

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

Centre Universitaire D'El oued
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
Option :Réseaux électriques

Projet de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Thème

LA COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE
A DOUBLE STATOR

Etudié par :

- Tedjani MESSAOUDI

-Fathi BEN YAMMA

-Abdelhamid DJABER

Proposé et dirigé par :

Mr. Bachir BEN BORDI

Mr. Noureddine BESSOUS

Promotion

Juin 2010



Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudee à nos parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

*Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur **Ben bordi Bachir** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son suivi continuel tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.*

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral ...

Dédicaces

Je dédie humblement ce travail :

A mes très chers parents

A mes chers frères et soeurs

A toute ma famille

A tous mes amis

Djaber Abd elhamid

À mes très chers parents.

À mes frères

*À toute ma famille particulièrement à mes
grands parents.*

*À tous mes amis qui m'aiment et qui
m'apprécient.*

Je dédie ce mémoire

Ben yamma Fathi

Je dédie d'abord ce travail, à mes très chers

parents

À mes chers frères et chers soeurs chacun à

son nom

À toutes ma familles

Et à tous mais amis

Messaoudi Tedjani

TABLE DES MATIERES

NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

No table of contents entries found.

CHAPITREII : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

II-1 Introduction	19
II-2 Description de machine asynchrone à double étoile	19
II -3 Modélisation de la machine à double étoile	19
II-3-1 Hypothèses simplificatrices	19
II-3-2 Modèle de la machine asynchrone à double étoile	20
II-4 Equations électrique de la machine	20
II-4-1 Equations magnétiques de la machine	22
II-4-2 Equation magnétique de la machine développée	23
II-5 Energie magnétique	25
II-6 Couple électromagnétique	25
II-7 Equation mécanique	26
II-8 Transformation de base de park	26
II-9 Equations matricielle de la machine avec transformation de PARK	27
II-9-1 Equations des tensions	27
II-9-2 Equations des flux	28
II-9-3 Equation mécanique	29
II-10 Choix du référentiel	31
II-10-1 Référentiel lié au stator	31
II-10-2 Référentiel lié au rotor.....	31
II-10-3 référentiels liés au champ tournant	31

II-11 Mise sous forme d'équation d'état	32
II-12 Simulation de la machine asynchrone a double étoile alimentée par le réseau électrique	34
II-13 Résultats de simulation	35
II-14 Interprétation des résultats	37
II-15 Conclusion	37

CHAPITRE III : MODELISATION DES CONVERTISSEURS TRIPHASES A TROIS NIVEAUX

No table of contents entries found.

CHAPITRE IV : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MASDS

No table of contents entries found. CONCLUSION GENERALE

ANNEXES No table of contents entries found.

Bibliographie

NOTATIONS

MASDS:	Machine Asynchrone à Double Stator.
s_1, s_2, r :	Indices correspondants au stator 1, stator 2 et au rotor.
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} :	Indices correspondants au trois phases du 1 stator.
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} :	Indices correspondants au trois phases du 2 stator.
a_r, b_r, c_r :	Indices correspondants au trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r :	Résistances statoriques et rotoriques.
L_{s1}, L_{s2} :	Inductance propre d'une phase statorique.
L_r :	Inductance propre d'une phase rotorique.
L_{ms}, M_s :	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
L_{sr}, M_{sr} :	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}, M_r :	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
J :	Moment d'inertie.
ω_m :	Vitesse mécanique de la machine.
ω_s :	Pulsation électrique statorique.
ω_r :	Pulsation électrique rotorique.
ω_{sl} :	Pulsation électrique de glissement.
Ω_s :	Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme).
p :	Nombre de paires de pôles de la machine.
ω :	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
d, q :	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
C_r :	Couple résistant.
C_{em} :	Couple électromécanique.
K_f :	Coefficient de frottement.
S :	Opérateur de Laplace.
$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$:	Flux statorique et rotorique.
v :	Tension.
i :	Courant.
Φ_m :	Flux magnétisant
k_p, k_i :	Paramètres du régulateur PI.
FOC:	Flux oriented control.
FLC:	Fuzzy logic controller.
F_i, G_i :	Fonction logique

Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction.

Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machines synchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multi-phasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) pour segmenter la puissance. En plus de cet avantage, les machines multi-phasées présentent plusieurs autres avantages tel que la segmentation de puissance sans augmenter les courants par phase et la minimisation des pertes fer.

À travers ces avantages, la machine multi-phasée est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances, entre autre, dans la production éolienne d'énergie électrique.

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande.

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle et la commande adaptative. Ces techniques utilisent des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes.

Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multi-phasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique .

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double stator afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement la commande vectorielle

Dans ce contexte, ce mémoire est scinde en quatre chapitres :

- Nous avant établi en premier lieu la modélisation de la machine asynchrone simple stator avec la transformation de PARK.
- Nous avant établi en deuxième lieu la modélisation de la machine asynchrone double stator avec la transformation de PARK et un décalage de ($\gamma = \pi/6$) entre les deux étoile.
- Dans le troisième chapitre, nous abordons la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone avec deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés par technique triangulo-sinusoidale.
- Dans le dernier chapitre, sera consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator. Deux méthodes directe et indirecte seront appliquées, pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI.

I-1 Introduction :

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

Nous avons choisi de présenter la modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande.

Ce premier chapitre est consacré à l'étude des machines asynchrones. La première partie étant réservée à la modélisation. Le modèle triphasé, à l'aide de la transformation de PARK, est ramené à un modèle biphasé équivalent. Ce dernier peut être exprimé dans divers référentiels et selon l'objectif de commande on optera pour l'un ou l'autre. Deux types de modèles sont déduits l'un pour une commande en tension et l'autre pour une commande en courant. Les variables d'état, sont choisies en fonction des objectifs de commande.

I-2 Description et modélisation du moteur asynchrone :

I-2-1 Description de la machine asynchrone :

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique statorique, qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique triphasé. A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, tourne le circuit magnétique rotorique. Le rotor peut être à cage d'écureuil, ou bobiné. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter, [1], [2].

I-2-2 Modélisation du moteur asynchrone :

I-2-2-1 Hypothèses simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses : [2], [3],[10],[15].

- La parfaite symétrie de la machine;
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de FOUCAULT sont négligeables);
- La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer supposé constant, des champs

- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau;
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques;
- La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit de même nombre;
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires;

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer, [8],[9] :

- L'additivité de flux;
- La constance des inductances propres;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statiques et rotorique en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I-2-3 Modèle de la machine :

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) comme la figure (I.1)

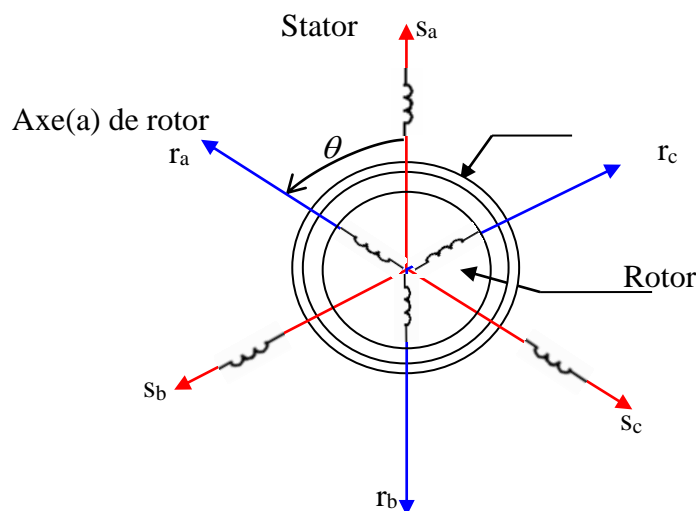


Fig.(I.1) Définition des enroulement de la machine simple stator

I-2-4 Mise en équations :

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée, et couplé en étoile, les équations de la machine asynchrone sont:

I-2-4-1 Equations électriques de la machine :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.2)$$

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

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

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

\mathbf{V}_s : Matrice de tension de stator

$$[\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

\mathbf{I}_s : Matrice de courant de stator

\mathbf{I}_r : Matrice de courant de rotor

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux de stator

$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

I-2-4-2 Equations magnétiques :

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ , [1], [8].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 5})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

Avec :

$$\begin{aligned} M_1 &= M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 &= M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 &= M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Où :

M_{sr} : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Avec:

- $[L_s]$: La matrice des inductances statoriques :

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

- $[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

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

- $[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

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

I-2-4-3 Equation mécanique :

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.10)$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie, :

$$C_{em} = P [i_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [i_r]) \quad (I.11)$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque:

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

I-3 Transformation de PARK :

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d, q) [1],[2],[8]. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

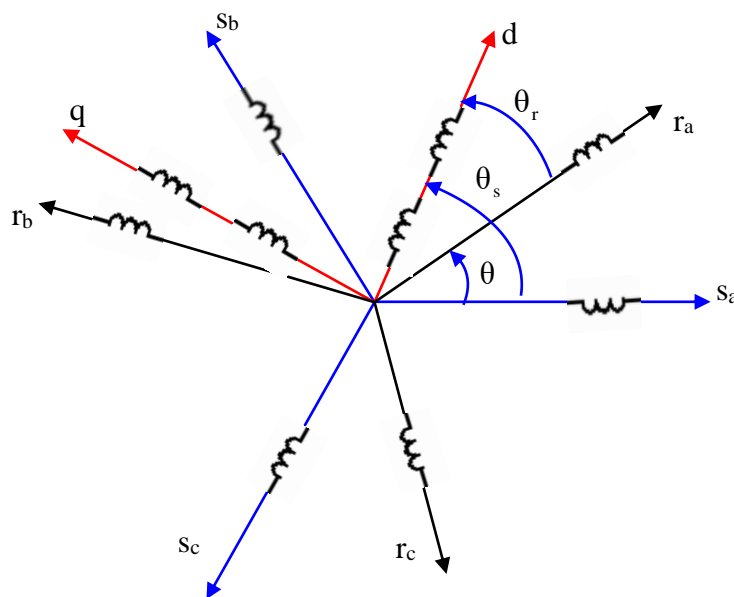


Fig.I.2 Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Pour transformer un système triphasé [a,b,c] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équations suivante :

$$X_{dq} = [p(\theta)]X_{abc}$$

Tel que:

X: peut être: la tension, le courant ou le flux;

[P(θ)] : est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

[P(θ)]⁻¹ : Est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

- $\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre s_a et O_d).
- $\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre r_a et O_d).
- La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécanique deviennent :

I-3-1 Equations électriques :

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Avec:

$$\begin{aligned} (\omega_s - \omega) &= \omega_r ; \\ \omega_s &= \frac{d\theta_s}{dt} ; \\ \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt} ; \\ (\omega_s - \omega) &= \frac{d\theta}{dt} = P\Omega \end{aligned}$$

I-3-2 Equations magnétiques :

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.3) donne: [5],[13]

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I. 15})$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(i_{sd} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(i_{sq} + i_{rq}) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

I-3-3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétique :

I-3-3-1 La puissance mécanique :

$$P_m = V_{sa}i_{sa} + V_{sb}i_{sb} + V_{sc}i_{sc} = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \quad (\text{I. 17})$$

$$P_m = \left[r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \right] i_{sd} + \left[r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \right] i_{sq} \quad (\text{I. 18})$$

$$P_m = \underbrace{\left\{ r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2 \right\}}_1 + \underbrace{\left\{ \frac{d}{dt} \Phi_{sd} i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} i_{sq} \right\}}_2 + \underbrace{\left\{ \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \right\}}_3 \quad (\text{I. 19})$$

1: représente les pertes par effet joules.

2: représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

3: représente la puissance électromagnétique.

I-3-3-2 Couple électromagnétique :

$$\text{On a :} \quad P_{em} = C_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I. 20})$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = P \Omega$$

$$C_{em} = \frac{P}{\omega} \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I. 21})$$

$$\Rightarrow C_{em} = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

I-4 Choix de référentiel :

Le choix de l'orientation du repère d'axe (d ,q), se fait selon l'objectif de l'application tel que :[2],[8]

- Référentiel lié au stator : $\omega_s = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$.

- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_r = \frac{d(\theta_r)}{dt} = \omega \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega$.

- Référentiel fixé par rapport au champs tournant : $\omega = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$

Avec:

ω : Vitesse angulaire.

I-4-1 Référentiel lié au stator :

Dans notre étude, nous avons opté pour un repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega = 0$$

Et:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega .$$

I-5 Mise sous forme d'Equations différentielles :

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & \omega_0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ -\omega_0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$X = [\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T ; U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}. \quad (I.24)$$

Avec:

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} X; \quad \dot{X} = AX + BU \quad (I.25)$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \text{La constante de temps rotorique}$$

$$T_s = \frac{L_s}{r_s} : \text{La constante de temps statorique;}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion.}$$

I-5-1 Equation mécanique :

Nous reprenant ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan (d, q), issue de modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$C_{em} = P[\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}] \quad (I.26)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.27)$$

Avec :

$$\omega = P\Omega$$

I-6 Simulation de la machine asynchrone alimenté en tension :

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 nous permettent d'étudier l'évolutions des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

I-6-1 Schéma de simulation du moteur asynchrone :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au Champ tournant.

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Avec :

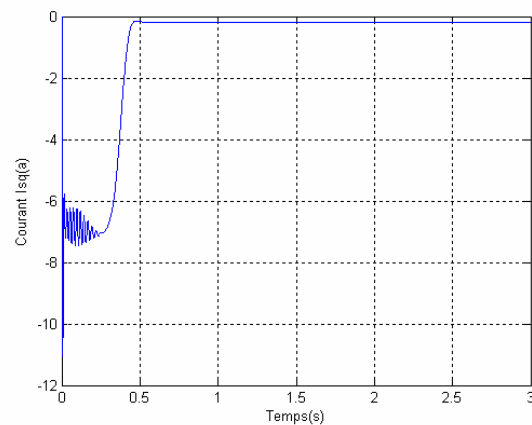
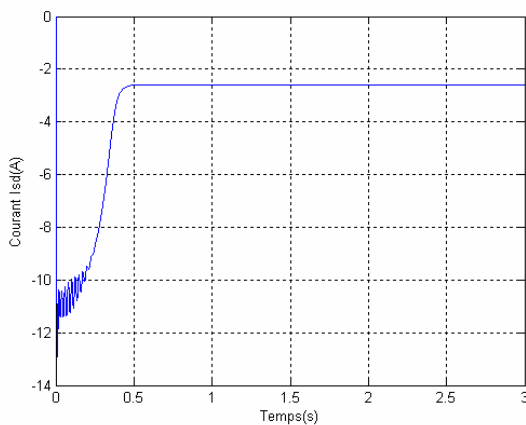
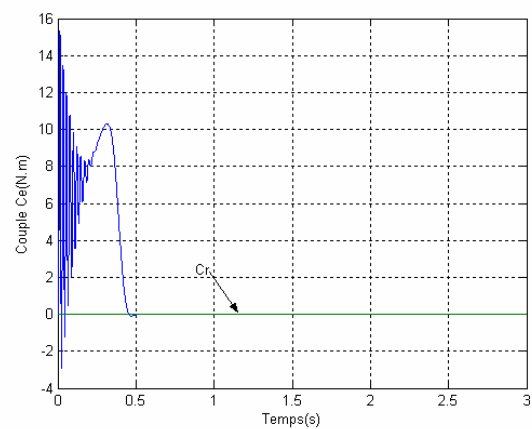
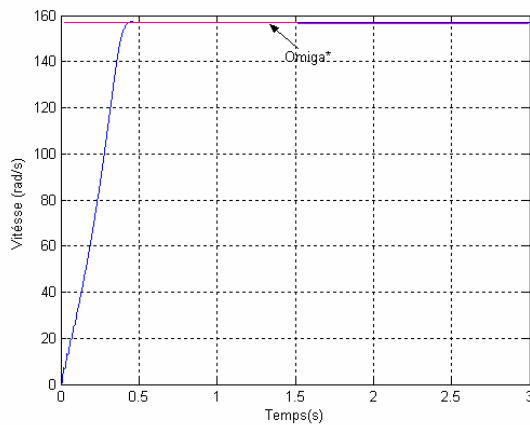
V_s : Valeur efficace de tension.

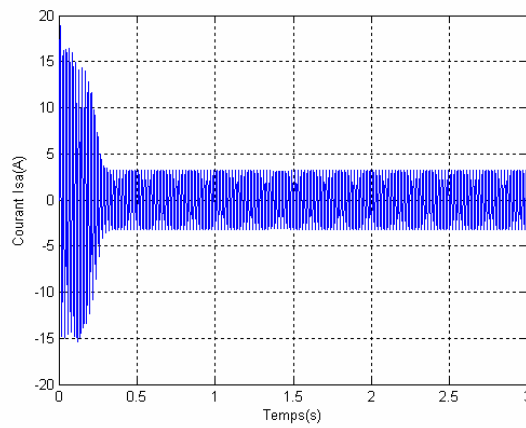
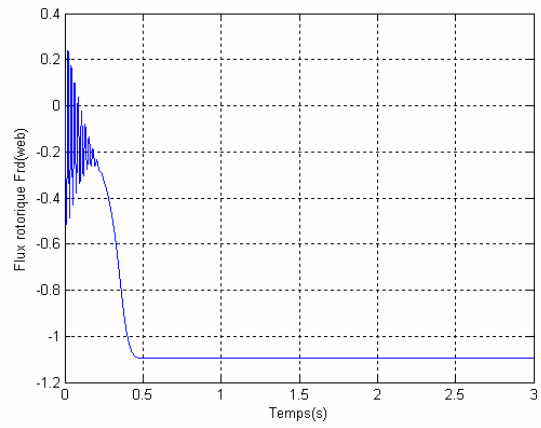
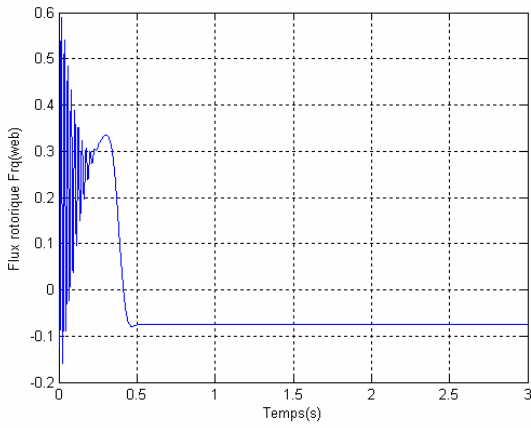
ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en *Annexe* .

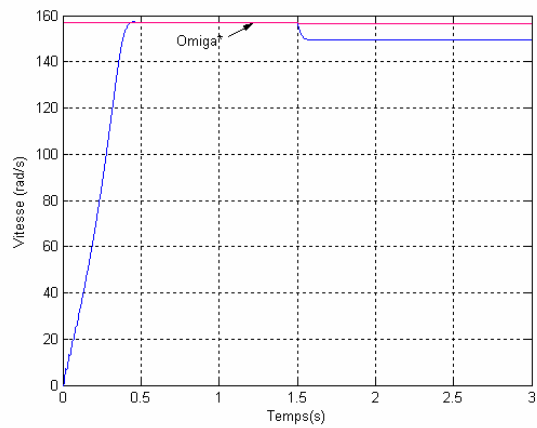
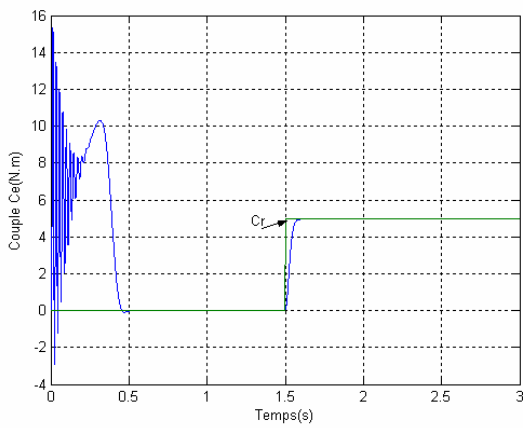
I-6-2 Resultat de simulation :

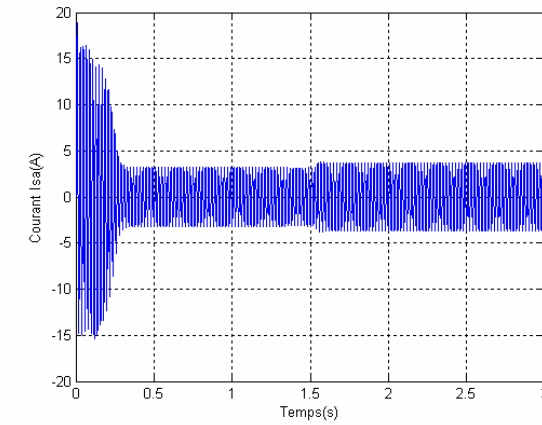
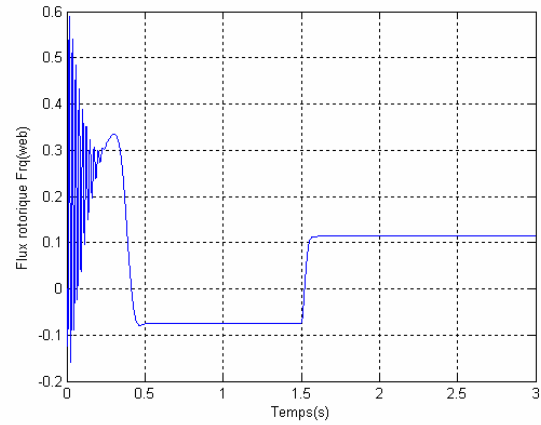
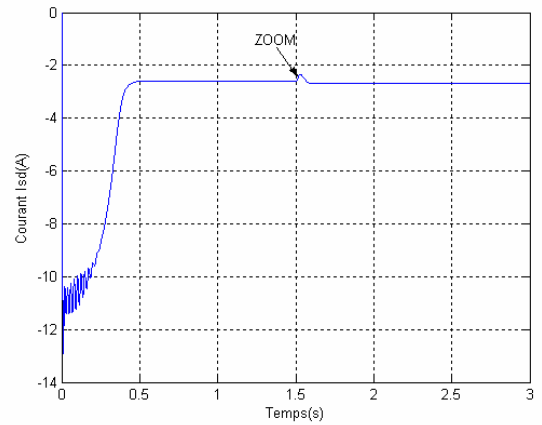
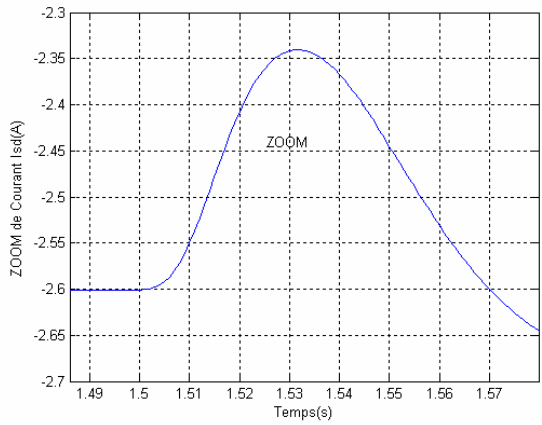
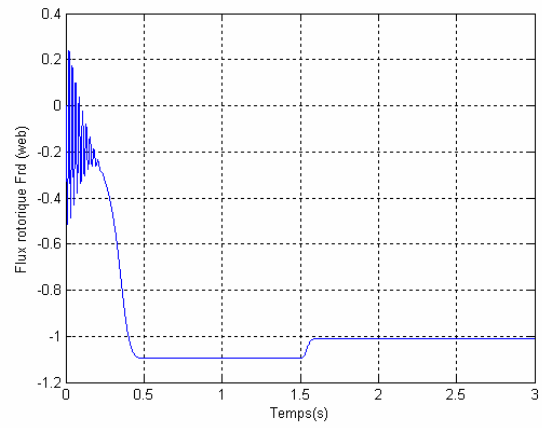
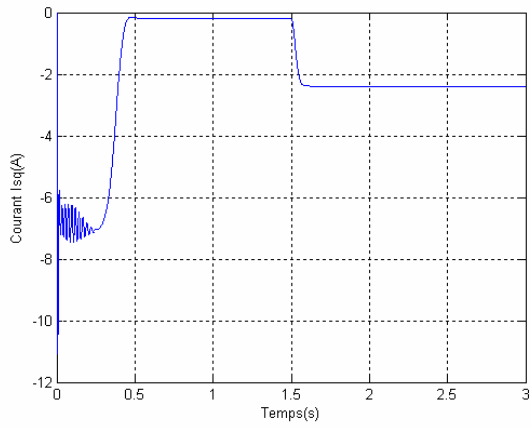
Avide : $Cr = 0$





En Charge : $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1.5s$





I-6-3 Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation, représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique (C_e), les flux (Φ_{rd} , Φ_{rq}) les courants (I_{sd} , I_{sq})

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard [220/ 380V, 50Hz], à vide et en charge.

L'examen des courbes permet de constater que:

A vide:

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.4sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme

La courbe du couple C_e présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 4 ms le couple tend vers zéro.

Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans le premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (4 A) jusqu'à 4 ms, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est constante.

En charge :

Avec $t \in [1.5 \rightarrow 3]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 1.5 \text{ s}$). Nous constatons que:

- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (5 N.m) appliqué.
- le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur

I-7 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèle dynamiques. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire.

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

Dans le deuxième chapitre, sera consacré à la modélisation de la nouvelle machine asynchrone à savoir la machine asynchrone à double stator MASDS.

II-1 Introduction :

Le développement du modèle mathématique de la machine asynchrone à double étoile est effectué par le changement de base qui s'appuie sur la théorie de PARK pour but de la simplification et de représentation des équations différentielles.

La simulation de la machine est alors fondée sur la représentation d'état.

De nos jours, grâce au développement de la technologie, l'utilisation d'ordinateur est devenue indispensable pour la résolution des équations différentielles avec un temps de calcul considérablement réduit.

Pour simuler la machine asynchrone à double étoile on utilise l'interface SIMULINK de MATLAB, grâce à sa librairie très riche et son mode de programmation, la simulation des systèmes dynamiques devient plus aisée. Les différents signaux peuvent être visualisés à l'aide d'instruments virtuels.

II-2 Description de machine asynchrone à double étoile :

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile.

Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\gamma = \pi/6$) chacune d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tension équilibrées, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer.

Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

II-3 Modélisation de la machine à double étoile :

II-3-1 Hypothèses simplificatrices :

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses suivantes : **[1]**

-le circuit magnétique est saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires du courant.

-les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.

-les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances

propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoidale de l'angle entre leurs axes magnétique.[1],[12]

-les résistances ne varient pas avec la température.

-effet de peau négligé.

-la machine est de constitution symétrique.

II-3-2 Modèle de la machine asynchrone à double étoile :[1]

La représentation schématique de la machine asynchrone à double étoile dans l'espace électrique est donnée sur la figure(II-1)

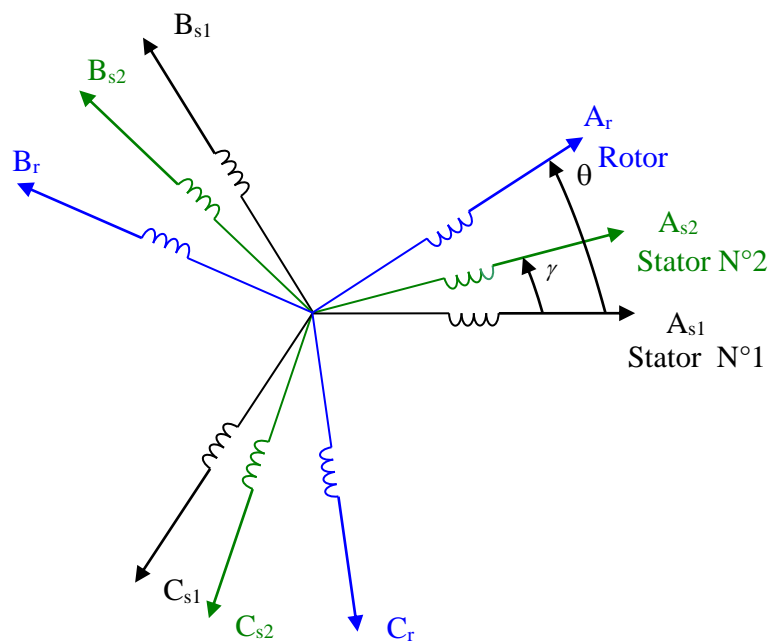


Fig (II.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

II-4 Equations électrique de la machine :

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1}I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1}I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1}I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2}I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2}I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2}I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Pour rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb}I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc}I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

La forme matricielle est la suivante :

Pour l'étoile 1 :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}]$$

Pour l'étoile 2 :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}]$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r]$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$[\mathbf{R}_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase se l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase se l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$$[\mathbf{V}_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{V}_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{V}_{s1}]$: matrice de tension de l'étoile 1.

$[\mathbf{V}_{s2}]$: matrice de tension de l'étoile 2.

$$[\mathbf{I}_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{I}_{s1}]$: matrice de courant de l'étoile1.

$[\mathbf{I}_{s2}]$: matrice de courant de l'étoile2.

$[\mathbf{I}_r]$: matrice de courant de rotor.

$$[\mathbf{\Phi}_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{\Phi}_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{\Phi}_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{\Phi}_{s1}]$: matrice de flux de l'étoile 1.

$[\mathbf{\Phi}_{s2}]$: matrice de flux de l'étoile2.

$[\mathbf{\Phi}_r]$: matrice de flux de rotor.

II-4-1 Equations magnétiques de la machine :

C'est à partir de la matrice $[\mathbf{L}(\theta)]$ qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statoriques et rotorique est :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

II-4-2 Equation magnétique de la machine développée :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \\ \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \\ I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

M_{ij} : inductance mutuelle relative aux deux étoile ou l'étoile et le rotor ($i \neq j$).

L_{ii} : inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec : $i=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

$j=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

L'hypothèse simplificatrice usuelle de la représentation sinusoïdale des f.m.m nous donne les expressions suivantes :

$$[\mathbf{L}_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

L_{s1} , L_{s2} , L_r : représentent la valeur maximale des coefficients d'inductances de l'étoile1, l'étoile2 et du rotor.

L_{ms} : représentent la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statorique.

L_{mr} : représentent la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotorique.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

II-5 Energie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$\omega_{\text{mag}} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\Phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\Phi_{s2}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (\text{II-4})$$

II-6 Couple électromagnétique :

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{\text{em}} = \frac{d\omega_{\text{mag}}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{\text{mag}}}{d\theta_e} \quad (\text{II-5})$$

Avec :

P : nombre de paire de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant :

$$C_{\text{em}} = \left(\frac{p}{2} \right) \left([I_{s, abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [I_{r, abc}]^t + [I_{s, abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [I_{r, abc}]^t \right) \quad (\text{II-6})$$

II-7 Equation mécanique :

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (II-7)$$

F_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

II-8 Transformation de base de park :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice.

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (d, q).

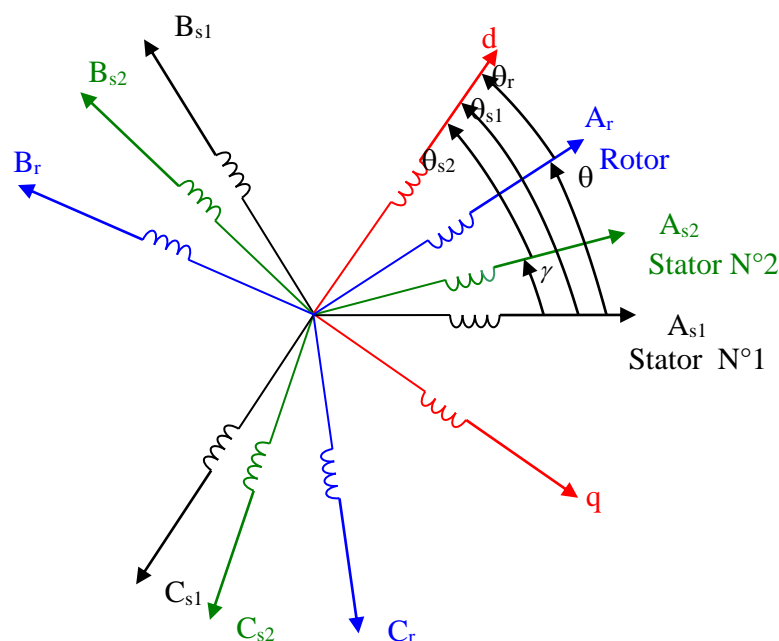


Fig (II.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale: $[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$

La transformation de Park

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}].$$

Tel que G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$.

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

II-9 Equations matricielle de la machine avec transformation de PARK :

II-9-1 Equations des tensions :

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (II.1),(II.2) et (II.3) on obtient :

Pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$v_{ar}=0, v_{br}=0, v_{cr}=0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Sous forme d'équation:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} - \omega_s \Phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} + \omega_s \Phi_{s1d} \\ V_{s2d} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} - \omega_s \Phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2}I_{s2d} + \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} + \omega_s \Phi_{s2d} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.11})$$

II-9-2 Equations des flux :

On applique la transformation de Park ,on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

On pose :

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (II.12) est écrite comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$L_{s1}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

L_r+L_m : inductance propre cyclique du rotor.

II-9-3 Equation mécanique:

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = [V_s]^t [i_s] = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (\text{II.14})$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P_e = v_{ds1}i_{ds1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{qs2}i_{qs2}. \quad (\text{II.15})$$

En introduisant le système d'équation (II.11) dans l'expression de la puissance instantanée (II.15) on obtient :

$$\begin{aligned} P_e = & R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2 \\ & + \left[\omega_s(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \right] \\ & + \left[\frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right] \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (\text{II.17})$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (\text{II.18})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.13) dans (II.18), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}) \quad (\text{II.19})$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}). \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.19), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (\text{II.22})$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (\text{II.23})$$

II-10 Choix du référentiel :

Trois types de référentiels sont intéressants en pratique, le choix rs fait selon le problème à étudier. [12]

II-10-1 Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad , \quad \text{or } \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

II-10-2 Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée constant

II-10-3 référentiels liés au champ tournant :

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - p\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.

II-11 Mise sous forme d'équation d'état :

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

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (\text{II-24})$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

On choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[\Phi_{s1d}, \Phi_{s2d}, \Phi_{s1q}, \Phi_{s2q}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]$ comme vecteur d'état.

A partir des systèmes d'équations (II-13) les différents courants s'expriment :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{s1d} = \frac{\Phi_{s1d} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{s2d} = \frac{\Phi_{s2d} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{s1q} = \frac{\Phi_{s1q} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{s2q} = \frac{\Phi_{s2q} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{rd} = \frac{\Phi_{rd} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\Phi_{rq} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II-25})$$

Avec :

$$\Phi_{md} = L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (\text{II-26})$$

$$\Phi_{mq} = L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (\text{II-27})$$

Sachant que :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{II-28})$$

Φ_m : Flux magnétisant.

$$\begin{aligned} \Phi_{md} &= \left(\frac{\Phi_{s1d}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2d}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rd}}{L_r} \right) L_a \\ \Phi_{mq} &= \left(\frac{\Phi_{s1q}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{s2q}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rq}}{L_r} \right) L_a \end{aligned} \quad (\text{II-29})$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right)$$

On remplaçant le système d'équation (II-26) dans le système d'équation (II-11) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} = V_{s1d} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{s1d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s1q} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} = V_{s1q} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{s1q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s1d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} = V_{s2d} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{s2d} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s2q} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} = V_{s2q} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{s2q} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

En développant ce système d'équation (II-31) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{s1d} = V_{s1d} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{s1d} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s2d} + \omega_s \Phi_{s1q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2d} = V_{s2d} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{s2d} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s1d} + \omega_s \Phi_{s2q} + \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s1q} = V_{s1q} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{s1q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s2q} - \omega_s \Phi_{s1d} + \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{s2q} = V_{s2q} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{s2q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{s1q} - \omega_s \Phi_{s2d} + \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{rd} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \Phi_{s1d} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{rq} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \Phi_{s1q} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{s2q} \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Nous mettons le système d'équation sous forme d'un système d'équation d'état :

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

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s2d} \\ V_{s1q} \\ V_{s2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_rL_a}{L_r^2} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_rL_a}{L_r^2} \end{bmatrix}$$

II-12 Simulation de la machine asynchrone a double étoile alimentée par le réseau électrique :

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

Pour le stator 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases}$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés en *Annexe* .

II-13 Résultats de simulation :

Les figures ci-dessous montrant les résultats de la simulation au démarrage à vide de la MASDE suivi de l'application d'une charge de 10(Nm) a l'instant 3(s):

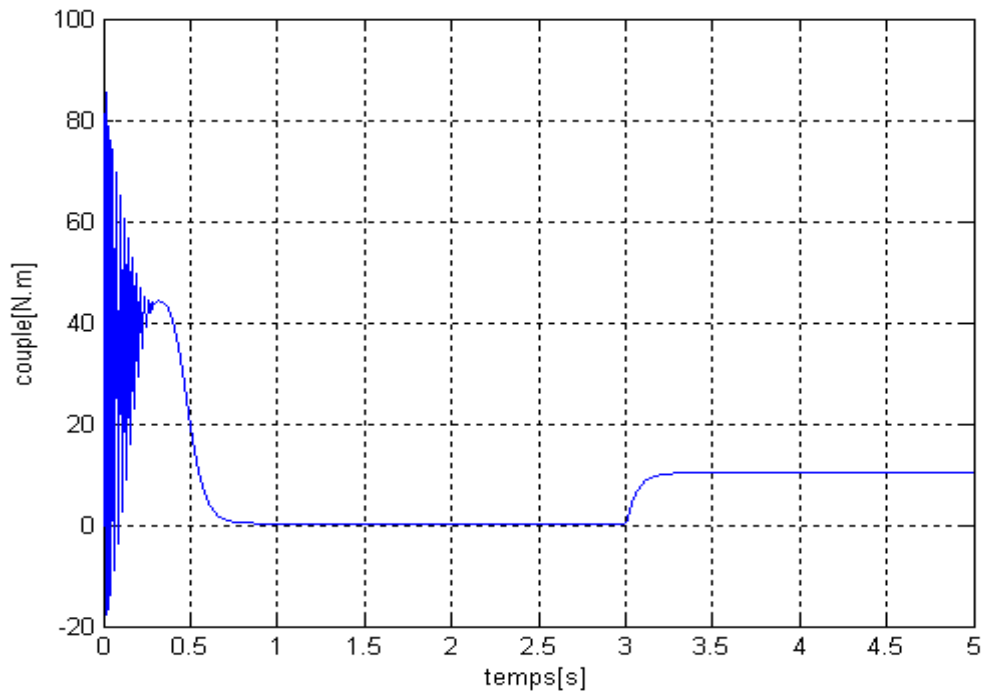


Fig -II-3 Caractéristique du couple électromagnétique on fonction du temps

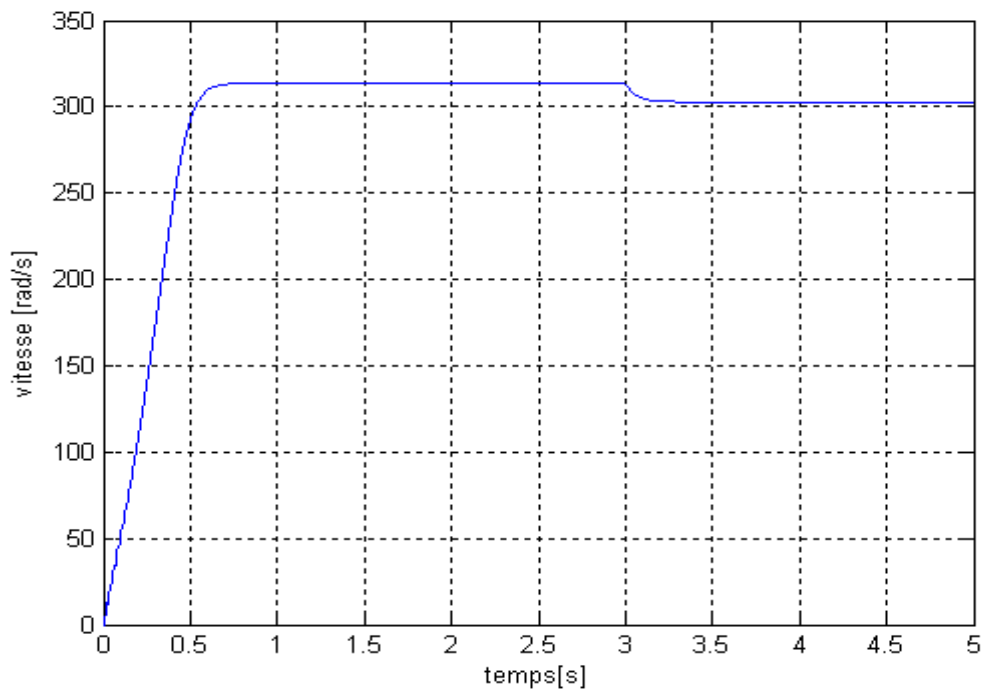


Fig :II-4 Caractéristique de la vitesse en fonction du temps

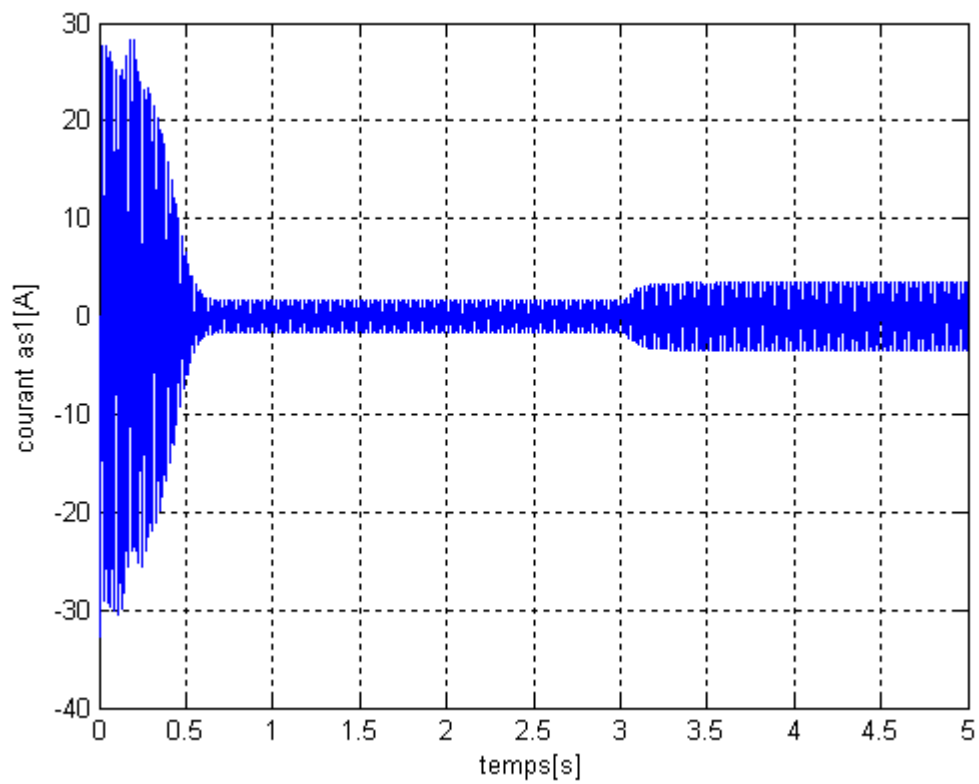


Fig :II-5 caractéristique du courant statorique en fonction du temps

II-14 Interprétation des résultats :

Les performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile montrent que :

Lors du démarrage à vide, l'appel du courant de la machine atteint une valeur 28(A) qui égale 6 à 7 fois le courant nominale. Le couple électromagnétique très importante atteint une valeur de 89(Nm), la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide et sa vitesse est quasi linéaire,

Après une période de 0.65(s) le régime permanent est atteint, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de 0.32 (Nm) qui correspond à la compensation des pertes par frottement, le courant statorique est sinusoïdale sa valeur de crête est 1.36 (A) et la vitesse atteinte est proche de 314(rad/s) qui est la vitesse de synchronisme.

Lors de l'application d'une charge de 10Nm à l'instant 3 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise a une sa valeur de 10.3 (Nm) qui compense l'effet de charge et de frottement, le courant statorique augmente est atteinte la valeur de 2.74 (A), nous remarquons une chute, de vitesse à 303(rad/s) Cette simulation montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.

II-15 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité à été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de PARK.

Le processus du démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

III-1 Introduction :

Toutefois, des problèmes d'isolation des enroulements et détérioration prématurée des enroulements des moteurs ont été relevés. Ceci touche en particulier les installations utilisant les convertisseurs MLI. Les travaux de recherche publiés dans ce domaine, montrent que le Problème d'isolation des enroulements est due aux grandes valeurs de (dv/dt) aux instants de commutation. La détérioration prématurée des roulements est due principalement au courant des enroulements lié aux valeurs instantanées (non nulles) de la tension homopolaire dans les onduleurs de tension à MLI. Le courant des enroulements à été connu depuis l'inventions des moteurs électriques, mais l'association de ces moteurs à des onduleurs MLI de haute fréquence de commutation, à amplifié les effets négatifs de ce courant [5]

Dans le but de minimiser ces effets indésirables, plusieurs investigations sont été publiées sur les différentes topologies de convertisseur et les différentes techniques MLI optimisées. L'utilisation des convertisseurs multi niveaux permet de générer des tensions très proches de sinusoïdale et avec une fréquence de commutation égale à celle du fondamental. Les composants de puissance à semi-conducteur constituant ce type de convertisseurs fonctionnent avec moins de stress [faible fréquence de commutation et faible valeurs de (dv/dt)] .les onduleurs multi niveaux sont bien adaptés surtout pour les moteurs à moyenne et grande puissance.

III-2 Modélisation de L'onduleur à trois niveaux A structure NPC:

III-2-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux :

L'onduleur triphasée à trois niveaux à structure NPC est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension est fréquence variables, des moteurs à courant alternatif de forte puissance. [4],[6]

Plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC comme indique la figure (III.1).

L'architecture de convertisseur à trois niveaux est une forme de mise en série du convertisseur classique à deux niveaux qui dans ce cas précis revient à doubler le nombre d'interrupteurs ainsi que des sources continues ; le convertisseur triphasée trois niveaux est composé de douze interrupteur bidirectionnels en courant et de six diodes reliées au point milieu de sources permettent ainsi l'accès au potentiels $+U_c, -U_c, 0$.

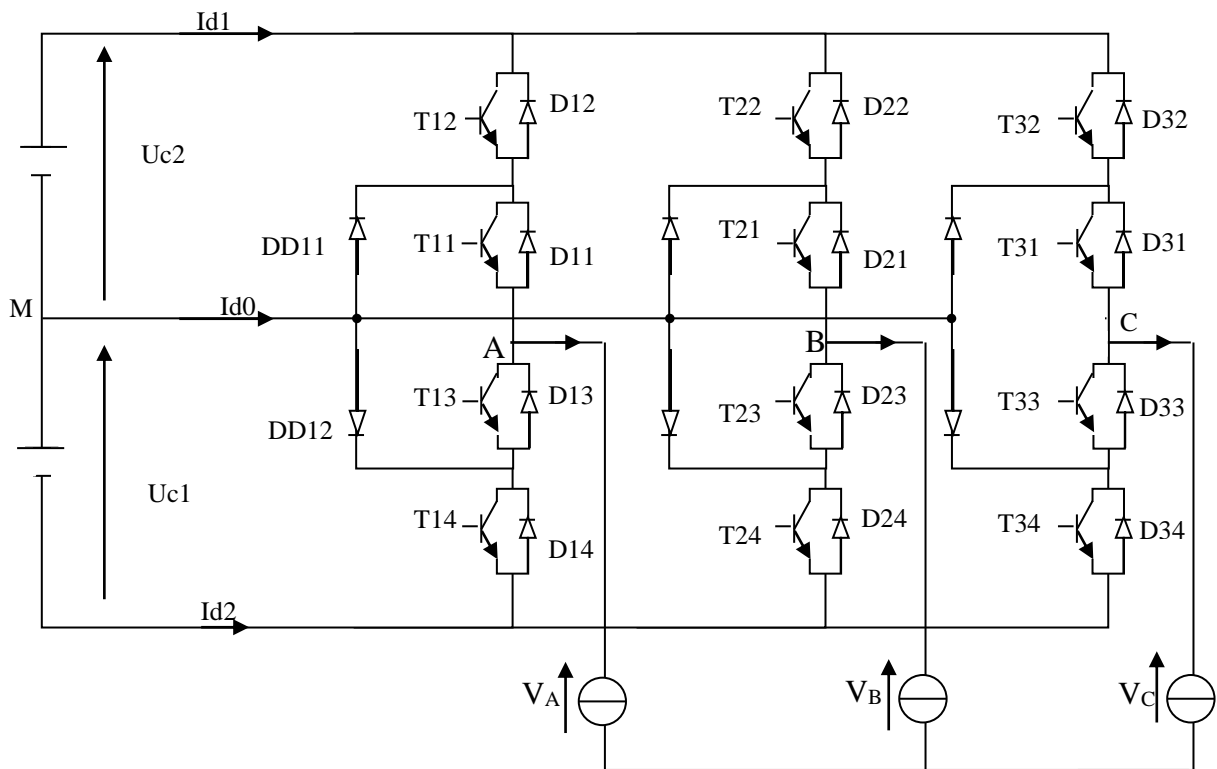
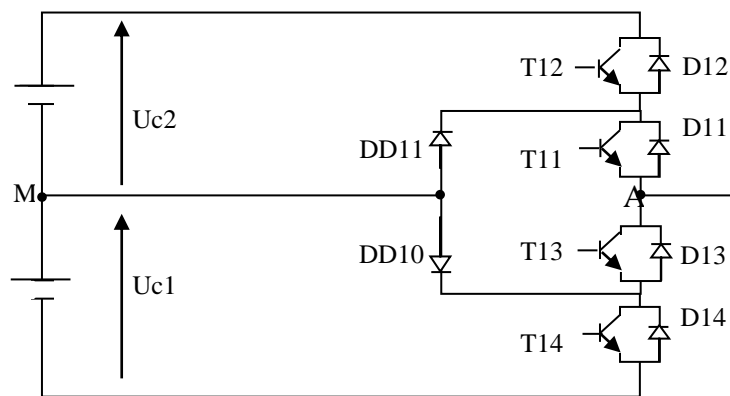


Fig III.1 Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III-2-2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

La symétrie des onduleurs triphasé à trois niveaux permet leur modélisation par bras. Ainsi, on commencera par définir un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande. On montrera ensuite comment déduire celui d'un bras complet.

Dans le but de réduire, en considérant toutes les configurations possibles d'un bras, on représente chaque paire transistor (Tks) – diodes (Dks) par un seul interrupteur bidirectionnel (TDks) [4], [6].



FigIII.2 Bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux

On verra la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. la modélisation de ce dernier se fait par bras figure (III.2)

III-2- 3 Différents configuration du bras d'onduleur à trois niveaux :

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par les figures (III.3). Les grandeurs électrique caractérisant chacune de ces configurations sont donnée dans le tableau (III.1) (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud K du bras K). pour la configuration E_0 , le potentiel V_k dépend de la charge de l'onduleur [2].

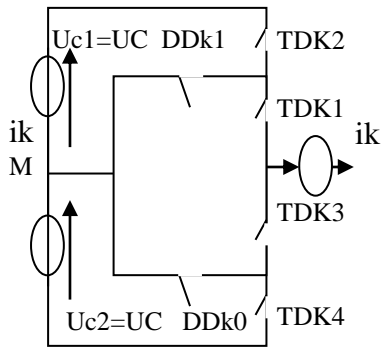


Fig.III.3.a La configuration de E_0

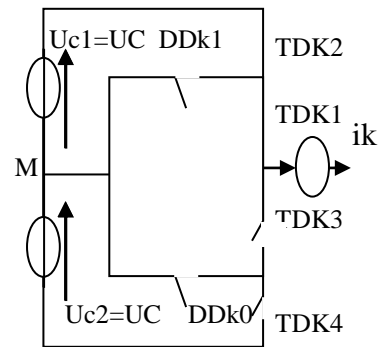


Fig. III.3.b La configuration de E_1

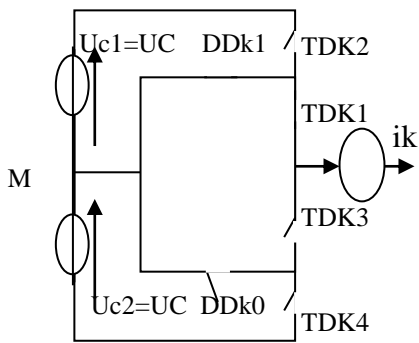


Fig.III.3.c La configuration de E_2

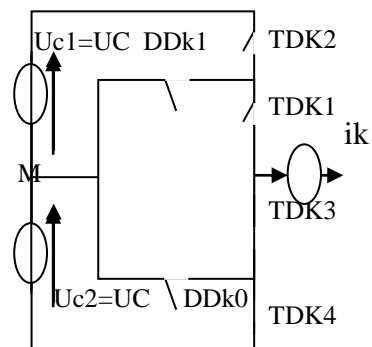


Fig.III.3.d La configuration de E_3

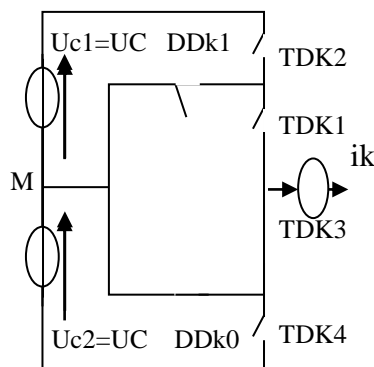


Fig.III.3.e la configuration de E_4

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau (III.1) :

configuration	Grandeurs électriques
E ₀	I _k =0 , V _k dépend de la charge
E ₁	V _k =U _{c1} =U _c
E ₂	V _k =0
E ₃	V _k =-U _{c2} =-U _c
E ₄	V _k =0

Tableau III-1 Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleurs à trois niveaux à structure NPC

III-2-4 Modèle de commande des onduleurs à trois niveaux :

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à onduleur de délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable. Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras.

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K4}} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{B_{K3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K4}} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{array} \right. , \quad (III.1)$$

III.1.a III.1.b III.1.c

La commande donnée par la relation III.1.Cest celle qui donne les trois niveaux U_{c1}, 0 et U_{c2} de façon optimale [10].

Le tableau 2 montre la table d'excitation associé à cette commande complémentaire

B _{K1}	B _{K2}	B _{K3}	B _{K4}	V _K
0	0	1	1	-U _{c2}
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U _{c1}
0	1	0	1	Inconnue

Tableau III-2 Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

$\mathbf{B_{ki}}$: commande de la base du transistor T_{ki}

Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec cette commande complémentaire tout ce passe comme et pour chaque bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux, on à seulement deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune. Ces deux cellules sont constituées respectivement des paires d'interrupteurs (T_{k1}, T_{k2}) et (T_{k3}, T_{k4}) .

III-2-5 Fonction de commutation :

On définit pour l'onduleur à trois niveaux une fonction de commutation F_k^i associée à la cellule i du bras K ($i = 1, \text{ou } 2$) [6].

On appellera cellule 1 du bras la paire d'interrupteur (T_{k1}, T_{k4}) et la cellule 2 la paire (T_{k2}, T_{k3}) Ainsi, on a :

F_k^1 : fonction de commutation associée à la cellule 1

F_k^2 : fonction de commutation associée à la cellule 2

Les fonctions des connexion des interrupteur s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutation comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t)] \\ F_{K2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t)] \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{cases} F_{K4}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{K3}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t - \frac{T}{2})] \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

On définira une fonction de connexion du demi bras qu'on notera F_{km}^b avec K : numéro du bras, $m=1$ pour le demi bras du haut, et $m=0$ pour le demi bras du bas .

Pour un bras K. les fonctions de connexion des demi –bras s’expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

F_{k1}^b est associée au demi bras du haut (la pair T_{k1}, T_{k2}) et F_{k0}^b Au demis bras du bas (la pair T_{k3}, T_{k4}).

Le système d’équation (III.5) montre que la fonction de connexion du demi-bras $F_{k m}^b$ vaut 1 dans le cas ou les deux interrupteurs du demi – bras associés à $F_{k m}^b$ sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas[6].

III-2-6 Fonction de conversion:

Les potentiels des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasé à trois niveaux ,par rapport au point M de la source de tension d'entrée ;sont donnés par le système suivant: (on suppose $U_{c1}=U_{c2}=U_c$).

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_c \\ V_{bm} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_c \\ V_{cm} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_c \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

On constate d'après le système (III.6), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En introduisant L’expression de ces dernières dans les tension d’entrés on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_c \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_c \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_c \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{c1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{c2} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{c1} - (F_{21}F_{24} - F_{33}F_{34})U_{c2} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{c1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{c2} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré on auras :

$$\begin{aligned} V_{AN} = V_A &= \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B &= \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C &= \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{III.11})$$

Les tensions simples sont données comme suite (avec $U_{c1}=U_{c2}=U_c$) [4],[6],[7]:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasée s'exprime en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b F_{12}^b i_1 + F_{21}^b F_{22}^b i_2 + F_{31}^b F_{32}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{13}^b F_{14}^b i_1 + F_{23}^b F_{24}^b i_2 + F_{33}^b F_{34}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, la relation (III-13) devient

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Le courant i_{d0} est lié aux courants d'entrée et aux courants de charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{III-15})$$

En introduisant la relation (III-13) dans l'équation (III-15) on obtient :

$$i_{d0} = [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)]i_1 + [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)]i_2 + [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)]i_3$$

III-3 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleur à trois niveaux ces techniques ont été développées par plusieurs auteurs [6],[7],[12]

Notre travail consiste à contrôler deux onduleurs MLI à trois niveaux entraînant une machine asynchrone à double étoile.

Dans ce chapitre, on commande l'onduleur à trois niveaux par la stratégie triangulo-sinusoidale

III-4 Stratégie de triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses :

III-4-1 Principe de la stratégie:[6]

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $E/2$ et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possibles :

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permettent d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi période.
- La porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dents de scie bipolaire.

L'algorithme de commande se résume en deux étapes :

1)- Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à trois niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{kl} correspond au demi bras K du haut est obtenu en comparant un signal de référence $V_{réfK}$ à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{pl} .

$$\begin{cases} (V_{\text{refk}} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = E/2 \\ (V_{\text{refk}} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases}$$

Le signal V_{k0} correspondant un demi-bras K du bas est obtenus on comparent le même signal de référence V_{refK} à une poreuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une période de hachage.

$$\begin{cases} (V_{\text{refk}} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{\text{refk}} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -E/2 \end{cases}$$

2)- Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension V_{km} de la phase K de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé V_{k2} .

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}$$

Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduit par :

$$\begin{cases} \text{si } V_{K2} = E/2 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ \text{si } V_{K2} = -E/2 \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ \text{si } V_{K2} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \end{cases}$$

$$B_{K3} = \bar{B}_{K2} \quad ; \quad B_{K4} = \bar{B}_{K1}$$

III -4-2 Algorithme de la commande:[4],[7].

Cette stratégie est caractérisée par l'indice de modalisation m et le taux de modalisation r :

- L'indice de modalisation m défini comme le rapport de la fréquence de la fréquence de la porteuse et celle de la référence (f_p/f). La modulation est dite synchrone lorsque m est entier et asynchrone dans le cas contraire.
- le taux de modulation r, qui est égale au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse.

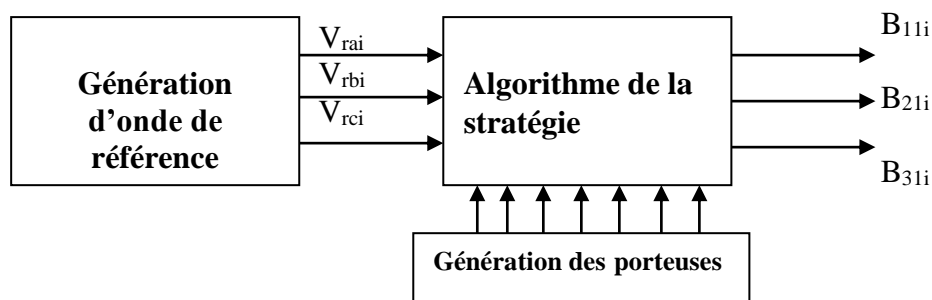
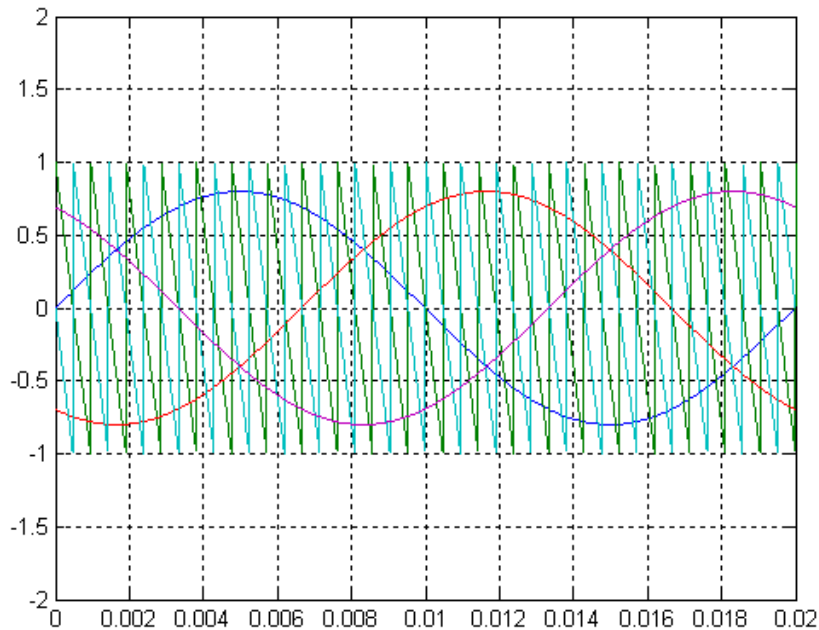


Fig.III-4 Principe de la technique triangulo-sinusoidale.

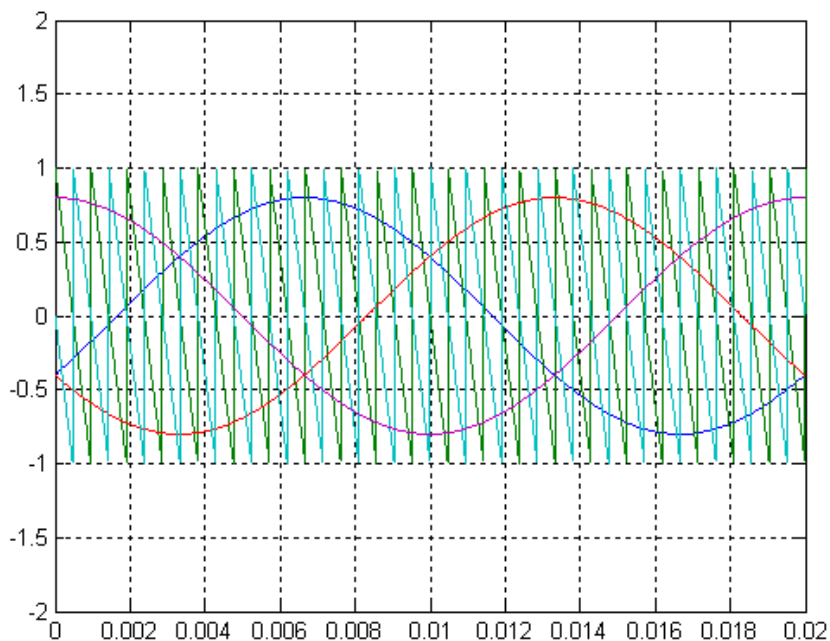
Cette stratégie présente deux avantages importants :

- ✓ Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- ✓ Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie

La figure (III-5) montre l'allure des signaux des deux porteuses et celles de référence pour les deux alimentations pour $m=21$, $r=0.8$.



a)-Up1, Up2 et les tensions de référence V_{sa1} , V_{sb1} et V_{sc1}

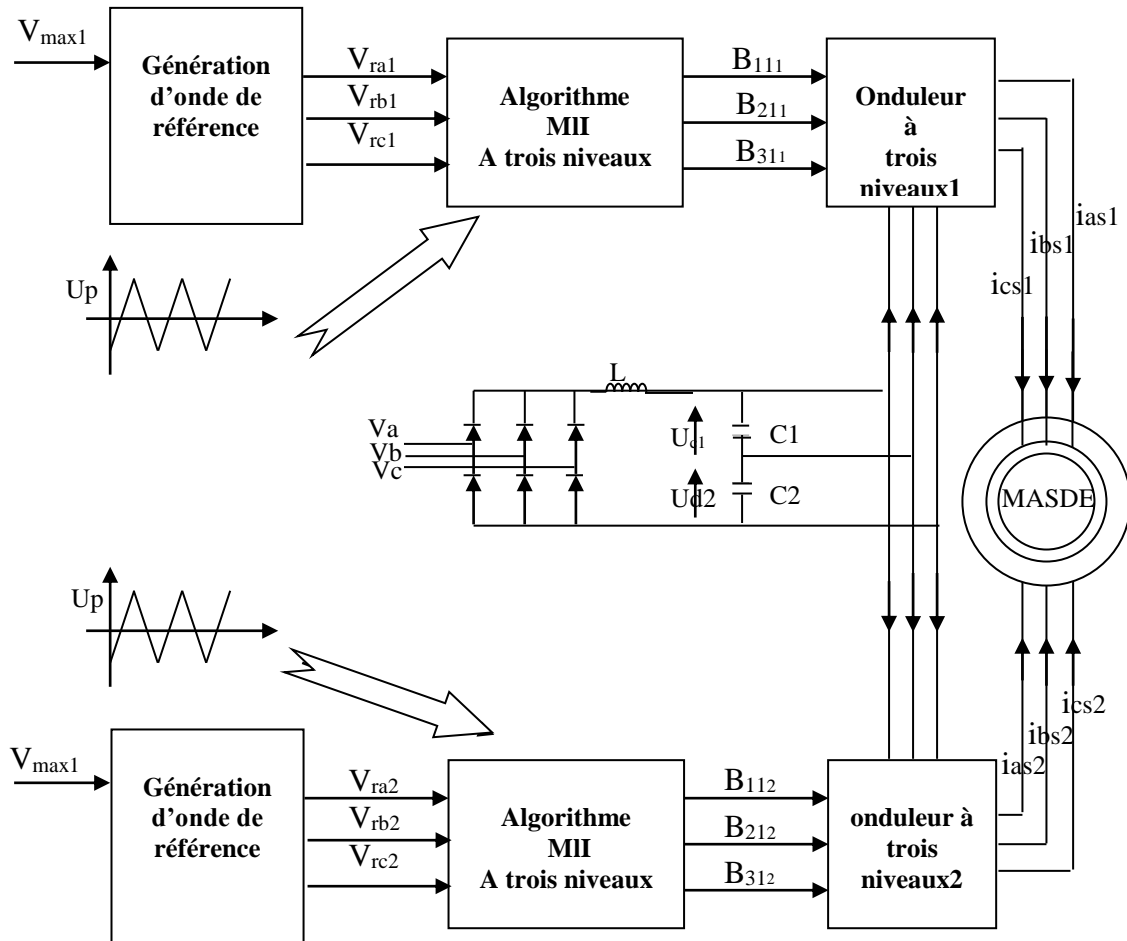


b)-Up1, Up2 et les tensions de référence V_{sa2} , V_{sb2} et V_{sc2}

FigIII-5 Principe de la technique triangulo- sinusoïdale

III-5 Association onduleur à trois niveaux de tension MASDS :

La figure (III-6) représente l'association onduleur de tension à trois niveaux MASDS ou les tensions de référence sinusoïdale V_{a1} , V_{b1} , V_{c1} , V_{a2} , V_{b2} , V_{c2} , sont comparées aux signaux des deux porteuses U_{p1} , U_{p2} .

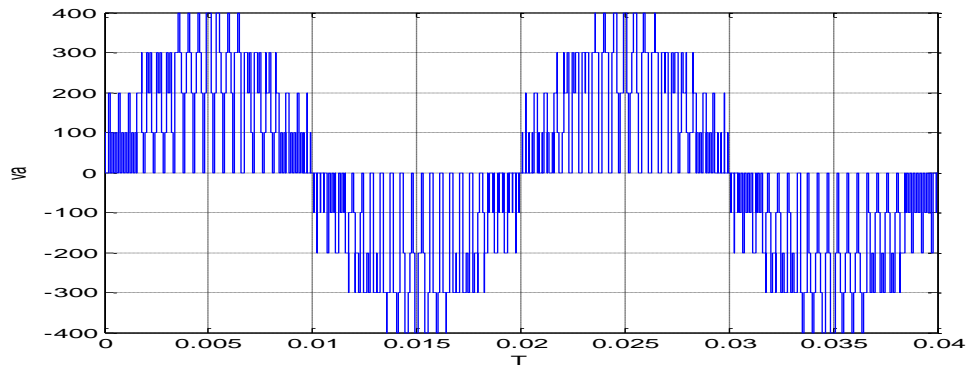


FigIII-6 Association des deux onduleurs de tension à trois niveaux à MLI triangulo-sinusoidale MASDS

III-6 Résultat de la simulation de l'onduleur à trois niveaux :

La figure (III-7) représente la tension et le courant de phases délivrés par l'onduleur, pour valeurs de $m=21$, $r=0.8$

On obtient une tension de phase sous forme de créneaux (sinusoïdale).



FigIII-7 Tension de phase de l'onduleur triphasée à trois niveaux

III-7 Résultat de la simulation de la MAS:

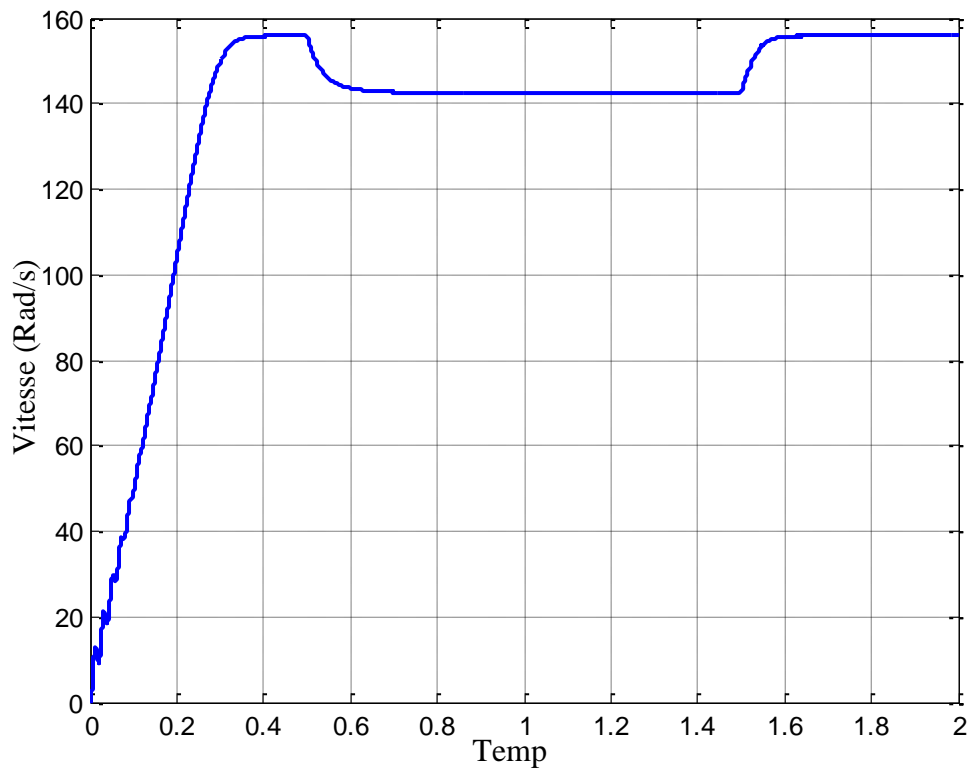


Fig III-8-a Caractéristique de la vitesse en fonction du temps

$$(r=0.8, m=21)$$

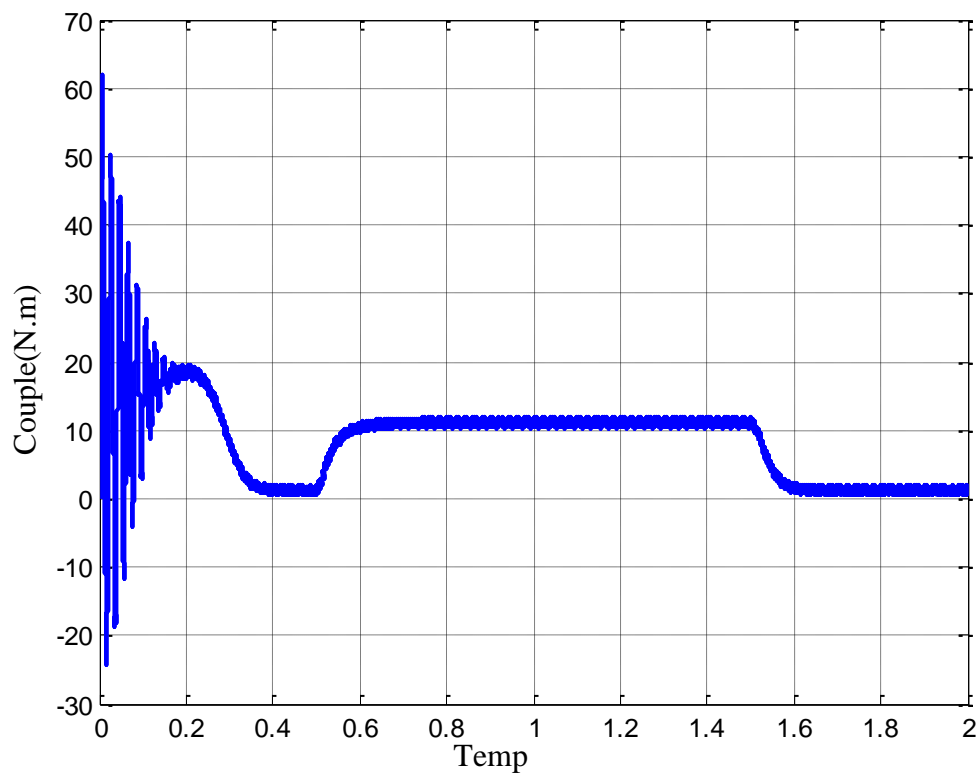


Fig III-8-b Caractéristique du couple en fonction du temps ($r=0.8, m=21$)

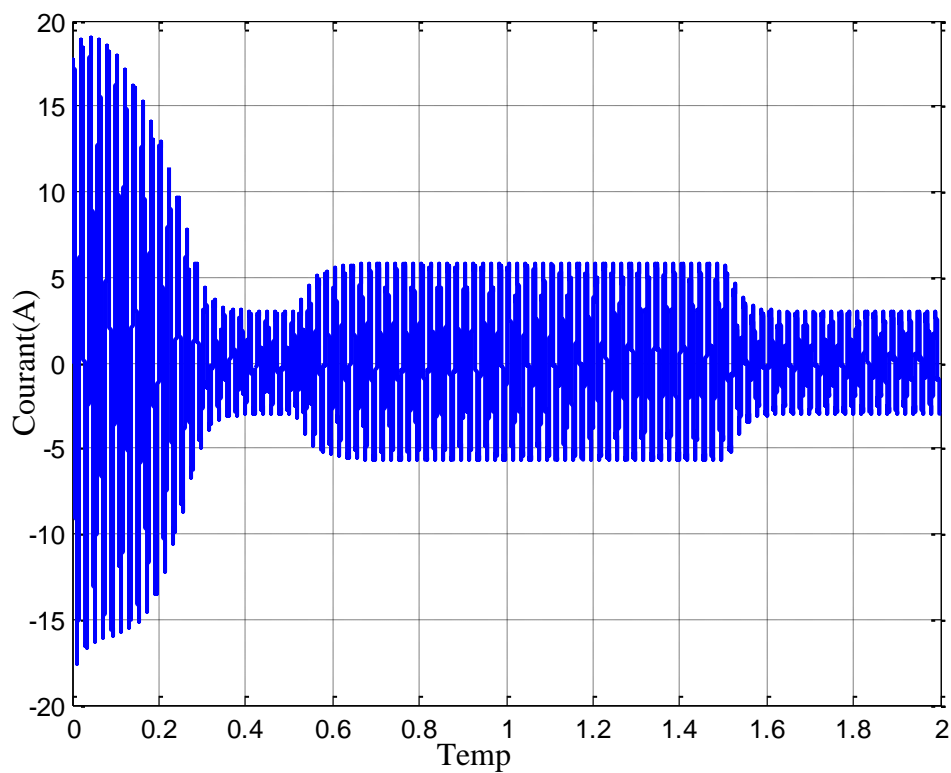


Fig III-8-c Caractéristique du couple en fonction du temps
($r=0.8, m=21$)

III-7-1 Interprétation les résultats :

Les figures (III-8) présent démarrage de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux .Après que le régime permanent est atteint nous avons appliqué une perturbation au niveau de la charge (couple résistant $C_r=10Nm$ à 0.5s). La comparaison de ces résultats avec celles obtenu dans le cas d'une alimentation sous pleine tension, montre la différent des deux forme du couple. Lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique est plus amortie lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

L'allure du courant du semblable à celle que nous avons obtenu avec alimentation en pleine onde.

La vitesse est à la même allure que celle du réseau.

III-8 Résultat de la simulation de la MASDE:

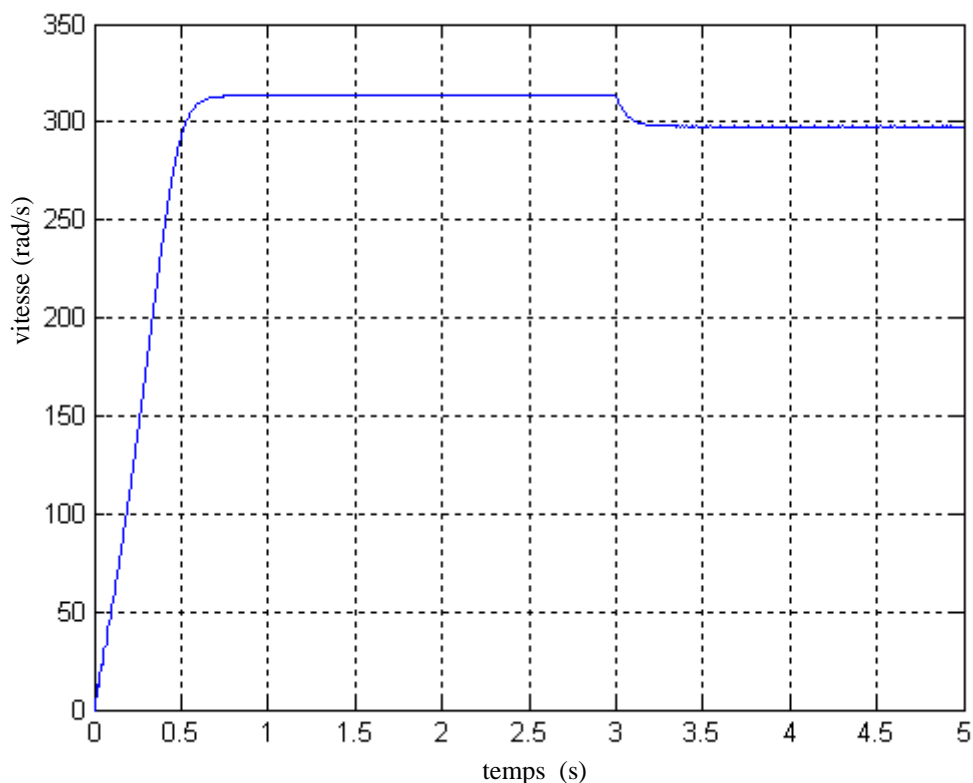


Fig III-9-a Caractéristique de la vitesse en fonction de temps

$$(r=0.8, m=21)$$

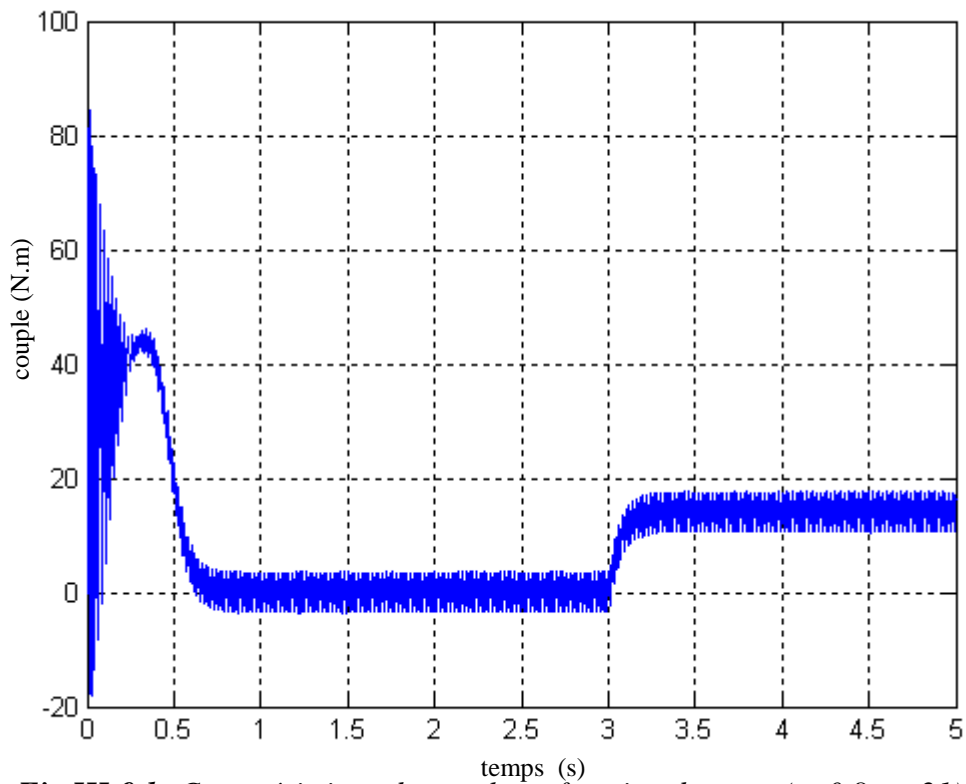


Fig III-9-b Caractéristique de couple en fonction de temps ($r=0.8, m=21$)

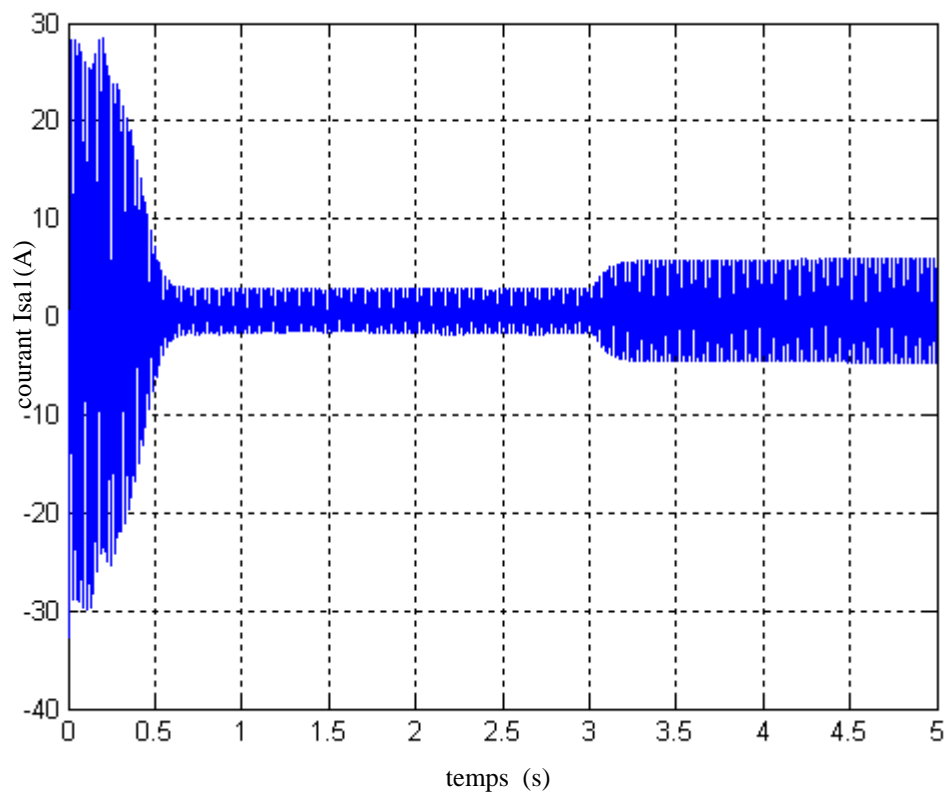


Fig III-9-c Caractéristique de courant statorique en fonction de temps ($r=0.8, m=21$)

III-8-1 Interprétation les résultats :

Les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires lors d'un démarrage à vide et puis lors d'application d'un couple de charge de 14Nm entre 3s et 5s sont montrés aux figures (III-9-a), (III-9-b), (III-9-c).

Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 80Nm ensuite se stabilise en régime établi après 0.7 s.

Pour une perturbation de couple de 14Nm nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation.

La vitesse atteinte est proche de sa valeur de référence 314 rad/s au bout de 0.7s.

Les résultats de simulation en régime permanent avec une charge nominale de 14Nm montrent que:

- ❖ Une oscillation moins forte du couple électromagnétique autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 17.6 Nm et des minimales de 11.1Nm.
- ❖ Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés de 30° et leurs amplitudes maximales sont égales.
- ❖ Les tensions des deux alimentations sont équilibrées et déphasées.

III-9 Conclusion :

Dans ce chapitre on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

L'alimentation par un onduleur à trois niveaux présente deux avantages à savoir la montée en puissance, ce qui est intéressant pour les MASDE, et l'amélioration de la qualité de la tension ce qui se répercute sur la réduction des ondulations du couple.

IV-1 Introduction:

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse ou la position. Parmi les commandes scalaires proposées pour la commande de la machine on site la commande $v/f=\text{constante}$ qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse. [11]

En 1972. **Blaschke** a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

Aujourd'hui grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone. [14]

IV-2 Principe de la commande vectorielle:

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double stator à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects (figure (IV.1)).

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire ;

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_a I_f \quad (IV.1)$$

Avec :

Φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : courant d'induit.

K, K' : constantes.

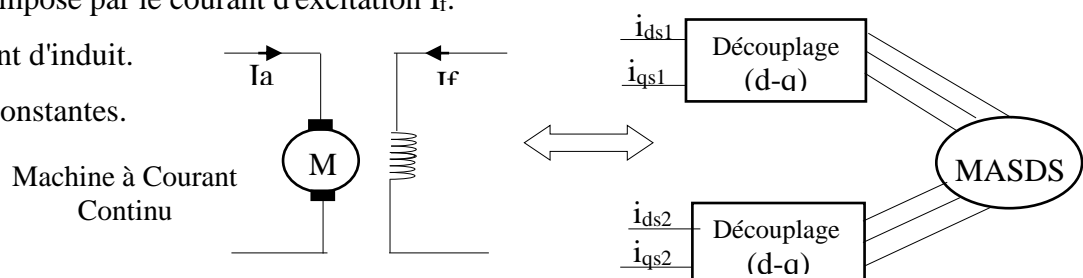


Fig (IV.1): Principe de la commande vectorielle.

Pour la machine asynchrone à double stator, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double stator est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (IV.2)$$

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant ,c'est à dire :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

$$\Phi_{qr} = 0$$

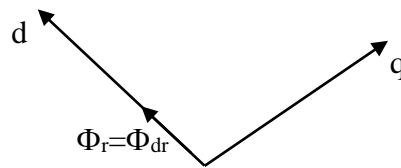


Fig (IV.2): Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (IV.3)$$

Avec:

$$k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

D'après l'équation (IV.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée.

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

IV-3 Procède d'orientation du flux:

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d,q). Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statoriques, rotorique ou entrefer).

Il existe trois types de référentiel :

- 1 Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad \Phi_{qr} = 0$$

- 2 Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad \Phi_{qs} = 0$$

- 3 Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{md} = \Phi_m \quad \Phi_{mq} = 0$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les deux composantes du courant statorique.

Dans notre étude, nous optons pour la technique d'orientation du flux rotorique.

IV-4 Méthode de la commande vectorielle:

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double stator, il existe deux méthodes : directe et indirecte.

Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et le module du flux.

IV-4-1 Méthode directe:

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

- 1 la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.

- 2 l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

IV-4-2 Méthode indirecte:

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte.

IV-5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse:

Elle se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

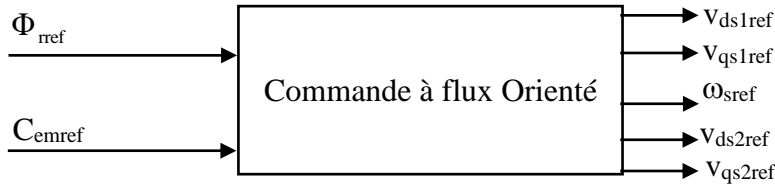


Fig (IV.3): Bloc de commande à flux Orienté.

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} . En tenant compte de la condition, $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{qr} = 0$, le système d'équation (I.18) devient :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})}{L_m + L_r} ; i_{qr} = \frac{-L_m(i_{qs1} + i_{qs2})}{L_m + L_r} \quad (IV.4)$$

En remplaçant (IV.4) dans (II.13) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{rref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r.$$

$$\Phi_{rref} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}). \quad (IV.6)$$

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = - (L_m + L_r) i_{qr} \quad (IV.7)$$

$$i_{qr} = - \frac{\omega_{glref} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (IV.8)$$

En remplaçant (IV.5), (IV.6) et (IV.7) dans le système d'équation (II.11) on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ V_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ V_{qs2ref} = R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (IV.9)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\begin{cases} i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{p L_m \Phi_{rref}} C_{em\ ref} \\ \omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{rref}} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (IV.10)$$

$$\text{Donc: } C_{em\ ref} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{rref} (i_{qs1} + i_{qs2})$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Le système (IV.11) montre que les tensions statoriques (v_{ds1} , v_{ds2} , v_{qs1} , v_{qs2}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (v_{ds1ref} , v_{ds2ref} , v_{qs1ref} , v_{qs2ref}) à flux constant sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = v_{ds1} - v_{ds1c} \\ v_{ds2ref} = v_{ds2} - v_{ds2c} \\ v_{qs1ref} = v_{qs1} + v_{qs1c} \\ v_{qs2ref} = v_{qs2} + v_{qs2c} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{ds2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1c} = \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ v_{qs2c} = \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques (v_{ds1} , v_{ds2} , v_{qs1} , v_{qs2}).

IV-5-1 Synthèse des régulateurs de courant:

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI). La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

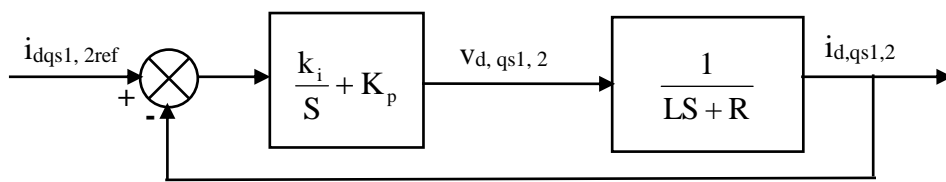


Fig (IV.4): Schéma de régulation des courants.

Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2} .

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2} .

IV-5-1-1 Calcul des paramètres du régulateur PI:

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{dq,s1,2}}{i_{dq,s1,2ref}} = \frac{(k_i + k_p S)}{LS^2 + (R + k_p)S + k_i} \tag{IV.14}$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués $S_{1,2} = \rho_i \pm j\rho_i$ le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_i S + 2\rho_i^2 \tag{IV.15}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_p = 2\rho_i L - R \\ k_i = 2\rho_i^2 L \end{cases} \tag{IV.16}$$

IV-5-1-2 Discrétisation du régulateur PI:

La fonction de transfert continue du régulateur PI selon l'axe « d » (par exemple) est :

$$\frac{v_{ds1}}{e_i} = \left(\frac{k_{id1}}{S} + k_{pd1} \right) \tag{IV.17}$$

$$e_i = i_{ds1ref} - i_{ds1} \tag{IV.18}$$

$$v_{ds1}(k) = k_p (i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) + k_i \Sigma(k) \tag{IV.19}$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ei} (i_{ds1ref}(k) - i_{ds1}(k)) \tag{IV.20}$$

T_{ei} : la période d'échantillonnage du régulateur. Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (IV.5)

On admet que $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$ et $i_{qs1ref} = i_{qs2ref}$.

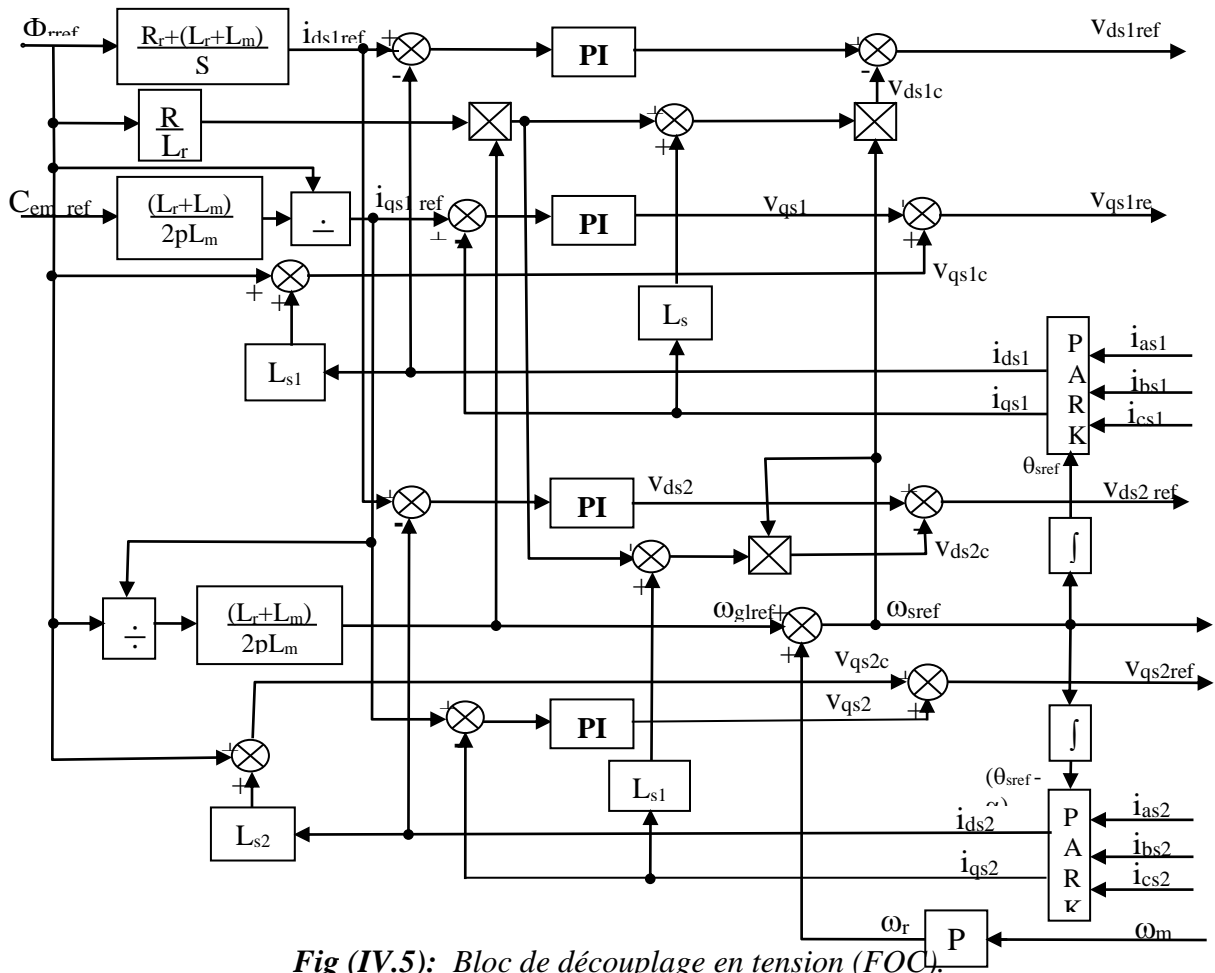


Fig (IV.5): Bloc de découplage en tension (FOC).

L'application de cette commande sur la machine conduit au schéma suivant :

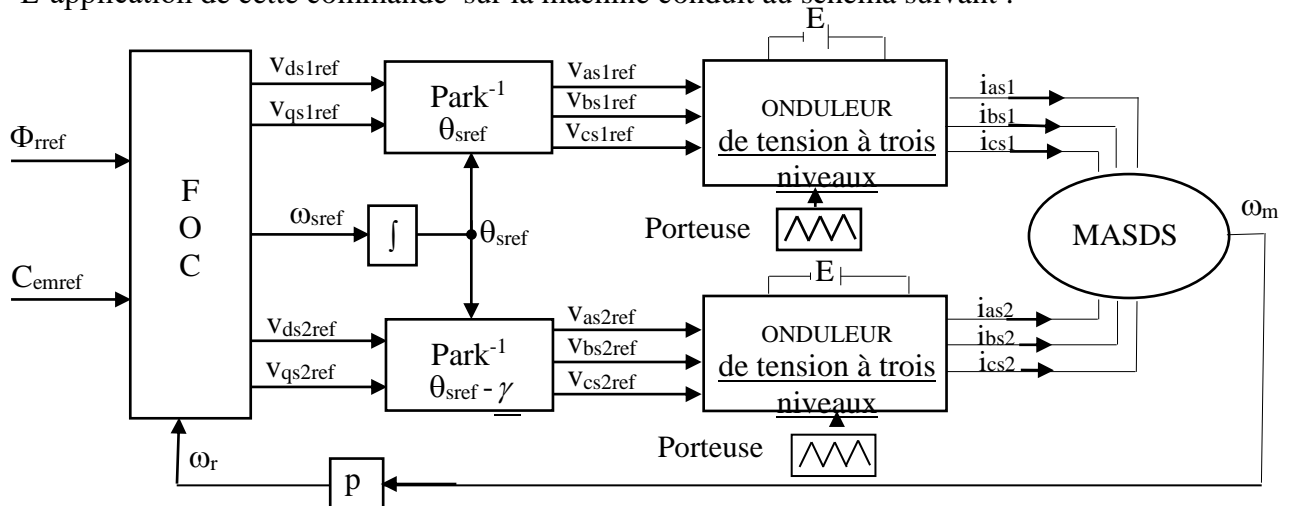


Fig (IV.6): Schéma de la commande découplée par orientation de flux appliquée sur la MASDS.

IV-5-2 Résultats de simulation:

La figure (IV.6) représente la réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique, nous avons imposé le flux de référence à $\Phi_{rref}=1\text{Wb}$ et le couple de référence sous forme de créneaux [+10, -10, +5] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0, 1.5],[1.5, 2],[2, 5] secondes

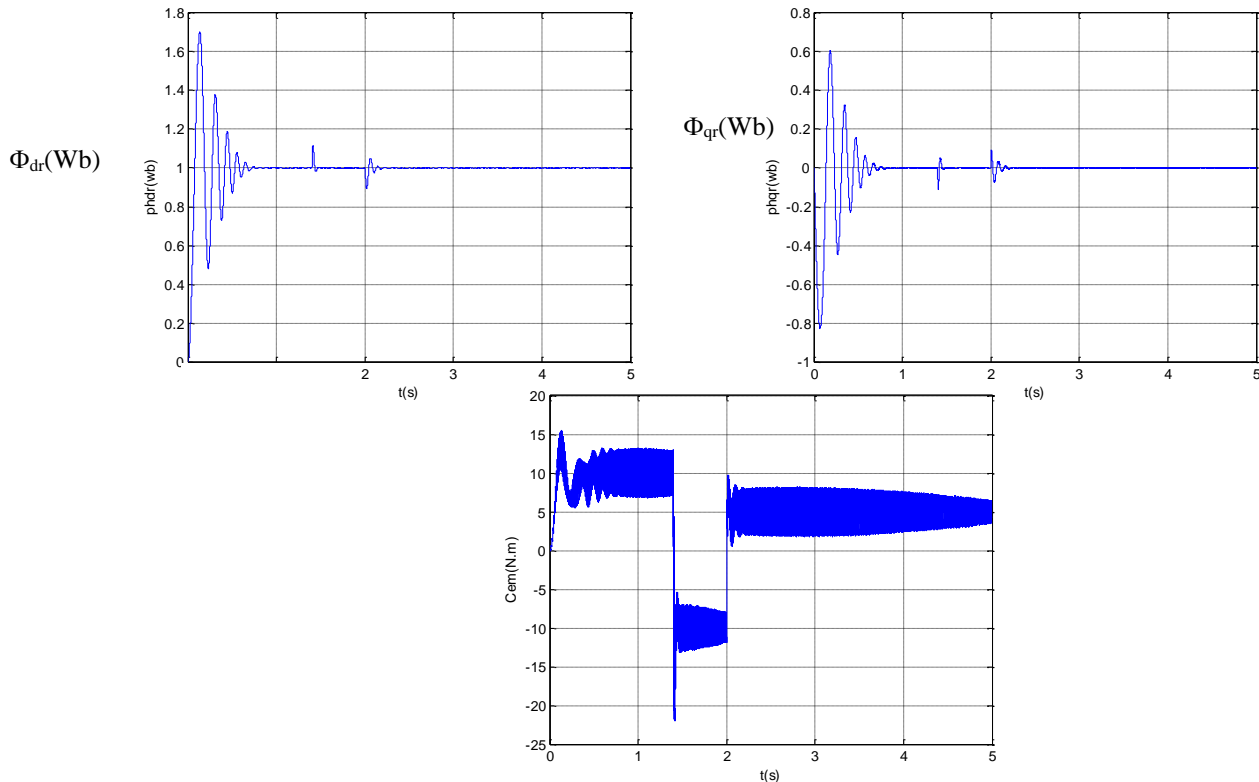


Fig (IV.7): Réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique.

Les paramètres des régulateurs utilisés sont donnés par le tableau (IV.1):

	ρ	k_p	k_i	T_e
Axe d	500	18.28	1.1×10^4	5×10^{-4}
Axe q	400	13.88	7.04×10^3	2×10^{-4}

Tableau (IV.1): Paramètres des régulateurs des courants.

IV-5-3 Interprétations des résultats:

En régime permanent le couple électromagnétique suit sa référence imposée, et la composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent.

La composante directe du flux rotorique Φ_{dr} est égale à la valeur imposée (1Wb).

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur, le flux rotorique représenté par ces composantes Φ_{dr} et Φ_{qr} ce qui montre le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

IV-6 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte:

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite d'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDS est donné par la figure suivante :

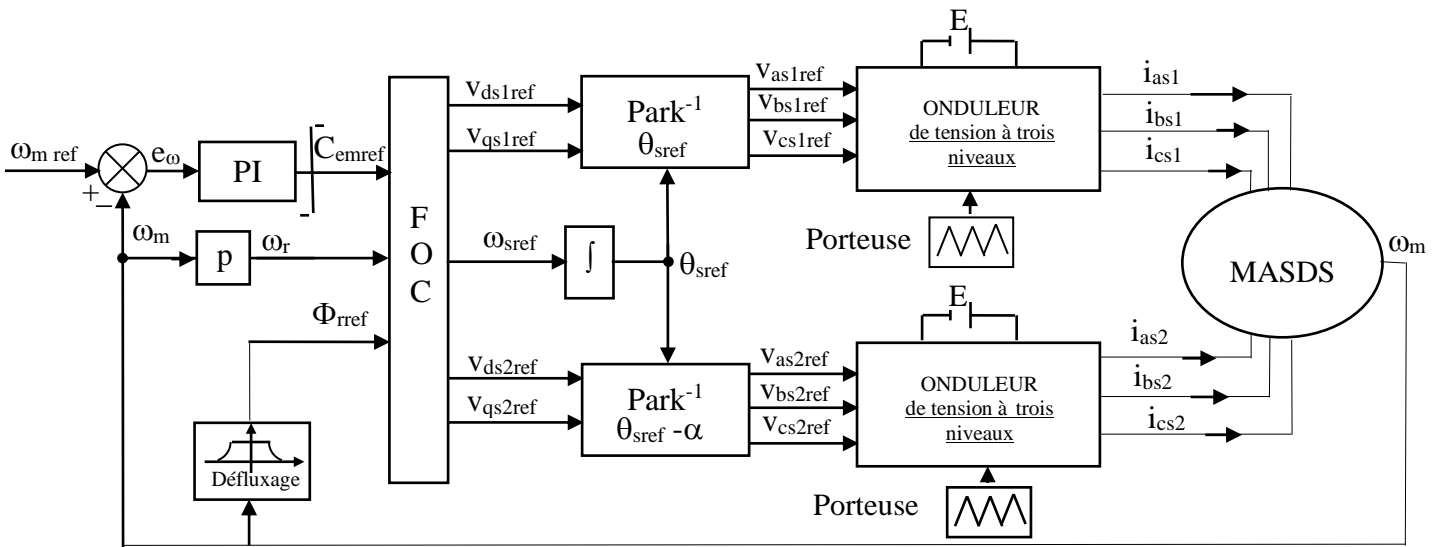


Fig (IV.8): Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.

IV-6-1 Bloc de défluxage:

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : Φ^n_r pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux borne de la machine.

Pour cela, en définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ref} = \Phi_n & \text{si } \omega_m \leq \omega_n \\ \Phi_{ref} = \Phi_n \omega_n / \omega_m & \text{si } \omega_m \geq \omega_n \end{cases} \tag{IV.21}$$

Avec: $\omega_n = 296,98 \text{ rd/s}$; $\Phi_n = 1 \text{ Wb}$.

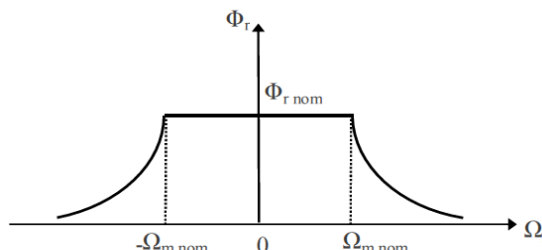


Fig (IV.9) : Profil du flux rotorique de défluxage

IV-6-2 Régulateur de vitesse:

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

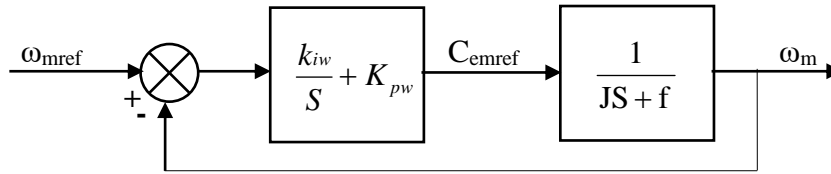


Fig (IV.10): Schéma réduit de régulation de vitesse..

IV-6-2-1 Calcul des paramètres du régulateur PI:

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)}{JS^2 + (f + k_{pw})S + k_{iw}} \tag{IV.22}$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués $S_{1,2} = \rho_{\omega} \pm j\rho_{\omega}$ le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{\omega}S + 2\rho_{\omega}^2 \tag{IV.23}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pw} = 2\rho_{\omega}J - f \\ k_{iw} = 2\rho_{\omega}^2J \end{cases} \tag{IV.24}$$

IV-6-2-2 Discrétisation du régulateur PI:

La fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{C_{emref}}{e_w} = \left(\frac{k_{iw}}{S} + k_{pw} \right) \tag{IV.25}$$

$$e_w = \omega_{mref} - \omega_m \tag{IV.26}$$

$$C_{emref}(k) = k_{pw} (\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) + k_{iw}\Sigma(k) \tag{IV.27}$$

$$\Sigma(k) = \Sigma(k-1) + T_{ew} (\omega_{mref}(k) - \omega_m(k)) \tag{IV.28}$$

T_{ew} : la période d'échantillonnage du régulateur.

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par :

$$C_{emref}[k] \text{ (limite)} = \begin{cases} C_{emref}[k] & \text{si } |C_{emref}[k]| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{sign}(C_{emref}[k]) & \text{si } C_{emref}[k] \geq C_{em}^{max} \end{cases} \tag{IV.29}$$

$$C_{em}^{max} = 30 \text{N.m} ;$$

Cette limitation provoque un effet d’emballement (effet windup), il faut donc associer le régulateur à un système d’anti-windup.

$$e_{\omega}^L[k] = e_{\omega}[k] \frac{1}{k_{p\omega} + hk_{i\omega}} (C_{mref}[k] - C_{mref}[k](\text{limité})) \tag{IV.30}$$

e_{ω}^L : L’erreur de vitesse qui aurait produit le couple de sortie du régulateur obtenu après la fonction de saturation

L’équation du sommateur devient :

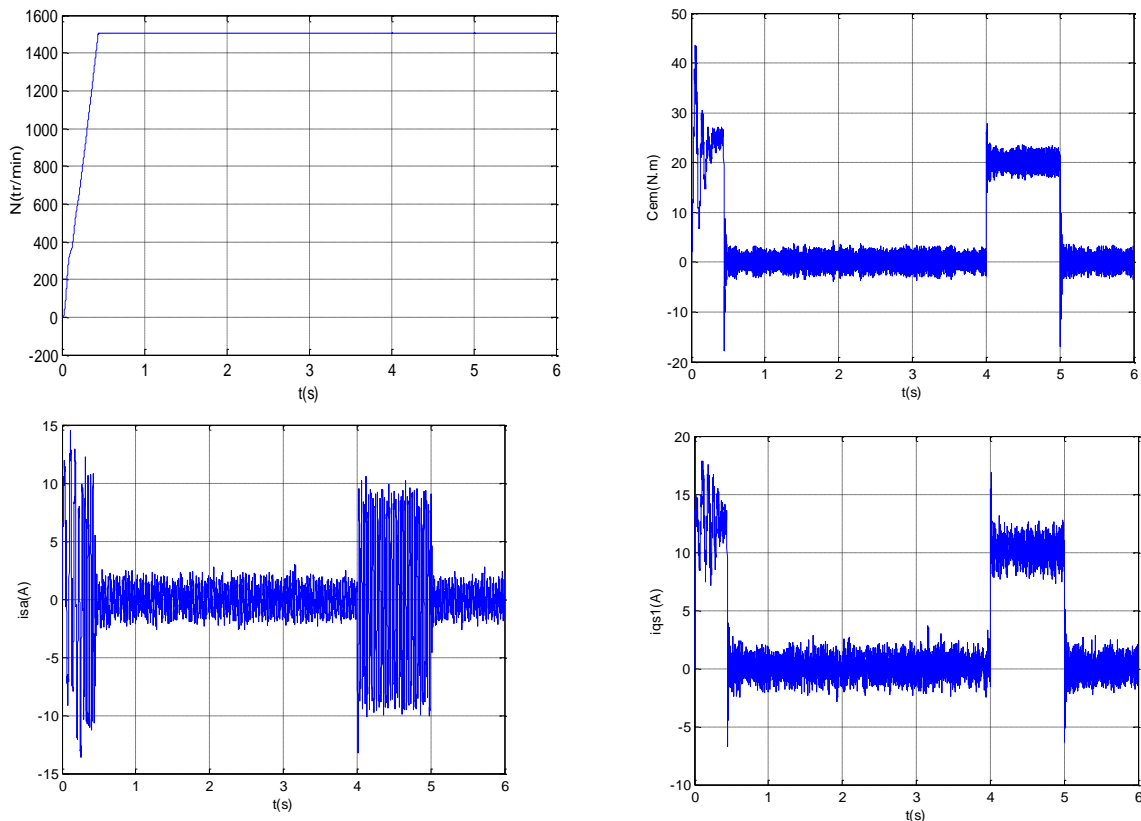
$$\Sigma[k] = \Sigma[k-1] + e_{\omega}^L[k]T_{e\omega}. \tag{IV.31}$$

IV-6-3 Les résultats de simulation:

Régulateurs	ρ	k_p	k_i	T_e
De courant (axe d)	5350,5	231,701	$1,259 \times 10^6$	10^{-4}
De courant (axe q)	2249,5	95,258	$2,226 \times 10^5$	10^{-4}
De vitesse	200	24,99	5000	5×10^{-4}

Tableau (IV.2): paramètres des régulateurs utilisés.

La simulation est effectuée avec les paramètres suivants :



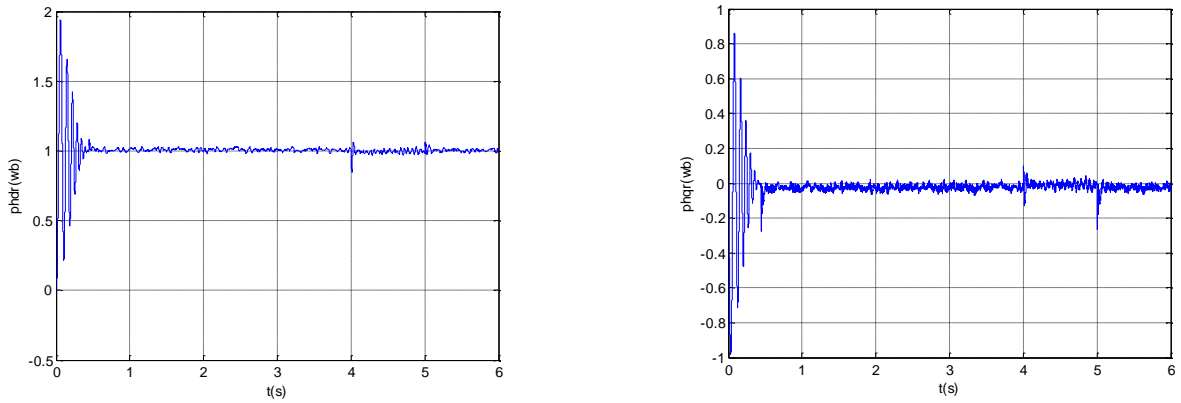


Fig (IV.11): Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r = 20N.m$ entre [4, 5] s.

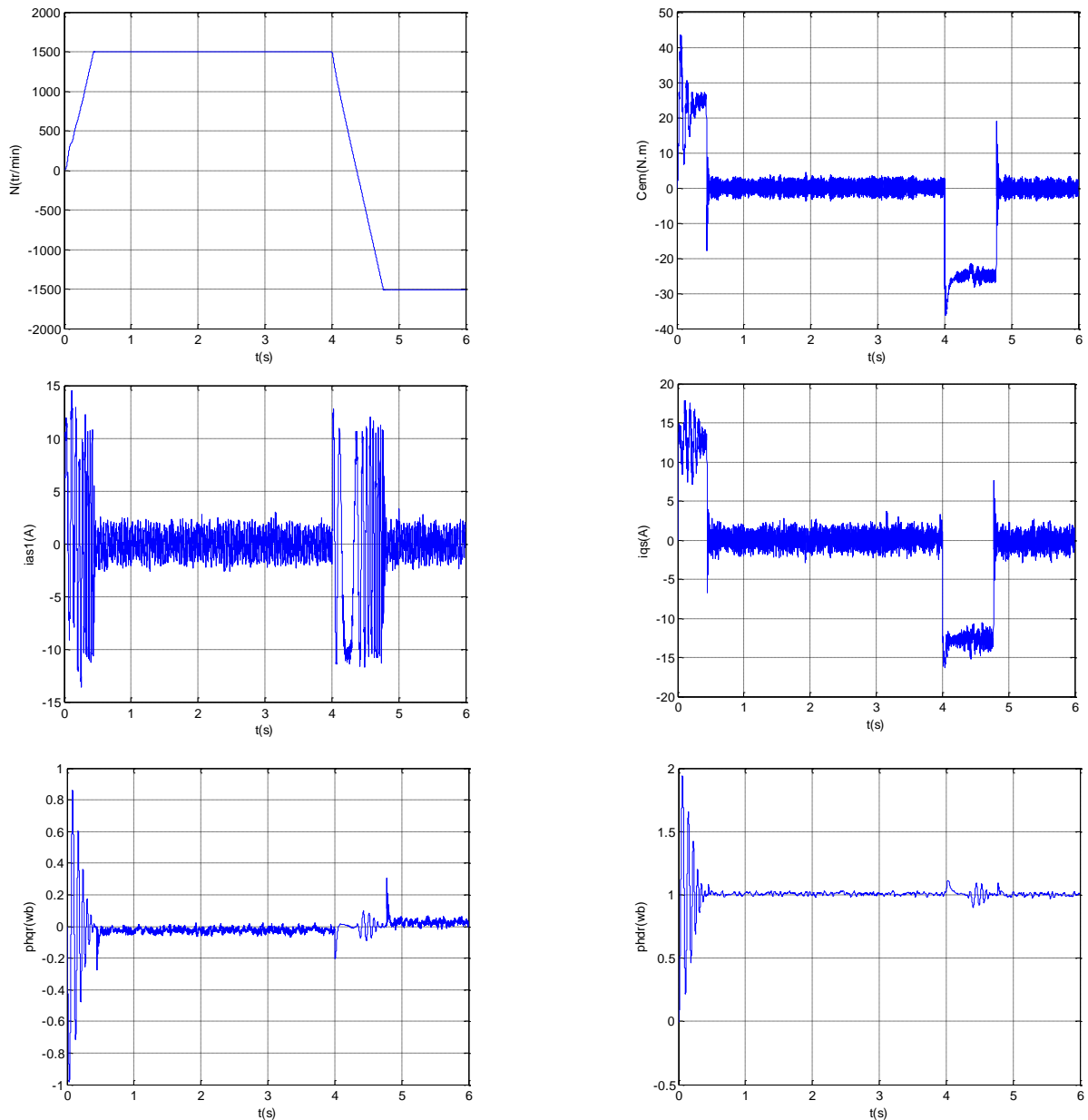


Fig (IV.12): Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec une inversion de vitesse à l'instant $t=4s$

IV-6-3-1 Interprétations des résultats:

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDS ont été visualisées pour les deux tests suivants :

1. réponse à un échelon de vitesse de $N=1500$ tr/mn avec l'application d'un couple de charge $C_r=20$ N.m entre (4 à 5) s
2. réponse à une inversion de vitesse (1500 à -1500) tr/mn à l'instant $t=4$ s.

Pour le premier cas on constate que :

- La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,4s) avec un dépassement (1.15%de vitesse de référence). Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,10s).
- Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (44N.m).
- Le courant statorique i_{as1} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 14.1A.

Pour le deuxième cas :

- La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (0.75 s).
- L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-25 N.m)
- Le courant statorique i_{as1} a une allure sinusoïdale.

IV-8 Tests de robustesse:

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDS, en faisant varier la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales.

IV-8-1 Résultats de simulation:

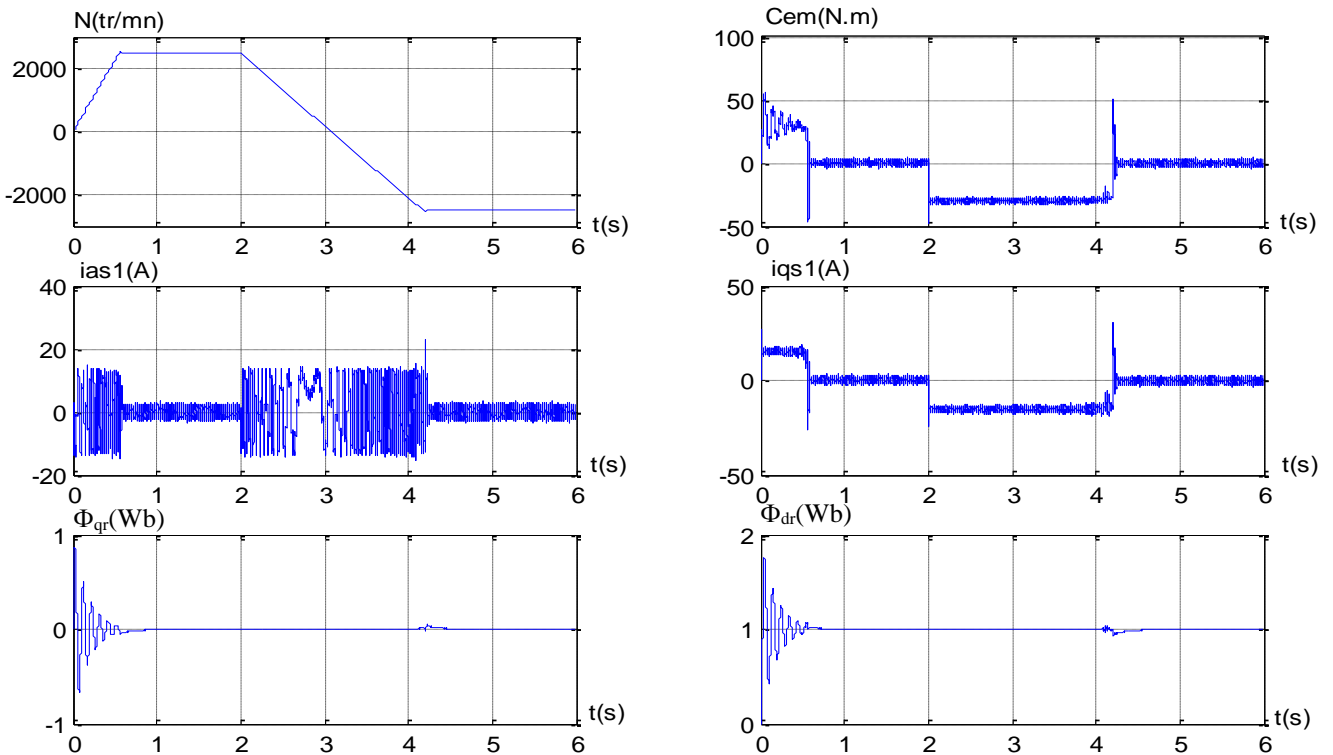


Fig (IV.13): Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J=2J_n$ à partir $t=1s.$)

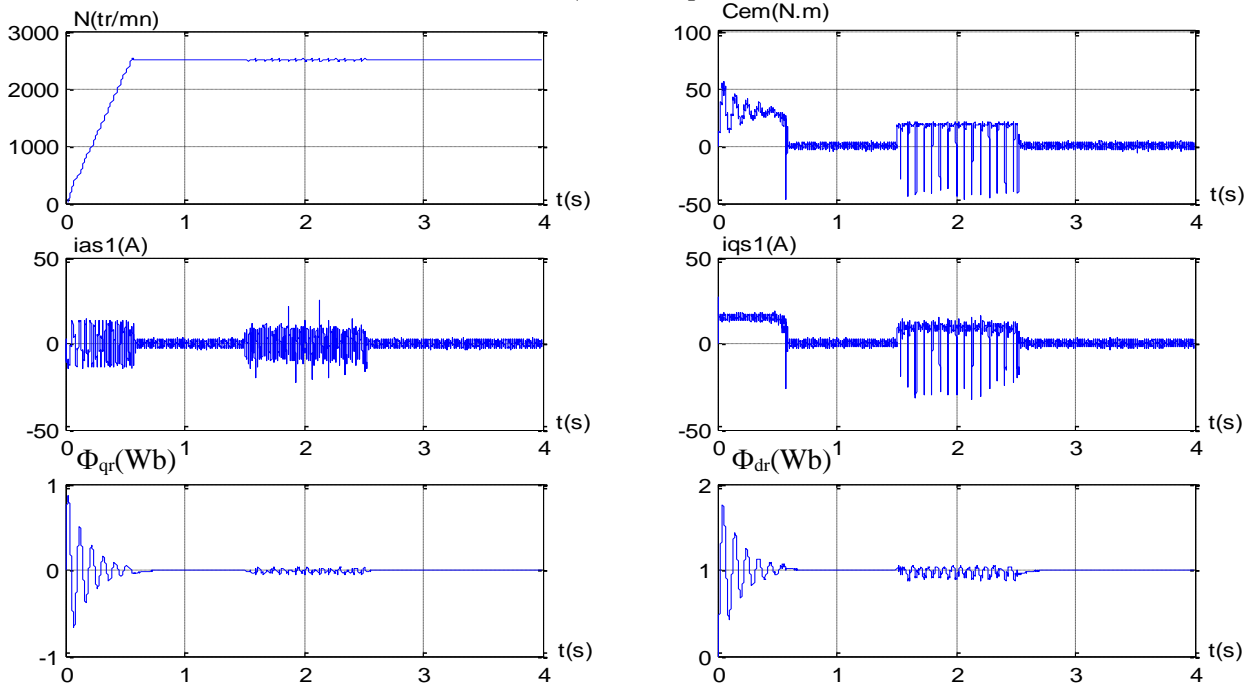


Fig (IV.14): Comportement de la MASDS vis-à-vis la variation de la résistance rotorique d'inertie ($R=2R_n$ à partir de $t=1s.$)

IV-8-2 Interprétations des résultats:

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation de la résistance rotorique, on constate que le découplage est affecté. La variation du moment d'inertie donne une augmentation du temps d'inversion du sens de rotation.

IV-9 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, appliqué à une MASDS.

On a appliqué la méthode indirecte, qui nécessite seulement la connaissance de la position de flux.

L'inconvénient de régulation par ce dernière méthode c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une technique de commande vectorielle de la MASDS par orientation du flux rotorique alimenté par deux onduleurs de tension triphasé à trois niveaux

Afin d'aborder cette étude, nous avons établi en premier lieu le modèle mathématique de notre machine en vue d'une alimentation par le réseau et après par convertisseur statique. Nous avons appliqué la transformation de PARK liée au champ tournant qui nous permis de simplifier ce dernier.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. Ainsi, nous avons élaboré son modèle de connaissance, et nous avons présenté sa commande complémentaire optimale. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras permettant de montrer que la structure de l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs a deux niveaux. Ensuite, nous avons développé la stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux à savoir la commande triangulo-sinusoidale deux porteuses.

Nous avons dedie le quatrième chapitre à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, nous avons développe méthode de commande indirecte. malgré les simplifications introduite dans les techniques de commande vectorielle, ces dernières offrent des performances acceptables.

Les algorithmes de réglage classiques, tel que les PI peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes.

ANNEXES

PARAMETRES de la mchine asynchrone

❖ Puissance nominale	$P = 108 \text{ Kw}$
❖ Courant nominale	$I_n = 2.83/4.91 \text{ A}$
❖ Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
❖ Nombre de paire de pôles	$P = 2.$
❖ La vitesse nominale	$\Omega_n = 157 \text{ rad/s}$
❖ Résistance d'enroulement statorique	$R_s = 10 \ \Omega$
❖ Résistance rotorique	$R_r = 6.3 \ \Omega .$
❖ Inductance d'enroulement statorique	$L_s = 0.4642 \text{ H}$
❖ Inductance rotorique	$L_r = 0.4612 \text{ H}$
❖ Inductance mutuelle	$M = 0.4212 \text{ H}$
❖ Moment d'inertie	$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$K_f = 0.00 \text{ Nms/rd}$
❖ Fréquence nominale	$F = 50 \text{ Hz}$

PARAMETRES de la mchine asynchrone a double étoile

❖ Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ Kw}$
❖ Courant nominale	$I_n = 6.4 \text{ A}$
❖ Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
❖ Résistance du premier enroulement statorique	$r_{s1} = 3.72 \ \Omega$
❖ Résistance du deuxième enroulement statorique	$r_{s2} = 3.72 \ \Omega$
❖ Résistance rotorique	$r_r = 2.12 \ \Omega$
❖ Inductance du premier enroulement statorique	$l_{s1} = 0.022 \text{ H}$
❖ Inductance du deuxième enroulement statorique	$l_{s2} = 0.022 \text{ H}$
❖ Inductance rotorique	$l_r = 0.006 \text{ H}$
❖ Inductance mutuelle	$l_m = 0.3672 \text{ H}$
❖ Coefficient de frottement	$f_r = 0.001$
❖ Moment d'inertie	$j = 0.0625$
❖ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
❖ Nombre de paire de pôles	$P = 1$

Résumé

Ce mémoire présente une étude de commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs à trois niveaux.

Dans la première et la deuxième parties, nous avons donné les résultats de simulation de la MAS et MASDE.

Dans la troisième partie, nous avons alimenté la MASDE par un onduleur à trois niveaux et nous avons obtenu des résultats satisfaisants.

En fin, nous avons appliqué la commande vectorielle indirecte à la MASDE par orientation du flux rotorique.

Mots clés : machine asynchrone, machine asynchrone à double étoile, l'onduleur à trois niveaux, commande vectorielle

Bibliographie

- [1] D. Hadiouche, H.Razik, A rezzoug «Study and simulation of space vector PWM control of Double-Stator Induction motor » CIEP.2000 Mexico, pag, 42-47
- [2] Lameche Toufik, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM, ». Thèse de Magister, Université de Sétif, 2003.
- [3] Carlos Canudasde wit, « Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, ». Paris, Hermès Science publications, 2000.
- [4] : Beriber Dalila « Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleur à trois niveaux à structure NPC » Thèse de Magistère, ENP. Alger 2004.
- [5] H.Benali, M.Bellout « contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double étoile » Mémoire d'ingénieur, Université béjaia2004.
- [6] E .M. Berkouk, « contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseur direct et indirects. Application aux gradateur onduleur multiniveux » thèse de doctorat, CNAM, paris France 1995.
- [7] S Belgacmi, N.Sami, « Etude et commande d'une machine asynchrone a double étoile alimenté par un onduleur multiniveux », mémoire d'ingénieur, ETSTHB 2003
- [8] Toufouti Riad, « Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone, ». Thèse de Magister, Université de Constantine, 2003.
- [9] Fadli Rahima, Amrani nassima, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone, ». Mémoire d'ingénieur, Université de Sétif, 2000.
- [10] Guy Strutzer, Eddie Samigiel, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés.Commande vectorielle des moteurs synchrones. Commande numérique par contrôleurs DSP ». Ellipses, Mars 2000.
- [11] G.A.Capolino, Y.Y.Fu, « Commande des machines asynchrones par flux orienté : principe, méthode et simulation», Institut méditerranéen de technologie département électronique de puissance et systèmes associés.
- [12] H. M Gaoua, S. Benhammadi, «machines asynchrone a double stator. Modélisation alimentation et command » Mémoire D'ingénieur, E.N.P Alger 2002.

- [13] Mourad Moussaoui, Smail Rebbouh, « Commande Adaptative à Modèle de Référence. Application à un Moteur Asynchrone, ». Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila, Promotion JUIN2002
- [14] Yayuan Fu « Commande découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées » Thèse de doctorat, Université montpellier II, 1991.
- [15] A.Ivanov – Smolenski « Machines Electriques » Volume1 Edition Mir Moscou