

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique**

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED

INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technique

Filière : Génie électrique

Spécialité : contrôle et diagnostic de système électrique

Présenté par : *LAIB Madjeda*

DJERIBIAI Nour El Houda

Thème

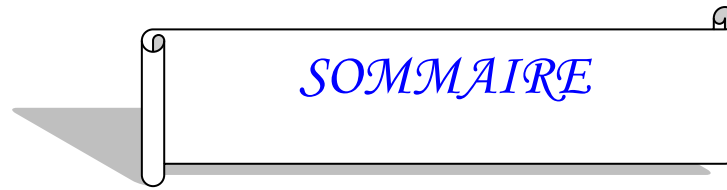
**Alimentation d'un Moteur Asynchrone par
un Onduleur à MLI (en Boucle ouvert)**

Soutenu le 27 Juin 2009

Devant le jury composé de :

M.	HIMA Abd Kader	MA (A)	Président
M.	ZELLOUMA M ^{ed} Laid	MA (B)	Examineur
M.	LAMMOUCHI Zakaria	MA (A)	Examineur
M.	MOHAMMEDI Messaoud	MA (A)	Rapporteur

2008-2009



↪ Remerciement

↪ Dédicace

↪ Sommaire

↪ Notations

↪ Liste des Figures

↪ Liste des équations

Introduction générale 1

CHAPITRE I

Généralité sur le Moteur Asynchrone

1. Introduction	2
2. Disposition générale	2
2.1. Le stator	2
2.2. Le rotor	2
2.2.1. Rotor bobiné ou bagues	3
2.2.2. Rotor à cage	3
3. Principe de fonctionnement	4
4. Le glissement	5
5. Fréquence rotorique	6
6. Effets des courants rotoriques. Couple. Flux résultant	6
7. Schémas équivalents	7
8. Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone	8
9. Conclusion	9

CHAPITRE II

Modélisation de la Machine Asynchrone

1. Introduction	10
2. Hypothèses simplificatrices	11
3. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	11

3.1. Equations électriques	11
3.2. Equations magnétiques	12
4. Transformation de Park	13
5. Modèle du moteur dans le système biphasé	15
5.1. Equations électriques	15
5.2. Equations magnétiques	16
6. Définition des différents référentiels	16
6.1. Référentiel fixe par rapport au stator	17
6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor	17
6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant	17
7. Expression du couple électromagnétique et de la puissance	18
8. Equation de mouvement	19
9. Simulation de la machine asynchrone	19
9.1. Simulation du moteur asynchrone triphasé dans le repère fixe par rapport au stator	20
10. Conclusion	21

CHAPITRE III

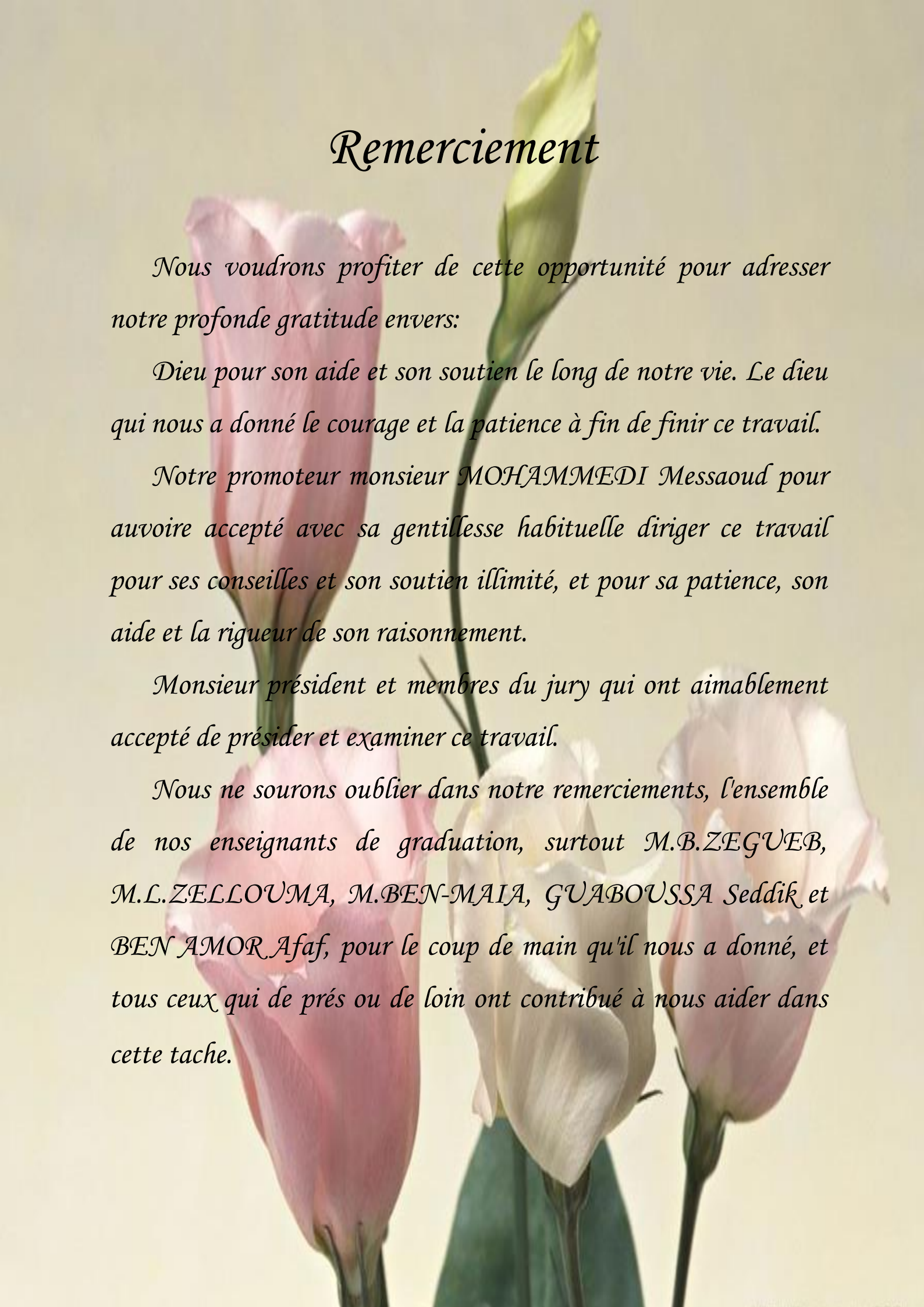
Variation de Vitesse de la MAS

1. Introduction	22
2. Réglage de la vitesse de rotation des moteurs par changement du nombre de pôles	22
3. Réglage de la vitesse de rotation des moteurs par changement de la tension statorique	23
4. Variation de la fréquence d'alimentation	24
5. onduleur de tension triphasé	24
5.1. Modélisation de l'onduleur	25
5.1.1. Hypothèses	25
5.1.2. Matrice de connexion	25
6. Techniques de commande de l'onduleur de tension	27
6.1. Commande en pleine onde	27
6.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	28
7. Conclusion	28

CHAPITRE IV

Simulation et Interprétation des Résultats

1. Introduction	29
2. Bloc de simulation	29
2.1. Caractéristique des courants et tensions statoriques	30
2.2. Caractéristique de vitesse et du couple électromagnétique	32
3. Conclusion	33
Conclusion générale	34

The background of the page features a soft-focus image of several flowers. On the left, there is a large, vibrant pink flower in full bloom. To its right and slightly higher, there is a green flower bud. In the lower center, there is a white flower with delicate pink edges on its petals. To the right of the white flower, there is another pink flower, partially visible. The flowers are set against a light, warm-toned background.

Remerciement

Nous voudrions profiter de cette opportunité pour adresser notre profonde gratitude envers:

Dieu pour son aide et son soutien le long de notre vie. Le dieu qui nous a donné le courage et la patience à fin de finir ce travail.

Notre promoteur monsieur MOHAMMEDI Messaoud pour auvoire accepté avec sa gentillesse habituelle diriger ce travail pour ses conseilles et son soutien illimité, et pour sa patience, son aide et la rigueur de son raisonnement.

Monsieur président et membres du jury qui ont aimablement accepté de présider et examiner ce travail.

Nous ne sourons oublier dans notre remerciements, l'ensemble de nos enseignants de graduation, surtout M.B.ZEGUEB, M.L.ZELLOUMA, M.BEN-MAIA, GUABOUSSA Seddik et BEN AMOR Afaf, pour le coup de main qu'il nous a donné, et tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à nous aider dans cette tache.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À mes très chers parents,

À ma grande mère,

À mes frères et sœurs,

À tous mes cousin(e)s les familles DJERIBIA et LAIB,

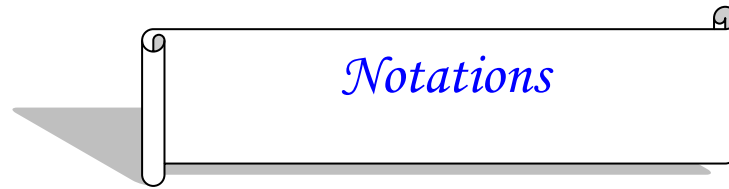
CHOUEF et ZEGUEB

À tous mes ami (e) s et en particulier AFAF, Hamida, Radia,

Hana, Saïda et Chaima,

À toute la promotion 2009 en particulier l'option CDSE.

Madjeda et N.E.Houda.



MATLAB:	Logiciel distingue principalement au calcul scientifique à la modulation et à la Simulation.
MAS:	Machine asynchrone.
v_1 :	La valeur efficace des tensions statoriques.
$\bar{I}_1$:	La valeur efficace des courants statoriques.
$\bar{I}_2$:	La valeur efficace des courants rotoriques.
n_1 :	le nombre de spires par phase du bobinage statorique .
n_2 :	le nombre de spires par phase du bobinage rotorique.
k_1 :	le coefficient de bobinage de l'enroulement du stator .
k_2 :	le coefficient de bobinage de l'enroulement du rotor.
s, r :	Indice de phase statorique et rotorique.
R_s, R_r :	Résistance statorique et rotorique.
$\Omega_{s(r)}$:	Vitesse statorique et rotorique.
g :	Le glissement.
P :	Le nombre paire de pôles.
A, B, C:	Trois phase de stator.
a, b, c:	Trois phase du rotor.
V_{As}, V_{Bs}, V_{Cs} :	Les tensions statoriques.
$\Phi_{As}, \Phi_{Bs}, \Phi_{Cs}$:	Les flux statoriques.
i_{As}, i_{Bs}, i_{Cs} :	Les courants statoriques.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr} :	Les tensions rotoriques.
V_a, V_b, V_c :	La tension de sortie.
V_a^*, V_b^*, V_c^* :	La tension de référence.
U_p :	La valeur de la porteuse.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$:	Les flux rotoriques.
i_{ar}, i_{br}, i_{cr} :	Les courants rotoriques.

$[L_{cs(r)}]$:	Matrice d'inductance statorique (rotorique).
$[M_{rs}]$:	Matrice d'inductance mutuelle.
$L_{s(r)}$:	Inductance cyclique propre du stator (rotor).
M_{sr} :	Inductance mutuelle entre une phase de stator et de rotor.
M :	Valeur maximale de l'inductance mutuelle.
X_a, X_b, X_c :	Axes réels triphasés.
U, V :	Axe fictif.
V_s :	Le vecteur spatial.
ψ :	L'angle entre le vecteur V_s et l'axe de la phase X_a .
θ_a :	L'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U .
ω :	Pulsation électrique du rotor ($\omega = p \cdot \Omega$) [rad/s].
ω_a :	La vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport au système d'axe triphasé.
ω', ω_r :	Est la vitesse rotorique.
N :	La vitesse synchronisme en tr/s.
N' :	La vitesse rotorique en tr/s.
V_{so} :	La composant homopolaire.
(α, β) :	Axes correspondantes au référentiel lié au stator.
(x, y) :	Axes correspondantes au référentiel lié au champ tournant.
(d, q) :	Axes correspondantes au référentiel lié au rotor.
w_e :	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
C_e :	Le couple électromagnétique.
C_r :	Le couple résistant.
C_n :	Le couple nominale.
f :	La fréquence statorique.
f_r :	La fréquence rotorique.
J :	Moment d'inertie des masses tournantes.
Ω :	Vitesse mécanique de la machine en rad/s.
Ω' :	Vitesse mécanique rotorique en rad/s.
σ :	Coefficient de dispersion.
f.m.m :	Force magnétomotrice.

f.e.m:	Force électromagnétique.
P_r :	Les pertes joules.
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion.
D:	Diode .
T_R :	Transistor.
E:	Tension continue a l'entree de l'onduleur.

Liste des Figures

Figure I.1	Stator bobiné	2
Figure I.2	Rotor bobine	3
Figure I.3	Rotor triphasé à 4 pôles	4
Figure I.4	Rotor à cage	4
Figure I.5	Principe de fonctionnement	4
Figure I.6	Cage balayée par le champ magnétique	5
Figure I.7	Schémas équivalents	7
Figure II.1	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	11
Figure II.2	passage du système triphasé au système biphasé et inversement	14
Figure II.3	Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels	16
Figure III.1	Onduleur de tension triphasé	25
Figure III.2	Schéma bloc d'un onduleur de tension triphasé	25
Figure III.3	Schéma bloc d'un onduleur à MLI	28
Figure IV.1	Structure en schéma bloc de la MAS	29
Figure IV.2	Les courants statoriques	30
Figure IV.3	Les tensions composées statoriques	31
Figure IV.4	Les tensions simples statoriques	32
Figure IV.5	La vitesse de rotation	32
Figure IV.6	Le couple électromagnétique	32

Liste des Equations

Equation I.1	5
Equation I.2	6
Equation I.3	6
Equation I.4	6
Equation I.5	6
Equation I.6	7
Equation I.7	7
Equation I.8	8
Equation I.9	8
Equation I.10	8
Equation II.1	12
Equation II.2	12
Equation II.3	12
Equation II.4	12
Equation II.5	12
Equation II.6	12
Equation II.7	13
Equation II.8	14
Equation II.9	14
Equation II.10	14
Equation II.11	15
Equation II.12	15
Equation II.13	15
Equation II.14	15
Equation II.15	15
Equation II.16	16
Equation II.17	16
Equation II.18	17
Equation II.19	17

Equation II.20	17
Equation II.21	17
Equation II.22	18
Equation II.23	18
Equation II.24	18
Equation II.25	18
Equation II.26	18
Equation II.27	18
Equation II.28	18
Equation II.29	19
Equation II.30	19
Equation II.31	19
Equation II.32	21
Equation II.33	21
Equation II.34	21
Equation II.35	21
Equation II.36	21
Equation III.1	22
Equation III.2	23
Equation III.3	23
Equation III.4	25
Equation III.5	26
Equation III.6	26
Equation III.7	26
Equation III.8	26
Equation III.9	26
Equation III.10	27
Equation III.11	27
Equation III.12	27
Equation III.13	27
Equation III.14	27
Equation III.15	27
Equation III.16	27
Equation III.17	27

Equation III.18	27
Equation III.19	27
Equation III.20	27

Introduction Générale

A l'heure actuelle et pour longtemps encore les moteurs à courant continu, qui sont par nature des machines à vitesse variable, sont les plus utilisés en raison de leur facilité de commande. Cependant et grâce à l'évolution technologique, notamment en matière des semi-conducteurs, et au développement de l'électronique de puissance, les moteurs à courant alternatif sont maintenant en mesure de pénétrer les secteurs qui sont interdits aux moteurs à courant continu.

Dans le domaine des entraînements industriels à vitesse variable, on fait de plus en plus appel à des moteurs asynchrones qui représentent 80% des moteurs électriques utilisés couramment ; cela est dû, en grande partie, à leur simplicité de construction et à leur facilité de démarrage. Leur grand avantage est la robustesse mécanique, surtout en ce qui concerne le moteur asynchrone à cage qui est particulièrement robuste et de son faible coût, et l'a conduit à devenir de plus en plus utilisé dans le domaine industriel[1].

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est réparti comme suit :

- Le premier chapitre est consacré aux généralités sur la machine à induction alimentée en tension.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone.
- Le troisième chapitre est consacré aux techniques de variation de vitesse de la machine asynchrone.
- Le quatrième chapitre est fait l'objet de ce travail qui traite la simulation et interprétation des résultats.

Et nous finissons par une conclusion générale.

1. Introduction

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de faciliter de mise en œuvre, de son faible encombrement, son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées, alimentées directement sur le réseau, représentent la grande majorité des applications[2].

2. Disposition générale

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé moteur d'induction triphasé) comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant) [3].

2.1. Le stator

Le stator comporte carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé [4].



Fig.I.1: Stator bobiné

2.2. Le rotor

D'un rotor cylindrique formé par l'empilage sur l'arbre de disques mis en court-circuit.

Les bobinages du stator et du rotor doivent avoir le même nombre de pôles $2p$, leurs nombres de phases peuvent être différents.

L'entrefer est très étroit.

L'enroulement du stator relié au réseau d'alimentation constitue le primaire.

L'enroulement rotorique constitue le secondaire (fig.I.1).

2.2.1. Rotor bobiné ou bagues

Rotor peut porter un bobinage, d'ordinaire triphasé, analogue à celui du stator. Dans ce cas, les trois bornes sont reliées à trois bagues sur lesquelles appuient trois balais constituant les bornes fixes accessibles du rotor. On peut ainsi accéder au bobinage rotorique.

On peut par exemple, augmenter la résistance des phases secondaires lors du démarrage en ajoutant un rhéostat qu'on élimine progressivement lors de la montée en vitesse.

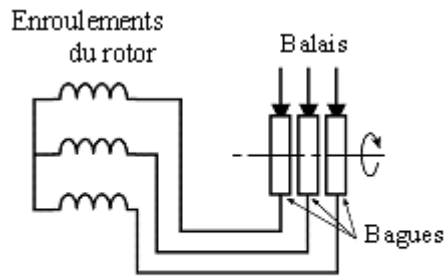


Fig.I.2: Rotor bobine

2.2.2. Rotor à cage

Si bobinage rotorique n'a pas à être accessible, ce n'est pas la peine de faire des bobines bien isolées dont on réunit ensuite les extrémités pour les mettre en court-circuit.

- On peut utiliser des cadres à un seul conducteur par encoche. La figure (I.3) schématise un rotor triphasé à 4 pôles et à 1 cadre par phase et par paire de pôles.
- En fait, on confond en un seul conducteur l'ensemble des têtes de bobines situées d'un même côté du rotor. On a donc une barre dans chaque encoche et un anneau à chaque extrémité (fig.I.4). Le bobinage du rotor forme une cage d'écureuil, d'où le nom de moteur à cage.

Pour les moteurs de faible puissance, l'ensemble anneaux barres est obtenu par coulée sous pression d'un alliage d'aluminium (fig.I.4).

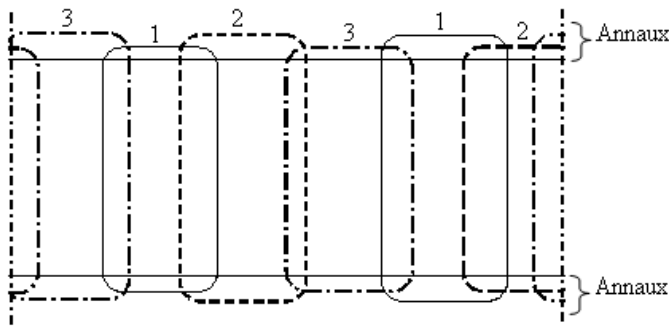


Fig. I.3 : Rotor triphasé à 4 pôles

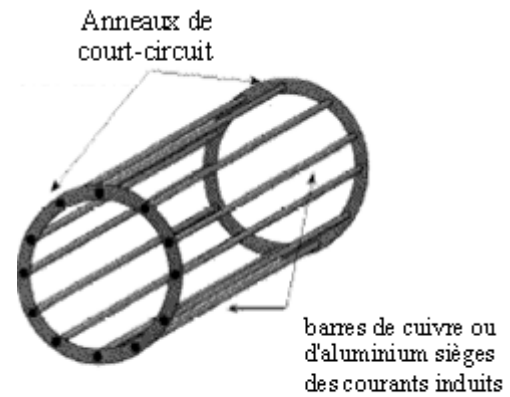


Fig. I.4 : Rotor à cage

Un rotor à cage, n'a pas un nombre défini de phases. On peut associer la barre dans laquelle il passe un certain courant dans un sens à la barre située à une distance polaire dans laquelle il passe le même courant mais en sens inverse. Le nombre de phases statorique est alors égal au nombre de paires de barres par paire de pôles [3].

3. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50 tr/s.

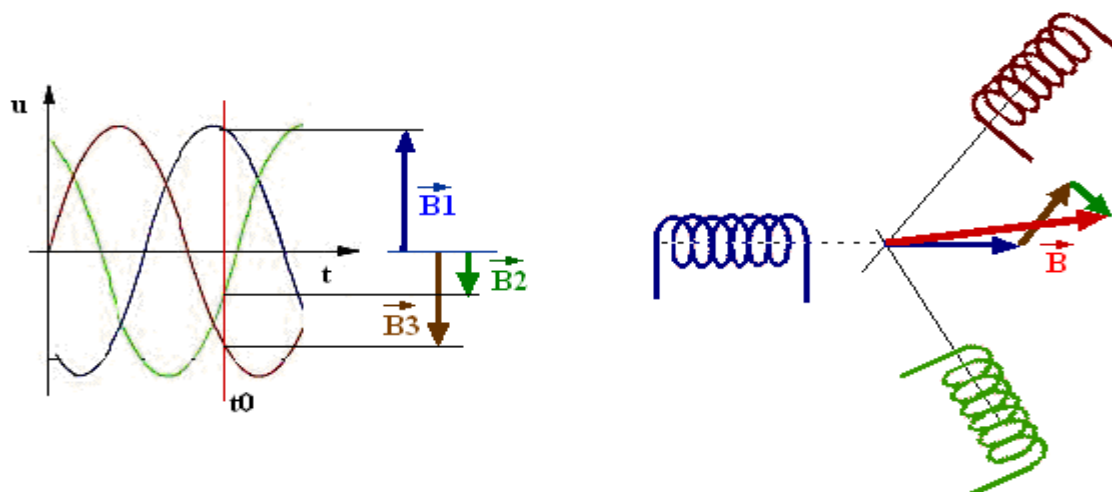


Fig. I.5: Principe de fonctionnement

Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse de synchronisme.

Le rotor est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leur extrémité par deux anneaux conducteurs et constituent une "cage d'écureuil". Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

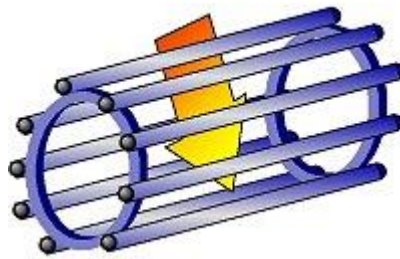


Fig.I.6 : Cage balayée par le champ

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

4. Le glissement

Les courants statoriques, de fréquence f ou de pulsation ω créent un flux tournant à la vitesse synchrone.

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

Ce flux balayant le bobinage rotorique y induit des f.e.m ce bobinage étant en court-circuit, ces f.e.m. y produisent des courants. C'est l'action du flux tournant sur les courants qu'il a lui-même induits qui crée le couple.

C'est pour cela que ce moteur est souvent appelé moteur d'induction.

Si le rotor tournait à la vitesse synchrone Ω , donc aussi vite que le flux, le flux à travers chacune des bobines rotoriques serait constant. Au rotor, il n'y aurait plus de f.e.m. induite, donc plus de courant et plus de couple.

Le rotor tourne à une vitesse Ω' d'autant plus inférieure à Ω que la charge entraînée le freine d'avantage donc que le moteur doit développer un couple plus important. Puisque diffère de Ω , c'est un moteur asynchrone.

Le paramètre caractérisant un fonctionnement est la diminution relative de vitesse ou glissement g .

$$g = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega} \quad (I.2)$$

Au lieu de comparer les vitesses angulaires en rd/s, on peut comparer:

- les pulsations correspondantes $\omega = p \Omega$ et $\omega' = p \Omega'$.
- les vitesses en t/s, $N = \Omega / 2 \pi$ et $N' = \Omega' / 2 \pi$.
- ou les vitesses en tr/min $60 N$ et $60 N'$

$$g = \frac{\omega - \omega'}{\omega} = \frac{N - N'}{N} \quad (I.3)$$

5. Fréquence rotorique

Les courants statorique créent une f.m.m. (ε_s) tournant à la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{p}$.

Si le rotor est à l'arrêt, ses bobines sont balayées par le flux tournant Φ_s créé par cette f.m.m à la vitesse Ω . Les f.m.m. induites et les courants rotoriques ont la même pulsation $\omega = p\Omega$ que les courants statorique.

Quand le rotor tourne à la vitesse Ω' , il est balayé par Φ_s à la vitesse $\Omega - \Omega'$. La pulsation des f.e.m. et des courants induits est :

$$\omega_r = \omega \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega} = g\omega \quad (I.4)$$

La fréquence f_r des grandeurs rotoriques varie avec le glissement; elle est liée à la fréquence f des grandeurs statoriques par:

$$f_r = g \cdot f \quad (I.5)$$

6. Effets des courants rotoriques. Couple. Flux résultant

Les courants rotoriques de pulsation $g\omega$ passant dans les enroulements du rotor créent une f.m.m. (ε_r) et un flux Φ_r dont la vitesse est :

- par rapport au rotor: $\frac{g\omega}{p} = \frac{\Omega - \Omega'}{\Omega} \Omega = \Omega - \Omega'$ (I.6)

- par rapport au stator : $\Omega' + (\Omega - \Omega') = \Omega$ (I.7)

Quel que soit g , les f.m.m. et les flux dus aux courants statoriques et aux courants rotoriques tournant à la même vitesse.

L'interaction entre le stator et le rotor, schématisée par les forces attractives ou répulsives entre les pôles qu'ils créent, donne un couple constant pour un fonctionnement donné.

En réalité, les f.m.m tournantes (ε_s) et (ε_r) se composent pour donner la f.m.m tournante résultante. De même, les flux tournants Φ_s et Φ_r se composent pour donner le flux tournant réel dans l'entrefer Φ [3].

7. Schéma équivalent

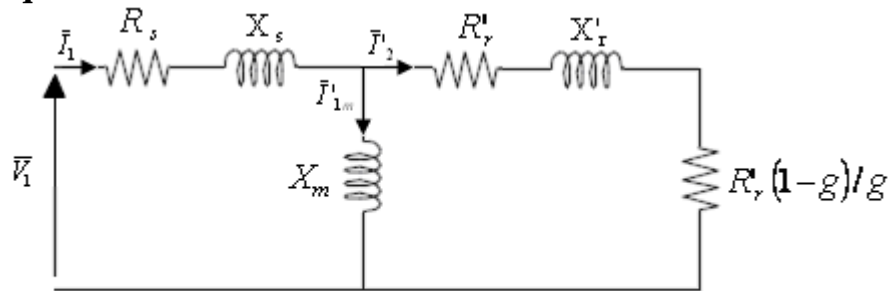


Fig.I.7: Schéma équivalent

désignons par :

m : le rapport de transformation $k_1 n_1 / k_2 n_2$ du transformateur parfait.

X_s : la réactance cyclique de fuites d'une phase primaire.

X_m : la réactance cyclique magnétisante $L_s \omega - X_s$.

X_r : la réactance cyclique de fuites d'une phase secondaire.

R'_r, X'_r : les valeurs de R_r et X_r ramenées au primaire.

I'_2 : le courant secondaire ramené au primaire .

Entre ces grandeurs et L_s, L_r, M, R_s et I_2 on a les relations:

$$X_s = L_s \omega - m M \omega, X_r = L_r \omega - \frac{M \omega}{m}, X_m = m M \omega.$$

$$R'_r = m^2 R_r, \quad X'_r = m^2 X_r = m^2 L_r \omega - m M \omega, \quad \bar{I}'_2 = -\frac{\bar{I}_2}{m}.$$

$$\begin{cases} R_s \bar{I}_1 + J L_s \omega \bar{I}_1 + J M \omega \bar{I}'_2 = \bar{V}_1 \\ \frac{R_r}{g} \bar{I}'_2 + J L_r \omega \bar{I}_2 + J M \omega \bar{I}_1 = 0 \end{cases} \quad (I.8)$$

Donc:

$$\begin{cases} R_s \bar{I}_1 + J X_s \bar{I}_1 + J m M \omega \bar{I}_1 - J m M \omega \bar{I}'_2 = \bar{V}_1 \\ -\frac{R'_r}{g m^2} m \bar{I}'_2 - \frac{J X'_r}{m^2} m \bar{I}'_2 - J \frac{M \omega}{m} m \bar{I}'_2 + J M \omega \bar{I}_1 = 0 \end{cases} \quad (I.9)$$

On multipliant tous les termes de la seconde relation par m et en classant les termes, on obtient[5]:

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = (R_s + J X_s) \bar{I}_1 + J X_m \bar{I}_{1m} \\ J X_m \bar{I}_{1m} = \left(\frac{R'_r}{g} + J X'_r \right) \bar{I}'_2 \text{ avec } \bar{I}_{1m} = \bar{I}_1 - \bar{I}'_2 \end{cases} \quad (I.10)$$

8. Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). Les courants, qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe de champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement, en générale, ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être

évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres [6].

9. Conclusion

A partir de ce chapitre, nous remarquons que l'étude des systèmes linéaires est plus facile par apport aux systèmes non linéaires. Ces derniers sont difficiles à étudier. A ce propos le but des chercheurs est de trouver des solutions ou bien des techniques qui permettent de faciliter l'analyse des systèmes non linéaires, parmi les techniques utilisées, la technique de linéarisation par retour d'état.

Notre objectif est d'appliquer cette technique à un système réel qu'est la machine à induction, dont le modèle sera donné dans le chapitre suivant.

1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone introduit en général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y'a lieu par palier aux différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge....etc.

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois tâches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéarisée de Park d'une machine asynchrone. En suite, il sera procédé à la validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie, dont les paramètres sont donnés en annexe [A].

2. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices

- l'entrefer constant,
- l'effet des encoches est négligé,
- la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- les pertes ferromagnétiques négligées,
- le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte,

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux,
- La constance des inductions propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

3. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

Les axes rotoriques tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (II.1) [7].

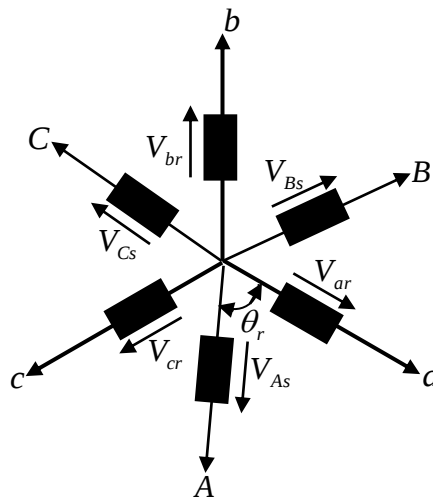


Fig. II.1: Représentation schématique d'une machine

Avec :

A, B, C : trois phases du stator

a, b, c : trois phases du rotor

3.1. Equations électriques

De la fig (II.1) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice « s » et le rotor avec l'indice « r » comme soit :

$$\begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{As} \\ \Phi_{Bs} \\ \Phi_{Cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Avec V , i et Φ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s : La résistance statorique

R_r : La résistance rotorique

3.2. Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les courants, qui s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{II.3})$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] [i_s] + [L_{cr}] [i_r] \quad (\text{II.4})$$

Tel que:

On désigne par : $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator)

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques)

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

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

La résolution analytique du système d'équations (II.3) et (II.4) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres [8].

4. Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes :

- Homopolaire (indice o).
- D'axes directs (indice u).
- D'axes en quadrature (indice v).

La conversion des variables du moteur réelles en variables du moteur primitives implique, la transformation des enroulements du moteur original, en enroulement disposé selon deux axes « U et V », cela a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres indépendantes de la rotation. La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétiques égales.

La figure (II.2) représente le système d'axes réels triphasé « X_a, X_b, X_c » et le système d'axes fictif « U, V ». Considérons le vecteur spatial V_{sp} qui représente la valeur maximale de tension, de courant, ou de flux.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes « U, V » en fonction des anciens axes « X_a, X_b, X_c ». Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

Ψ : représente l'angle entre le vecteur V_{sp} et l'axe de la phase X_a .

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe U.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: La vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

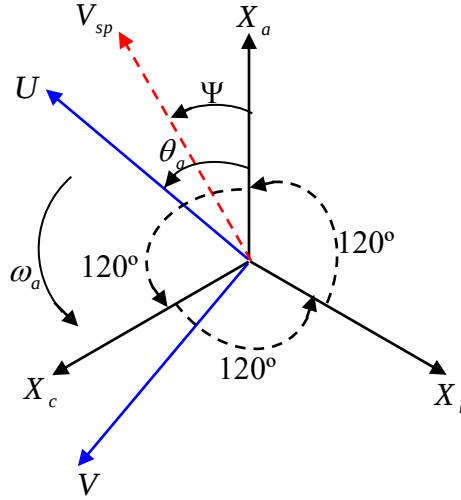


Fig. II.2: passage du système triphasé au système biphasé

Selon la figure (II.2), la projection sur les axes triphasés donne les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sa} = V_{sp} \cdot \cos(\psi) \\ V_{sb} = V_{sp} \cdot \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = V_{sp} \cdot \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.8)$$

La projection sur l'axe biphasé donne :

$$\begin{cases} V_{sU} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cdot \cos(\theta_a) + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \right] \\ V_{sV} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cdot \sin(\theta_a) + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \right] \end{cases} \quad (II.9)$$

Le terme « $\frac{2}{3}$ » exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (II.9) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (II.10)$$

V_{so} : représente la composante homopolaire, elle est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. Et on ajoute V_{so} pour équilibrer la transformation trois à trois.

D'après les équations (II.8), (II.9) et (II.10), on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \\ V_{sO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$.

$$P(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La matrice de passage du système biphasé au système triphasé est donc :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- Le système « U, V » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor [7].

5. Modèle du moteur dans le système biphasé

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes « U », « V ».

5.1. Equations électriques

En multipliant les deux équations (II.1) et (II.2) par la matrice de transfert de Park $P(\theta_a)$ de deux cotés, et après tout calcul fait, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sU} \\ V_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rU} \\ V_{rV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

5.2. Equations magnétiques

De même en multipliant les deux équations (II.3) et (II.4) par la matrice de transfert de Park « $[P(\theta_a)]^{-1}$ » des deux cotés, et après tout calcul fait, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rV} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

6. Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe « U », « V » qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Fig. (II.3).

- Référentiel des axes (α, β) liés au stator : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)
- Référentiel des axes (d, q) liés au champ tournant : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (---)
- Référentiel des axes (x, y) liés au rotor : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (- · -)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

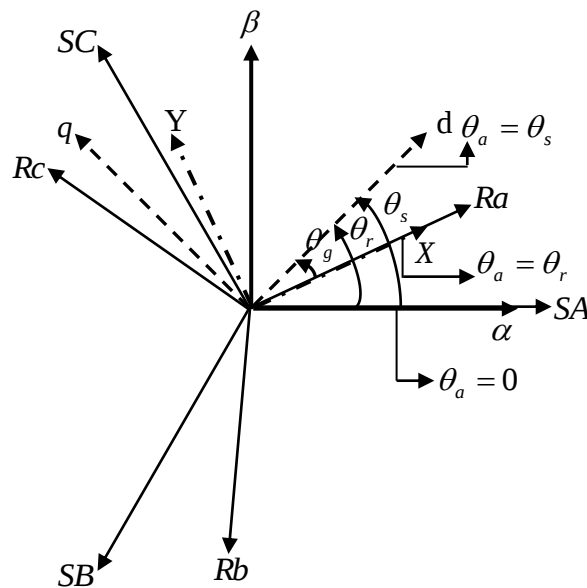


Fig. II.3: Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

6.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = 0, \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r .

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones , à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commandes des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus (non pulsés).

7. Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{geo}} = p \cdot \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (\text{II.24})$$

Avec w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{p} \quad (\text{II.25})$$

p : Nombre des paires de pôle

Selon Park, l'expression, de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = V_{sA} \cdot i_{sA} + V_{sB} \cdot i_{sB} + V_{sC} \cdot i_{sC} \quad (\text{II.26})$$

$$p(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [V_{sU} \cdot i_{sU} + V_{sV} \cdot i_{sV}] + 3 \cdot V_{so} \cdot i_{so} \quad (\text{II.27})$$

Le système étant équilibre, il vient :

$$p(t) = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [V_{sU} \cdot i_{sU} + V_{sV} \cdot i_{sV}] \quad (\text{II.28})$$

En remplaçant V_{sU} et V_{sV} par leurs expressions il vient :

$$P(t) = R_s \cdot [i_{sU}^2 + i_{sV}^2] + \frac{3}{2} [i_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU} + I_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU}] + \frac{3}{2} \cdot \omega_a \cdot [\Phi_{sU} \cdot I_{sV} - \Phi_{sV} \cdot I_{sU}] \quad (II.29)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

1. $\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot [i_{sU}^2 + i_{sV}^2]$ Représente les chutes ohmiques.
2. $\frac{3}{2} [i_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU} + I_{sV} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sU}]$ Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
3. $\frac{3}{2} \cdot \omega_a \cdot [\Phi_{sU} \cdot I_{sV} - \Phi_{sV} \cdot I_{sU}]$ Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que : $P_e = C_e \cdot \omega_a$

On obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\Phi_{sU} \cdot i_{sV} - \Phi_{sV} \cdot i_{sU}] \quad (II.30)$$

8. Equation de mouvement

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régime de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (II.31)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : coefficient de frottement visqueux .

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

9. Simulation de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est normalement alimenté directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées.

Dans certaines applications pour les quelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés

Dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel qui à partir des tensions simples d'alimentation devant nous permettre de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction de temps en régime dynamique par un fonctionnel en moteur.

9.1. Simulation du moteur asynchrone triphasé dans le repère fixe par rapport au stator.

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β) . En remplaçant les expressions (II.17) et (II.18) dans les équations (II.19) et (II.20), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_r \cdot i_{s\beta} - \omega \cdot M \cdot i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot L_r \cdot i_{r\alpha} + \omega \cdot M \cdot i_{s\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Considérons les tensions $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ comme grandeurs de commande, les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, et les flux rotoriques $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$, la vitesse mécanique Ω comme variables d'états et le couple résistant comme perturbation.

- **Equations électriques**

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (\text{II.33})$$

$$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T ; \text{ Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T ; \text{ Vecteur de commande.}$$

$$[A] : \text{ Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$\begin{bmatrix} B \end{bmatrix}$: Matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot \omega \\ 0 & -(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}) & -(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}) \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

• Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit [9]:

$$\begin{cases} Ce = P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad (II.36)$$

10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation d'une machine asynchrone. Le modèle de la machine à été établi dans le cadre du le transformation de Park, en passant du système réel, triphasé au système biphasé linéaire de Park.

La conversion des variables de la machine réelle, pour obtenir celles de la machine primitive, implique la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposé selon les axes d,q (transformation de phases).

1. Introduction

Le problème du réglage de la vitesse des moteurs électriques en générale et des moteurs synchrones en particulier est un problème très important.

Dans plusieurs branches de l'industrie, les exigences vis-à-vis des caractéristiques de réglage des moteurs sont très serrées en ce qui concerne les limites et progressivité du réglage ainsi que son indice économique. Les caractéristiques de réglage des moteurs asynchrones sont inférieures à celles des moteurs à courant continu et ceci d'autant plus que les limites de réglage sont plus larges.

Beaucoup a été fait pour améliorer les caractéristiques de réglage des moteurs asynchrones mais jusqu'à présent ceux-ci ne peuvent pas remplacer les moteurs à courant continu dans les installations aux exigences serrées du point de vue des propriétés de réglage du moteur. On distingue les méthodes de réglage où agit sur le moteur: côté stator et côté rotor. Parmi les premières méthodes il faut remarquer:

- changement du nombre des paires de pôle.
- changement de la tension appliquée au moteur.
- changement de la fréquence du réseau.

2. changement de la vitesse de rotation par action sur le nombre de pôle

La vitesse de synchronisme est déterminée par la relation:

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (\text{III.1})$$

Si la fréquence f_1 est donnée, en faisant varier p , la vitesse de synchronisme n_1 variera et par conséquent la vitesse de rotation n changera également.

La commutation du nombre de paires de pôles du stator peut être assurée de la façon suivante:

- monter dans le stator un seul enroulement et changer le nombre de paires de pôles par commutation correspondante des parties de cet enroulement.
- monter dans le stator deux enroulements indépendant l'un de l'autre.
- monter dans le stator deux enroulements indépendants avec commutation du nombre de pôles de chacun d'eux.

On peut, sur le stator, bobiner plusieurs bobines indépendantes logées dans les mêmes encoches. Par exemple un bobinage à 2 pôles et un autre à 6 pôles. Une commutation d'enroulement permet alors d'obtenir deux vitesses de synchronisme différentes. Ce procédé est

à éviter car chaque vitesse correspond à l'utilisation de seulement la moitié du cuivre (une bobine sur deux) mis en place dans le stator. On obtient donc des moteurs avec une puissance massique faible.

Si le moteur est à rotor bobiné, il faut changer le nombre de paires de pôles simultanément dans le stator et dans le rotor, ce qui rend la construction du rotor compliquée. Pour cette raison les moteurs à changement du nombre de paires de pôles ont généralement un rotor en court-circuit avec enroulement en cage d'écureuil. De tels rotors peuvent fonctionner sans aucune commutation pour différents nombres de pôles du stator[6][10].

3. Réglage de la vitesse de rotation des moteurs par changement de la tension statorique

Le couple est proportionnel au carré de la tension, si celle-ci diminue, le couple maximum est fortement diminué. En régime permanent le glissement reste faible et le couple est approximativement:

$$C_e \approx C_n \cdot \frac{g}{g_n} \cdot \left[\frac{v_s}{v_{sn}} \right]^2 \quad (\text{III.2})$$

et égale au couple résistant C_r . Le glissement dépend ainsi de la tension et du couple selon la relation:

$$g \approx g_n \cdot \frac{C_r}{C_n} \cdot \left[\frac{V_{sn}}{V_s} \right]^2 \quad (\text{III.3})$$

La diminution de la tension conduit à une augmentation du glissement donc à une "faible" variation de la vitesse. Les pertes joules dans le rotor sont $p_r = C_r \cdot g \cdot \Omega_s$. Si le glissement augmente et que le couple résistant, reste constant, ces pertes augmentent, le rotor va chauffer excessivement. Il faut une charge mécanique telle que le couple résistant diminue fortement quand le glissement augmente, c'est-à-dire si la vitesse diminue comme par exemple les ventilateurs ou les pompes centrifuges. Ce type de variation de vitesse est utilisable seulement sur de telles charges mécaniques. La variation de tension est aussi utilisée pour le démarrage à vide du moteur[6].

4. Variation de la fréquence d'alimentation

Pour obtenir une vraie variation de vitesse du moteur asynchrone à cage, il faut faire varier la fréquence de sa tension d'alimentation.

En même temps que sa fréquence, il faut faire varier la valeur de cette tension. D'ordinaire, on travaille à flux constant.

Pour obtenir à partir du réseau à tension et fréquence constantes, la tension de valeur et de fréquence variables appliquée au moteur, on peut utiliser :

- soit la conversion directe qui consiste à construire les tensions appliquées à la machine par un échantillonnage convenable des tensions du réseau; c'est la technique des cycloconvertisseurs.
- soit la conversion indirecte avec passage par l'intermédiaire du continu; on redresse les tensions du réseau, puis on ondule la tension redressé de façon à obtenir les tensions alternatives voulues. L'onduleur peut être:

↳ Un onduleur de courant, ou un onduleur de tension[10].

5. onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Dans le cas des onduleurs autonomes, c'est la commande des semi-conducteurs qui impose la fréquence des grandeurs alternatives. Par contre, dans le cas des onduleurs non autonomes reliés à un réseau alternatif c'est celui-ci qui impose la fréquence. Dans notre étude, on utilisera des onduleurs autonomes (Fig.III.1).

La machine asynchrone est utilisée depuis de nombreuses années pour assurer la variation de vitesse des processus industriels. Dans notre travail, et pour avoir un modèle pour la simulation numérique d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, on doit prévenir quelques hypothèses simplificatrices et ainsi pouvoir visualiser les différentes caractéristiques de la machine.

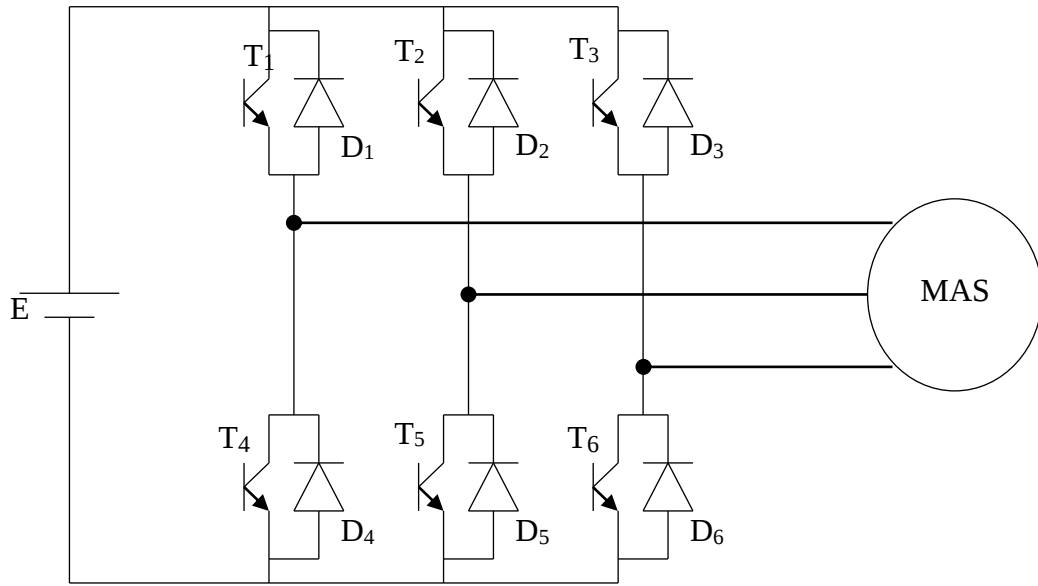


Fig.III.1: Onduleur de tension triphasé.

5.1. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique constitué de cellule de commutation à semi-conducteur associé aux diodes en antiparallèle.

5.1.1. Hypothèses

On supposera que:

- la source placée du côté continu est parfaite.
- les interrupteurs sont parfaits (les pertes de commutation sont négligées).

5.1.2. Matrice de connexion

La relation liant les tensions de sortie (V_a , V_b , V_c) aux tensions de référence (V_a^* , V_b^* , V_c^*) au sens des valeurs moyennes est donnée par :

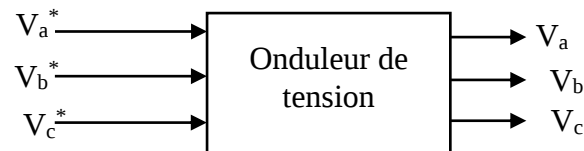


Fig.III.2: Schéma bloc d'un onduleur de tension triphasé

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = G_o \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$G_o = \frac{E}{2 U_p} \quad (III.5)$$

Où : U_p : valeur crête de la porteuse

E : Tension continue à l'entrée de l'onduleur

La modélisation de l'onduleur par une fonction de transfert qui lie les tensions d'entrée V_{ds}^* et V_{qs}^* aux tensions de sortie V_{ds} et V_{qs} est obtenue en appliquant la transformation de Park. Le résultat est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = G_o \begin{bmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

Remarque : Nous avons effectué la simulation en considérant les onduleurs comme étant des gains unitaires.

L'état de conduction ou d'extinction des transistors sera représenté par une matrice représentant les états logiques des semi-conducteurs.

$$[T_R] = \begin{bmatrix} T_{R1} & T_{R4} \\ T_{R2} & T_{R5} \\ T_{R3} & T_{R6} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

$$\text{Avec : } T_{Ri} = \begin{cases} 1 \text{ si le semi - conducteur } T_{Ri} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si le semi - conducteur } T_{Ri} \text{ est bloqué} \end{cases}$$

On définit aussi la matrice de connexion [D] qui caractérise les différents états des diodes.

$$[D] = \begin{bmatrix} D_1 & D_4 \\ D_2 & D_5 \\ D_3 & D_6 \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

$$\text{Où : } D_i = \begin{cases} 1 \text{ si la diode } D_i \text{ est fermée} \\ 0 \text{ si la diode } D_i \text{ est bloquée} \end{cases}$$

Donc l'onduleur sera modélisé par une matrice de connexion [T] :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Avec :

$$T_i = T_{Ri} + D_i$$

Ainsi que, les tensions imposées (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ -E \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Pour un système équilibré, on a:

$$\bullet \quad I_a + I_b + I_c = 0 \quad (III.11)$$

$$\bullet \quad V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (III.12)$$

n : neutre de la machine asynchrone

On a aussi :

$$\bullet \quad V_{ao} = V_{an} - V_{no} \quad (III.13)$$

$$\bullet \quad V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \quad (III.14)$$

$$\bullet \quad V_{co} = V_{cn} - V_{no} \quad (III.15)$$

$$\text{Donc } V_{no} = 1/3 (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (III.16)$$

On peut conclure que V_{an} , V_{bn} et V_{cn} s'écrivent comme suit :

$$\bullet \quad V_{an} = 2/3 V_{ao} - 1/3 V_{bo} - 1/3 V_{co} \quad (III.17)$$

$$\bullet \quad V_{bn} = -1/3 V_{ao} + 2/3 V_{bo} - 1/3 V_{co} \quad (III.18)$$

$$\bullet \quad V_{cn} = -1/3 V_{ao} - 1/3 V_{bo} + 2/3 V_{co} \quad (III.19)$$

On peut écrire ces équations sous une forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

6. Techniques de commande de l'onduleur de tension

6.1. Commande en pleine onde

Dans le cas de cette commande, la fermeture des interrupteurs T_i doit être réalisée par des signaux de longue durée (la moitié de la période) susceptible d'enclencher ces interrupteurs dès que les conditions d'amorçage sont réunies.

La commande de chaque bras est complémentaire et décalée de 120° pour les trois bras.

6.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Dans les onduleurs à commande à pleine onde la forme de la tension introduite des harmoniques importants qui perturbent le fonctionnement du récepteur, surtout dans le cas du moteur asynchrone. C'est la raison pour laquelle on introduit la commande par M.L.I.

Si on applique une technique de commande de MLI à l'onduleur et on l'alimente avec une tension continue, on parle alors d'un onduleur de tension triphasé à M.L.I.

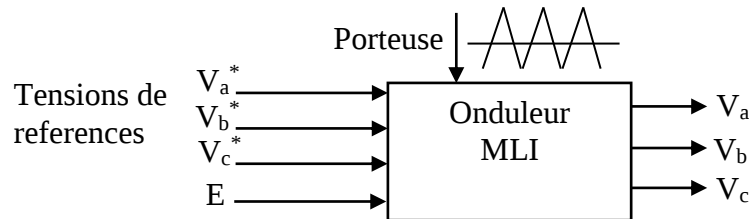


Fig.III.3 : Schéma bloc d'un onduleur à MLI.

La commande MLI de l'onduleur de tension alimentant le moteur permet de faire varier la valeur du fondamental des tensions appliquées à celui-ci. Elle permet aussi de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques présents dans ces tensions, donc dans les courants et, par là, dans le couple.

Le principe consiste à comparer trois sinusoïdes décalées de 120° appelées "Modulatrices" à un signal triangulaire commun de haute fréquence appelé "Porteuse". L'intersection de la modulatrice avec la porteuse permet d'obtenir les instants de commutation des interrupteurs[7].

7. Conclusion

Pour obtenir une variation de la vitesse du moteur asynchrone, il faut faire changement du nombre des paires de pôle, de la tension appliquée au moteur et varier la fréquence de sa tension d'alimentation par onduleur à MLI.

On a présenté les résultats de simulation de la machine asynchrone alimenté par onduleur MLI dans le chapitre suivant

1. Introduction

Le chapitre IV propose les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI.

2. Bloc de simulation

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations précédentes dans le chapitre II sous forme de structure en schéma bloc que nous présentons par la figure (IV.1)

En première étape on va simuler numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté par onduleur de tension MLI, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r = 0\text{N.m}$) et après 0.5s, on applique un couple résistant $C_r = 10\text{N.m}$.

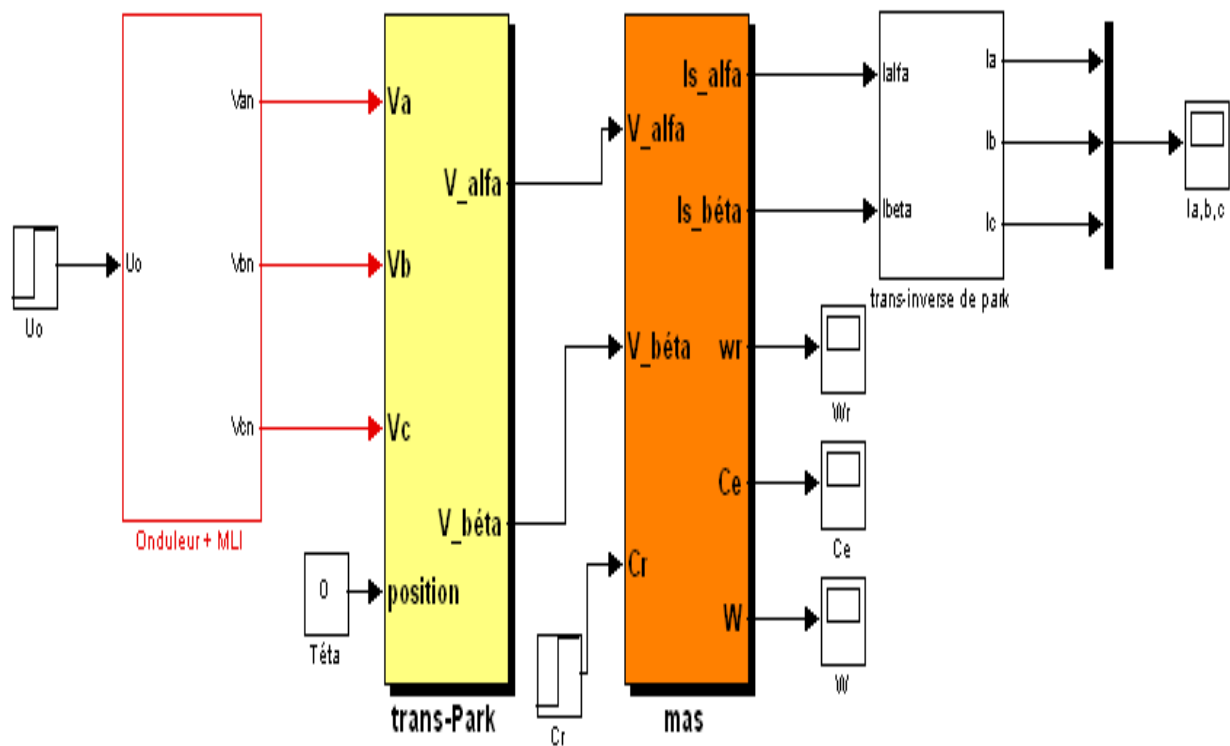


Fig.IV.1 : Structure en schéma bloc de la MAS

2.1. Caractéristique des courants et tensions statoriques

On applique une charge de couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.5\text{s}$ avec un temps de simulation $t = 0.7\text{s}$ et $t = 0.06\text{s}$, $m = 100$.

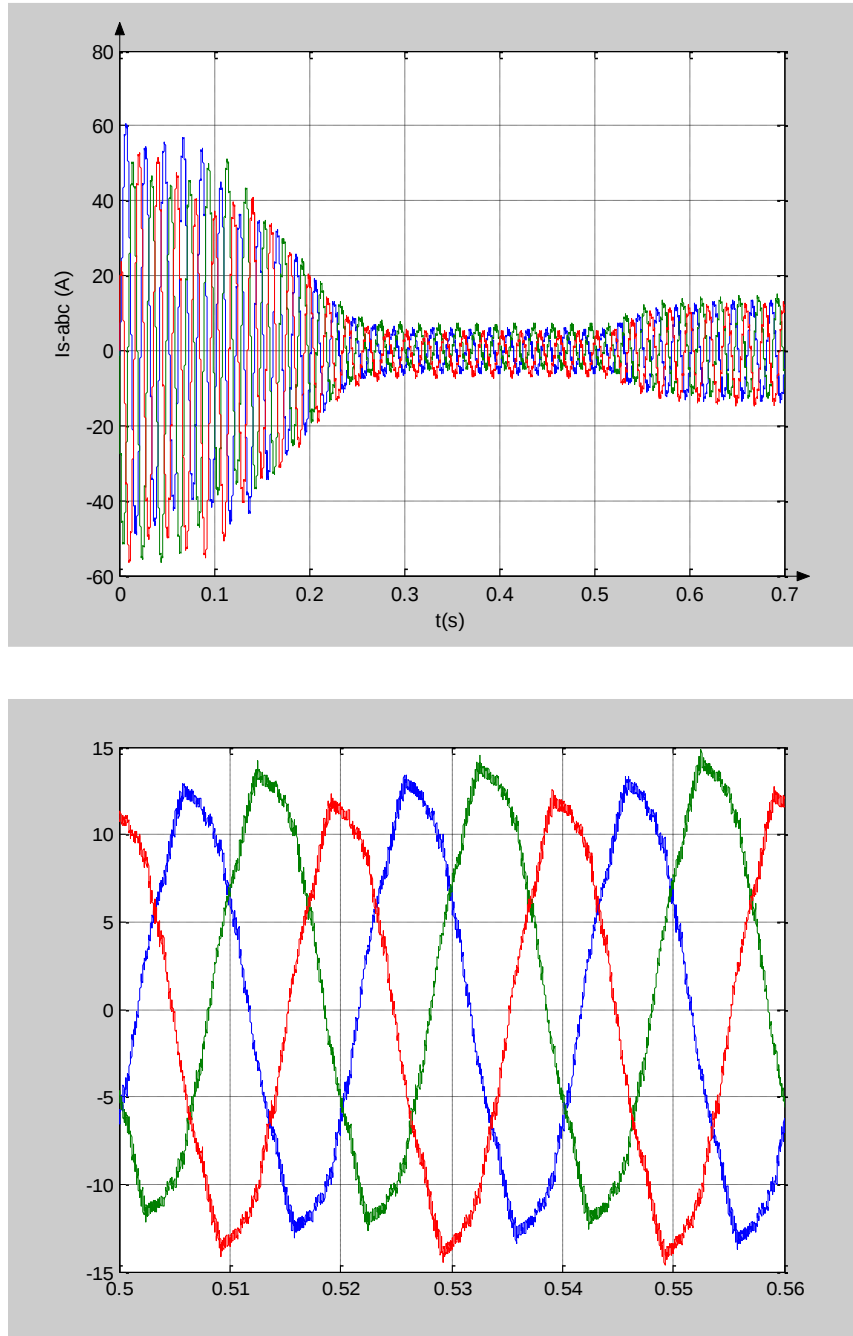


Fig.IV.2: Les courants statoriques

On remarque, après le régime transitoire que le moteur demande un courant environ de 7A à vide et après l'application de la charge, le courant demandé augmente à 14A.

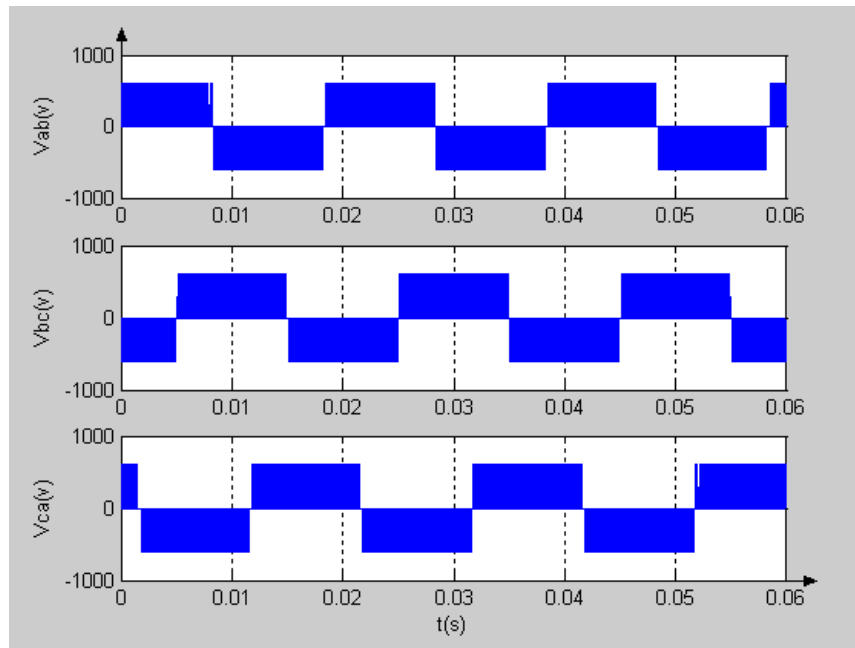


Fig.IV.3: Les tensions composées statoriques

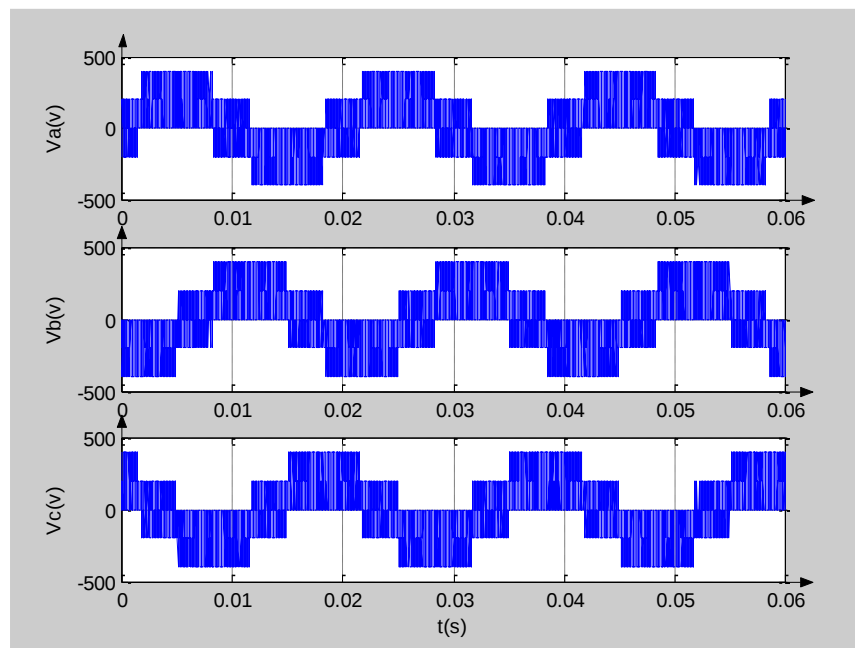


Fig.IV.4: Les tensions simples statoriques

On remarque que les tensions simples et composées sont des tension qui forment un système triphasé équilibré ne variant pas avec la charge.

2.2. Caractéristique de vitesse et du couple électromagnétique

Après le démarrage du moteur, on applique la charge à 0.5s.

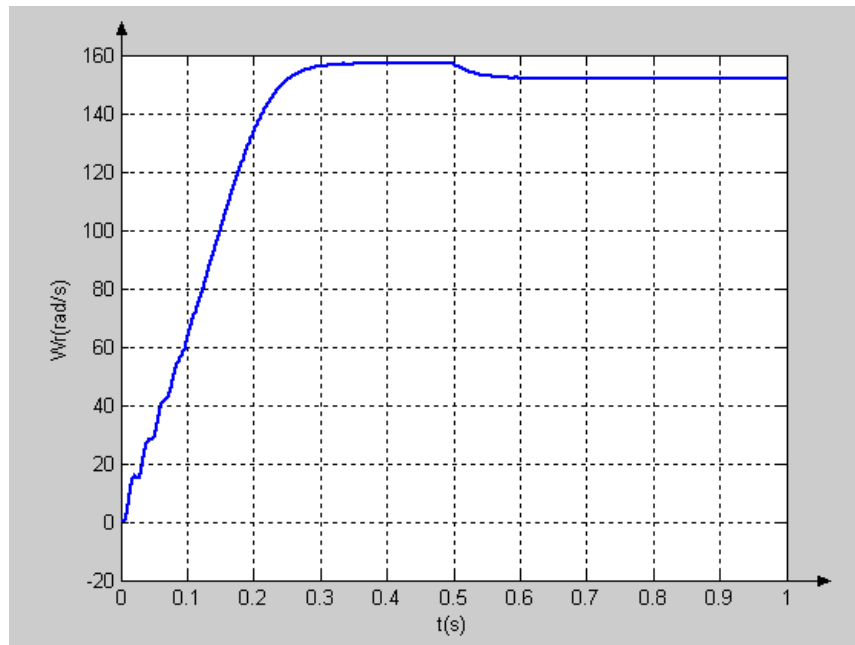


Fig.IV.5: La vitesse de rotation

D'après la figure précédente, on remarque que le moteur prend un temps de montée de 0.35s pour atteindre sa vitesse nominale 157.08 rd/s et après l'application de la charge la vitesse diminue à 142.5 rd/s, on dit que la vitesse est inversement proportionnelle avec la charge puisqu'il n'y a pas de régulation de vitesse (boucle fermée).

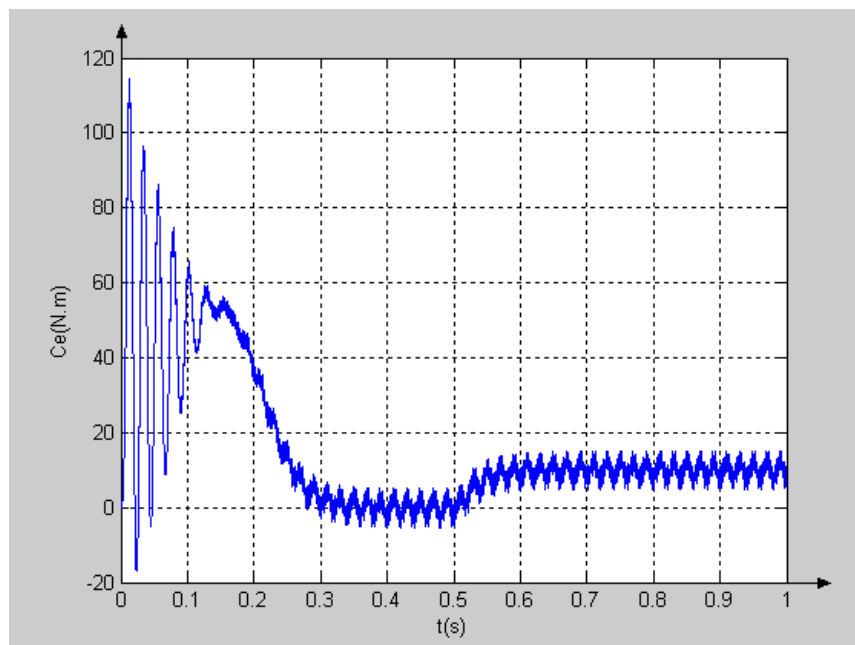


Fig.IV.6: Le couple électromagnétique

D'après la figure du couple, on remarque que le moteur prend un temps de 0.35s pour atteindre sa stabilité ($C_e = 0 \text{ N.m}$) et après l'application de la charge, le couple converge rapidement vers la valeur du couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$.

3. Conclusion

Dans ce présent chapitre, on a étudié et simulé la machine asynchrone, On distingue d'après les résultats obtenus que les performances de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique (Onduleur à MLI) en boucle ouverte.

On remarque que les caractéristiques de cette machine en marche à vide en régime permanent (couple, courant, vitesse) sont conservées à la valeur nominale. Et d'après l'application de la charge le courant augmenter, la vitesse est inversement proportionnelle avec la charge et le couple converge rapidement vers la valeur du couple résistant.

Conclusion générale

L'électronique de puissance est la branche de la physique appliqué qui regroupe l'ensemble des recherches et des techniques ayant trait l'amélioration de la présentation de l'énergie électrique (qualité de signale...). Elle est de plus en plus développée grâce au développement des semi-conducteurs.

Il est important de signaler que les modèles d'action de la machine asynchrone, modèle à trios axes et à deux axes sont établis sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, reposant généralement sur la constance de ses paramètre, demeurent insuffisants pour d'écrire le comportement réel généralement affecté par la température, la saturation, la charge,etc.

Ce travail propose une alimentation de la machine asynchrone en boucle ouverte (sans régulation). Pour cela, nous avant utilisé de tension à MLI sinusoïdale qui des courant riche d'harmonique qui sont n'intervient pas dans notre étude.

Dans se travail nous nous intéressons à l'étude de simulation. Cette dernière nous avons permit de remarque que :

- Les courants sont proportionnelle avec la charge et la vitesse est inversement proportionnelle avec la charge (boucle ouvert).
- Le couple converge rapidement vers la valeur de couple résistant.

Les Références

- [1] A. BENDAHAH, "Réglage de vitesse d'une machine asynchrone par un régulateur à Structure Variable Etude et Simulation", mémoire d'ingénieur, BATNA 2003/2004.
- [2] L. ZELLOUMA, "Commande d'un moteur asynchrone à cage alimenté par onduleur de tension à MLI", mini projet, ANNABA 2004/2005.
- [3] G. SEGUIER, F. NOTELET " ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE ", 3^{ème} édition, Technique et documentation –Lavoisier 2006.
- [4] T. WILDI, G. SYBILLE " ÉLECTROTECHNIQUE", 4^{ème} édition, de boeck, Paris, juin 2005.
- [5] G. SEGUIER, F. NOTELET " ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE ", 2^{ème} édition, Technique et documentation -Lavoisier 1985.
- [6] D.JACOB, "Moteur à courant alternatif", Ellipses Edition Marketing S.A, Paris, 2005.
- [7] K. CHAICHE, M. BEN HALIS, "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone", mémoire d'ingénieur, M'SILA 2003.
- [8] A. CHIBOUT, S. HAMMICHE, "Etude comparative des machine asynchrone alimentées par convertisseur direct et indirect de fréquence a commutation forcée ", mémoire d'ingénieur, BEJAIA 2005/2006.
- [9] H. TAMABET, "robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'un machine asynchrone", mémoire magister, BATNA 2006.
- [10] M. KOSTENKO, L. PIOTROVSKI, "machines électriques, tome II, machines à alternatif", Edition Mir, Moscou 1969.

L'Annexe [A]

$$R_s=1.2\,\Omega$$

$$R_r=1.8\,\Omega$$

$$L_s=0.1554H$$

$$L_r=0.1568H$$

$$M=0.15H$$

$$J=0.07\text{Kg.m}^2$$

$$f=0.0001\text{N.m/rd/s}$$

$$P=2$$

$$C_r=10\text{N.m}$$

$$T_r=L_r/R_r$$

$$T_s=L_s/R_s$$

$$Q=1-((M^2)/(L_r*L_s))$$

$$a=(1/(T_s*Q))+((1-Q)/(T_r*Q))$$

$$b=(1-Q)/(T_r*M*Q)$$

$$c=(1-Q)/(M*Q)$$

$$d=M/T_r$$

$$e=1/T_r$$

$$F=1/(Q*L_s)$$

$$A=[-a\ 0\ b\ 0;0\ -a\ 0\ b;d\ 0\ -e\ 0;0\ d\ 0\ -e]$$

$$B=[0\ 0\ 0\ c;0\ 0\ -c\ 0;0\ 0\ 0\ -1;0\ 0\ 1\ 0]$$

$$C=[F\ 0;0\ F;0\ 0;0\ 0]$$