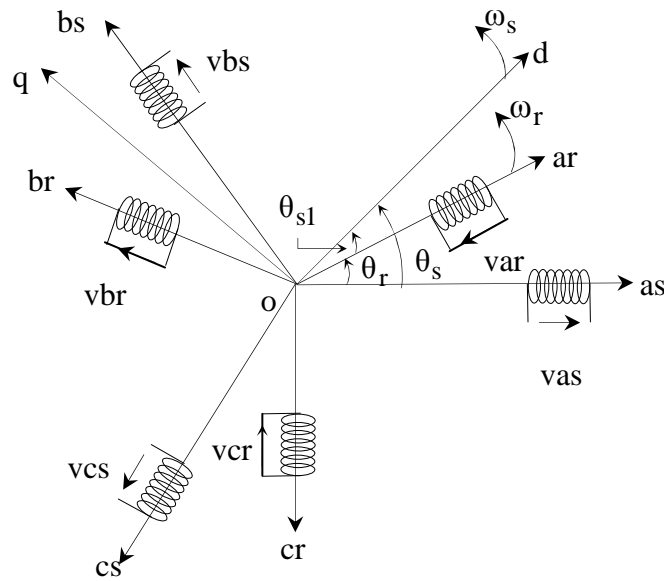


Figure 1 .1: Représentation schématique d'une machine Asynchrone

Les trois enroulements de phase du stator " as ", " bs ", " cs " sont représentés schématiquement au droit de leurs axes magnétiques respectifs, ainsi que les trois enroulements du rotor " ar ", " br ", " cr ", nous transformons les équations par l'utilisation de deux axes perpendiculaires " od " (polaire ou longitudinal) et " oq " (interpolaire ou transversal), mais la position et le mouvement de l'axe " od " ne sont pas fixés. La vitesse angulaire " ω_r " est obtenue par :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{sl}}{dt} \quad (1.2)$$

1.4 Equation de la machine asynchrone triphasée

1.4.1 Equations électriques

Les six enroulements " as ", " bs ", " cs ", " ar ", " br " et " cr " figure 1.1 obéissent aux équations électriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

1.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées dans l'introduction de ce chapitre conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants à partir des notations suivantes :

L_{as} : Inductance propre d'une phase du stator.

M_{as} : Inductance mutuelle entre deux phases du stator.

L_{ar} : Inductance propre d'une phase du rotor.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor.

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

1.5 Equation de la machine biphasée équivalente

1.5.1 Transformation de Park

Pour simplifier la représentation des équations électriques (1.3) et (1.4), on introduit la transformation de **Park** normalisée qui est obtenue à l'aide de la matrice **P** suivante ;

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Le coefficient $\sqrt{2/3}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété $P^{-1} = P^T$. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

x : ce sont des variables statoriques ou rotoriques tension, courant ou flux.

o : indice de l'axe homopolaire.

La matrice inverse de la transformation de **Park** normalisée a pour expression :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

D'où les transformations inverse des variables

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

La transformation de **Park** normalisée consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes " d " et " q " .

1.5.2 Equations électriques et magnétiques

Les équations (1.1), (1.2) et (1.3), (1.4) donnent alors lieu aux systèmes suivants :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

En posant :

$L_s = L_{as} - M_{as}$: Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: Inductance propre cyclique du rotor.

$M_{sr} = M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

ω_s : Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au stator.

ω_r : Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$: Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au rotor.

Le changement de variables peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs " ds ", " qs ", " dr ", " qr ", dont les axes magnétiques sont liés aux axes " d " et " q " figure 1.2 , mais dont les conducteurs restent liés aux armatures qui les supportent.

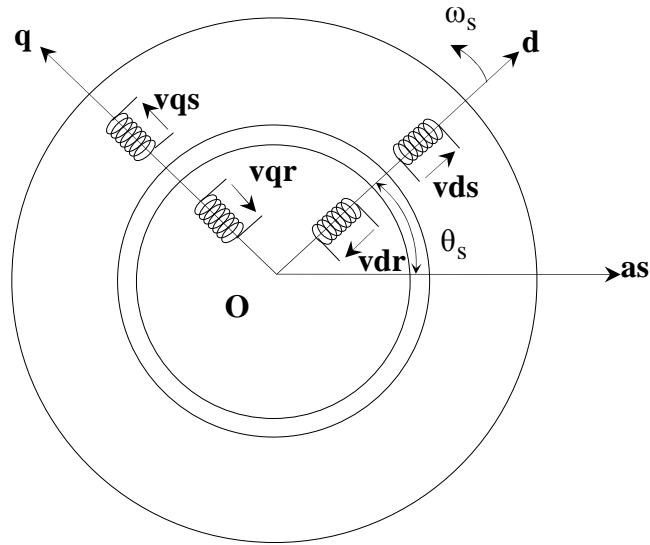


Figure 1.2 interprétation physique de la transformation de **Park** normalisée

Remarque :

Dans les équations électriques précédentes (1.10) à (1.13), nous n'avons pas fait figurer les composantes d'indice " o ", qui n'interviennent que dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique, leurs équations sont :

$$\begin{bmatrix} v_{os} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{os} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{os} \cdot i_{os} \\ L_{or} \cdot i_{or} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

avec :

$$\begin{cases} L_{os} = L_{as} + 2.M_{as} \\ L_{or} = L_{ar} + 2.M_{ar} \end{cases} \quad (1.15)$$

1.5.3 Equation mécanique

Dans le cas le plus fréquent, une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée, et l'enroulement du rotor est fermé en court-circuit. Cependant, dans ce paragraphe, nous allons nous placer dans le cas général où les tensions rotoriques aussi bien que statoriques ne sont pas nulles, les relations qui vont suivre sont indépendantes du choix de l'angle θ_s définissant les axes " d " et " q ".

Le stator étant considéré comme générateur, et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut :

$$P_e = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} - v_{ar} \cdot i_{ar} - v_{br} \cdot i_{br} - v_{cr} \cdot i_{cr} \quad (1.16)$$

Qui s'écrit, en appliquant la transformation de Park normalisée :

$$P_e = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} + 2 \cdot v_{os} \cdot i_{os} - v_{dr} \cdot i_{dr} - v_{qr} \cdot i_{qr} - 2 \cdot v_{or} \cdot i_{or} \quad (1.17)$$

Après

$$P_e = \left[i_{ds} \cdot \frac{d\phi_{ds}}{dt} + i_{qs} \cdot \frac{d\phi_{qs}}{dt} + 2 \cdot i_{os} \cdot \frac{d\phi_{os}}{dt} - i_{dr} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} - i_{qr} \cdot \frac{d\phi_{qr}}{dt} - 2 \cdot i_{or} \cdot \frac{d\phi_{or}}{dt} \right] \\ + \left[(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \frac{d\theta_s}{dt} + (\phi_{qr} \cdot i_{dr} - \phi_{dr} \cdot i_{qr}) \cdot \frac{d\theta_{sl}}{dt} \right] \\ + \left[R_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2 \cdot i_{os}^2) + R_r \cdot (i_{dr}^2 + i_{qr}^2 + 2 \cdot i_{or}^2) \right] \quad (1.18)$$

Le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée, le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine tandis que le troisième crochet représente les pertes joules. La puissance électromécanique s'écrit donc:

$$(\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{sl}}{dt} \right) = (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \cdot \omega_r \quad (1.19)$$

Nous obtenons le couple électromagnétique en divisant par ω_r

$$C_{em} = \phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds} \quad (1.20)$$

Pour une machine asynchrone multipolaire : si on considère l'angle électrique θ_r et la vitesse électrique ω_r ($\omega_r = p \cdot \Omega$, où Ω est la vitesse mécanique), obtenue en multipliant leurs homologues géométriques et mécaniques par le nombre de paires de pôles p , les équations électriques sont inchangées, et l'équation du couple électromagnétique ainsi que l'équation du mouvement s'écrivent :

$$\begin{cases} C_{em} = \phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds} = \frac{p \cdot M_{sr}}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \\ \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (1.21)$$

Avec:

- J : Moment d'inertie du système.
- C_r : Couple résistant.
- f : Coefficient de frottement visqueux
- C_{em} : Couple électromagnétique.

1.6 Définition des différents référentiels

Il existe trois systèmes d'axes de référence ayant des spécificités distinctes :

- ❖ si le référentiel tourne à la vitesse de synchronisme $\omega_s = 2\pi f$, on obtient un système électrique purement continu qui est très bien adapté aux techniques d'identification. Cependant la position du champ tournant doit être reconstituée à chaque instant d'échantillonnage, ce qui rend le temps de calcul prohibitif et complique inutilement le problème envisagé.[3]

- ❖ si le référentiel est fixe par rapport au rotor $\omega_s = \omega_r$, les signaux électriques sont alors quasi-continus. La pulsation des grandeurs électriques est alors égale à $g\omega_{syn}$ (où $g = \frac{\omega_{syn} - \omega_r}{\omega_{syn}}$ est le glissement de la machine, et $\omega_{syn} = 2\pi f$) qui est faible dans les conditions réelles de fonctionnement. Lorsqu'on a accès à la position mécanique, ce repère est privilégié du fait de la quasi-continuité des grandeurs électriques.

- ❖ si le référentiel est fixe par rapport au stator $\omega_s = 0$, on obtient un système électrique où les grandeurs statoriques sont purement alternatives (aucune translation de spectre). La simulation de la machine asynchrone dans ce repère n'exige donc aucune connaissance de la position du rotor, ce qui constitue un avantage pour la commande sans capteur de position. L'inconvénient majeur est la manipulation de signaux fortement non-stationnaires ce qui peut engendrer, dans une optique d'identification paramétrique, une variance plus importante des paramètres, néanmoins l'estimateur de Kalman étendu est conçu pour résoudre ce genre de problème.

1.7 Modèle dynamique de la machine asynchrone

1.7.1 Modèle d'état continu

Le principe de l'identification paramétrique fait référence à un modèle continu du processus sous représentation d'état. Il est donc nécessaire de mettre le modèle de la machine asynchrone sous forme d'état.

La rigueur voudrait que le modèle continu de la machine asynchrone considère la vitesse mécanique comme une variable d'état, ce qui aurait pour conséquence d'augmenter l'ordre de la représentation d'état. On obtiendrait donc un modèle non linéaire dans lequel apparaîtraient des produits entre variables d'état.

Pour la plupart des applications industrielles de la machine asynchrone, l'inertie des parties tournantes est grande. Par conséquent, les variables mécaniques sont généralement des grandeurs lentement variables devant les autres grandeurs électriques de la machine.

La vitesse de rotation peut donc être considérée comme constante entre deux instants d'échantillonnage. Ainsi, au lieu d'avoir un modèle d'ordre 5 non linéaire, celui-ci est d'ordre 4 et non stationnaire, et la vitesse est prise en compte en tant que mesure [3].

1.7.2 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

Si la machine asynchrone à cage est alimentée par une source de tension, le modèle mathématique de la machine s'écrit sous la forme d'une **équation d'état non linéaire**, dans un repère (d, q) quelconque tournant à la vitesse ω_{dq} , où $\omega_{dq} = \omega_s$ [4].

$$\begin{cases} \dot{x} = A_v(\omega_r, \omega_{dq}).x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (1.22)$$

avec

$$u = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T \quad : \text{vecteur de commande} \quad (1.23)$$

$$y = [i_{ds} \quad i_{qs}] \quad : \text{vecteur de mesure} \quad (1.24)$$

On envisage la simulation de la machine asynchrone et l'estimation de certains de ses paramètres en vue du diagnostic des défauts, plusieurs combinaisons de vecteurs d'états sont proposées :

$$\begin{aligned}
 x &= [\phi_{ds} \quad \phi_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega_r]^T \\
 x &= [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr} \quad \omega_r]^T \\
 x &= [\phi_{ds} \quad \phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad \omega_r]^T \\
 x &= [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr} \quad \omega_r]^T
 \end{aligned}
 \tag{1.25}$$

Pour une alimentation en tension, la matrice d'état $A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$ qui décrit la dynamique de la machine est carrée d'ordre (5×5)

La séparation des modes électrique et mécanique permet d'obtenir deux modèles : un modèle mécanique et un modèle électrique à 4 variables d'état et les matrices d'états sont d'ordre quatre.

Posons :

$$T_s = L_s / R_s \quad : \text{ constante de temps statorique}$$

$$T_r = L_r / R_r \quad : \text{ constante de temps rotorique}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r} \quad : \text{ est le coefficient de dispersion de Blondel.}$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [\phi_{sd} \quad \phi_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T, \tag{1.26}$$

alors les matrices

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent :

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{dq} & \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{R_s(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} \\ \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_r} & (\omega_{dq} - \omega_r) \\ 0 & \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma M_{sr}} & -(\omega_{dq} - \omega_r) & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \tag{1.27}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique :

$$C_e = p \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} (\phi_{d_r} \cdot \phi_{q_s} - \phi_{d_s} \cdot \phi_{q_r}) \quad (1.29)$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T, \quad (1.30)$$

alors les matrices

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent :

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{dq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_r \\ -(\omega_{dq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r) & -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r T_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} & \omega_{dq} - \frac{1}{\sigma} \omega_r \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r T_s} & -\omega_{dq} + \frac{1}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique:

$$C_e = p \cdot M_{sr} (i_{d_r} \cdot i_{q_s} - i_{d_s} \cdot i_{q_r}) \quad (1.33)$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{ds} \quad \phi_{qs}]^T \quad (1.34)$$

alors les matrices :

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent:

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & \omega_{dq} - \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ -(\omega_{dq} - \omega_r) & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & \omega_{dq} \\ 0 & -R_s & -\omega_{dq} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique :

$$C_e = p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (1.37)$$

Si le vecteur d'état est :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \quad (1.38)$$

alors les matrices :

$A_v(\omega_{dq}, \omega_r)$, B et C deviennent:

$$A_v(\omega_r, \omega_{dq}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & \omega_{dq} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_r \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr} T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_{dq} - \omega_r) \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -(\omega_{dq} - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

➤ L'équation de couple électromagnétique:

$$C_e = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{d_r} \cdot i_{q_s} - \phi_{q_r} \cdot i_{d_s}) \quad (1.41)$$

Notre choix s'est porté sur la dernière combinaison de variables d'état car la matrice A sera la plus simple lors du choix du référentiel ainsi que B et C par comparaison aux autres vecteurs.

1.7.3 Transformation de Clarke

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

où relation qui permet le passage d'un système triphasé en un système biphasé lié au stator,

avec, $[x_a \ x_b \ x_c]^T$: vecteur des variables statoriques ou rotoriques (courant, tension, ou flux)

$[x_\alpha \ x_\beta]$: vecteur des variables statoriques ou rotoriques (courant, tension ou flux) dans le système biphasé.

1.7.4 Transposition des équations électriques et mécanique au repère de Clarke

On a les équations électriques :

$$v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \quad v_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \quad (1.43)$$

$$v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \quad v_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} \quad (1.44)$$

Les équations magnétiques :

$$\phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M_{sr} i_{r\alpha}, \quad \phi_{r\alpha} = M_{sr} i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \quad (1.45)$$

$$\phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M_{sr} i_{r\beta}, \quad \phi_{r\beta} = M_{sr} i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \quad (1.46)$$

Equation de couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{p.M_{sr}}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.47)$$

Equation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f.\Omega) \quad (1.48)$$

Dans ce repère, la représentation d'état est donnée par

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x \end{cases} \quad (1.49)$$

où ;

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \quad : \text{Vecteur d'état,}$$

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T \quad (1.50)$$

$$u = [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T, \quad y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T : \text{entrée, et sortie de la machine}$$

Notre système est défini par le triplet des matrices A, B, C comme suit :

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & K.\omega_r \\ 0 & -\gamma & -K.\omega_r & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad (1.51)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

avec : $\gamma = \frac{-R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$; $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$; $K = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s \cdot L_r}$; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

1.8 Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur [5].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne:

$S_{a,b,c}=1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c}=0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure (1.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS

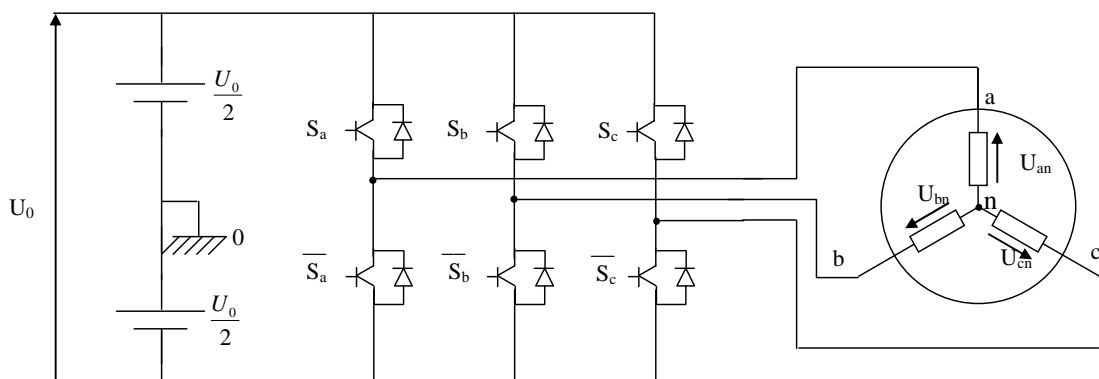


Figure 1.3: schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée figure (1.3) sont données par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (1.53)$$

U_{ao}, U_{bo}, U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (1.54)$$

U_{an}, U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1.55)$$

La substitution de (1.55) dans (1.54) aboutit à:

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (1.56)$$

En remplaçant (1.6) dans (2.5), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3} \cdot U_{ao} - \frac{1}{2} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3} \cdot U_{ao} + \frac{2}{3} U_{bo} - \frac{1}{3} U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3} \cdot U_{ao} - \frac{1}{3} U_{bo} + \frac{2}{3} U_{co} \end{cases} \quad (1.57)$$

On peut écrire le système d'équation (1.57), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2 \cdot S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2 \cdot S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2 \cdot S_c) \end{cases} \quad (1.58)$$

1.8.1 Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal modulatrice (dans notre travail est un signal sinusoïdal) avec un signal porteuse triangulaire, les sortie du comparateur est connectée aux interrupteurs ($S_{a,b,c}$).

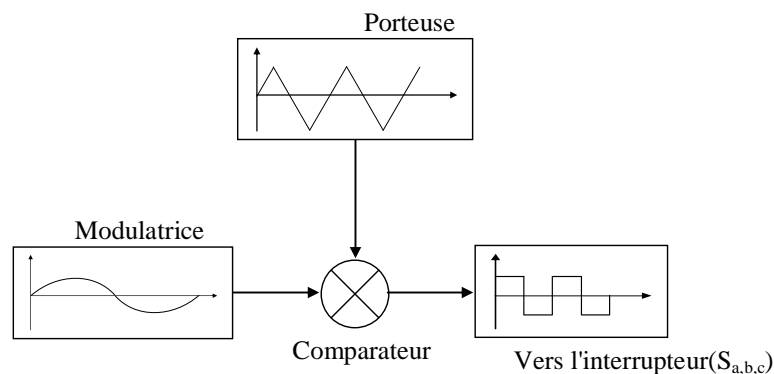


Figure 1.4: Schéma synoptique de MLI

Les figures 2.6, 2.7 représentent deux MLI générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz et 2kHz, avec le même signal sinusoïdal de référence. Ces MLI sont obtenues comme suit :

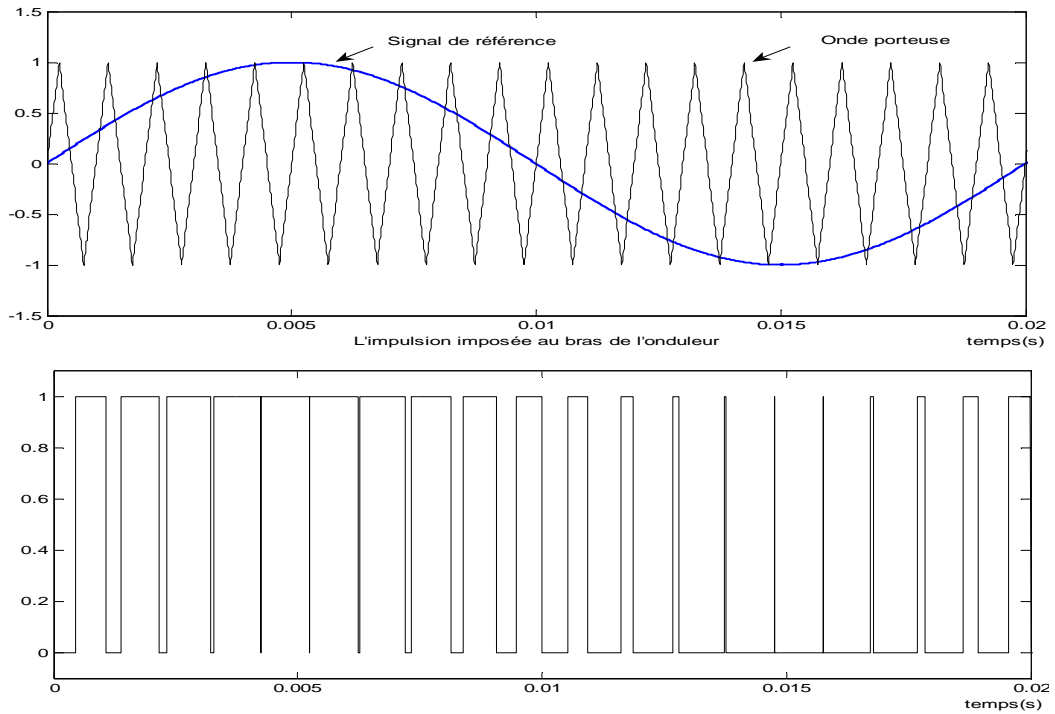


Figure 1.5: Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz

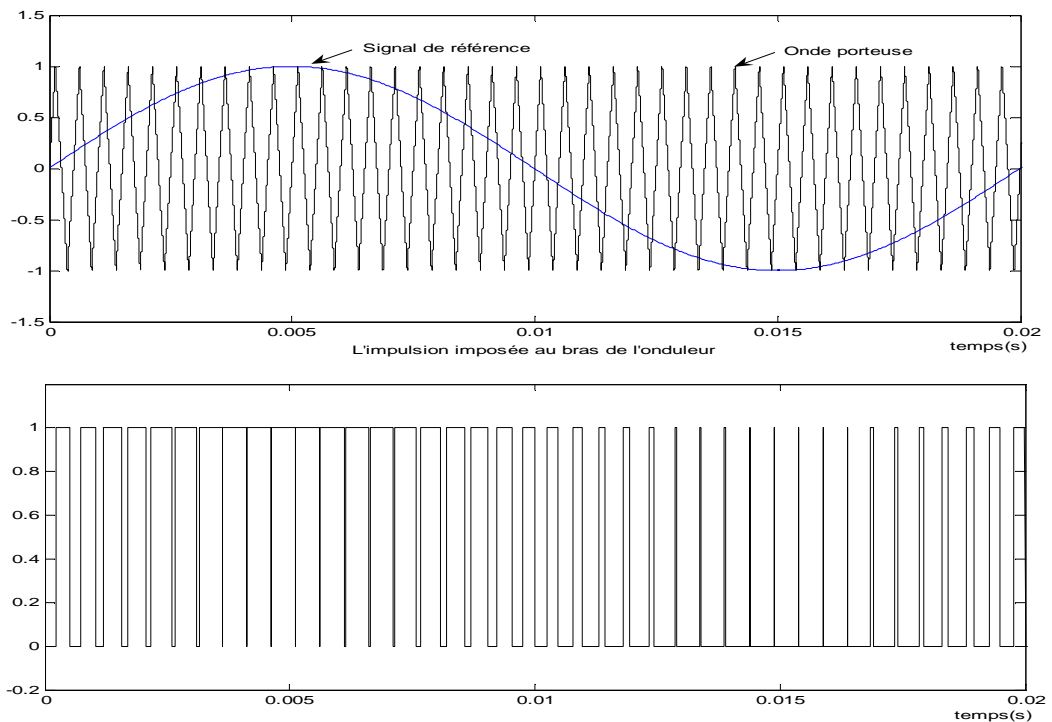


Figure 1.6: Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 2kHz

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

Le schéma d'alimentation du moteur asynchrone par un onduleur à MLI est représenté par la figure suivante :

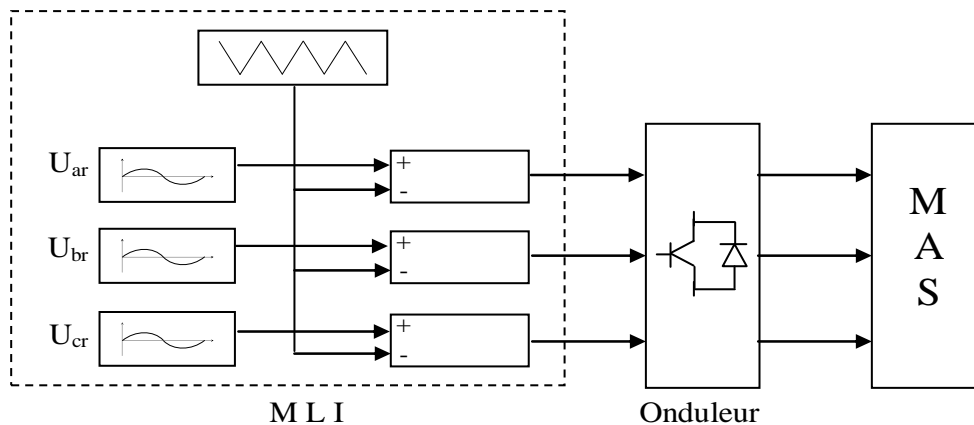


Figure 1.7: Schéma bloc d'alimentation du MAS par un onduleur à MLI

1.9 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent lié au stator. Cela a simplifié considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone et a permis d'obtenir une matrice d'état A parmi plusieurs, très simple et très souple d'utilisation, ceci en vue d'une utilisation optimale en éléments et en temps de calcul.

Chapitre 2

Simulation de la machine Asynchrone

2.1 Introduction

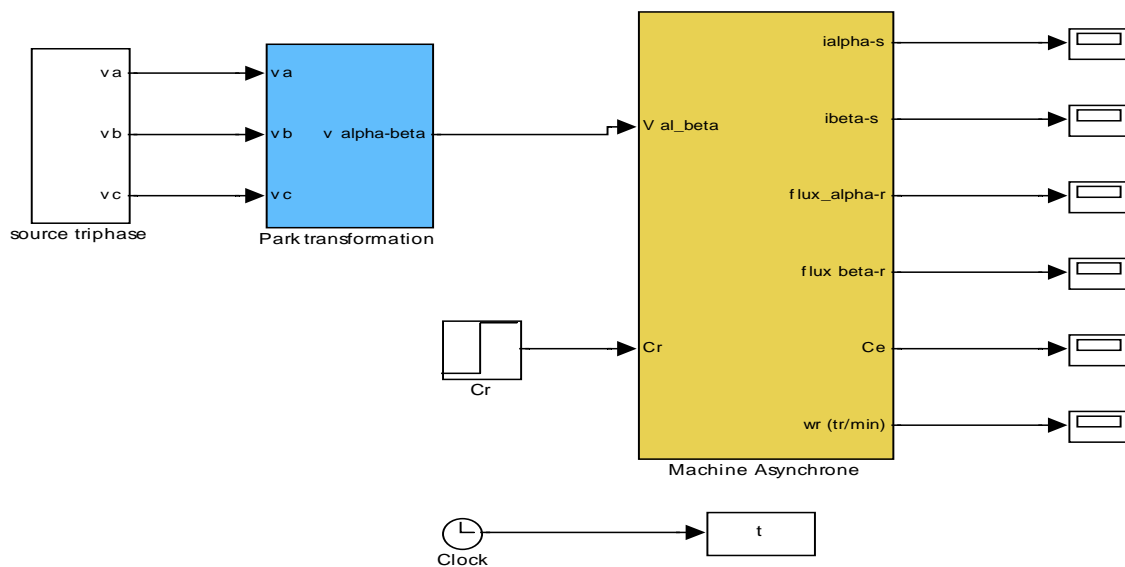
La machine asynchrone à cage est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation. Mais elle impose des structures de contrôle spécifique et complexe afin d'être associée aux systèmes d'entraînements à vitesse variables performants.

La mise en forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone facilite largement son étude en vue de sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoires ou permanents. A cet effet; le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation de la machine asynchrone est la machine généralisée et les équations d'état qui lui sont associées. Ces modèles seront traduits sous forme schéma bloc de manière à être simulés à l'aide du logiciel *MATLAB/SIMILINK*.

2.2 Présentation du logiciel de travail

La simulation, bien connue de nos jours des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas toutes les simulations sont effectuées par le logiciel *MATLAB/SIMULINK*. Il permet de résoudre des équations différentielles pouvant comporter certains types de non linéarités. Il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la Sommation, l'intégration, Multiplication, le Retard, etc. Il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (Euler, Runge Kutta d'ordre, etc) en choisissant convenablement le pas d'intégration adapter à la dynamique du système à résoudre [6].

2.2.1 Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone



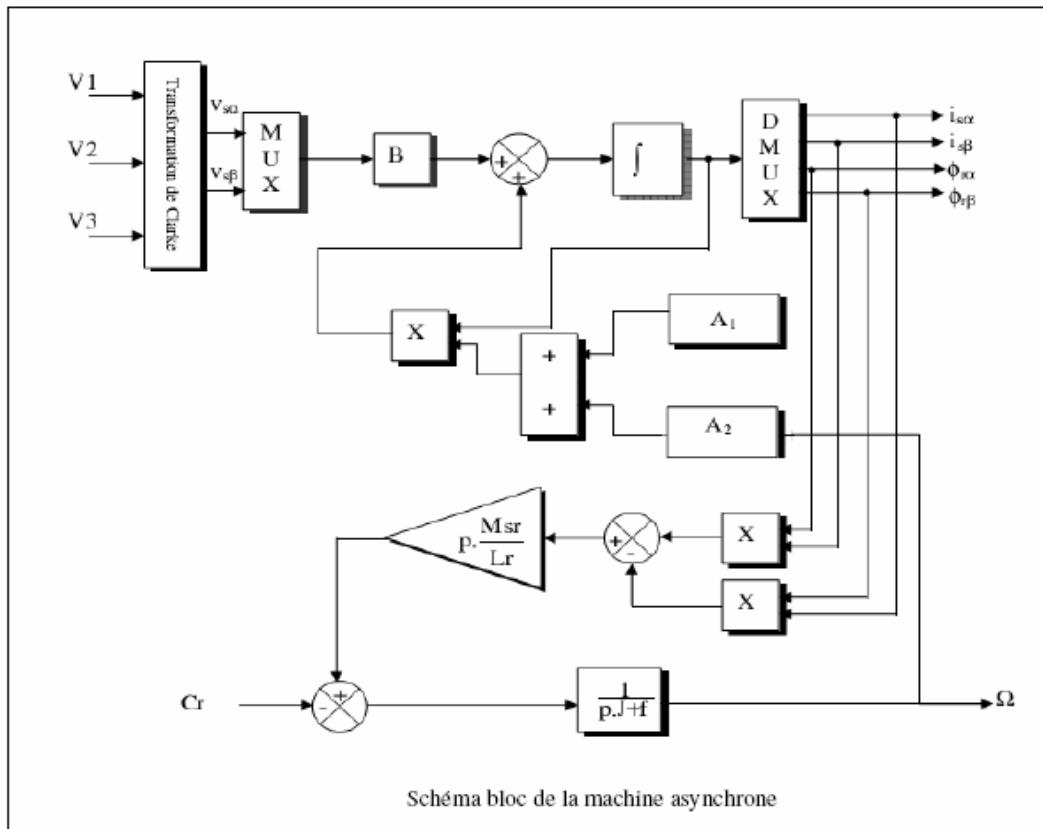


Figure2.1: Schéma bloc Machine asynchrone pour la simulation

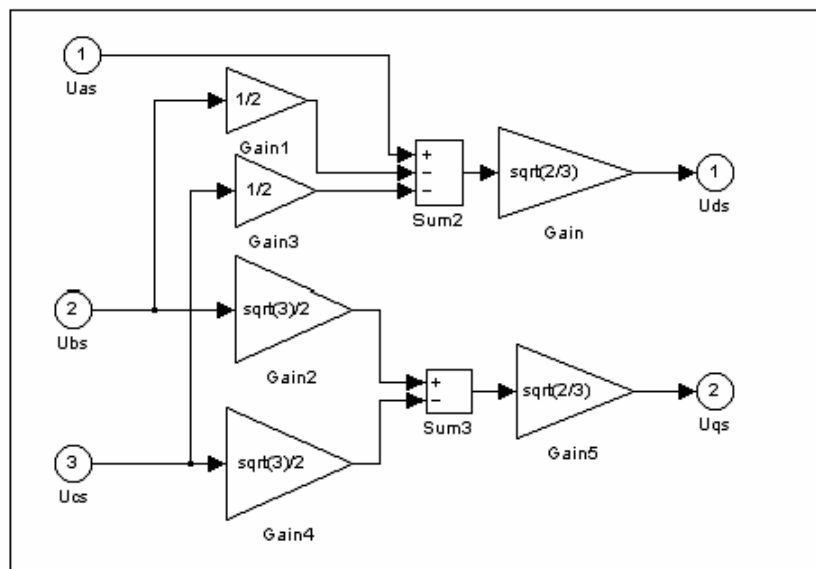


Figure 2.2: Bloc de transformation triphasée biphasé

2.3 Résultats de simulation

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

2.3.1 Machine alimente tension simple

a -a avide: $C_r=0$ Nm.

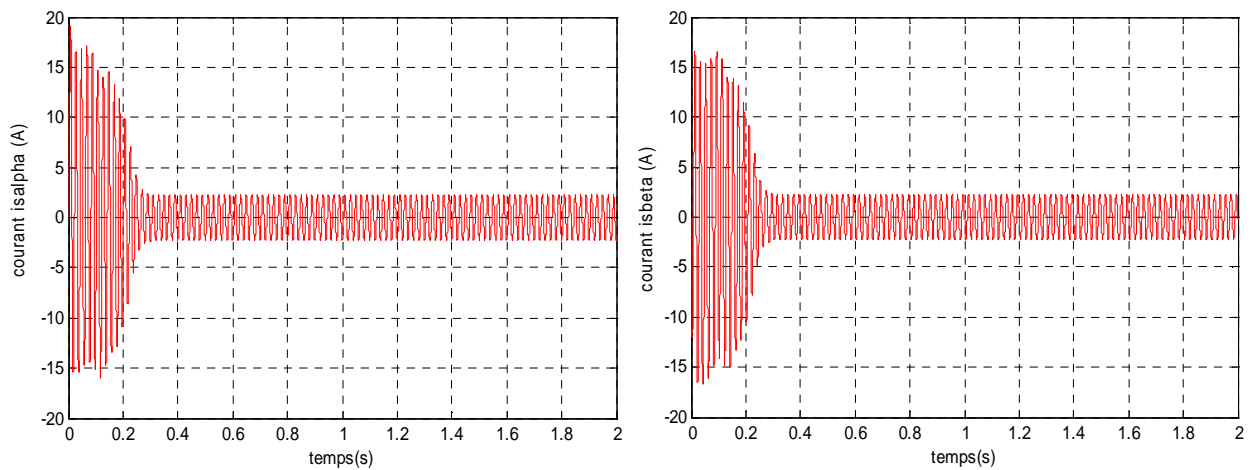


Fig. 2.3 courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

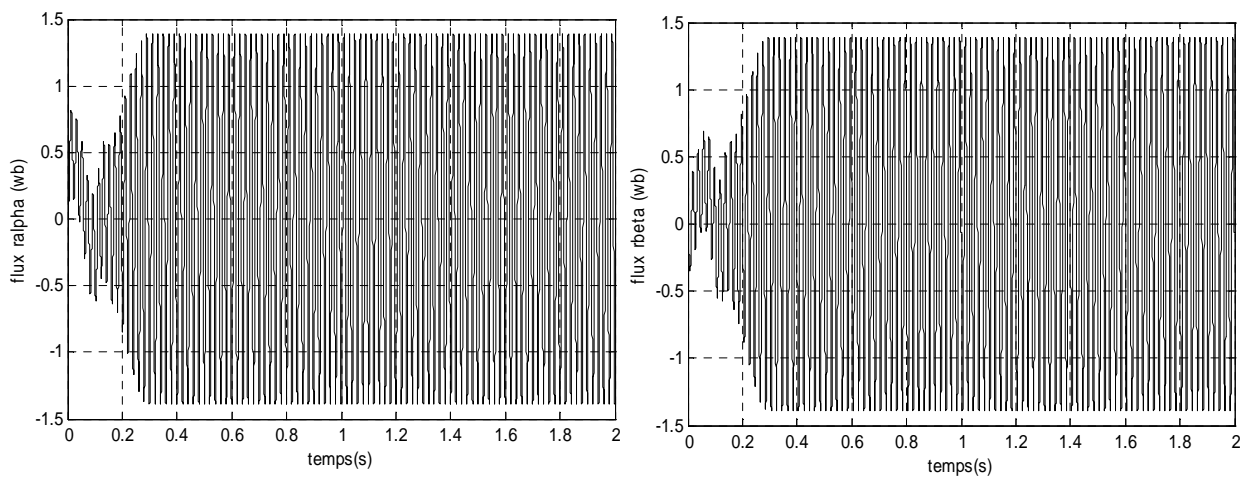


Fig. 2.4 Flux rotoriques $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$

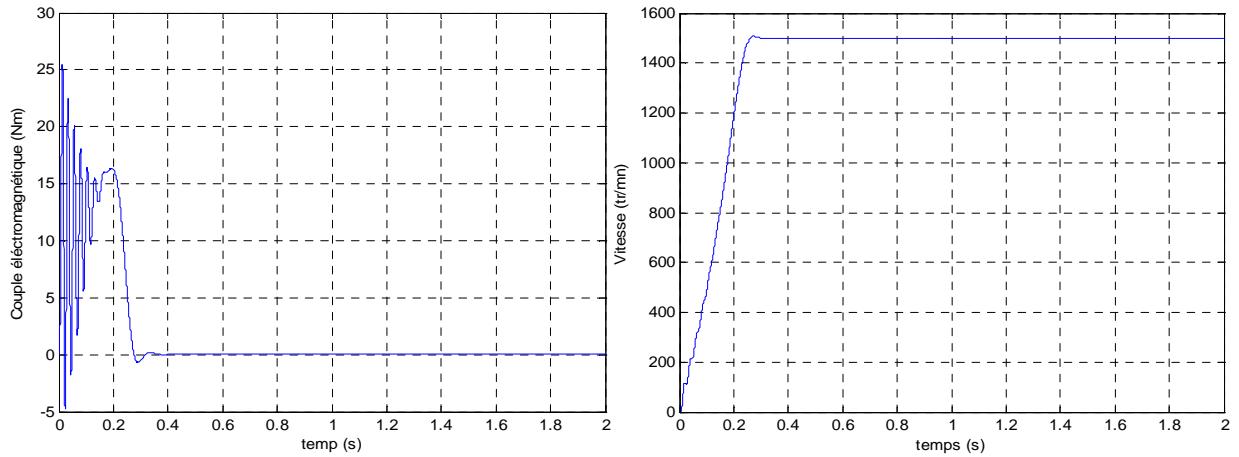


Fig. 2.5 vitesse et couple électromagnétique

b- En charge: $C_r=5.15$ Nm à $t=1$ s

Les figures suivantes montrent les résultats de la simulation du processus de démarrage à vide du moteur asynchrone suivi de l'application d'une charge de 5.15 Nm à l'instant 1 s.

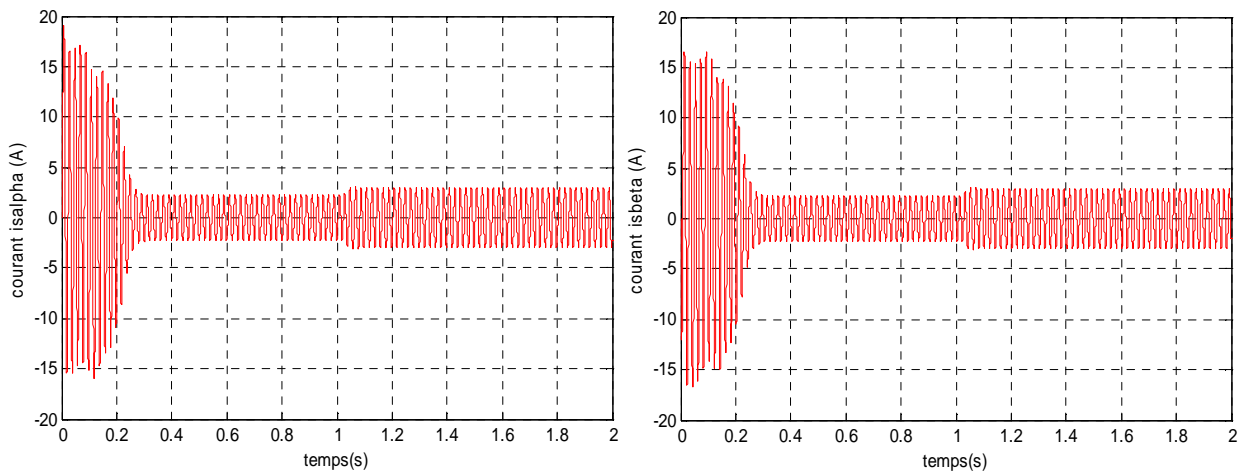


Fig. 2.6 courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

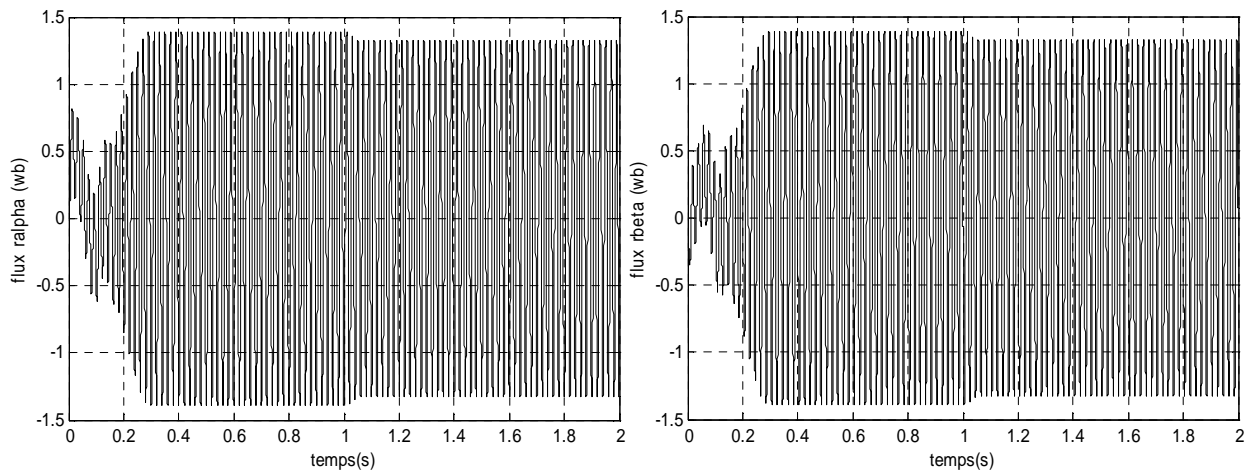


Fig. 2.7 Flux rotoriques $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$

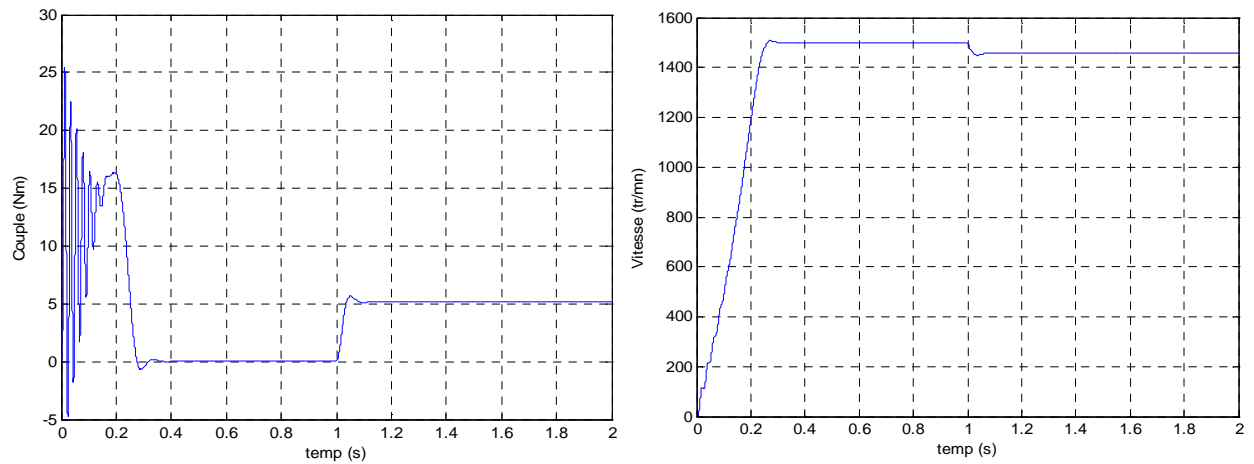


Figure 2.8: vitesse et couple électromagnétique

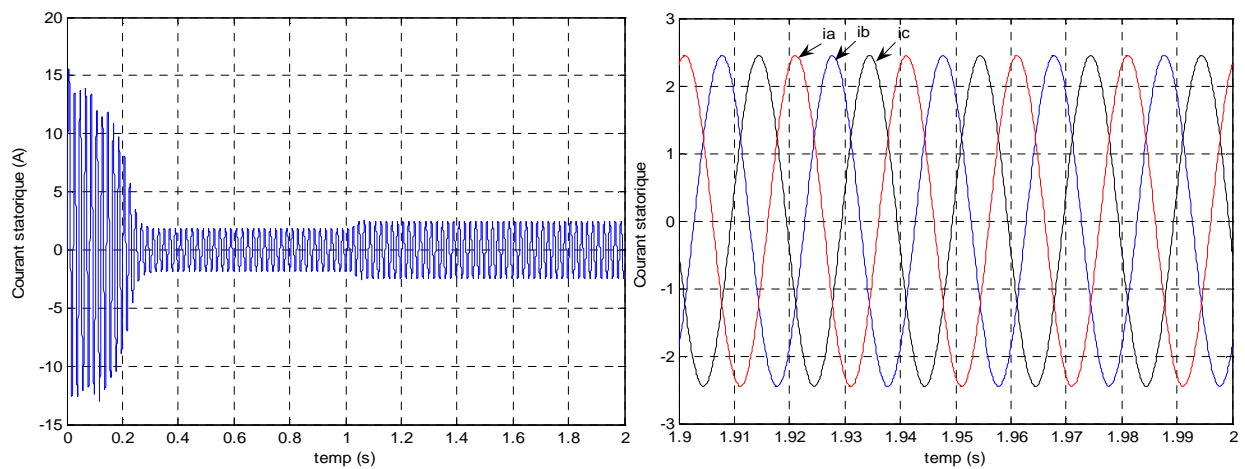


Figure 2.9: courants statoriques triphasés

2.3.2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation présentés aux des figures 2.3 à 2.5 montrent l'évolution des courants, des flux, de la vitesse ainsi que le couple pour une machine asynchrone non chargée dont les paramètres sont en annexe, ceci pour une durée de 2s. Lors du démarrage, on observe un appel de courant assez important qui diminue au fur et à mesure pour se stabiliser après 0.2 secondes. Par contre, les flux, lors du régime transitoire sont assez faibles et augmentent pour atteindre leurs valeurs finales. Aussi, le couple comme les courants démarre avec de fortes oscillations pour se stabiliser à la valeur nulle. Enfin la vitesse évolue au début avec de petites oscillations pour arriver à la valeur nominale.

▪ Les figures 2.6 montrent l'évolution des courants statoriques (alpha et beta) en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 5 fois environ le courant nominal.

Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

A l'instant $t=1$ s, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant.

▪ Les figures 2.7 montrent l'évolution du flux rotorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux rotorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.

▪ La figure 2.8 décrit l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (5 N.m) appliqué. Ainsi montre l'évolution de la vitesse de rotation, qui on remarque que l'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, la vitesse se stabilise à la valeur nominale. Lorsque on applique la charge, on constate une légère diminution de vitesse.

2.3.3 Machine alimente par onduleur triphasé

Les résultats de simulation du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI sont représentés aux figures (2.12-14).

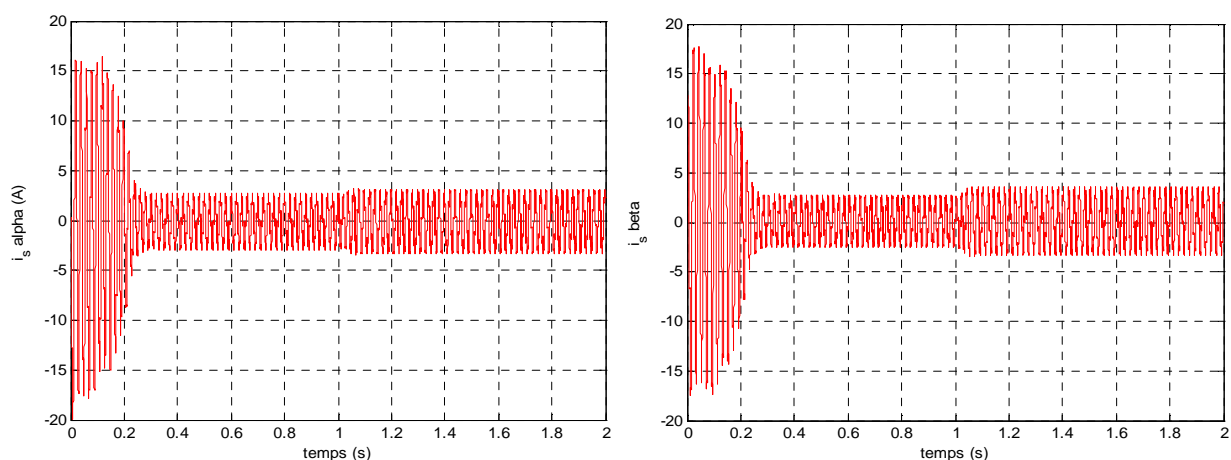


Fig. 2.12 courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

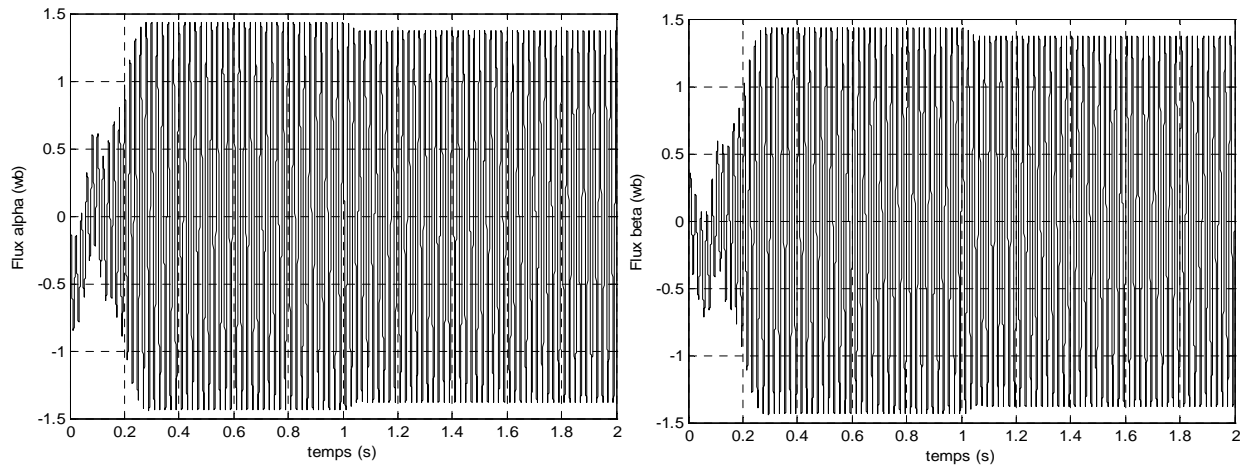
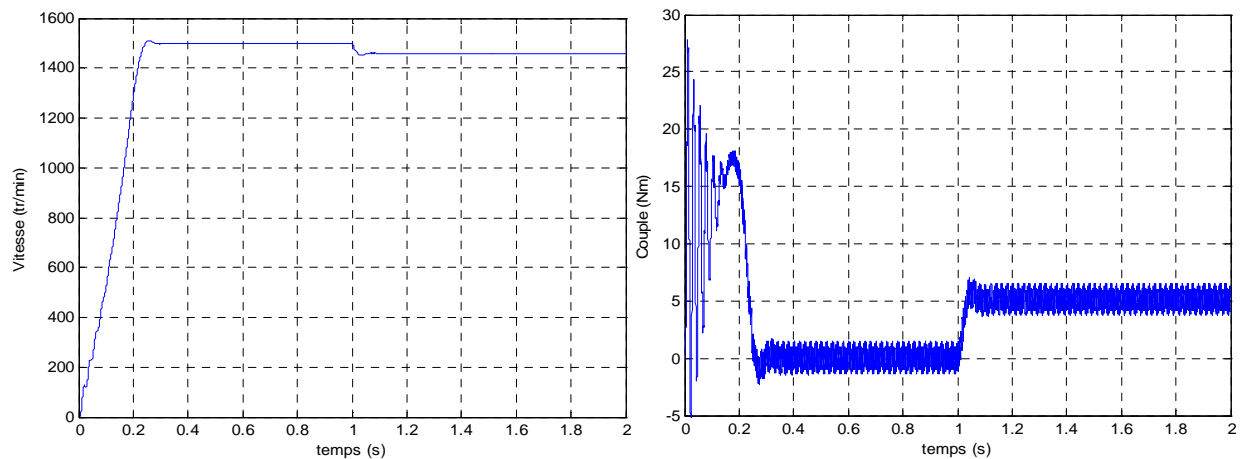
Fig. 2.13 Flux rotoriques $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ 

Fig. 2.14 vitesse et couple électromagnétique

2.3.4 Interprétation des résultats

La figure (2.12-14) présente démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur MLI. Après que le régime permanent est atteint nous avons appliqué une perturbation au niveau de la charge $C_r=5.15$ N.m à l'intervalle [1-2] s. La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension montre la différence des deux formes du couple. Lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors de régime transitoire, mais présente des ondulations. Les allures des composantes du flux et du courant semblables à celle que nous avons obtenue avec alimentation sous pleine tension.

2.4 Conclusion

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, il répendant bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Ces résultats de simulation de la machine asynchrone sont conformes avec ceux de la littérature.

Conclusion générale

Ce travail présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.

Annexe

Les paramètres du moteur utilisé

▪ Puissance nominale	$P_n = 0.75 \text{ kw}$
▪ Tension nominale	$v = 220/380 \text{ V}$
▪ Fréquence d'alimentation	$f = 50 \text{ Hz}$
▪ Courant nominale	$I = 3.6/2.1 \text{ A}$
▪ Nombre de paires de pôles	$2p = 4$
▪ Couple nominale	$C_{r \text{ nom}} = 5.15 \text{ Nm}$
▪ Vitesse nominale	$N = 1500 \text{ tr/mn}$
▪ Résistance statorique	$R_s = 10 \text{ } \Omega$
▪ Résistance rotorique	$R_r = 6.3 \text{ } \Omega$
▪ Inductance statorique	$L_s = 0.652 \text{ H}$
▪ Inductance rotorique	$L_r = 0.65 \text{ H}$
▪ Inductance mutuelle	$M_{sr} = 0.612 \text{ H}$
▪ Moment d'inertie	$J = 0.02 \text{ kgm}^2$
▪ coefficient de frottement visqueux	$f = 0 \text{ Si}$

Bibliographies

- [1]: MAXIME DESSOUDE, « Moteurs asynchrones choix et problèmes connexes »
Techniques de l'ingénieur
- [2]: YAYUYAN FU « commandes de couplées et adaptatives des machines asynchrones triphases » Thèse doctorat 1991
- [3]: SMAIL BACHIR, « Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique » Thèse Doctorat Ecole Supérieure De L'ingénieurs De Potiers, 2002.
- [4]: FAOUZI BEN AMMAR « Machines Asynchrones à Contrôle Vectoriel De Flux »
Techniques d'ingénieur
- [5]: HADEF.M , « Contrôle Direct Du Couple Des Machine Synchrones Avec Et Sans Capteur Mécanique » Thèse De Magister, Université De Bejaia, 2002
- [6]: Mouna DEBBI et Sarah BAKHTI, « Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone à Cage en Présence Des Défauts Rotoriques » Mémoire D'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2005