

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

UNIVERSITE MOULOU MAMMARI DE TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



mémoire de fin d'études

*En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique
Option : machines électriques*

THEME

*Etude et commande de la machine
Asynchrone*

Proposé et dirigé par :

M^r : S.FELLAG

Etudié par :

M^r : R.MEZIANE

M^r : N.OUERDI

Promotion:2007/2008



Remerciements

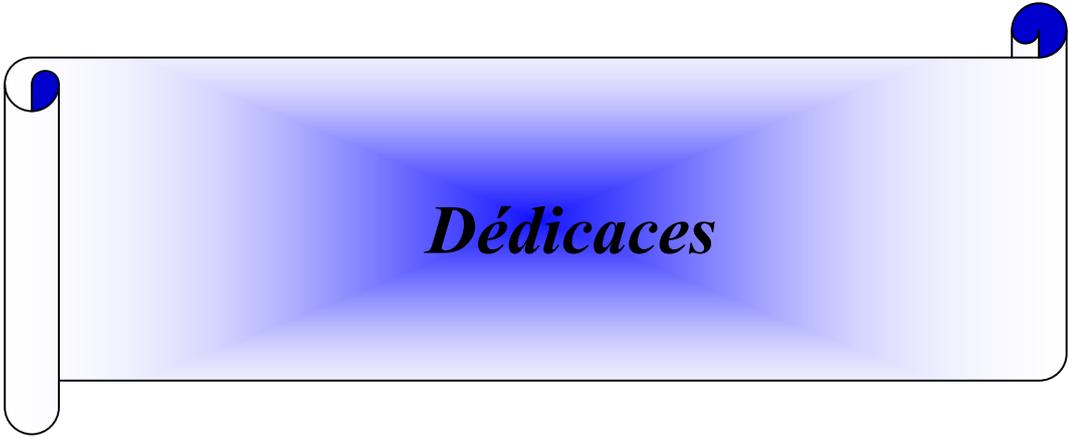
Remerciements

Nous remercions Dieu et nos chers parents qui étaient derrière notre bravoure dans l'élaboration de ce mémoire.

Comme nous trouvons honorifique l'assistance de notre promoteur Mr Fellag Sid Ali qui est maître conférencier à l'université mouloud Mammeri de Tizi- Ouzou dans la faculté du Génie électrique et de l'informatique que nous remercions vivement.

Nous n'oublierons jamais nos enseignants du primaire jusqu'à l'université qui étaient chargé de nous transmettre le savoir qu'on espère par la puissance du dieu qu'il soit fructueux.

Ainsi, nous portons notre oeil, donc notre attention à saluer et remercier les membres du jury pour leur gratitude d'être à l'honneur d'évaluer et examiner notre travail.



Dédicaces

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents et ma famille

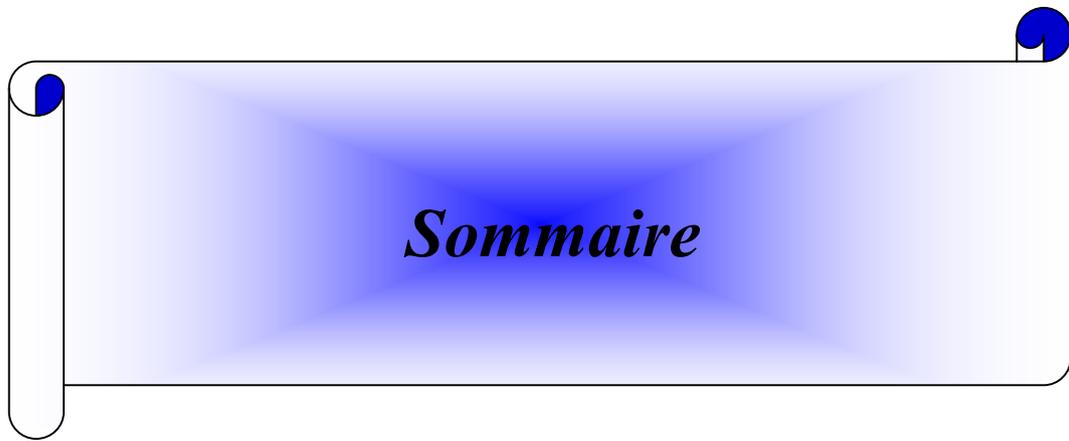
A mes très chers frères et sœurs

A tous mes amis

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime

A tous mes collègues de la promotion 2008

REDOUANE



Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	01
-----------------------------	----

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1	Définition.....	03
I-2	Constitution de la machine asynchrone.....	03
I-2-1	Le stator.....	03
I-2-2	Le rotor.....	03
a-	Rotor à cage d'écureuil.....	04
b-	Rotor bobiné.....	05
I-3	la vitesse de synchronisme.....	05
I-4	Le champ tournant.....	05
I-5	Le glissement.....	06
I-6	Le couple.....	07
I-7	Le circuit équivalent.....	07
I-7-1	Le circuit équivalent du stator.....	08
I-7-2	Le circuit équivalent du rotor.....	08
I-7-3	Raccordement du circuit rotorique au circuit statorique.....	09
I-8	Bilan des puissances.....	10
I-8-1	La Puissance électrique absorbée.....	11
I-8-2	les Pertes par effet joule au stator.....	11
I-8-3	Pertes fer au stator.....	12

I-8-4	La Puissance transmise.....	12
I-8-5	Les Pertes par effet joule au rotor.....	12
I-8-6	Les Pertes fer au rotor.....	12
I-8-7	Le couple électromagnétique.....	12
I-8-8	La Puissance mécanique.....	12
I-8-9	Les Pertes mécaniques.....	12
I-9	La Puissance utile.....	12
I-10	Le rendement.....	13

CHAPITRE II : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

	Introduction.....	14
II-1	Hypothèses simplificatrices.....	14
II-2	Convention de signe.....	14
II-3	Mise en équations de la machine asynchrone.....	15
II-3-1	Equations électriques.....	16
II-3-2	Equations magnétiques.....	16
II-3-3	Equation mécanique.....	17
II-4	Modèle de Park.....	18
II-4-1	Transformation de Park.....	18
II-4-2	Application du modèle de Park à la MAS triphasée.....	19
II-4-3	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q ...	19
II-4-4	Matrice des flux dans les axes d, q, o	21
II-4-5	Les équations des tensions.....	23
II-4-6	Les tensions relatives au stator.....	23
II-4-7	Les tensions relatives au rotor.....	24

II-5	Choix du référentiel	24
II-5-1	Référentiel lié au stator	24
II-5-2	Référentiel lié au rotor	25
II-5-3	Référentiel lié au champ tournant	26
II-6	Les expressions de la puissance et du couple électromagnétique	26
a-	Puissance dissipée par effet Joule	26
b-	Puissance représentant les échanges d'énergies électromagnétiques avec la source	26
c-	La Puissance mécanique	27
II-7	Représentation du moteur asynchrone	28
II-8	Simulation numérique de la MAS	29
II-9	Interprétation des résultats de simulation	33
	Conclusion	34

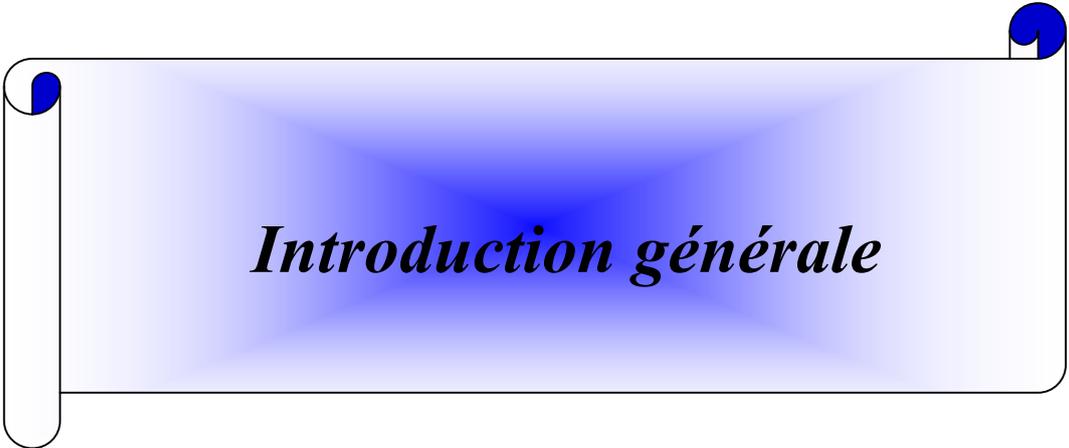
CHAPITRE III : SIMULATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE ASYNCHRONE

	Introduction	35
III-1	Système d'alimentation	35
III-2	Convertisseur de fréquence	36
III-2-1	Le redresseur	36
III-2-2	Le filtre	38
III-2-3	L'onduleur	38
III-3	Commande par Modulation de Largeurs d'Impulsions(MLI)	42
III-3-1	Caractéristiques de la MLI sinus- triangle	43
III-3-2	simulation numérique	44
III-3-3	interprétation	49
	Conclusion	49

CAPITRE IV : CONTROLE VECTORIEL PAR FLUX ORIENTE

Introduction	50
IV-1	La Commande vectorielle.....51
IV-1-1	Modélisation.....51
a-	Les équations des tensions.....52
b-	Les équations des courants.....52
c-.....	Les équations des flux.....53
d-	L'équation du couple électromagnétique.....53
IV-2.....	Alimentation et onduleur MLI.....53
IV-3	La commande vectorielle à flux orienté.....53
IV-4	Fonctionnement de la machine asynchrone.....54
IV-5	Le contrôle vectoriel direct avec une alimentation en tension.....54
IV-5-1	référentiel lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique55
a-.....	Les équations des tensions.....56
b-	Les équations des flux.....56
c-.....	Les équations des courants.....57
IV-5-2	Transformations.....57
IV-6	Découplage entrée-sortie.....59
IV-6-1	Découplage par compensation.....59
IV-6-2	Découplage par estimation du flux rotorique.....59
a-	Modèle du flux rotorique.....59
IV-7	Le contrôle vectoriel direct en boucle fermée.....60
IV-8	Mise en œuvre de la régulation.....61
IV-8-1	Régulation suivant l'axe direct.....62
a-	Régulation du courant.....62
b-	Régulation du flux rotorique.....63

IV-8-2	Régulation suivant l'axe en quadrature.....	64
a-	Régulation du courant.....	64
b-	Régulation de la vitesse rotorique ou du couple.....	65
IV-9	Simulation.....	68
IV-10	Interprétation.....	71
	 Conclusion.....	 71
	 CONCLUSION GENERALE	 72



Introduction générale

Introduction générale :

La machine électrique assure une transformation d'énergie d'une forme en une autre, l'une d'entre elles au moins étant de nature électrique.

Afin de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique on a besoin d'un moteur. Il existe deux types de moteurs, le moteur à courant continu et le moteur à courant alternatif.

Le moteur à courant continu fut le premier moteur électrique utilisé dans l'industrie et présente l'avantage d'être facilement contrôlable. Néanmoins, ce moteur ne supporte pas une vitesse élevée qui dépasse 3000 tr/min et la présence du collecteur limite son utilisation et exige un entretien permanent. A cet effet, viennent les moteurs à courant alternatif et prennent le relais grâce à leurs robustesses et leurs entretiens limites malgré que leur commande est parfois onéreuse.[3]

Dans ce genre de moteurs, le moteur à induction est le plus utilisé dans l'industrie et pour l'étude de ses caractéristiques, il faut le mettre sous forme d'équations mathématiques. La commande du moteur à courant alternatif est largement élaborée de telle sorte que la commande vectorielle qui s'appuie sur un changement de repère est arrivée à découpler le flux du couple électromagnétique.

Dans notre travail, nous nous sommes intéressés au fonctionnement du moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil, alimenté directement par le réseau puis via un onduleur à MLI « modulation de largeur d'impulsions ». Enfin, nous associons au moteur une commande dite à flux orienté.

Afin de pouvoir élucider cette étude, nous l'avons répartie comme suit :

- Le premier chapitre traite la structure de la machine, ainsi que les différentes lois qui régissent son fonctionnement.
- Dans le deuxième chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone liée directement au réseau, suivi d'une simulation numérique sous le logiciel Matlab Simulink.

- Le troisième chapitre tient compte du fonctionnement de la machine alimentée via un onduleur à MLI, commandé en tension.

- Dans le quatrième chapitre, nous avons introduit une commande dans le fonctionnement du moteur connue sous le nom du contrôle vectoriel qui est basé sur l'orientation du flux rotorique.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

A decorative horizontal scroll graphic with a light blue gradient and a dark blue border. The scroll is partially unrolled at the top and bottom edges, with blue circular accents at the corners. The text is centered within the scroll.

Chapitre I

Généralités sur la machine asynchrone

I-1 Définition[1] [2] [11] [13][6]

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor n'est pas égale à celle du champ statorique. C'est une machine réversible en énergie, elle peut fonctionner en mode moteur ou en générateur.

I-2 Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée de deux armatures, une armature fixe appelée stator et une armature mobile dite rotor qui sont séparées par un entrefer.

I-2-1 Stator (inducteur)

Le stator est la partie fixe de la machine, appelé aussi primaire, il est parfaitement feuilleté et comporte des encoches régulièrement réparties. Dans ces encoches sont logés trois enroulements identiques à p paires de pôles fictifs, qui créent un champ tournant lorsqu'ils sont parcourus par des courants alternatifs triphasés, leurs axes sont décalés d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$ [rd].

I-2-2 Le rotor (induit)

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont en général de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que leurs stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues- balais positionnés sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage, leurs enroulements sont constitués de barres métalliques de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chacune des deux faces, c'est-à-dire à leurs extrémités en étant reliées par deux anneaux dits "de court-circuit".

a- Rotor à cage d'écureuil

Le rotor à cage d'écureuil est de construction simple mais robuste, formé par un ensemble de barres de cuivre ou d'aluminium disposées sur la périphérie de l'arbre rotorique parallèles à son axe, elles sont réunies sur chacune des faces de l'armature par un anneau d'assez forte section appelé anneau de court-circuit, sa résistance électrique est très faible.

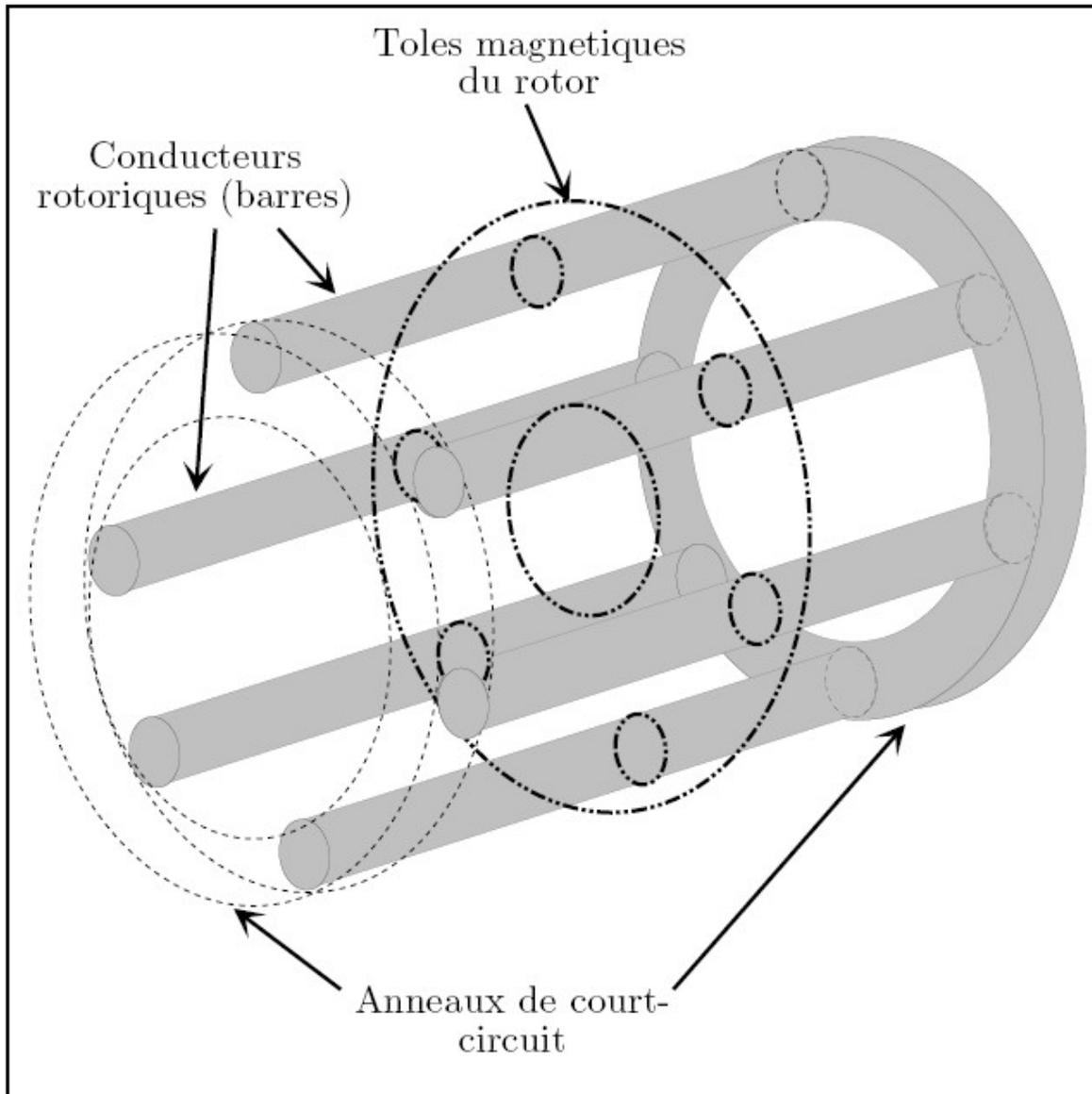


Figure (I-1): Schéma du rotor à cage d'écureuil [Schaeffer]

b-Rotor bobiné

Les tôles du rotor sont formées d'encoches où sont logés des conducteurs d'un bobinage triphasé qui produit un champ rotorique ayant le même nombre de pôles que le champ statorique. On peut accéder à cet enroulement par l'intermédiaire de trois bagues sur lesquelles frottent trois balais et on peut jouer sur la résistance de l'enroulement rotorique pour augmenter le couple de démarrage.

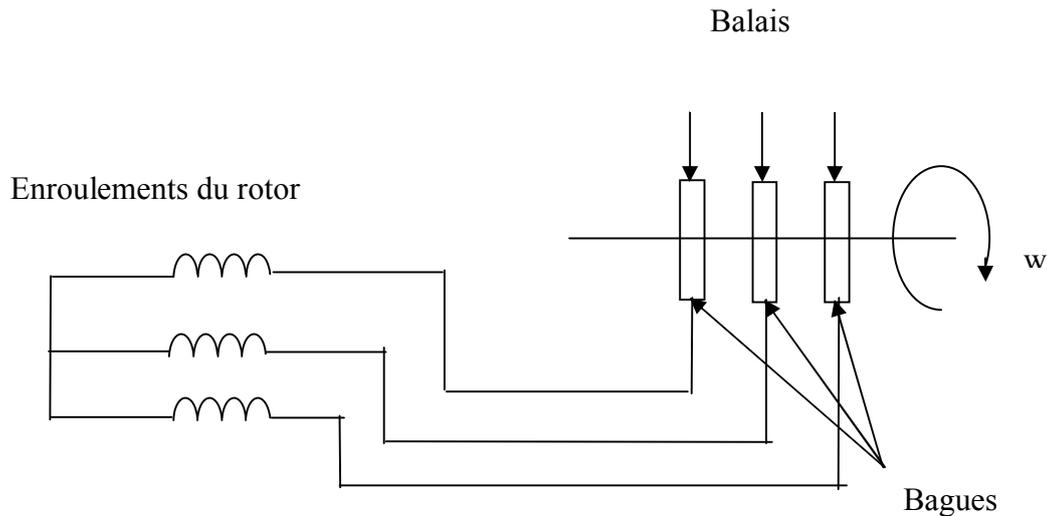


Figure (I-2): Schéma d'un rotor bobiné.

I-3 La vitesse de synchronisme

On appelle vitesse synchrone la vitesse N_s à laquelle tourne le flux tournant c'est-à-dire le champ statorique qui est proportionnelle à la fréquence de la source d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles :

$$N_s = \frac{60f}{p} \text{ [tr/min]} \quad (\text{I-1})$$

I-4 Le champ tournant

Les courants statoriques créent un flux magnétique variable à travers les inductances propres et mutuelles en fonction du temps, appelé champ tournant qui tourne à la vitesse synchrone Ω_s [rad / s] (fig I-3).

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{I-2})$$

Avec :

Ω_s : Vitesse mécanique synchrone du champ tournant en $[rad / s]$.

ω_s : Pulsation électrique synchrone du champ tournant en $[rad / s]$.

P : Nombre de paires de pôles.

I-5 Le glissement

C'est l'écart relatif de la vitesse de rotation du rotor par rapport à la vitesse de synchronisme, le rotor tourne à la vitesse N différente de N_s ce qui nous permet de dire que le rotor glisse vis-à-vis du champ tournant, ce glissement dépend de la charge et il a pour expression :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad \text{(I-3)}$$

N_s : Vitesse de rotation du champ statorique en $[tr / min]$

N : Vitesse de rotation du rotor $[tr / min]$

$$\Omega_s = 2\pi.N_s \quad [rad / s]$$

$$\Omega = 2\pi.N \quad [rad / s]$$

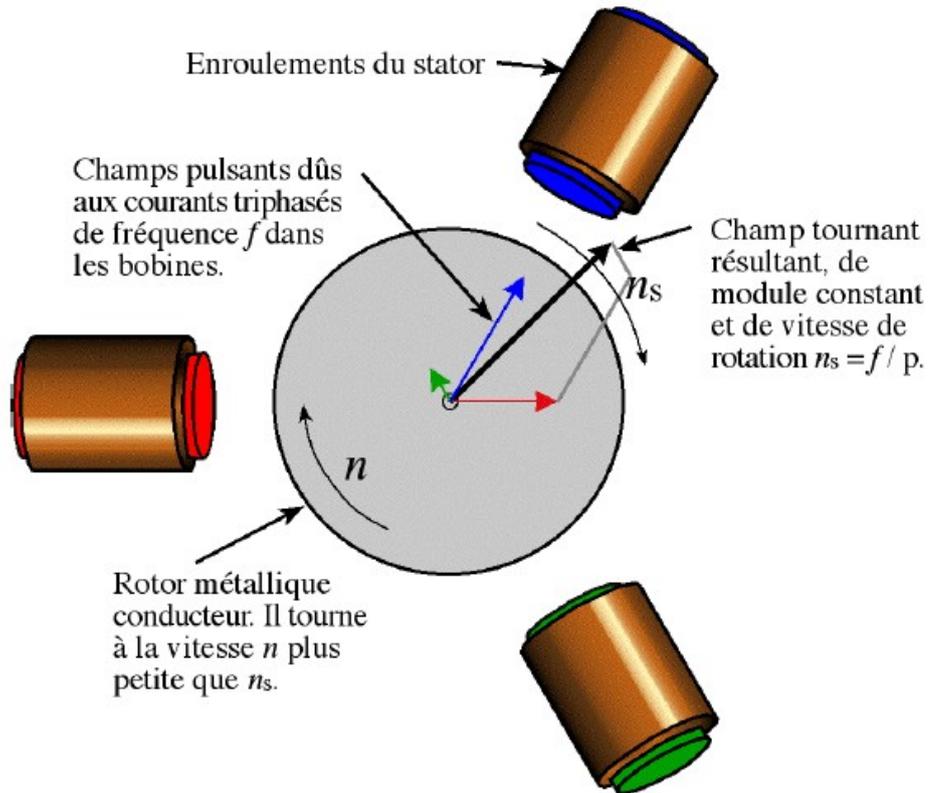


Figure (I-3): Schéma d'une machine asynchrone.

I-6 Le couple

Le rotor tourne sous l'effet du couple, qui est généré par le flux tournant réel qui est le flux d'entrefer résultant des deux flux rotorique et statorique, appelé couple électromagnétique. On distingue aussi le couple utile qui est disponible sur l'arbre du moteur sous forme de puissance entraînant la charge.

I-7 Le Circuit équivalent

Le circuit équivalent d'un moteur asynchrone contient deux parties :

- La première est la partie statorique qui est caractérisée par la résistance de ses enroulements, le flux de fuite, le courant magnétisant et les pertes.
- La deuxième est celle du côté rotorique représentant la résistance de son bobinage et le flux de fuite et les pertes.

I-7-1 Le Circuit équivalent du stator

Soit V_s et I_s la tension et le courant de la phase statorique, le champ d'induction magnétique glissant dans l'entrefer engendre une force électromotrice. X_s et R_s sont respectivement la réactance et la résistance de la phase statorique.

L'équation du stator est donnée par :

$$V_1 = E_1 + (R_s + j.X_s).I_s \quad (\text{I-4})$$

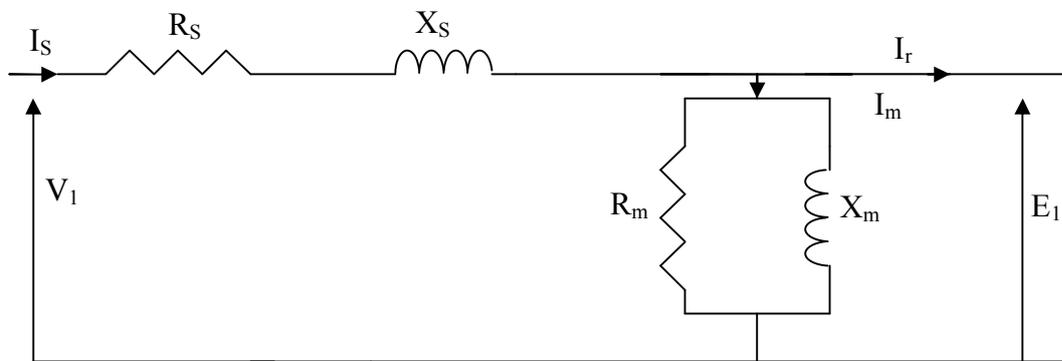


Figure (I-4) : Circuit équivalent du stator.

I-7-2 Le circuit équivalent du rotor

Soit E_2 la valeur efficace de la force électromotrice engendrée dans le bobinage rotorique, X_r et R_r sont respectivement la réactance de fuite et la résistance de la phase rotorique.

L'équation du rotor est donnée par :

$$gE_2 = (R_r + j.gX_r).I_r \quad (\text{I-5})$$

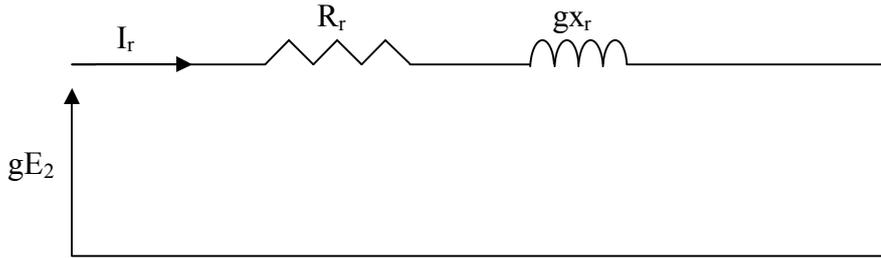


Figure (I-5) : Le circuit équivalent du rotor.

I-7-3 Le raccordement du circuit du rotor au circuit du stator

Le raccordement du circuit du rotor au circuit du stator requiert une double transformation, car on doit tenir compte à la fois de la différence dans la fréquence et dans le nombre de tours des enroulements, on a :

$$I_r = \frac{g \cdot E_2}{(R_r + j \cdot g \cdot X_r)} = \frac{E_2}{\left(\frac{R_r}{g} + j \cdot X_r\right)} \tag{I-6}$$

En ramenant ces grandeurs au stator, on obtient la relation suivante :

$$I_r' = \frac{E_1}{\left(\frac{R_r'}{g} + j \cdot X_r'\right)} \tag{I-7}$$

Les grandeurs rotoriques ramenées au stator sont marquées par l'exposant (', prime).

Le schéma équivalent est comme suit :

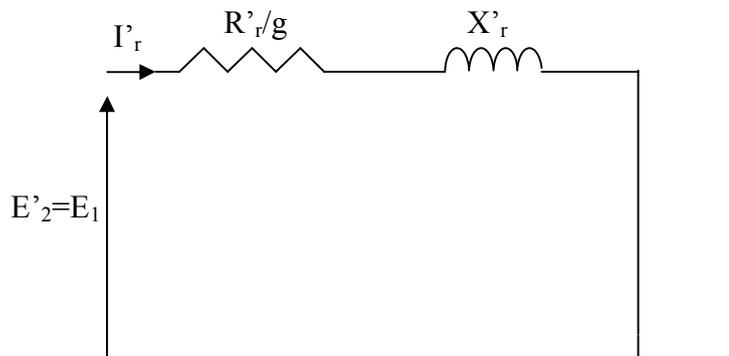


Figure (I-6) : Le circuit équivalent du rotor vu du stator.

Le circuit équivalent par phase :

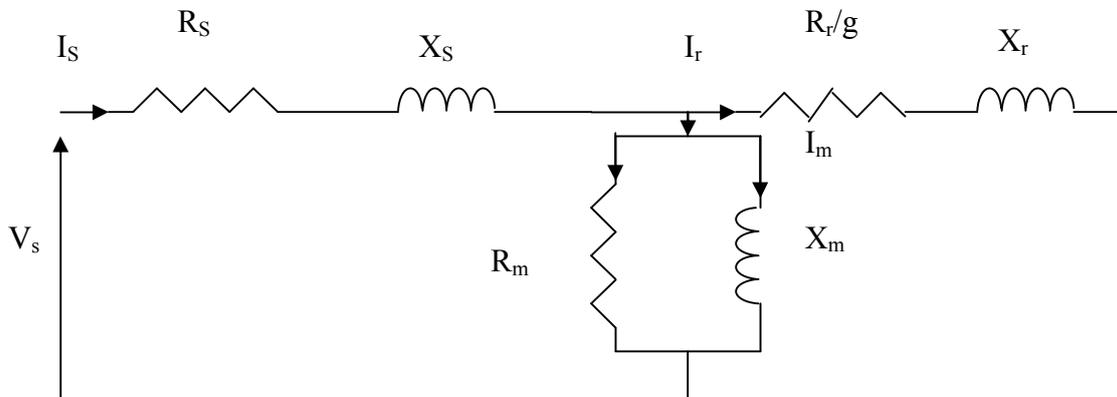
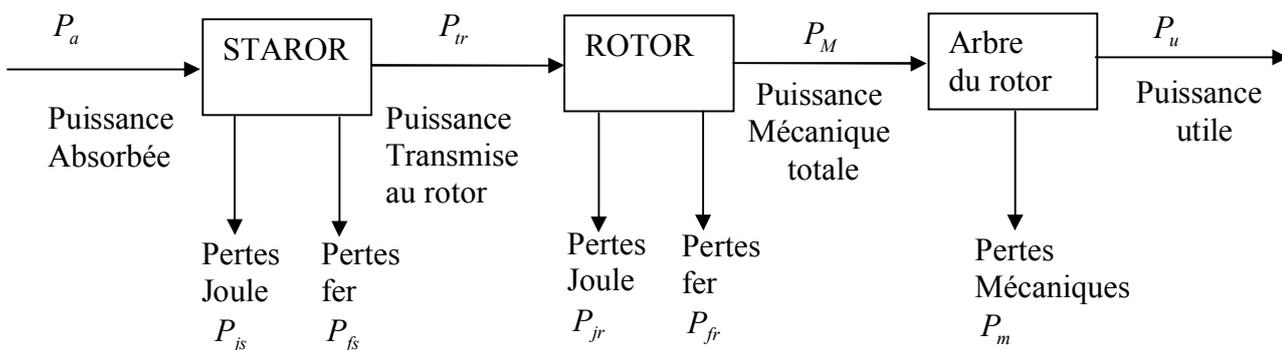


Figure (I-7) : Le circuit équivalent pour un moteur asynchrone.

I-8 Bilan des puissances

Lors de la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique apparaît une forme intermédiaire d'énergie appelée énergie électromagnétique qui est véhiculée du stator vers le rotor à travers l'entrefer qui sera convertie en énergie mécanique capable d'entraîner une charge, il y a aussi une partie stockée sous forme d'énergie magnétique et le reste étant dissipé sous forme de pertes.



I-8-1 La puissance électrique absorbée P_a

La puissance P_a fournie au stator d'un moteur asynchrone est :

$$P_a = \sqrt{3}.U.I.\cos(\varphi) \quad (\text{I-8})$$

Avec :

U : Tension entre deux phases du moteur.

I : Courant de ligne.

$\cos(\varphi)$: Facteur de puissance

I-8-2 Les pertes par effet joule au stator P_{js}

Ce sont des pertes électriques dissipées par effet joule dans les enroulements statoriques, elles varient en fonction du carré des courants dans ces enroulements

$$P_{js} = 3.R_s.I_s^2 \quad (\text{I-9})$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

I_s : La valeur efficace du courant traversant l'enroulement statorique.

I-8-3 Les pertes fer au stator P_{fs}

Les pertes d'énergie dans le fer du stator dépendent de la tension U et de la fréquence f elles sont donc constantes si le moteur est couplé au réseau.

I-8-4 La puissance transmise P_{tr}

La puissance transmise au rotor est la puissance du champ magnétique tournant que l'on appelle aussi puissance électromagnétique.

$$P_{tr} = P_a \pm (P_{js} + P_{fs}) \quad (\text{I-10})$$

I-8-5 Les Pertes par effet joule au rotor P_{jr}

Ce sont des pertes électriques dissipées par effet joule dans les enroulements rotoriques, elles sont données par la formule suivante :

$$P_{jr} = 3.R_r.I_r^2 \quad (\text{I-11})$$

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

I_r : La valeur efficace du courant traversant l'enroulement rotorique.

I-8-6 Les pertes fer au rotor P_{fr}

Les pertes fer rotoriques sont négligeables puisqu'elles dépendent de la fréquence rotorique qui est assez faible.

I-8-7 Le couple électromagnétique C_{em}

Les forces qui s'exercent sur les conducteurs du rotor tournent à la vitesse Ω_s et le rotor tourne à la vitesse Ω , l'action de l'ensemble des forces électromagnétiques crée ce qu'on appelle un couple électromagnétique résultant d'expression :

$$C_{em} = \frac{P_{tr}}{\Omega} \quad (\text{I-12})$$

$$C_{em} : \text{ en } [Nm]$$

$$P_{tr} : \text{ en } [W]$$

$$\Omega : \text{ en } [rad/s]$$

I-8-8 La puissance mécanique P_m

Le couple électromagnétique de moment C_{em} entraîne le moteur à la vitesse Ω , il lui communique de la puissance mécanique P_e qui sera égale à :

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega = P_{tr} \cdot \frac{\Omega}{\Omega_s} = P_{tr} (1 - g) \quad (\text{I-13})$$

I-8-9 Les pertes mécaniques P_m

Elles regroupent les pertes par frottements et par ventilation.

$$P_m = P_M - P_U \quad (\text{I-14})$$

I-9 La puissance utile P_u

La puissance utile P_u fournie par le moteur est inférieure à la puissance mécanique.

$$P_U = P_M - P_m \quad (\text{I-15})$$

Cette partie de puissance est disponible sur l'arbre du moteur, elle fut celle chargée de l'entraînement.

I-9-Le rendement

Le rendement du moteur asynchrone est égal au quotient de la puissance utile produite P_u sur la puissance électrique absorbée P_a

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad \text{(I-16)}$$

A decorative graphic of a blue scroll with a white border, featuring a blue circular element at the top right corner and a white circular element at the bottom left corner.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

Introduction [1] [9] [11] [2] [3] [15]

La modélisation est la description mathématique du processus technique d'un système. C'est une étape très importante dans l'étude préliminaire.

Les phénomènes électromagnétiques mis en cause dans la machine asynchrone sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques sont difficiles.

La mise en équation de la machine asynchrone est basée sur des outils mathématiques simplificateurs représentés par les transformations de PARK, de CLARK et de CONCORDIA.

Dans notre étude, nous utiliserons la transformation de PARK pour la facilité et la souplesse de son modèle. En effet, ce modèle éliminera l'effet de la dépendance des paramètres magnétiques de l'angle rotorique.

Dans ce chapitre, nous modélisons la machine asynchrone à cage d'écureuil, de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et n'exige pas un entretien fréquent. De plus, elle supporte des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 fois plus son couple nominal. On présente son modèle dynamique avec certaines hypothèses simplificatrices. Pour cela, on doit établir les équations générales de la machine asynchrone [3].

II-1 Hypothèses simplificatrices [11]

A cause des phénomènes électromagnétiques et mécaniques complexes de la machine asynchrone, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre les axes magnétiques.
- Une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices.
- L'effet de peau, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

II-2 Convention de signe

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
- Une *f.e.m* positive fait circuler un courant positif.
- Les angles et les vitesses de rotation sont pris positivement dans le sens trigonométrique.

III-3 Mise en équation de la machine asynchrone

La structure de la machine asynchrone que nous allons étudier est représentée par le schéma suivant :

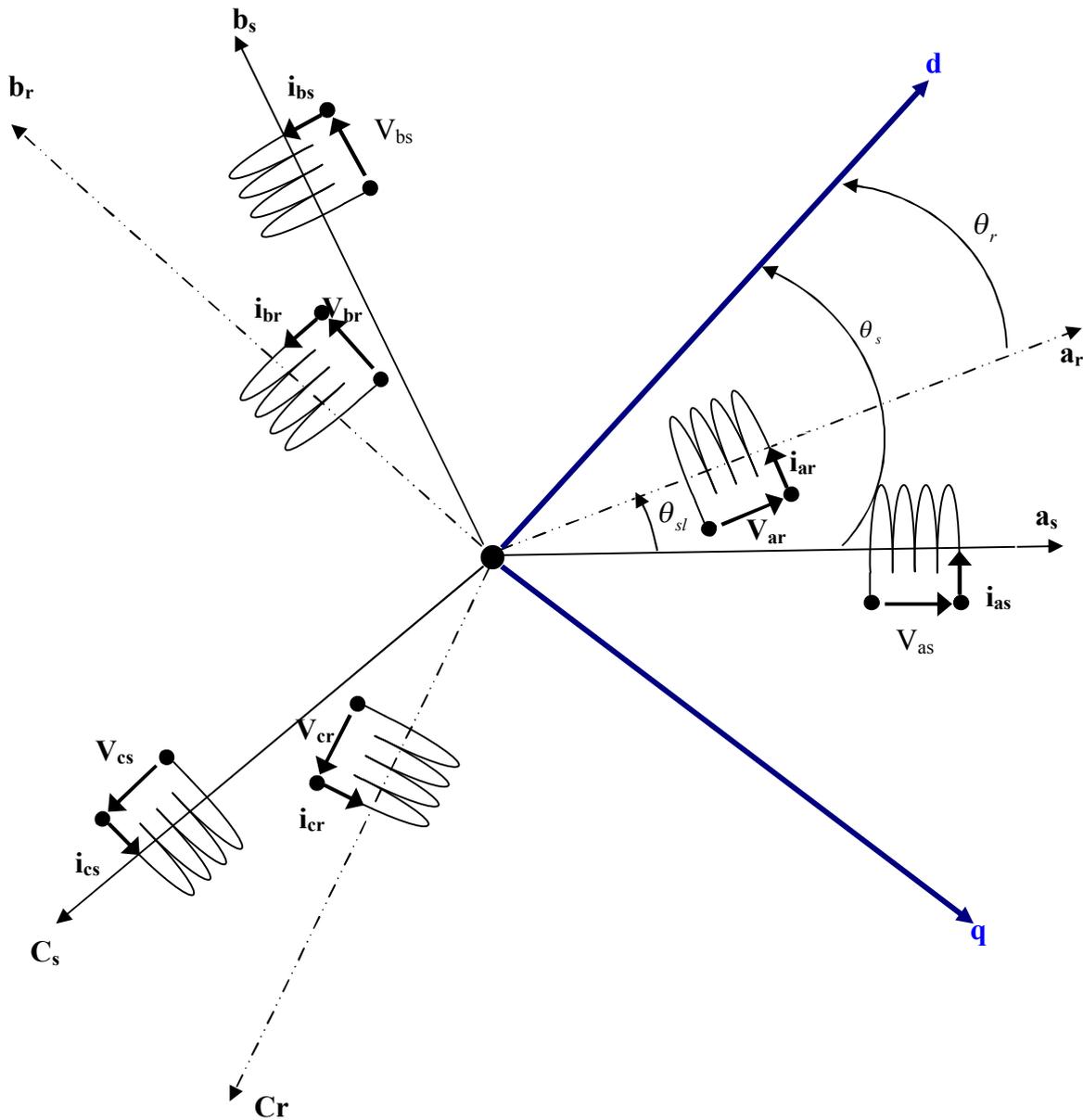


Figure (II-1) : Schéma de représentation de la machine asynchrone.

-la machine asynchrone peut être traduite par trois types d'équations :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equation mécanique.

III-3-1 Equations électriques

Les équations sont données sous la forme suivante :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II-1})$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (\text{II-2})$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [\varphi_{as}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad [\varphi_{ar}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

III-3-2 Equations magnétiques

On obtient les relations suivantes entre les flux et les courants d'après les hypothèses précédentes :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{II-6})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{II-7})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

L_{as} : Inductance propre d'une phase de l'enroulement statorique.

M_{as} : Inductance mutuelle entre deux phases de l'enroulement statorique.

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

L_{ar} : Inductance propre d'une phase de l'enroulement rotorique.

M_{ar} : Inductance mutuelle entre deux phases de l'enroulement rotorique.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase de l'enroulement statorique et une phase de l'enroulement rotorique.

III-3-3 Equation mécanique

Le fonctionnement d'une charge en rotation est régi par l'équation suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + k_f \Omega_r \quad (\text{II-11})$$

Avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$$

Ω_r : Vitesse mécanique du rotor.

ω_r : Pulsation électrique du rotor.

III-4 Modèle de PARK

III-4-1 Transformation de PARK : [2]

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 d et q

* La matrice de Park est donnée par :

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{(II-12)}$$

La transformation inverse de Park est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II-13)}$$

Le changement de variable relatif aux courants, tensions et flux est donné par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad \text{(II-14)}$$

X : Représente soit le courant, la tension ou le flux.

III-4-2 Application du modèle de PARK à la machine asynchrone triphasée

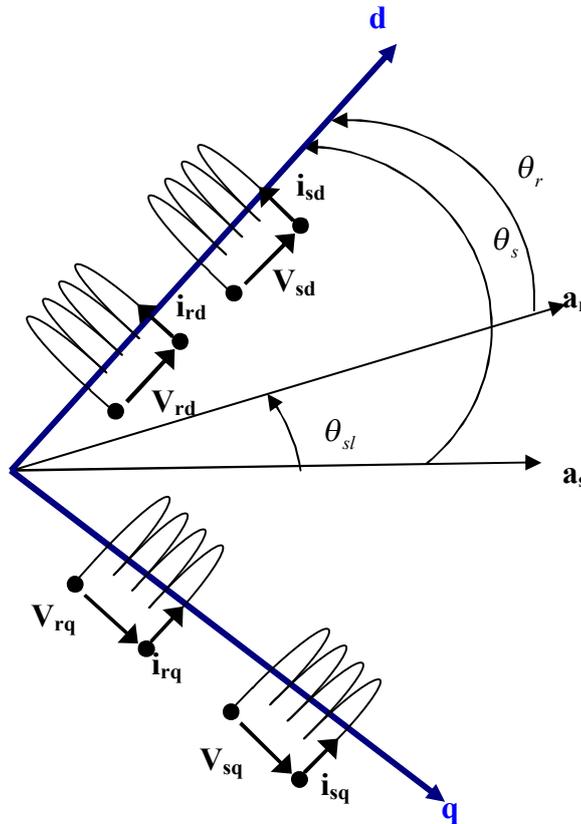


Figure (II-2) : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine.

* Equation électrique d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

$$[V_{abc}] = [R] [I_{abc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) [\varphi_{abc}] \tag{II-15}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix}; \quad r : \text{Représente la résistance statorique ou rotorique.}$$

En multipliant l'équation (II-1) par $P(\theta^{-1})$ on obtient :

$$p(\theta^{-1}) [V_{dq0}] = [R] p(\theta^{-1}) [i_{dq0}] + \frac{d}{dt} (p(\theta^{-1}) [\varphi_{dq0}]) \tag{II-16}$$

En multipliant (II-16) par $P(\theta)$:

$$[V_{dqo}] = [R] [i_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] + p(\theta) \left(\frac{dp(\theta^{-1})}{dt} \right) \varphi_{dqo} \quad (\text{II-17})$$

On démontre que :

$$p(\theta) \frac{d([p(\theta)]^{-1})}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

On obtient finalement le système d'équations de Park suivant qui constitue donc le modèle électrique et dynamique de l'enroulement biphasé équivalent :

$$V_d = r_{id} + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \quad (\text{II-19})$$

$$V_q = r_{iq} + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \quad (\text{II-20})$$

$$V_o = r_{io} + \frac{d\varphi_o}{dt} \quad (\text{II-21})$$

D'après le schéma de représentation de la machine asynchrone on a :

θ_s : L'angle électrique ($a_s ; 0_d$)

θ_r : L'angle électrique ($a_r ; 0_d$)

θ_{sl} : L'angle électrique entre a_s et a_r

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r$$

Les relations entre les flux d'axe $d, q, 0$ et les flux d'axe a, b, c :

$$[\varphi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [\varphi_{sabc}] \quad (\text{II-22})$$

$$[\varphi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] [\varphi_{rabc}] \quad (\text{II-23})$$

En remplaçant les flux par leurs équations on trouve :

Au stator :

$$[\varphi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \quad (\text{II-24})$$

Où :

$$[\varphi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [L_s] [p(\theta_s)^{-1}] [i_{sdqo}] + [p(\theta_s)] [M_{sr}] [p(\theta_r)^{-1}] [i_{rdqo}] \quad (\text{II-25})$$

Au rotor :

$$[\varphi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] \{ [L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \} \quad (\text{II-26})$$

Où :

$$[\varphi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] \{ [L_r] [p(\theta_r)^{-1}] [i_{rdqo}] + [p(\theta_r)] [M_{rs}] [p(\theta_s)^{-1}] [i_{sdqo}] \} \quad (\text{II-27})$$

Après le calcul, on aboutit à la relation matricielle suivante entre les vecteurs flux et courants d'axe $d, q, 0$

Matrice des flux dans les axes $d, q, 0$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2} M_{rs} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{rs} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II-28})$$

On constate que:

-La transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps.

-Le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Ce sont :

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

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

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$L_{0s} = l_s + 2 M_s$: Inductance homopolaire statorique.

$L_{0r} = l_r + 2 M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

Le moteur est alimenté par le système de tensions triphasées équilibrées décalées angulairement d'un angle de $(2\pi/3)$ rad, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice 0.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s , L_r , M , et reliés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{(II-29)}$$

Cette matrice permet de substituer les enroulements réels statoriques et rotoriques par les enroulements fictifs d, q , l'écriture sera traduite par le schéma suivant :

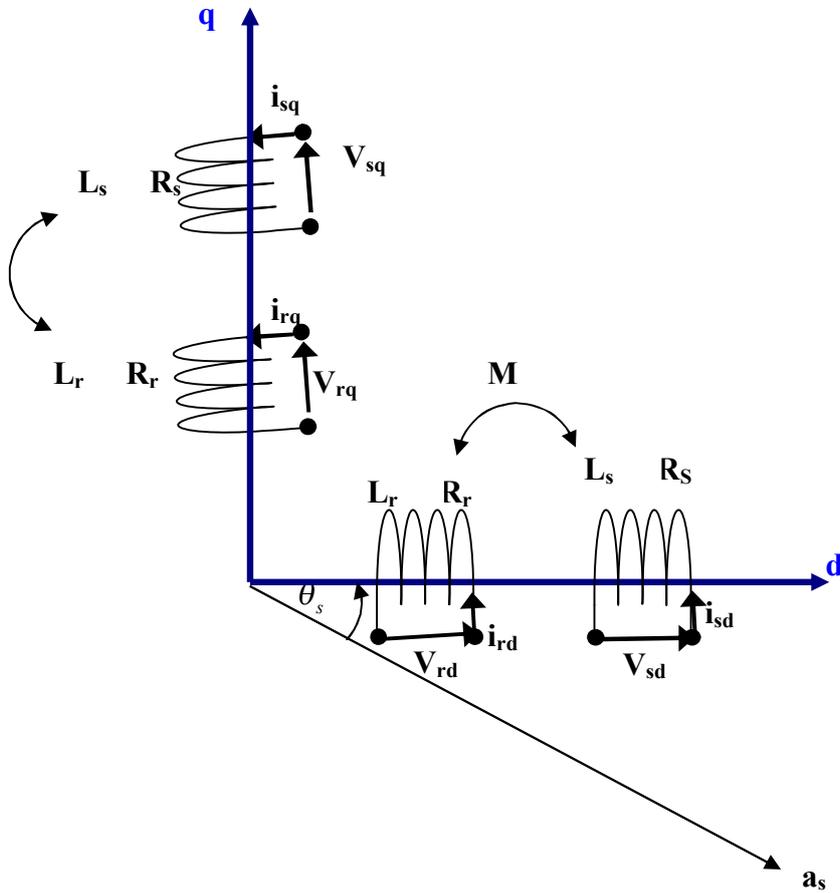


Figure (II-3) : Représentation des enroulements fictifs d'axe d et q

-Les équations des tensions

Les équations de Park statoriques et rotoriques s'écrivent :

- Les tensions relatives au stator

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \end{cases} \quad \text{(II-30)}$$

- Les tensions relatives au rotor

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad \text{(II-31)}$$

Le rotor dont nous disposons est court-circuité, donc les tensions de ses phases vont s'annuler. En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axes d, q

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \\ L_s \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & M \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & M \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d}{dt} \right) & -M \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) & R_s + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \\ M \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) & M \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) & R_s + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{(II-32)}$$

II-5 Choix du référentiel : [11]

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent des objectifs de l'application :

II-5-1 Référentiel lié au stator

Les conditions sont telles que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

Les équations électromagnétiques sont :

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

Ce référentiel est utilisé dans l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation.

II-5-2 Référentiel immobile lié au rotor

Les conditions sont telles que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

Les équations électromagnétiques sont:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-36})$$

Ce référentiel est intéressant dans l'étude de régimes transitoires quand la vitesse de rotation est considérée comme constante.

II-5-3 Référentiel lié au champ tournant

Les conditions sont telles que :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{sl}$$

Les équations électromagnétiques

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-38})$$

Ce référentiel est utilisé dans l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable.

II-6 Les expressions de la puissance et du couple électromagnétique

Dans le cas général, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (\text{II-39})$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement :

a) Puissance dissipée par effet Joule

$$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)$$

b) puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$i_{sd} \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\varphi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\varphi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\varphi_{rq}}{dt} \right)$$

c- Puissance mécanique

P_M Regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_e = p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) + p (\varphi_{rd} i_{rq} - \varphi_{rq} i_{rd}) \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (\text{II-40})$$

En tenant compte des équations des flux, on peut donc écrire :

$$P_e = p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (\text{II-41})$$

Or la puissance mécanique est aussi égale :

$$P_e = C_e \Omega = C_e \frac{\omega}{p} \quad (\text{II-42})$$

On tire l'expression scalaire du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} P [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{II-43})$$

Dans le système d'axe d, q on définit le vecteur flux statorique $\vec{\varphi}_s$ et le courant statorique

\vec{I}_s de composantes :

$$\vec{\varphi}_s \left(\varphi_{sd} \sqrt{\frac{2}{3}}, \varphi_{sq} \sqrt{\frac{2}{3}} \right)$$

$$\vec{I}_s \left(i_{sd} \sqrt{\frac{2}{3}}, i_{sq} \sqrt{\frac{2}{3}} \right)$$

Le couple électromagnétique \vec{C}_e sera donc égal à un produit vectoriel :

$$\vec{C}_e = \left(\frac{3}{2}\right) P [\vec{\varphi}_s \wedge \vec{I}_s]$$

Diverses manipulations de l'équation fondamentale (II-43) procédant d'un choix d'élimination de certaines variables de la matrice des flux (II-29), conduisent à d'autres expressions du couple qui seront des points de départ dans la recherche d'une stratégie de commande [15].

Pour notre étude, on choisit l'expression suivante :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_r}\right) [\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}] ; \vec{C}_e \left(\frac{3}{2}\right) p \left(\frac{M}{L_r}\right) [\vec{\varphi}_r \wedge \vec{I}_s] \tag{II-44}$$

II-7 Représentation du moteur asynchrone

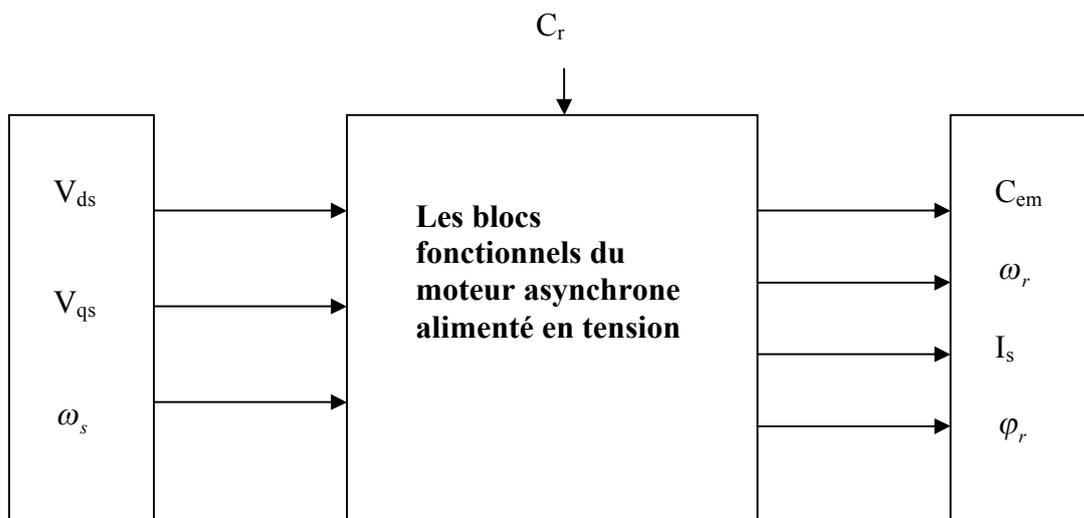


Figure (II-7): Schéma synoptique du moteur à cage alimenté en tension

II-8 Simulation numérique de la machine asynchrone

La simulation révolutionne la technologie actuelle des machines électriques en particulier des moteurs asynchrones.

Elle permet aux ingénieurs grâce aux nouvelles méthodes numériques et des logiciels de résolutions très efficaces et performants d'analyser les systèmes électriques et apporter des modifications donc une précision et une efficacité de fonctionnement avec des performances dynamiques souhaitées.

Notre moteur est simulé en utilisant le logiciel MATLAB Simulink et en considérant le référentiel de Park (d, q) lié au champ tournant. Ce qui nous permet de connaître les performances dynamiques du moteur et évaluer les valeurs des grandeurs le caractérisant et qui évoluent en fonction de ses paramètres.

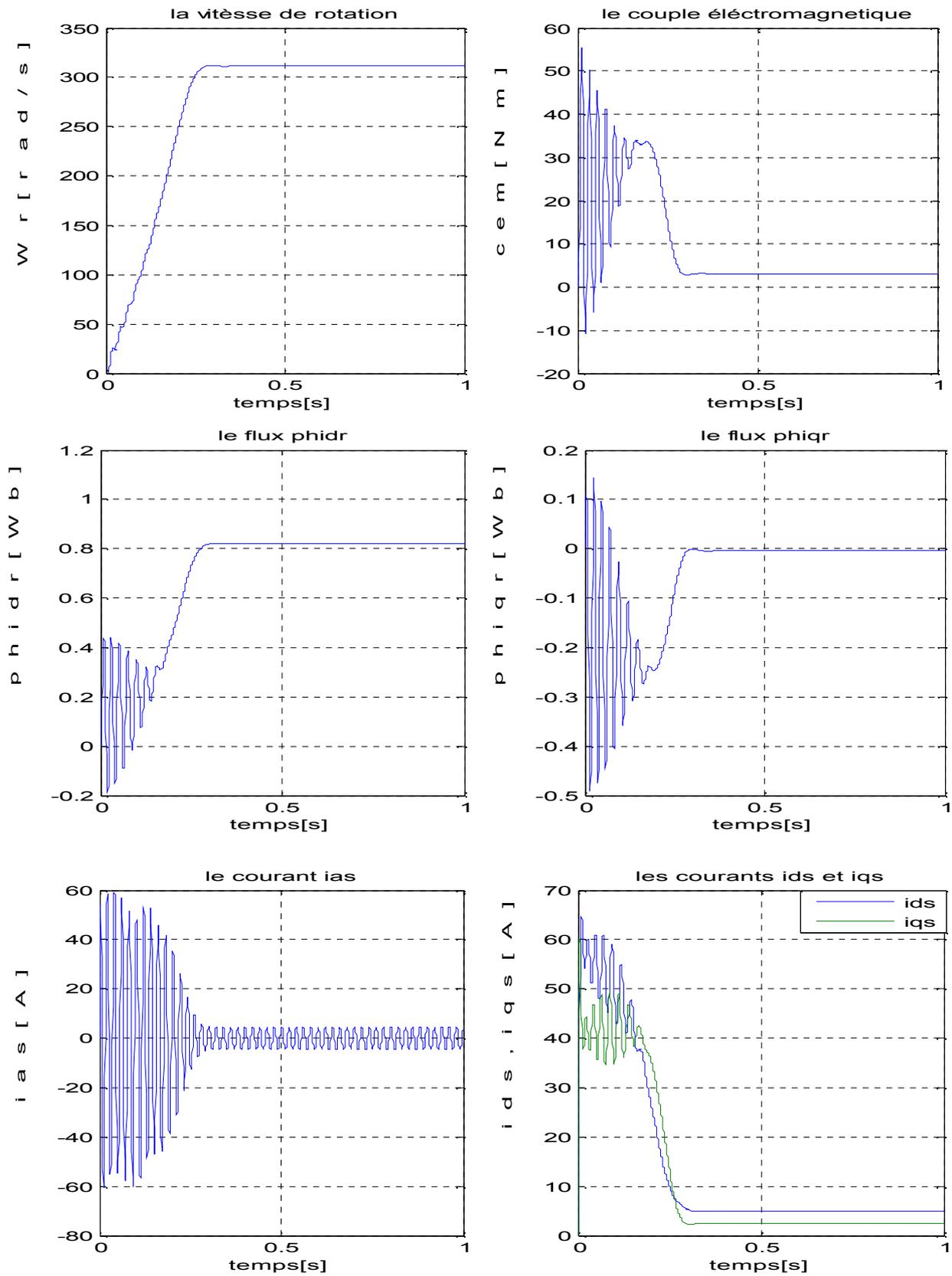


Figure (II- 5) : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée

Directement par le réseau.

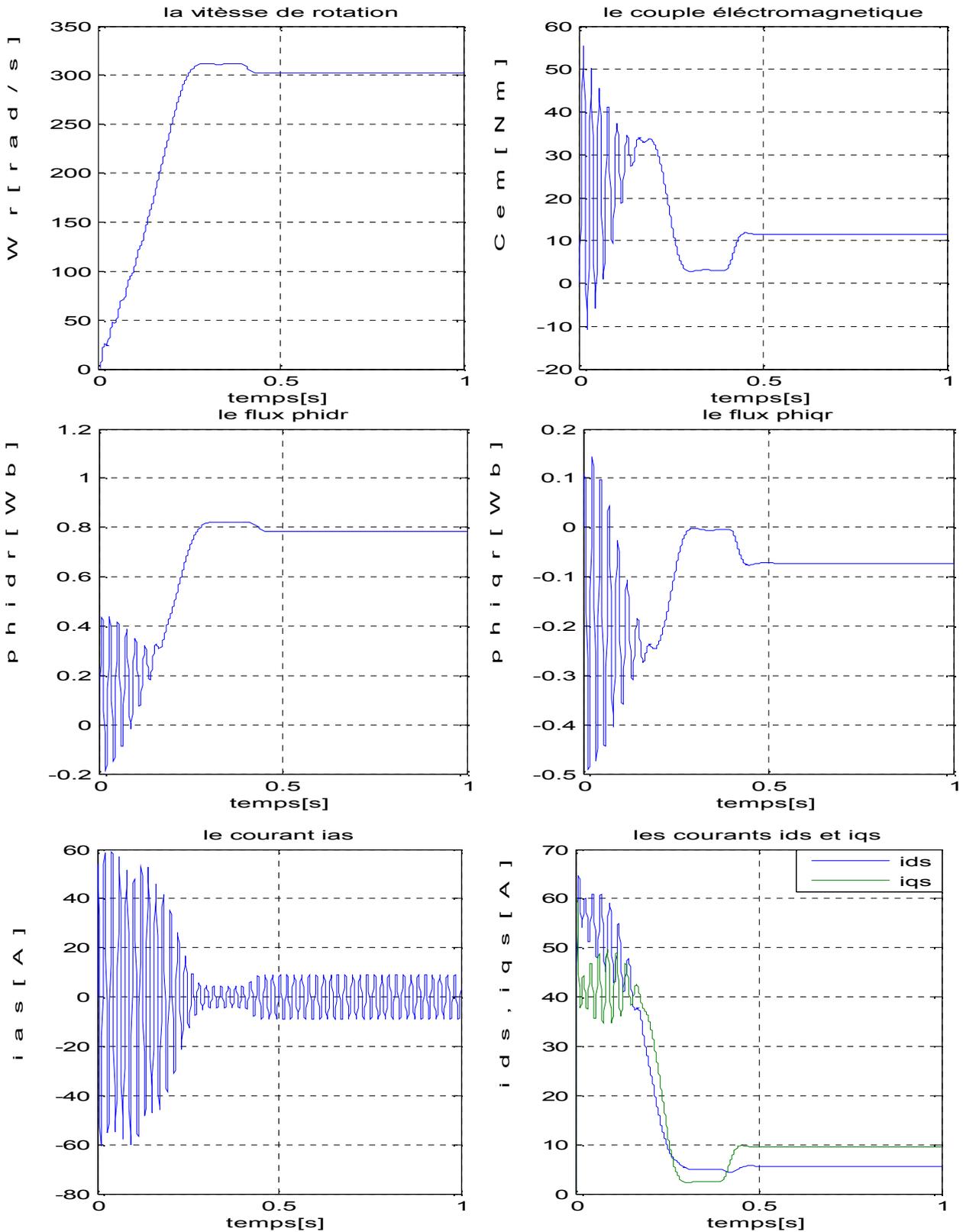


Figure (II-6) : Résultat de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau Démarrage à vide puis application d'une charge.
 $C_r = C_n/2$ à $t=0.4$ s.

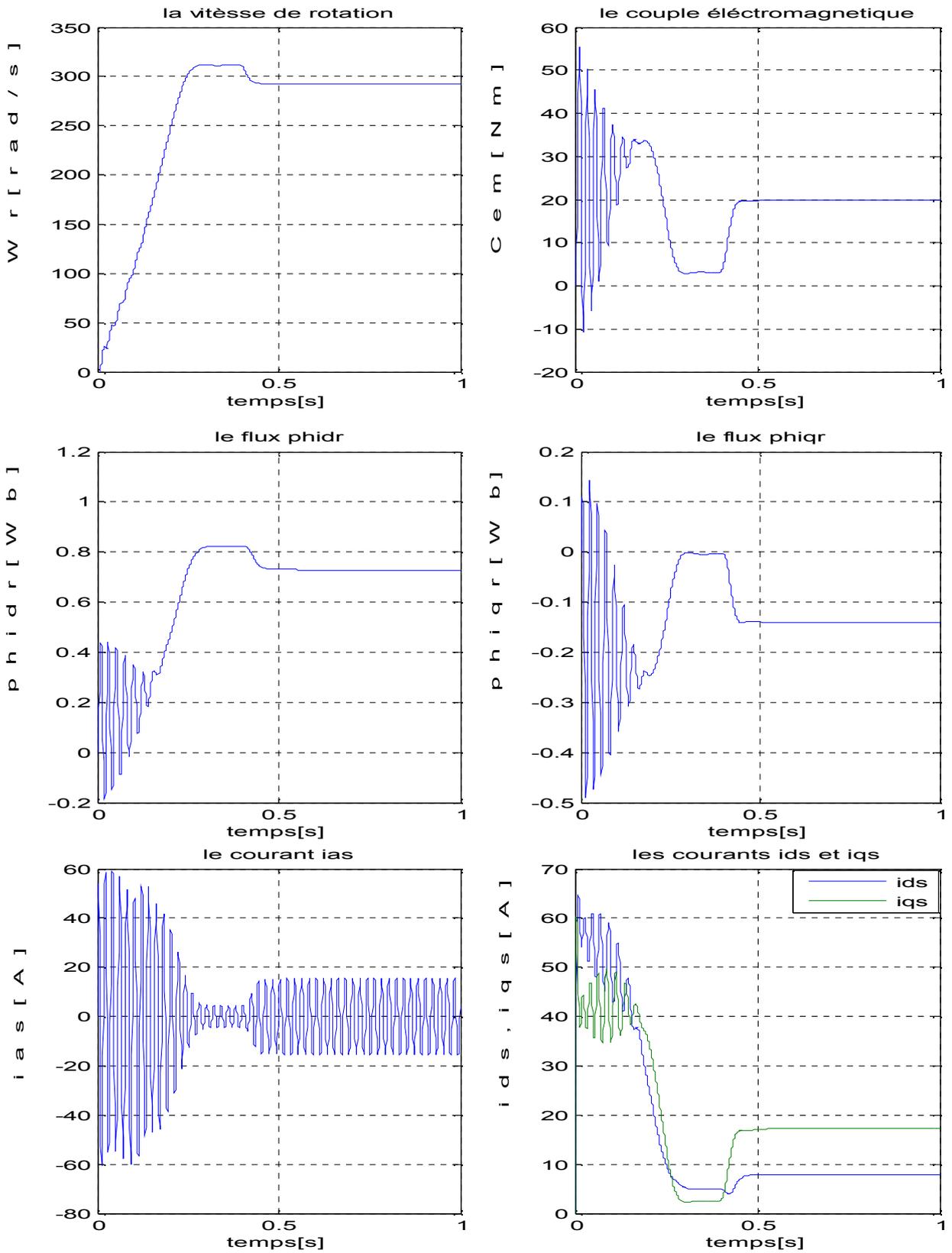


Figure (II-7) : Résultat de simulation de la MAS alimentée directement par le réseau

Démarrage à vide puis application d'une charge.

$$C_r = C_n \text{ à } t=0.4 \text{ s.}$$

Interprétation

La machine est directement reliée au réseau donc alimentée par un système triphasé équilibré de tensions à fréquence fixe de 50 Hz.

On simule le moteur asynchrone à cage dans le régime de fonctionnement à vide, puis en lui appliquant une charge à un instant donné.

Résultats de simulation

En régime à vide, le moteur n'entraîne aucune charge.

D'après la figure (II-5), on voit que la vitesse du rotor évolue rapidement dans le régime transitoire donc varie instantanément puis se stabilise dans le régime permanent à $t=0.25$ s en prenant la valeur de (310 rad/s) qui est proche de la vitesse du synchronisme (314 rad/s).

Couple électromagnétique :

Dans le régime transitoire le C_{em} varie brusquement et prend une allure oscillatoire dont la valeur crête est d'environ (55 Nm), qui s'atténue graduellement et finit par se stabiliser à la valeur de (3.1 Nm).

Les flux :

Les flux rotoriques prennent une allure semblable à celle du couple électromagnétique donc présentent des fluctuations dans le régime transitoire, puis se stabilisent dans le régime permanent par exemple on a le flux direct rotorique qui a pour valeur ($\phi_{dr} = 0.8 \text{ Wb}$).

Les courants :

On voit qu'au démarrage, le moteur appelle des courants importants, i_{ds} , i_{qs} , i_{as} qui ont respectivement 65, 60 et 60 A.

Interprétation des courbes lorsqu' on applique un couple résistant à la machine

Les figures (III-6) (III-7) représentent la simulation des grandeurs du moteur pour des valeurs d'un couple de charge ou du couple résistant $C_r = \frac{C_n}{2}$, et $C_r = C_n$ à l'instant $t = 0.4$ s

L'allure de la vitesse de rotation est la même que celle dans le régime à vide jusqu'à $t = 0.4$ s qui correspond au temps d'application de la charge, au-delà, la vitesse diminue et se stabilise à une valeur de (296 rad/s) pour $C_r = \frac{C_n}{2}$ et (272 rd/s) pour $C_r = C_n$.

Le couple électromagnétique a une allure comme dans le régime à vide jusqu'au moment d'application du couple résistant, sa valeur croît et se stabilise à (11.5 Nm) .

S'agissant des courants, on constate que leurs valeurs augmentent avec l'augmentation de la charge tandis que les flux diminuent.

On s'aperçoit qu'à l'application de la charge la vitesse décroît contrairement au couple électromagnétique.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a modélisé et simulé le moteur asynchrone à cage relié directement au réseau en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

Le moteur asynchrone présente la caractéristique que son flux est fortement couplé à son couple électromagnétique, cette spécificité a été bien illustrée dans l'allure des deux graphes du flux et du couple dès qu'il y a application de la charge.

Ce couplage se présente comme étant un inconvénient pour le moteur à induction, cela nous amène à trouver des moyens adéquats afin de remédier à ce problème qui sont des commandes à lui associer.

Dans le chapitre qui suit, nous allons introduire une méthode de commande à MLI d'un onduleur de tension qui servira d'intermédiaire entre le réseau et le moteur.



Chapitre III

*Simulation de l'ensemble convertisseur
machine asynchrone*

Introduction [5][12] [14] [7]

Le contrôle de la vitesse des machines électriques triphasées nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc ces machines doivent être alimentées par des sources adéquates. C'est une étape fondamentale dans la commande des machines. On traitera dans ce qui suit la commande du convertisseur statique qui est un onduleur de tension.

Les systèmes à courant alternatif triphasés posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de commande des convertisseurs deviennent nécessaires, nous utilisons le plus souvent les méthodes de pilotage en modulation de largeurs d'impulsions (MLI).

Dans ce chapitre nous présenterons la stratégie de la commande MLI « sinus triangle » d'un onduleur de tension.

III-1 Système d'alimentation

Le variateur de vitesse étudié dans notre travail est composé d'un convertisseur de fréquence de type 'redresseur onduleur à source de tension' alimentant une machine asynchrone le schéma est représenté par la figure (III-1)

Cette structure est la plus utilisée pour les entraînements électriques à vitesse variable.

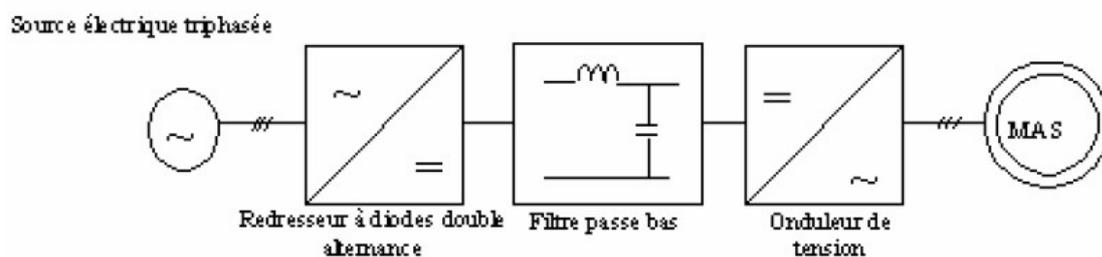


Figure (III-1) : Schéma d'un convertisseur de fréquence alimentant une machine asynchrone

III-2 Convertisseurs de fréquence

Le convertisseur de fréquence à source de tension est basé sur l'association d'un redresseur, d'un étage de filtrage et d'un onduleur. Le convertisseur de fréquence à source de tension trouve son application dans une très large gamme de l'industrie contemporaine.

III-2-1 Le redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique qui assure la conversion alternative – continue, il permet d'alimenter en courant continu le récepteur branché à sa sortie.

Le schéma d'un pont redresseur est donné par la figure (III-2).

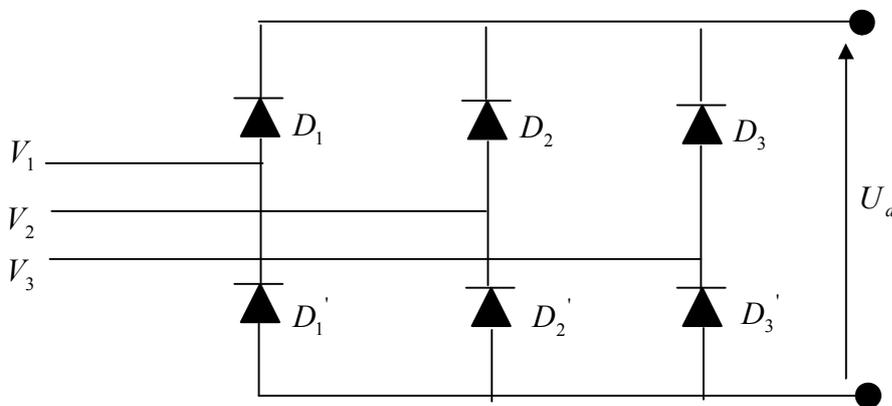


Figure (III-2) : Schéma d'un redresseur tout diodes triphasé en pont de Graëtz.

Les diodes sont supposées parfaites, elles fonctionnent à commutation instantanée et la tension à leurs bornes lorsqu'elles conduisent est nulle.

Si l'effet de l'empiétement est négligé, la valeur maximale instantanée de la tension redressée peut être exprimée comme suit :

$$U_d(t) = \max [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \min [V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad \text{(III-1)}$$

En alimentant le redresseur avec trois tensions triphasées équilibrées $V_1(t)$, $V_2(t)$, $V_3(t)$

telles que :

$$\begin{cases} V_1(t) = \sqrt{2}.V \cos(\omega t) \\ V_2(t) = \sqrt{2}.V \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = \sqrt{2}.V \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{(III- 2)}$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (III-3)

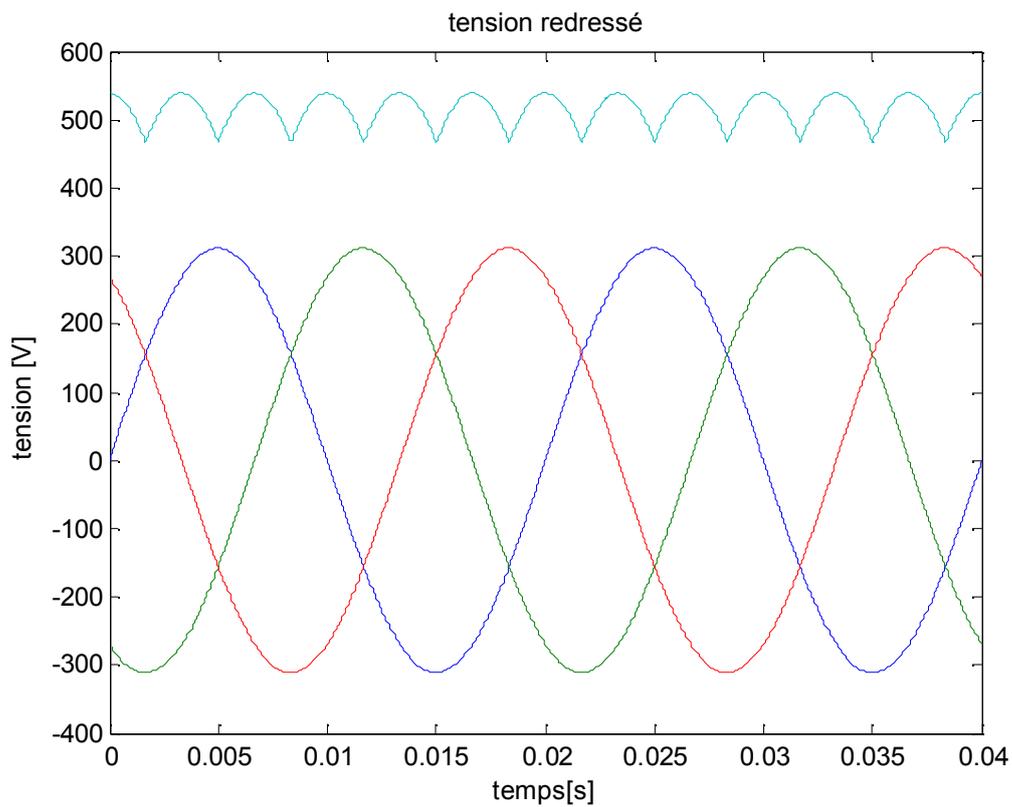


Figure (III-3) : Tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3.\sqrt{3}}{\pi} . V_{max} \quad \text{(III-3)}$$

U_{dmoy} : Tension moyenne redressée.

V_{max} : Valeur maximale de la tension du réseau.

III-2-2 Le filtre

Le filtre permet d'atténuer les ondulations des tensions et de limiter le renvoi sur le réseau des harmoniques générés par l'onduleur.

Le filtre est schématisé par la figure (III-4) :

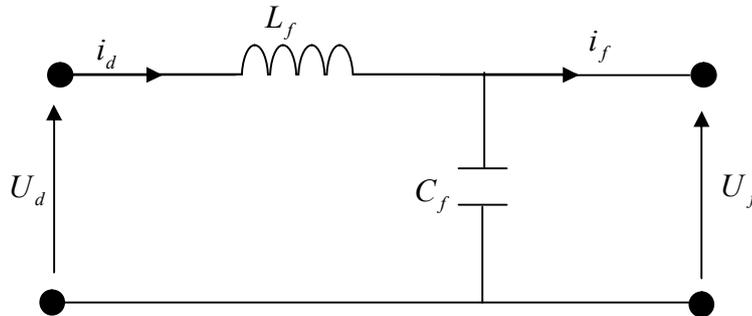


Figure (III-4) : Schéma représentatif d'un filtre LC

Il permet également d'absorber une certaine énergie provenant de l'onduleur en cas de fonctionnement en mode générateur de la machine asynchrone (freinage)

III-2-3 L'onduleur

L'onduleur commandé en MLI fournit à sa sortie un système de tensions alternatives d'amplitudes et de fréquences variables, qui auront une forme s'approchant d'une sinusoïde pure. En fonctionnement normal, deux interrupteurs d'un même bras sont commandés d'une manière complémentaire. Pour éviter tout court circuit, un temps mort pendant lequel ces deux composants sont ouverts est indispensable et il doit être supérieur au temps de commutation de ces derniers.

- La modélisation de l'onduleur de tension

La représentation schématique d'un onduleur de tension est donnée par la figure (III-5) :

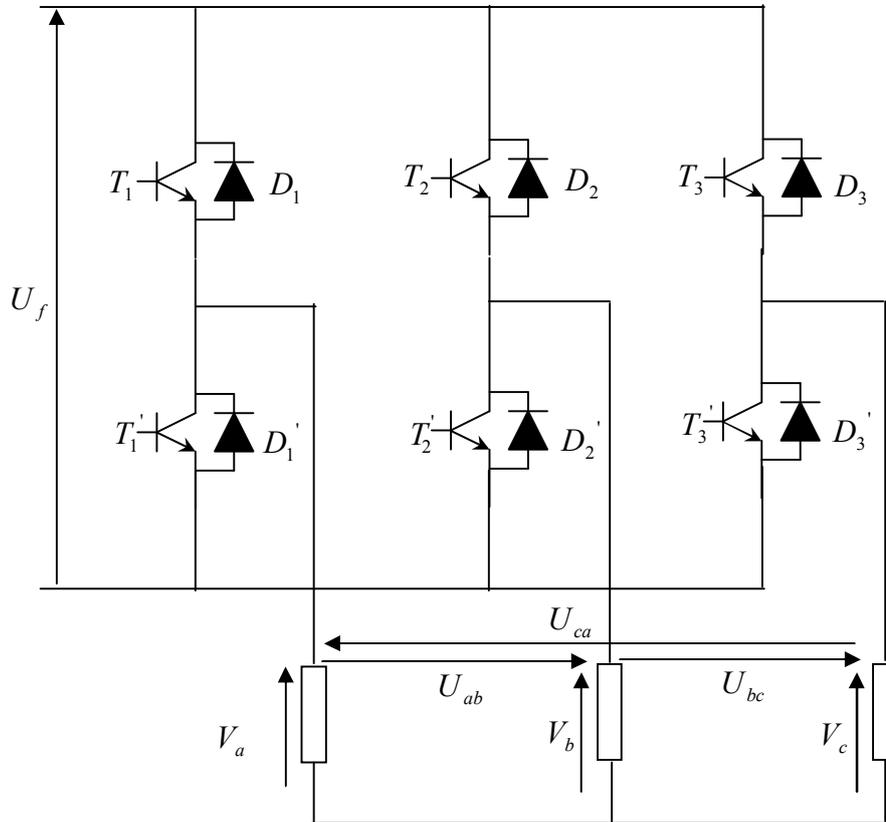


Figure (III-5) : Schéma représentatif d'un onduleur de tension triphasé

V_a, V_b, V_c : Les tensions simples délivrées par l'onduleur.

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} : Les tensions composées délivrées par l'onduleur.

Les expressions des tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad \text{(III-4)}$$

On aura :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

Avec :

$V_a + V_b + V_c = 0$ (système triphasé équilibré) couplage en étoile de l'enroulement statorique.

L'onduleur de tension comporte trois bras identiques, chaque bras comporte lui aussi des interrupteurs.

Chaque interrupteur est composé d'un transistor shunté avec une diode voir la figure (III-6)

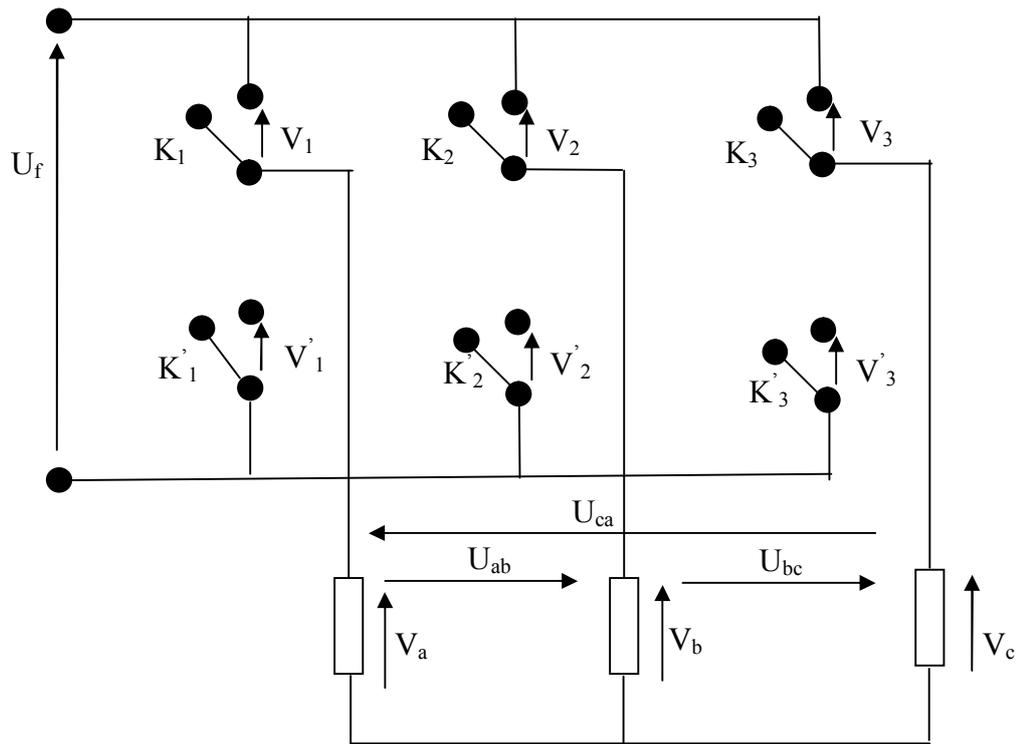


Figure (III-6) : Schéma simplifié d'un onduleur de tension commandé en tension

Les interrupteurs K_j, K'_j ($j=1, 2, 3$) sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant.

Nous supposons que la commutation des éléments semi conducteurs est instantanée. On associe à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion qui correspond aux signaux de commande des interrupteurs F_j ($j=1, 2,3$) définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad (j=1, 2,3)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_1 = 1 \Rightarrow V_1 = 0 \\ \text{si } F_1 = 0 \Rightarrow V_1 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_1 = (F_1 - 1)U_f$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_2 = 1 \Rightarrow V_2 = 0 \\ \text{si } F_2 = 0 \Rightarrow V_2 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_2 = (F_2 - 1)U_f$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{si } F_3 = 1 \Rightarrow V_3 = 0 \\ \text{si } F_3 = 0 \Rightarrow V_3 = U_f \end{array} \right\} \Rightarrow V_3 = (F_3 - 1)U_f$$

Nous avons :

$$U_{ab} = V_1 - V_2 \Rightarrow U_{ab} = (F_1 - F_2) U_f$$

$$U_{bc} = V_2 - V_3 \Rightarrow U_{bc} = (F_2 - F_3) U_f$$

$$U_{ca} = V_3 - V_1 \Rightarrow U_{ca} = (F_3 - F_1) U_f$$

Ce qui donne sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad \text{(III-6)}$$

Les tensions (V_a, V_b, V_c) forment un système équilibré donc :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

En remplaçant la formule (III-6) dans (III-7) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_f \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

III-3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les impulsions de commande des interrupteurs sont engendrées à chaque intersection du signal triangulaire de haute fréquence appelé « porteuse » avec le signal de référence appelé « modulante », ces intersections déterminent en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs.

L'intersection des droites à pentes positives de la porteuse avec la référence donne les instants d'ouverture des transistors du demi-bras supérieur.

L'intersection des droites à pentes négatives de la porteuse avec la référence donne les instants de fermeture des transistors du demi-bras supérieur.

Cette commande présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

La figure (III-7) suivante présente la stratégie de commande à modulation de largeur d'impulsion.

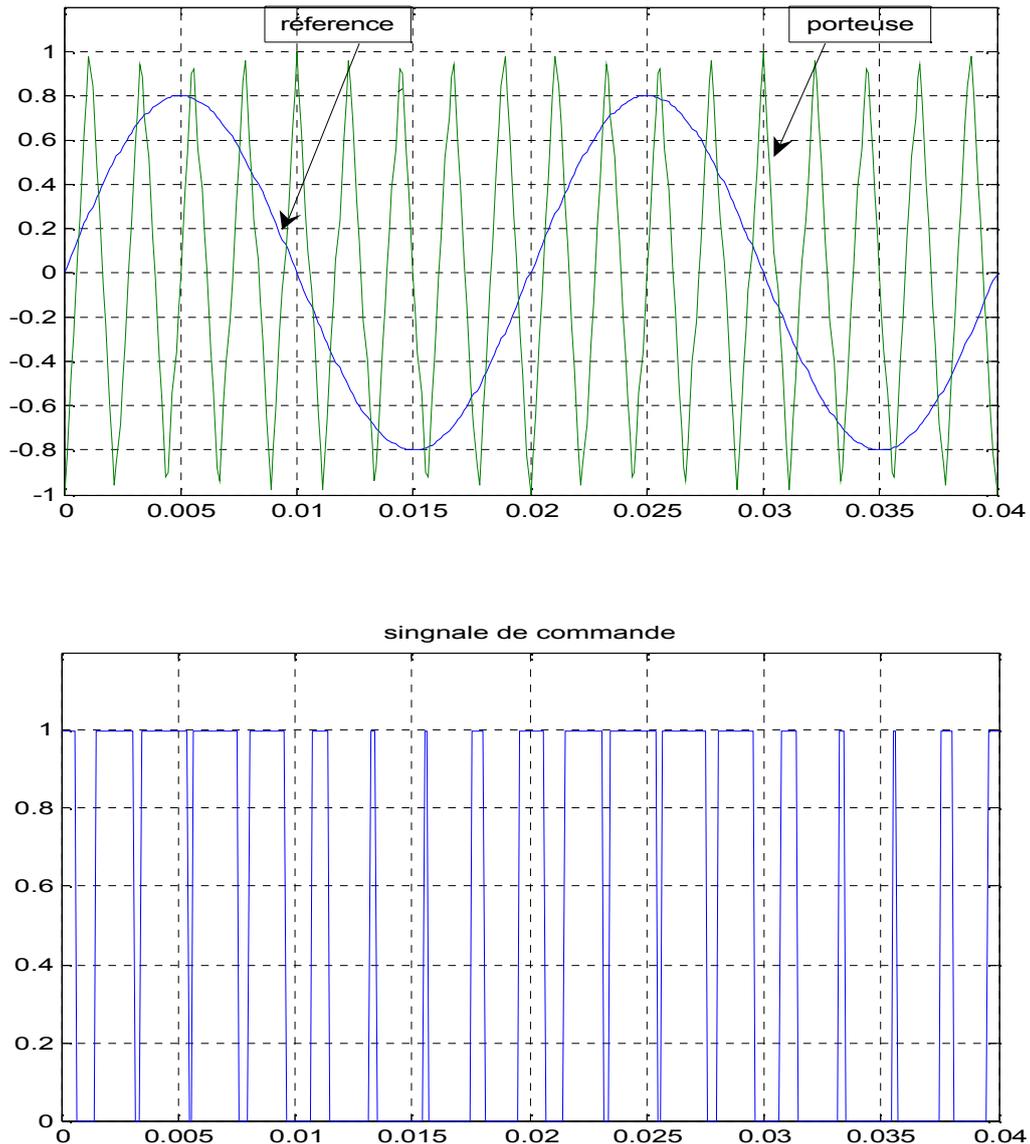


Figure (III-7) : Schéma de Principe de la commande MLI sinusoïdale.

III-3-1 Caractéristique de la « MLI » sinus triangle

Les paramètres fondamentaux de contrôle du convertisseur sont :

-L'indice de modulation m qui est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_0}$$

-L'indice d'amplitude r qui est égal au rapport d'amplitude de la tension de référence sur l'amplitude de la porteuse.

$$r = \frac{V_0}{V_p}$$

La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur est égale à :

$$V_{\max} = r * \frac{V_f}{2}$$

III-3-2 Simulation numérique

Les résultats de simulation de l'association d'un onduleur de tension commandé par « MLI » à la machine asynchrone sont représentés par les figures (III-8), (III-9), (III-10) et (III-11)

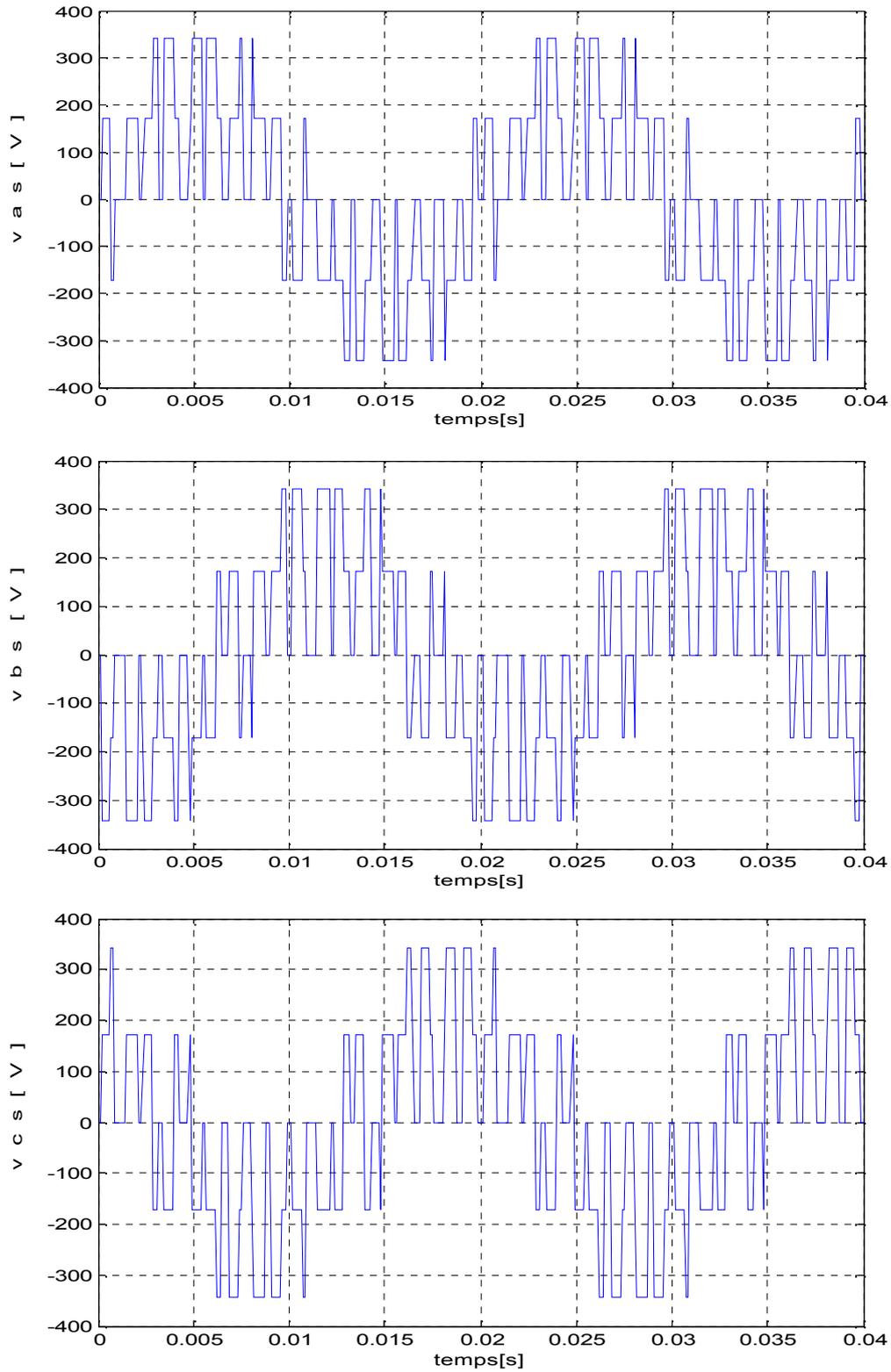


Figure (III-8) : Les tensions à la sortie de l'onduleur

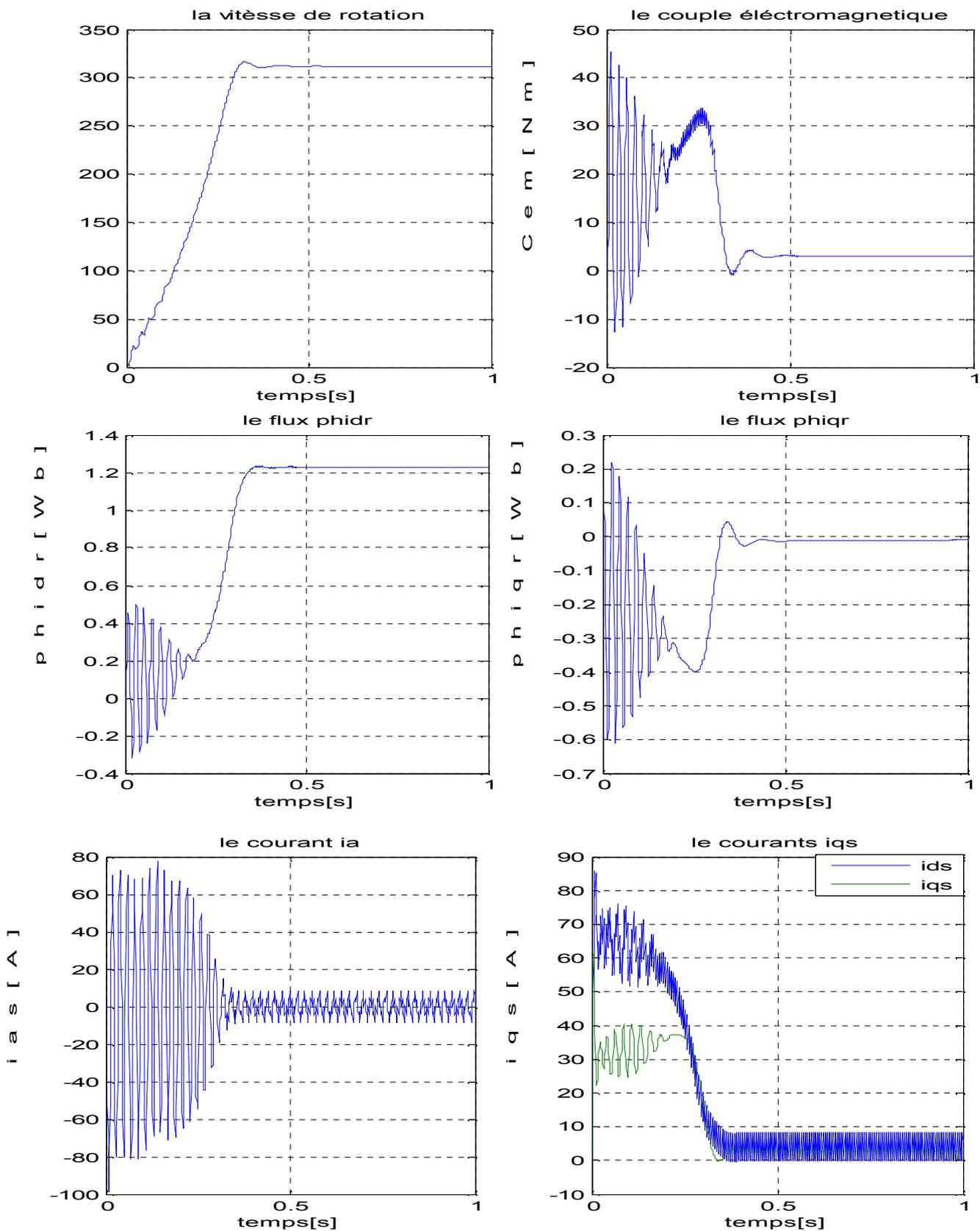


Figure (III-9) : Réponse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de Tension à commande MLI en fonctionnement à vide.

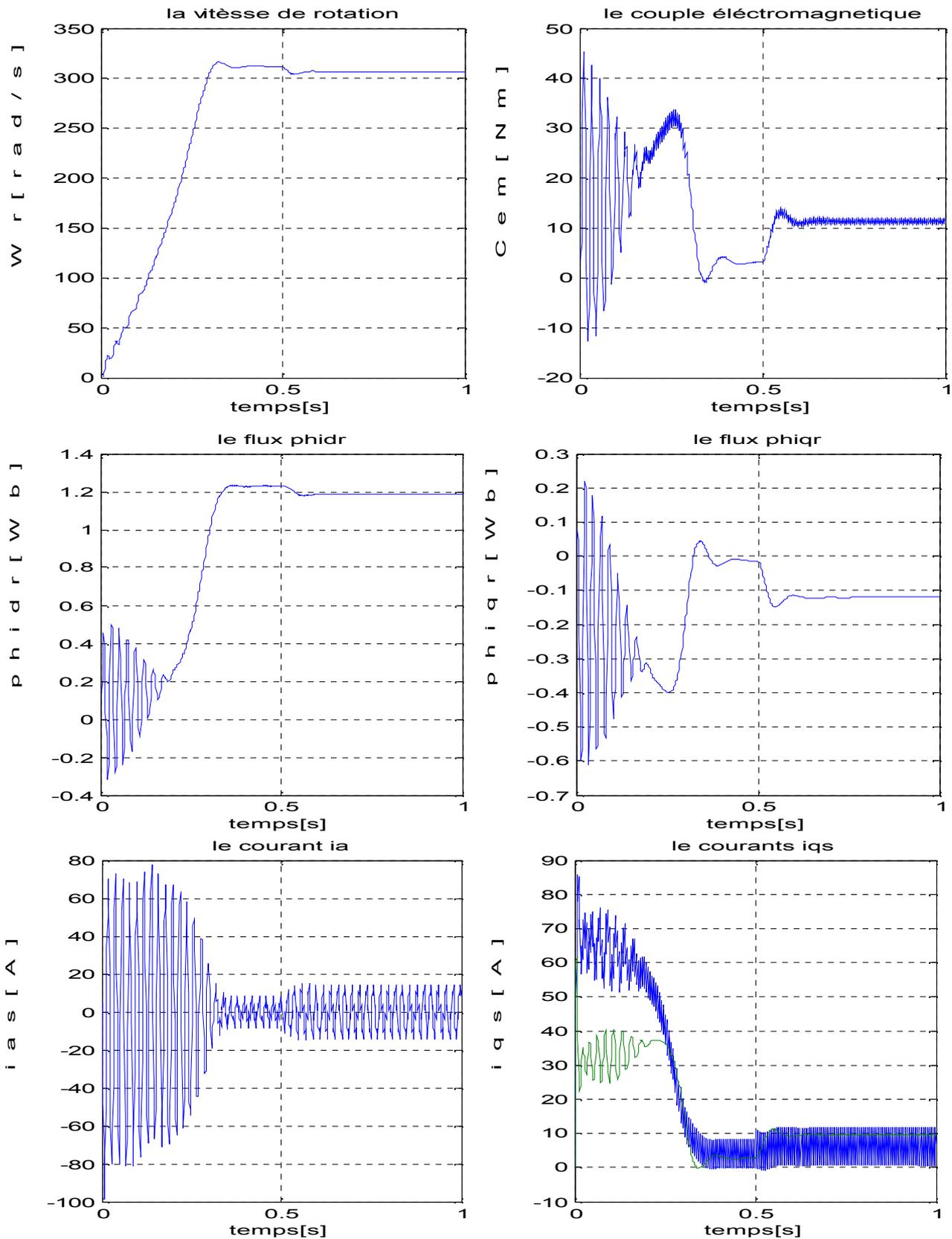


Figure (III-10) : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à commande MLI
 Fonctionnement à vide puis application d'une charge

$$C_r = C_n / 2 \text{ à } t = 0.5 \text{ s.}$$

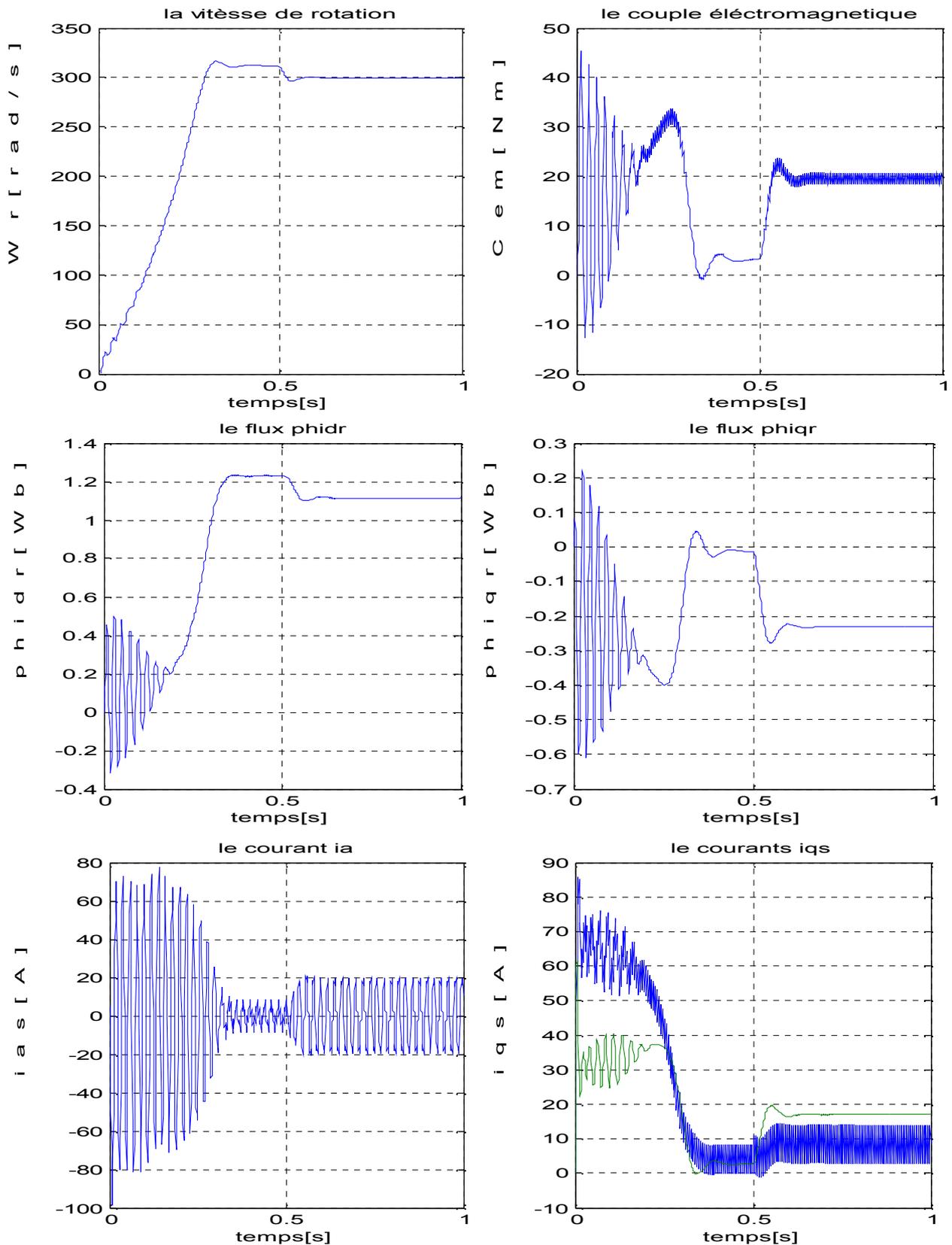


Figure (III-11) : Réponse de la MAS alimentée par un onduleur de tension à commande MLI
 Fonctionnement à vide puis application d'une charge.

$$C_r = C_n \text{ à } t = 0.5 \text{ s.}$$

III -3-3 Interprétation

Les résultats de simulation de l'association d'un onduleur à MLI au moteur asynchrone à cage sont donnés dans les figures (III-8), (III-9), (III-10).

Pour un indice de modulation bien défini, la vitesse atteint son régime permanent pour un fonctionnement à vide à 0.4 s et elle a pour valeur 310 rad/s. On constate une différence qui réside dans la forme de la courbe qui se présente en créneaux pour cette dernière. Concernant le couple électromagnétique, il atteint sa valeur maximale au démarrage qui est de 45 Nm puis, il oscille jusqu'à ce qu'il se stabilise à la valeur de 3.1 Nm à vide et qui augmente lorsque une charge est appliquée. Le couple présente des ondulations moins accentuées et qui s'atténuent de plus en plus qu'on augmente l'indice de modulation.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié et modélisé un onduleur à MLI sinus triangle alimenté en tension, associé au moteur et nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble.

Les résultats obtenus permettent de constater que l'onduleur atténue les harmoniques de rang inférieur qui sont à l'origine des pertes supplémentaires.

Cette atténuation est visible dans la forme des signaux générés dans le moteur qui se présente en créneaux donc se rapprochant de la sinusoïde qui est un signal pur.

Cependant, les courbes que ce soit des courants ou des flux et même celles du couple électromagnétique présentent toujours des oscillations, c'est-à-dire des ondulations qui s'atténuent de plus en plus qu'on augmente l'indice de modulation.

A travers les résultats obtenus du flux et du couple, on observe dans le cas de la machine reliée directement au réseau et dans le cas où on lui associe l'onduleur que ces deux grandeurs restent très liées, c'est-à-dire elles sont fortement couplées, le fait que l'une subit une variation l'autre sera automatiquement influencée, elle subira elle aussi un changement.

Afin de pouvoir assurer une évolution du couple électromagnétique indépendante du flux, on introduit la commande vectorielle dite à flux orienté dans le fonctionnement du moteur.

Cette technique sera détaillée dans le chapitre suivant.



Chapitre IV

Contrôle vectoriel par flux orienté

Introduction

La commande vectorielle trouve sa large application à la suite des avancées technologiques notamment de l'électronique de puissance.

La commande ou le contrôle vectoriel est conçu en particulier pour les moteurs asynchrones afin d'assurer un découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Le découplage entre ces deux grandeurs est traduit par une évolution du flux rotorique indépendamment de la composante en quadrature du courant statorique dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant qui nécessite des transformations mathématiques et des régulations.

Le contrôle vectoriel arrive à confondre l'expression du couple à celle de la machine à courant continu dans laquelle le flux est régulé par le courant inducteur et le couple par le courant induit. Cependant, on ne peut aboutir aux performances réalisées avec le moteur à induction.

Avec la machine à courant continu on réalise des vitesses inférieures, et sa durée de vie est courte, car son collecteur exige un entretien fréquent et son fonctionnement limite son utilisation contrairement au moteur à induction.

Il existe deux méthodes de commandes vectorielles, directe et indirecte, la méthode indirecte assure le contrôle des grandeurs sans effectuer ni régulation, ni estimation du flux, elle s'affranchit de la connaissance du flux en faisant juste des approximations, c'est une méthode de contrôle en boucle ouverte. Tandis que la méthode directe fixe la valeur référentielle des grandeurs à évaluer et fait appel à des régulateurs ainsi qu'un estimateur de flux, cette dernière est une commande vectorielle en boucle fermée.

Dans ce qui suit, on va illustrer les différentes étapes à effectuer afin de pouvoir élaborer la méthode directe du contrôle vectoriel de la machine asynchrone.

IV-1 La commande vectorielle [7][12][14][8]

Pour réaliser la commande vectorielle, il faut satisfaire les conditions suivantes :

- 1- Choisir la machine et son alimentation (source, convertisseur)
- 2- Choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement)
- 3- Déterminer le référentiel (d, q) et la nature de l'orientation
- 4- Dédire les variables de commande (i_{sd}, i_{sq}) adaptées au type d'alimentation, un modèle d'état de la machine qui fera apparaître la variable intervenant dans l'orientation (courant, flux)
- 5- Déterminer à partir du modèle d'état, la loi de commande assurant le découplage du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère

IV-1-1 La modélisation de la machine asynchrone

On utilise la transformation de Park qui élimine la dépendance des inductances de la position du rotor et assure la conservation de la puissance instantanée.

Transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{IV-1}$$

Sa transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \tag{IV-2}$$

X : représente soit le courant, la tension ou le flux.

Ces modèles sont mis en œuvre pour analyser le comportement de la machine et mettre en place les différentes fonctions de commandes.

IV-1-2 Les équations des tensions

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_k \varphi_{sq} \\ V_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_k \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_k - \omega_r) \varphi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_k - \omega_r) \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

$\omega_k = 0$ référentiel lié au stator.

$\omega_k = \omega_r$ référentiel lié au rotor.

$\omega_k = \omega_s$ référentiel lié au champ tournant.

IV-1-3 Les équations des courants

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{l_r \varphi_{sd} - l_m \varphi_{rd}}{l_s l_r - l_m^2} \\ i_{sq} = \frac{l_r \varphi_{sq} - l_m \varphi_{rq}}{l_s l_r - l_m^2} \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{l_s \varphi_{rd} - l_m \varphi_{sd}}{l_s l_r - l_m^2} \\ i_{rq} = \frac{l_s \varphi_{rq} - l_m \varphi_{sq}}{l_s l_r - l_m^2} \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

IV-1-4 Les équations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = l_s i_{sd} + l_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = l_s i_{sq} + l_m i_{rq} \end{cases} \quad (\text{IV-7})$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = l_r i_{rd} + l_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = l_r i_{rq} + l_m i_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

IV-1-5 L'équation du couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{l_m}{l_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{IV-9})$$

Pour le cas d'une machine bipolaire ($P = 1$)

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{l_m}{l_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{IV-10})$$

IV-2 Alimentation et onduleur à MLI

L'onduleur à MLI (modulation de largeurs d'impulsions) est un convertisseur statique qui assure la conversion de l'énergie électrique du continu vers l'alternatif, et via cet onduleur que notre moteur sera alimenté. C'est un onduleur triphasé en pont dont ses interrupteurs sont commutables d'une manière complémentaire afin d'assurer la continuité de l'alimentation.

IV-3 La commande vectorielle à flux orienté [8]

Le moteur asynchrone présente un inconvénient qui réside dans le fort couplage entre le flux et son couple électromagnétique. Pour résoudre ce problème, on associe à la machine une commande consistant à assurer le découplage de ces deux grandeurs qui est connue sous le nom du contrôle vectoriel.

Pour réaliser cette commande, on doit choisir le référentiel (d, q) et considérer donc la transformation de Park et tenir compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine doit être linéaire du point de vue magnétique.
- Pas de saillance au niveau de la structure de la machine
- La répartition de l'induction le long d'entrefer doit être sinusoïdale.
- La composante homopolaire doit être nulle pour que le système des grandeurs (tensions et courants) soit équilibré, ce qui minimise la complexité du problème.
- L'effet de peau, le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

IV-4 Fonctionnement de la machine asynchrone

On définit pour les machines asynchrones deux modes de fonctionnement, l'un est à flux constant entre la vitesse nulle et la vitesse nominale, l'autre est à tension constante au-delà de la vitesse nominale.

On en déduit que pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, le flux sera maintenu constant et le couple dépendra de ω_r , et pour l'autre cas la tension est constante, le flux est inversement proportionnel à ω_s .

IV-5 Le Contrôle vectoriel direct avec une alimentation en tension

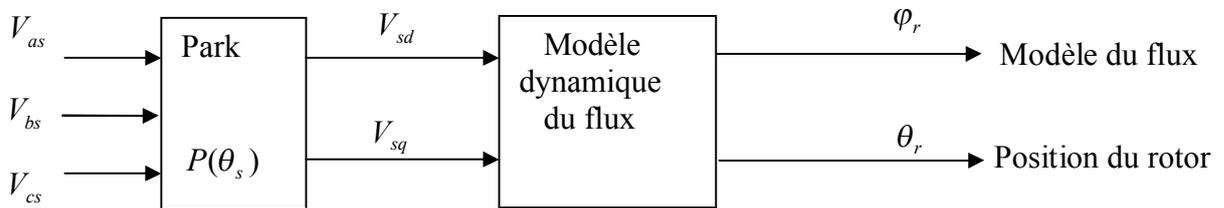


Figure (IV-1) : Schéma –bloc du modèle dynamique du flux

Le référentiel de travail est lié au champ tournant qui linéarise les grandeurs et assure la continuité des relations, cette méthode directe est basée sur l'orientation du flux sur l'axe direct du repère de park et cela selon les conditions suivantes :

Le flux rotorique avec la condition : $\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$

Le flux statorique avec la condition : $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$

Le flux d'entrefer avec la condition : $\varphi_{de} = \varphi_e$ et $\varphi_{qe} = 0$

IV-5-1 Référentiel lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique

Dans notre travail, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. Donc, en tenant compte de la première condition, son principe est d'arriver à contrôler le flux par la composante directe du courant statorique qui est i_{sd} et le couple électromagnétique par la composante en quadrature c'est-à-dire i_{sq} .

Pour ce faire, on choisit le référentiel lié au champ tournant par orientation du flux rotorique ce qui consiste d'annuler le flux rotorique en quadrature en ajustant la résultante du flux, c'est-à-dire la faire confondre avec l'axe direct de Park, ces considérations nous permettent d'écrire les formules suivantes :

$$\varphi_r = \varphi_{rd} + j \varphi_{rq} \quad \text{comme} \quad \varphi_{rq} = 0$$

donc :

$$\varphi_r = \varphi_{rd}$$

L'expression générale du couple électromagnétique est :

$$C_e = p \frac{3}{2} \frac{l_m}{l_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad \text{(IV-11)}$$

En définitif elle s'écrira comme suit :

$$C_e = p \frac{3}{2} \frac{l_m}{l_r} \varphi_{rd} i_{sq} \quad \text{(IV-12)}$$

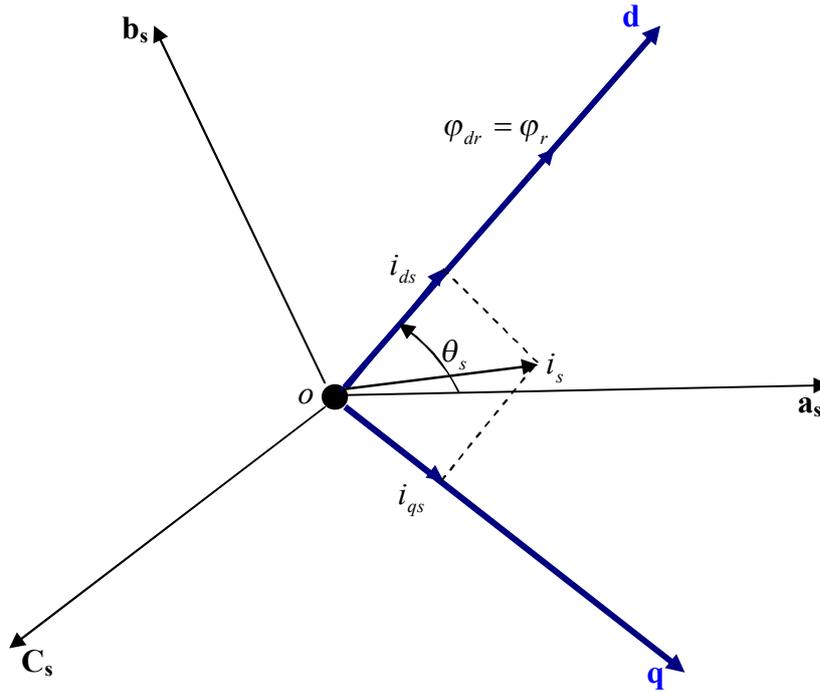


Figure (IV-2) : Représentation de l'orientation du flux.

Les équations auront les expressions suivantes :

a- Les équations des tensions

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad \text{(IV-13)}$$

$$\begin{cases} V_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = 0 \\ V_{rq} = r_r i_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} = 0 \end{cases} \quad \text{(IV-14)}$$

b- Les équations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = l_s i_{sd} + l_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = l_s i_{sq} + l_m i_{rq} \end{cases} \quad \text{(IV-15)}$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = l_r i_{rd} + l_m i_{sd} \Rightarrow i_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - l_m i_{sd}}{l_r} \\ \varphi_{rq} = l_r i_{rq} + l_m i_{sq} = 0 \Rightarrow i_{rq} = -\frac{l_m}{l_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV-16})$$

c- Les équations des courants

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{l_r \varphi_{sd} - l_m \varphi_{rd}}{l_s l_r - l_m^2} \\ i_{sq} = \frac{l_r \varphi_{sq}}{l_s l_r - l_m^2} \end{cases} \quad (\text{IV-17})$$

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{l_s \varphi_{rd} - l_m \varphi_{sd}}{l_s l_r - l_m^2} \\ i_{rq} = -\frac{l_m \varphi_{sq}}{l_s l_r - l_m^2} \end{cases} \quad (\text{IV-18})$$

IV-5-2 Transformations

En remplaçant i_{rd} par sa valeur dans la première équation rotorique on aboutit au modèle suivant :

$$\left(1 + \tau_r \frac{d}{dt}\right) \varphi_{rd} = l_m i_{sd}, \text{ dans ce qui suit } \varphi_{rd} \text{ sera confondu avec } \varphi_r \text{ et la transformée de}$$

Laplace permet d'écrire :

$$\frac{\varphi_r}{i_{sd}} = \frac{l_m}{(1 + \tau_r p)} \quad (\text{IV-19})$$

Avec la deuxième équation rotorique, on évaluera la pulsation rotorique :

On remplace i_{rq} par sa valeur en fonction de i_{sq} on aboutit à :

$$\omega_r = \omega_s - \frac{l_m}{\tau_r \varphi_{rref}} i_{sq} \text{ qui est la pulsation électrique du rotor, elle est directement liée à la}$$

vitesse de rotation du moteur Ω_r et elles seront équivalentes car on dispose d'une machine bipolaire.

On remplace le flux par son expression, on aura :

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{l_m^2}{l_r \tau_r (\omega_s - \omega_r)} i_{sq}^2 \quad (\text{IV-20})$$

Le découplage auquel on aboutit est tel que, seule la composante directe du courant statorique qui influe sur le flux magnétique qui se libère de sa dépendance de la composante en quadrature sur laquelle on agit pour varier le couple électromagnétique du moteur.

Le modèle illustré ci-dessus nécessite des arrangements dans les équations ainsi que des boucles de régulations avec compensation, c'est-à-dire en introduisant des correcteurs proportionnels à action intégrale qui font annuler l'erreur stationnaire si elle existe, donc ils ont pour fonction de stabiliser le système afin qu'il soit contrôlable.

Soit les deux équations statoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV-21})$$

$$\varphi_r = l_r i_{rd} + l_m i_{sd} \quad (\text{IV-22})$$

$$V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} (l_s i_{sd} + l_m i_{rd}) - \omega_s (l_s i_{sq} + l_m i_{rq}) \quad (\text{IV-23})$$

On s'arrange en procédant à une série de transformation et en considérant le coefficient de dispersion σ .

$$\text{Avec } \sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}.$$

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} i_{sd} \left(1 - \frac{l_m^2}{l_r} \right) l_s + \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma l_s i_{sq} \\ V_{sq} = (r_s + \sigma l_s \frac{d}{dt}) i_{sq} + \omega_s l_s \sigma i_{sd} + \omega_s \frac{l_m}{l_r} \varphi_r \end{cases} \quad (\text{IV-24})$$

IV-6 Découplage entrée-sortie

L'objectif est de limiter l'effet d'une entrée sur une seule sortie, désormais nous pourrions modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariabiles différents évoluant en parallèle, donc les commandes n'interagissent pas entre elles et il existe différentes méthodes pour le réaliser, dont on illustre l'une d'elles qui est le découplage par compensation.

IV-6-1 Le découplage par compensation

Il est traduit par le fait que des grandeurs considérées propres à la machine sont affectées ou perturbées par d'autres qui agissent sur ces dernières de l'extérieur proche, cette forme de méthode fait appel à des estimateurs ainsi que des correcteurs.

IV-6-2 Découplage par estimation du flux rotorique

On réalise un contrôle découplé entre le flux et le couple en considérant une orientation suivant l'axe direct du référentiel de park pour le flux rotorique.

Le découplage sera performant lorsque l'estimation de la position angulaire du vecteur flux est correcte.

Cette technique permet d'estimer le flux à partir des grandeurs du moteur qui sont la vitesse, le courant et la tension.

a- Modèle du flux rotorique

$$\frac{d}{dt}\varphi_r = \frac{l_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_r \quad (\text{IV-25})$$

$$\frac{d}{dt}\theta_s = \omega_s = \omega_r + \frac{l_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rref}} \quad (\text{IV-26})$$

$$C_e = p \frac{3}{2} \frac{l_m}{l_r} \varphi_{rref} i_{sq} \quad (\text{IV-27})$$

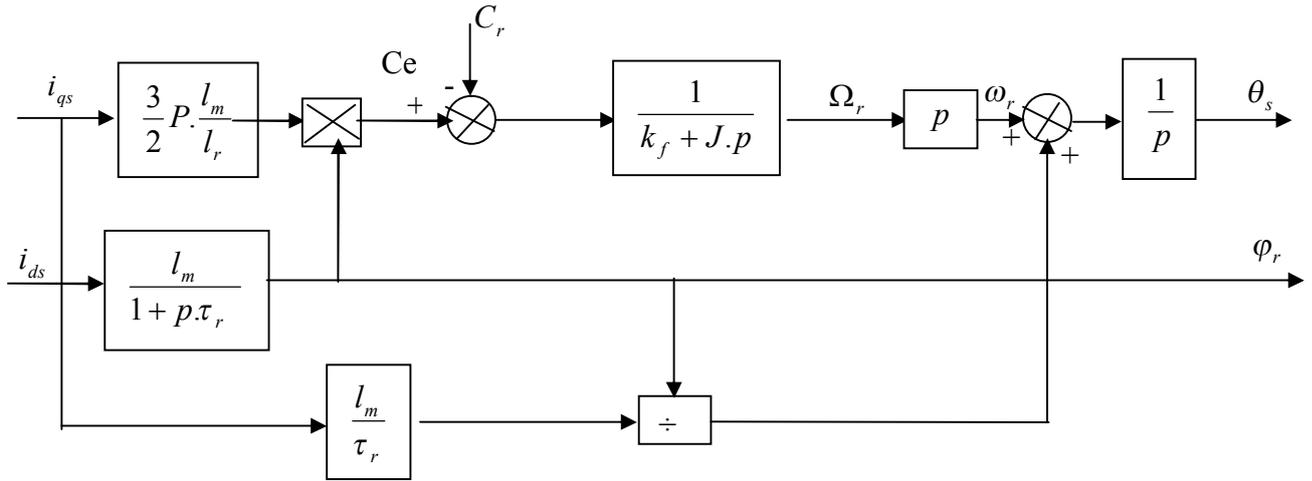


Figure (IV-3) : Modèle dynamique de flux rotorique

IV-7 Le Contrôle vectoriel direct en boucle fermée

Pour ce faire, on adopte la loi dite d'autopilotage qui s'inscrit comme suit [8]

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl}$$

Ce qui revient donc à connaître à tout instant la position du flux.

Le fonctionnement de la charge mécanique en rotation est régi par l'équation suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - C_f \tag{IV-28}$$

La résolution de l'équation nous permet d'écrire :

$$\Omega_r = \frac{1}{J} \int_0^t (C_{em} - C_r - C_f) dt \tag{IV-29}$$

Ce résultat montre que le contrôle de la vitesse passe nécessairement par celui du couple.

Le système d'équations qui régit le processus du contrôle vectoriel est le suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma l_s i_{sq} \\ V_{sq} = r_s i_{sq} + \sigma l_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_s \frac{l_m}{l_r} \varphi_r \end{cases} \tag{IV-30}$$

Pour aboutir à un découplage entre le flux et le couple, on décompose ces tensions en termes de telle sorte à avoir des grandeurs contrôlables qui seront perturbées par d'autres.

On obtient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = f_d(t) x_d(t) + e_q(t) \\ V_{sq} = f_q(t) x_q(t) + e_d(t) \end{cases} \quad (\text{IV-31})$$

Avec :

$$e_q(t) = \frac{l_m}{l_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma l_s i_{sq} \quad (\text{IV-32})$$

Et

$$e_d(t) = \omega_s \left(\frac{l_m}{l_r} \varphi_r + l_s \sigma i_{sd} \right) \quad (\text{IV-33})$$

Les grandeurs de réglage sont V_{ds} et V_{qs} .

Les sorties V_{dref} et V_{qref} représentent respectivement les valeurs instantanées des tensions de réglage après découplage.

$$\begin{cases} V_{sd\ ref} = V_{sd} - e_q \\ V_{sq\ ref} = V_{sq} - e_d \end{cases} \quad (\text{IV-34})$$

IV-8 Mise en œuvre de la régulation

La régulation a pour effet de maintenir le système stable en résistant aux perturbations extérieures et aux variations pouvant affecter les paramètres du modèle analysé.

Pour calculer les régulateurs, on doit passer dans le domaine de Laplace. Dans notre cas, on utilise les régulateurs PI qui sont à action proportionnelle intégrale et on procède à une régulation suivant les deux axes du référentiel de park.

IV-8-1 Régulation suivant l'axe direct

a- Régulation du courant

$$V_{sd} = r_s i_{sd} + \sigma l_s p i_{sd} + e_q$$

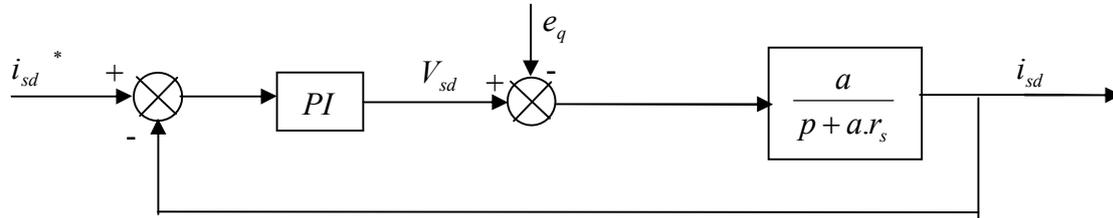


Figure (IV-4) : Boucle de régulation du courant

Avec :

$$i_{sd} = \frac{V_{sd} - e_q}{\sigma l_s \left(\frac{r_s}{\sigma l_s} + p \right)} \tag{IV-35}$$

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd\ ref}} = \frac{1}{\sigma l_s} \frac{1}{p + \frac{r_s}{\sigma l_s}} \tag{IV-36}$$

On introduit un régulateur PI qui a pour expression :

$$F_{rég} = K_p \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \tag{IV-37}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système s'écrit :

$$F_{isd} = K_p \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \frac{1}{\frac{r_s}{\sigma l_s} + p} \tag{IV-38}$$

On adopte la méthode de compensation des pôles, on obtient la forme suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{r_s}{\sigma l_s} \tag{IV-39}$$

$$F_{isd} = \frac{a K_p}{p} \tag{IV-40}$$

$$a = \frac{1}{\sigma l_s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{1}{a K_p} p} \quad (IV-41)$$

La constante de temps du système est :

$$\tau_d = \frac{1}{a K_p} \quad (IV-42)$$

La constante de temps nous renseigne sur la dynamique du système, elle est de l'ordre de 5 ms pour un système qui répond vite [12].

b- Régulation du flux

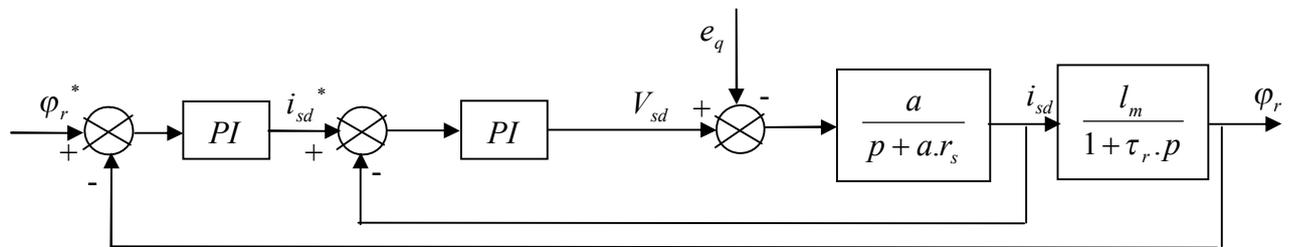


Figure (IV-5) : Boucle de régulation du flux.

La fonction de transfert en boucle ouverte est telle que :

$$F_{\varphi_r} = \frac{l_m}{1 + \tau_r p} K_{p\varphi_r} \frac{p + \frac{K_{i\varphi_r}}{K_{p\varphi_r}}}{p} \quad (IV-43)$$

Avec la compensation des pôles, on aura :

$$\frac{K_{i\varphi_r}}{K_{p\varphi_r}} = \frac{1}{\tau_r} \quad (IV-44)$$

et

$$F_{\varphi_r} = K_{p\varphi_r} \frac{l_m}{\tau_r p} \quad (IV-45)$$

En boucle fermée, on a :

$$F_{BF} = \frac{l_m}{l_m K_{p\phi_r} + \tau_r p} K_{p\phi_r} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_r}{l_m K_{p\phi_r}} p} \quad (IV-46)$$

La constante du temps notée τ_{ϕ_r} sera égale à :

$$\tau_{\phi_r} = \frac{\tau_r}{l_m K_{p\phi_r}} \quad (IV-47)$$

Qui aura pour valeur 50 ms [8]

On en déduit donc les coefficients du régulateur :

$$K_{p\phi_r} = \frac{\tau_r}{l_m \tau_{\phi_r}} \quad (IV-48)$$

$$K_{i\phi_r} = \frac{K_{p\phi_r}}{\tau_r} \quad (IV-49)$$

IV-8-2 Régulation suivant l'axe en quadrature

$$V_{sq} = r_s i_{sq} + \sigma l_s p i_{sq} + e_d \quad (IV-50)$$

a- Régulation du courant

$$i_{sq} = \frac{V_{sq} - e_d}{\sigma l_s \left(\frac{r_s}{\sigma l_s} + p \right)} \quad (IV-51)$$

$$\frac{i_{sq}}{V_{sq\ ref}} = \frac{1}{\sigma l_s} \frac{1}{p + \frac{r_s}{\sigma l_s}} \quad (IV-52)$$

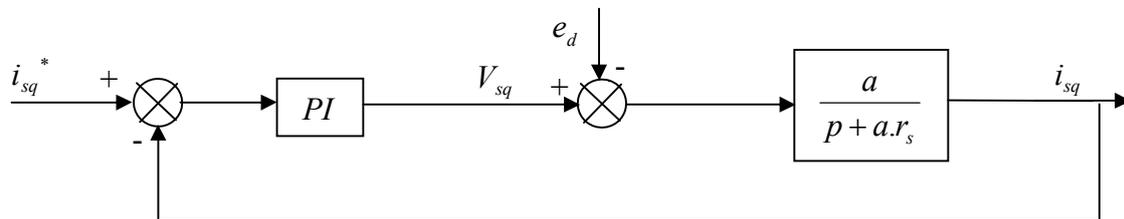


Figure (IV-6) : Boucle de régulation du courant i_{qs}

On introduit un régulateur PI qui a pour expression :

$$F_{\text{rég}} = K_{pq} \frac{p + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{p} \quad (\text{IV-53})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système s'écrit :

$$F_{\text{isq}} = K_{pq} \frac{p + \frac{K_{iq}}{K_{pq}}}{p} \frac{1}{\frac{r_s}{\sigma l_s} + p} \quad (\text{IV-54})$$

On adopte la méthode de compensation des pôles, on obtient la forme suivante :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = \frac{r_s}{\sigma l_s} \quad (\text{IV-55})$$

$$F_{\text{isq}} = \frac{a K_{pq}}{p} \quad (\text{IV-56})$$

avec

$$a = \frac{1}{\sigma l_s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{1}{a K_{pq}} p} \quad (\text{IV-57})$$

La constante de temps du système est :

$$\tau_q = \frac{1}{a K_{pq}} \quad (\text{IV-58})$$

La constante de temps nous renseigne sur la dynamique du système, elle est de l'ordre de 5 ms pour un système qui répond vite, donc soit :

$$\tau_q = 5 \text{ ms}$$

b- Régulation de la vitesse

L'équation du mouvement s'écrit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{IV-59})$$

Donc :

$$F_{\Omega_r} = \frac{k_{Cem} \varphi_{r\ ref}}{J p} \tag{IV-66}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{p\Omega} k_{Cem} \varphi_{r\ ref}} p} \tag{IV-67}$$

La constante de temps sera égale à 50 ms

$$\tau_{\Omega_r} = 50 \text{ ms}$$

$$K_{p\Omega} = \frac{J}{k_{Cem} \varphi_{r\ ref} \tau_{\Omega}}$$

$$\tag{IV-68}$$

$$K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} k_f}{J}$$

Maintenant, on va illustrer le schéma général décrivant la commande vectorielle qui se présente ainsi :

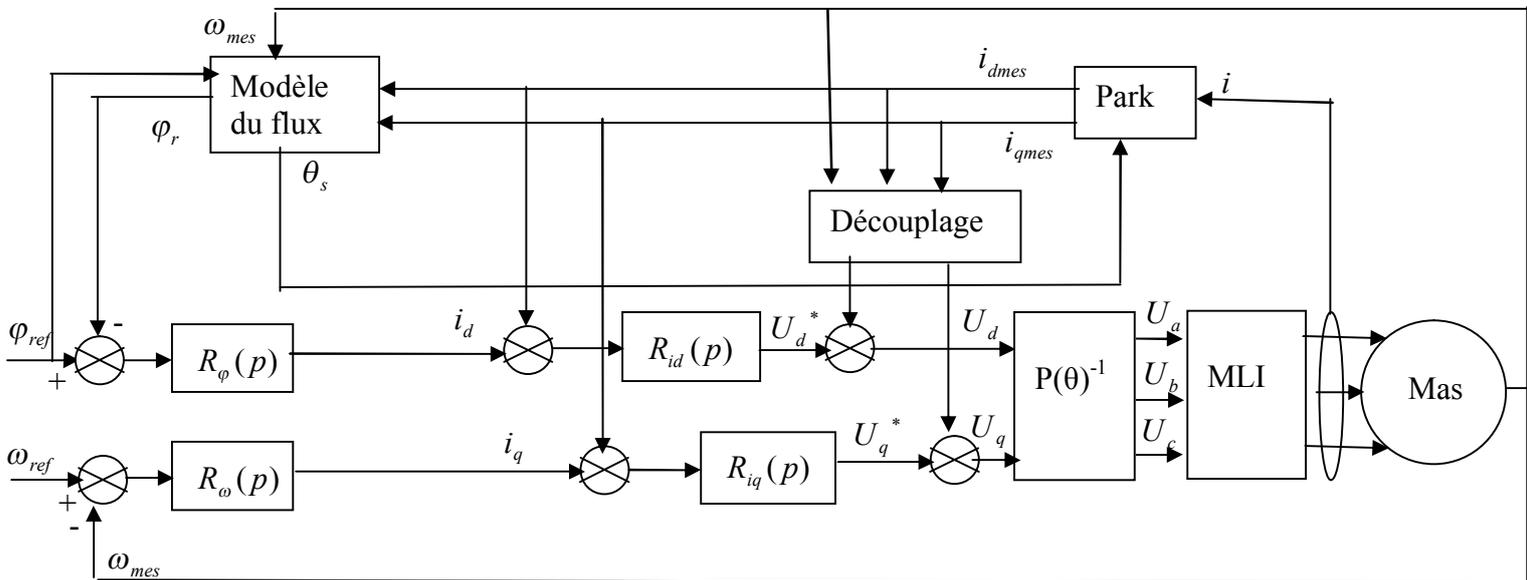


Figure (VI-8) : Schéma de principe du contrôle direct avec orientation du Flux rotorique

IV-9 Simulation numérique

Résultats de simulation de l'association onduleur-machine asynchrone-commande vectorielle.

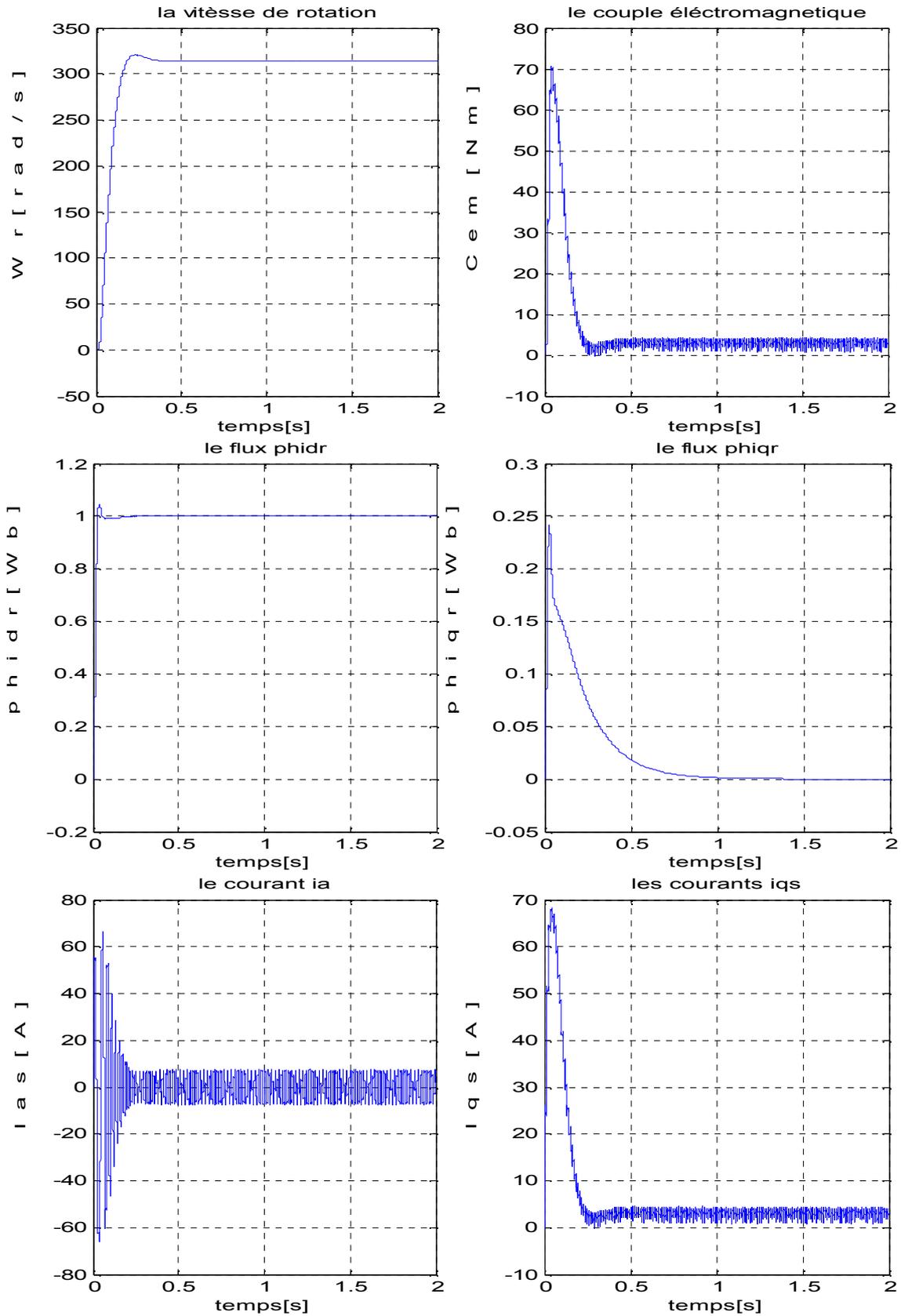


Figure (IV-9) : Résultats de simulation à vide

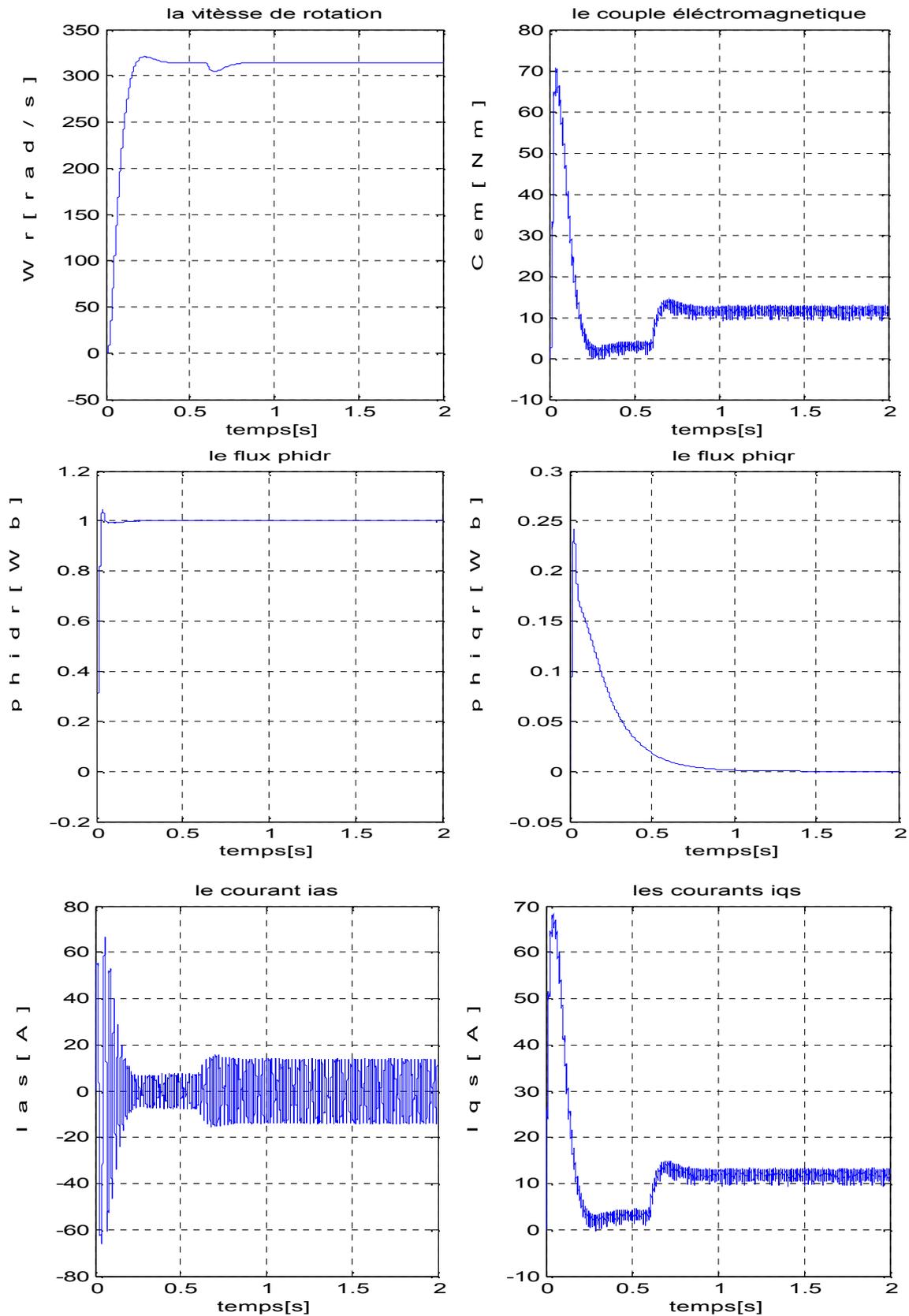


Figure (IV-10) : Résultats de simulation avec application d'un couple Résistant ($C_r = C_n/2$) à $t = 0.6$ s

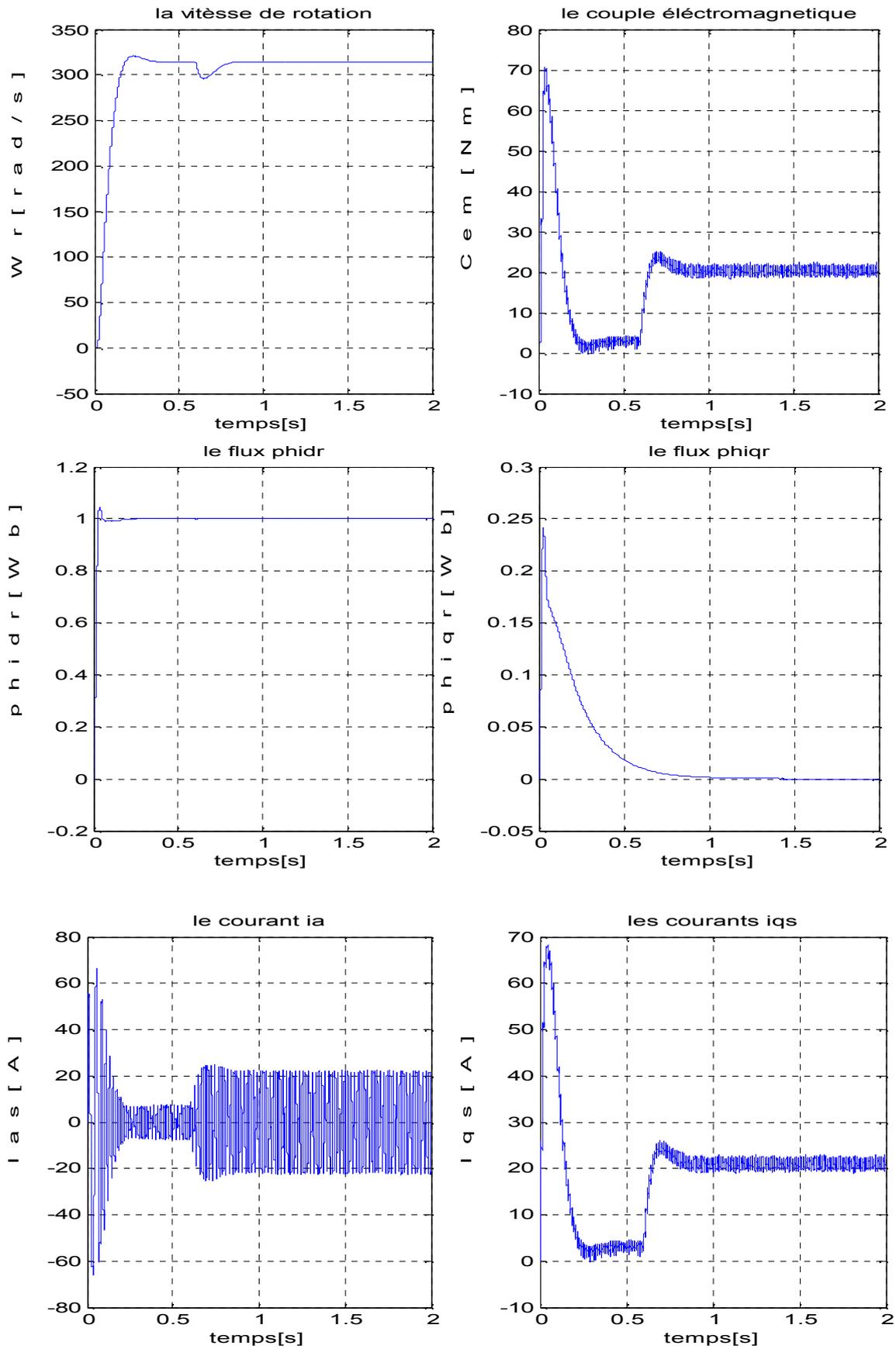


Figure (IV-11) : Résultats de simulation avec application d'un couple Résistant ($C_r = C_n$) à $t=0.6$ s

IV-9-1 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation numérique représentés par les figures (IV-9) (IV-10) (IV-11) montrent l'avantage apporté par la commande vectorielle au niveau du découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

En effet, on voit qu'au démarrage à vide la machine a développé un couple considérable qui est justifié par les valeurs élevées des courants statoriques appelés par le moteur qui s'atténue et se stabilise à $t= 0.3$ s. Parallèlement, la vitesse du moteur change instantanément et évolue rapidement en atteignant son régime permanent au bout de $t= 0.4$ s par contre le flux rotorique se stabilise au bout de $t=0.1$ s et sa valeur est entièrement concentrée dans la composante directe tandis que la composante en quadrature est nulle.

Ensuite, lorsqu'on applique un couple résistant, c'est-à-dire une perturbation extérieure, on visualise un changement au niveau du couple, c'est-à-dire la machine fournira un effort pour compenser l'effet de la charge, cependant cette action n'influence pas la valeur du flux rotorique d'où l'efficacité du découplage entre le flux et le couple.

Dans cette séquence de travail, à la suite de l'application de la charge, le couple qui tend à changer en valeur ainsi que la vitesse seront ramenés à leurs valeurs référentielles et cela est dû à l'efficacité de la régulation mise en œuvre pour agir contre toute perturbation extérieure pouvant déstabiliser le système commandé.

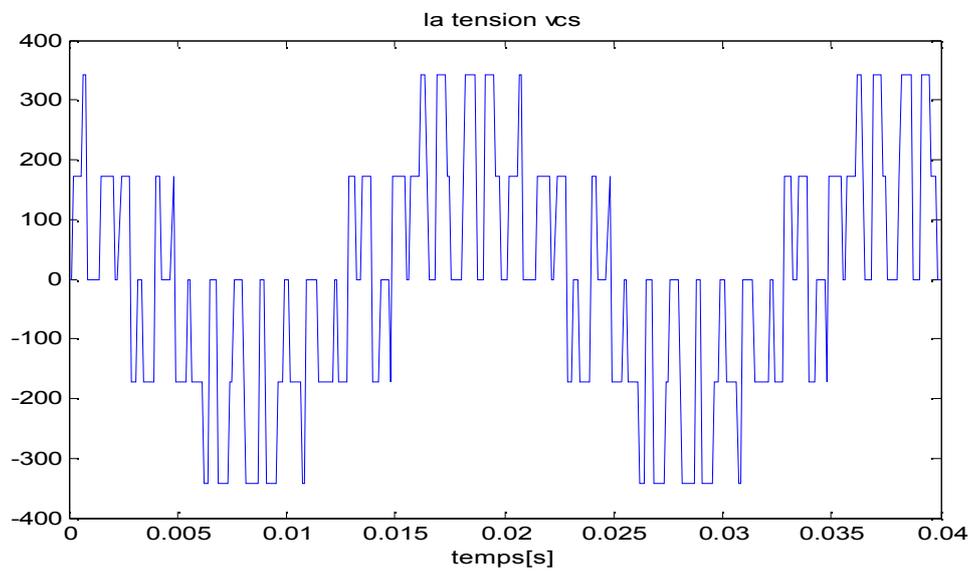
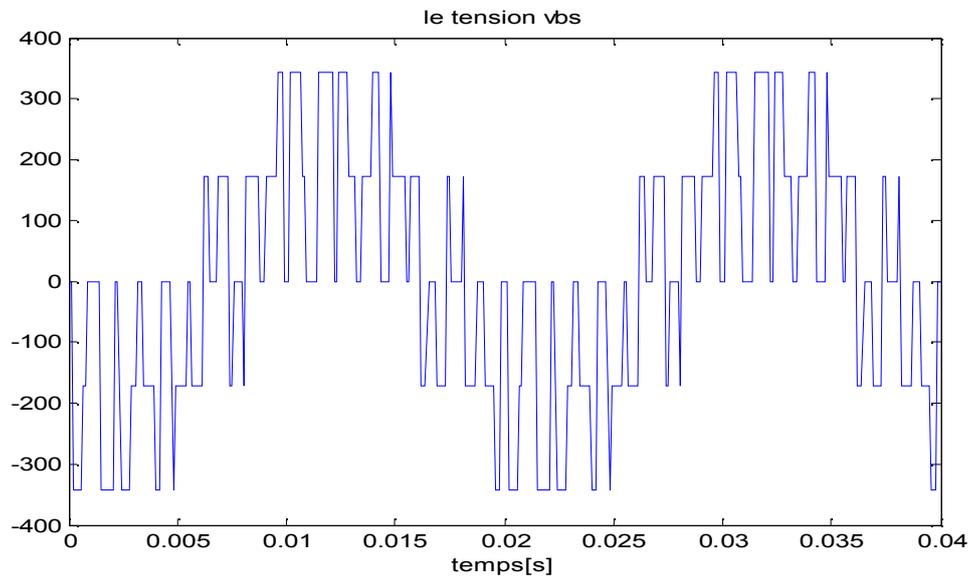
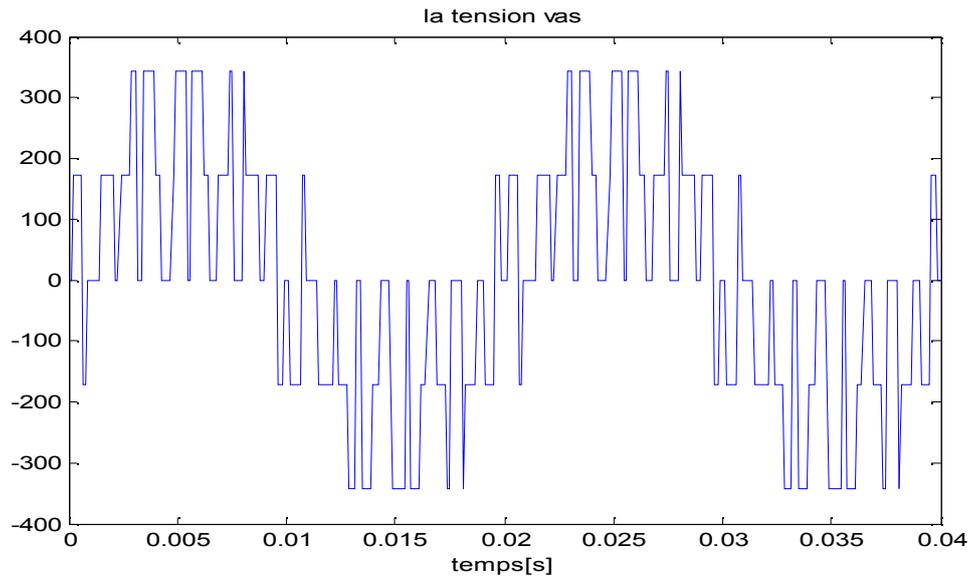
Conclusion

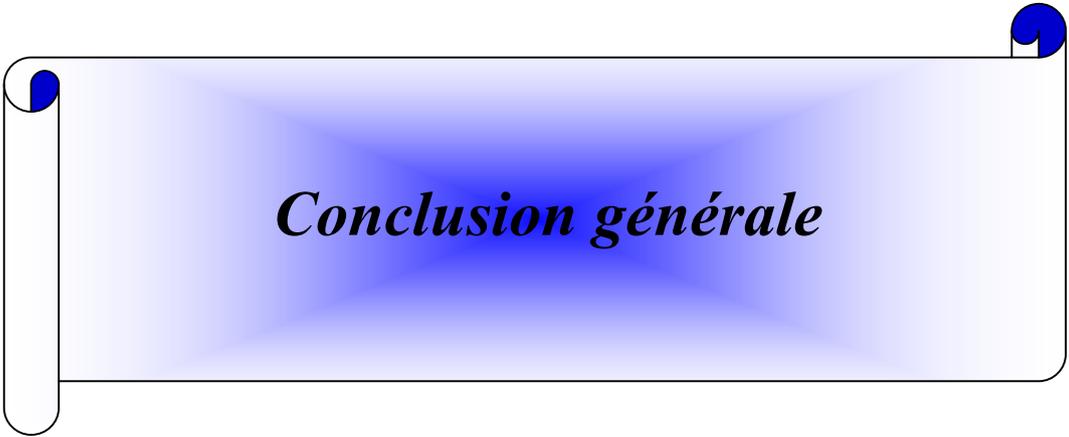
Dans ce chapitre, on a simulé la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté d'un moteur asynchrone à une paire de pôles.

Nous avons vérifié que cette méthode permet de contrôler indépendamment le couple électromagnétique et le flux rotorique. Le but de cette technique de commande est d'obtenir un modèle du couple et du flux semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée où ces deux grandeurs sont naturellement découplées.

Les résultats de simulation montrent des performances dynamiques satisfaisantes au niveau du découplage entre le flux et le couple.

Comme on a pu constater l'utilité des régulateurs qui ont pour effet de corriger toute erreur pouvant survenir sur l'une des grandeurs caractérisant le système contrôlé donc ils agissent d'une manière fiable en faisant face aux perturbations par le fait de ramener les grandeurs à leurs valeurs de consigne en subissant l'effet parasite sans qu'il y ait ni défaillance ni dégradation de la dynamique du système.





Conclusion générale

Conclusion Générale

Le moteur asynchrone que nous avons étudié, dit encore à induction est un moteur triphasé à cage.

La machine asynchrone trouve son application dans beaucoup de domaines et suit l'évolution de l'industrie moderne. Néanmoins, son étude reste assez vaste et même très complexe.

Afin d'étudier et d'analyser les différents régimes de fonctionnement et le comportement de la machine asynchrone, des moyens et des outils mathématiques ainsi que des artifices de calculs et hypothèses simplificatrices seront considérés et mis en œuvre.

Dans le travail effectué, nous étions amenés à apprécier la réponse de la machine asynchrone aux différentes techniques d'alimentation.

Premièrement, la machine est considérée seule, reliée directement au réseau. Ensuite, on lui associe un convertisseur statique et enfin on procède à l'usage de la commande vectorielle.

Dans ces différentes séquences, on a employé la transformation de Park afin de modéliser la machine ce qui nous permet d'apporter des changements à son comportement selon les objectifs attendus.

Les différentes méthodes de calculs et de transformations adoptées tiennent compte du fonctionnement de la machine à courant continu qui est un modèle dit de référence car elle fut la première machine utilisée.

Afin de caractériser les grandeurs du moteur et évaluer ses performances dynamiques, nous sommes passés au stade de simulation sous le logiciel Matlab Simulink.

Les résultats de simulation obtenus pour le premier cas nous ont permis de constater que l'allure des signaux des différentes grandeurs générés dans le moteur n'est pas purement sinusoïdale, donc le fonctionnement du moteur sera perturbé et son rendement diminue et cet effet est dû aux harmoniques de tensions et de courants comme on constate aussi que la vitesse de rotation du moteur est constante car la fréquence imposée par le réseau est fixe.

Ces harmoniques sont à l'origine des couples pulsatoires, des pertes fer, aussi ils engendrent l'effet de peau et augmentent les pertes par effet Joule.

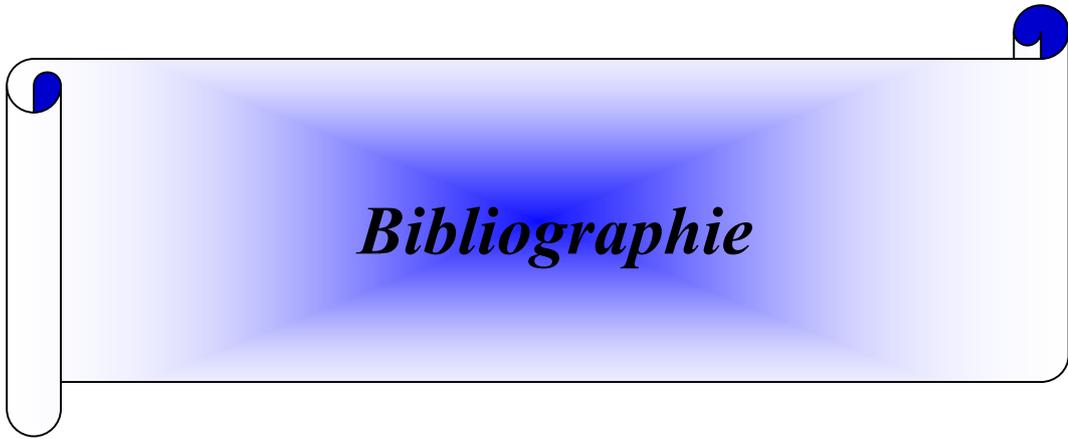
Aussi, on voit que pour changer la vitesse de rotation du moteur il faut varier la fréquence d'alimentation ce qui n'est pas possible dans le cas de la machine reliée directement au réseau.

Pour pallier à ces problèmes, on alimente la machine via un convertisseur statique qui est un onduleur de tension entièrement commandé, dit à M.L.I (Modulation de Largeurs d'Impulsions) qui permet de faire varier la fréquence donc de jouer sur la valeur de la vitesse rotorique et repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Cependant, dans les deux étapes de ce travail nous étions confrontés à un phénomène qui reste un inconvénient majeur des moteurs asynchrones car il limite l'extension de leur utilisation qui réside dans le couplage du flux et du couple électromagnétique qui subissent une variation simultanée en agissant sur l'un d'eux.

Alors pour faire face à cette anomalie et mettre fin à ce processus c'est-à-dire imposer à la machine des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu, dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique, on fait appel à la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique. Cette technique de commande arrive à contrôler ces deux grandeurs indépendamment.

Ce privilège se paie par une complexité plus grande que la commande en mettant en œuvre des structures de régulations et d'observations ou d'estimations à la place des capteurs pour maintenir la stabilité du système commandé.



Bibliographie

« BIBLIOGRAPHIE »

- [1] **Jean Paul Hautier** « Les régimes transitoires des machines électriques ».
Éditions technip. Paris
- [2] **Jean Chattelain** « Traité d'électricité ».
Éditions Dunod. Paris, 1984
- [3] **Guy Séguier** « Les fonctions de base et leurs principales applications » électronique de puissance.
Éditions Dunod. Paris, 1999
- [4] **Robert Chauprade et Francis Milsant** « Commande des moteurs à courant alternatif »
électronique de puissance
Éditions Eyrolles. Paris, 1990
- [5] **Guy Grellet et Guy Clerc** « Actionneurs électriques ».
Éditions Eyrolles. Paris, 1997
- [6] **Guy Sturtzer et Eddie Smigiel** « Modélisation et commande des moteurs triphasés »
Éditions Ellipses. Paris, 2000
- [7] **Michel Pinard** « Commande électronique des moteurs électriques ».
Éditions Dunod. Paris, 2004
- [8] **Carlos Canudas de Wit** « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ».
Hermes science publications. Paris, 2000
- [9] **Luc Lasne** « Notions de base et machines électriques ».
Éditions Dunod. Paris, 2005
- [10] **Maurice Rivoire et Jean- LOUIS Ferrier** « Matlab Simulink ».
Éditions technip. Paris, 2001
- [11] **Phillipe Barret** « Les régimes transitoires des machines tournantes électriques ».
Editions Eyrolles. Paris, 1987
- [12] **Mr Kemache Djamel** « contrôle vectoriel et adaptatif d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension ».
Thèse de magistère en électrotechnique, université mouloud Mammeri de tizi ouzou 2000

[13] **H alleg, N chaouche** « identification des paramètres et commande vectorielle d'une machine asynchrone ».

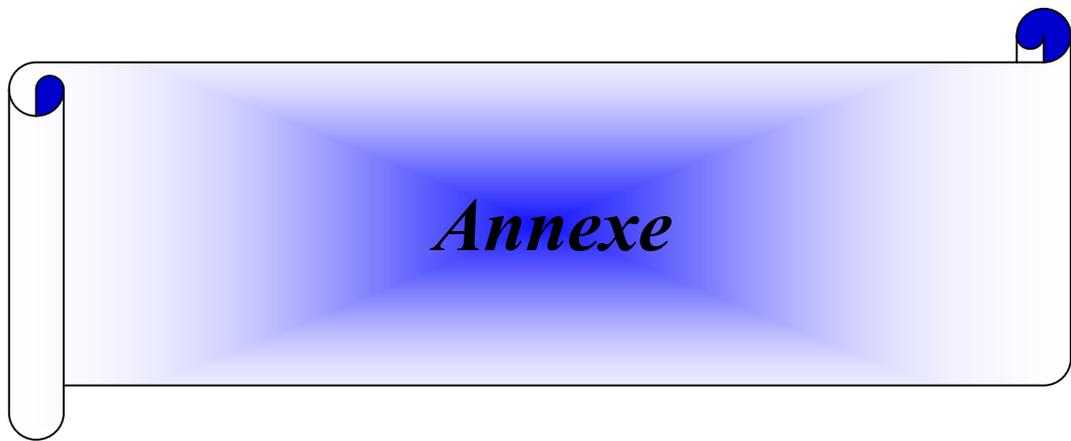
Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri de tizi ousou 2004.

[14] **R Achouri, M hidouche** « commande vectorielle de la machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur, école nationale polytechnique 2007.

[15] **J-P Caron, J-P Hautier** « modélisation et commande de la machine asynchrone »

Edition Technip. Paris, 1995



Annexe

Annexe

Paramètres de la machine

$$P_n = 5.5 \text{ KW}$$

Puissance nominale.

$$F = 50 \text{ Hz}$$

fréquence.

$$U_n = 220/380 \text{ V}$$

Tension nominale.

$$I_n = 11.1 \text{ A}$$

Courant nominal.

$$g_n = 0.035$$

glissement.

$$N_n = 2895 \text{ tr / min}$$

Vitesse nominale.

$$\cos\varphi = 0.876$$

Facteur de puissance.

$$P = 1$$

Nombre de paire de pôles.

$$J = 0.0206 \text{ Kg.m}^2$$

Moment d'inertie.

$$k_f = 0.01$$

Coefficient de frottement.

$$R_s = 1.32 \text{ } \Omega$$

Résistance statorique.

$$R_r = 0.922 \text{ } \Omega$$

Résistance rotorique.

$$L_m = 0.164 \text{ H}$$

Inductance mutuelle.

$$L_s = 0.169 \text{ H}$$

Inductance statorique.

$$L_r = 0.1715 \text{ H}$$

Inductance rotorique.