

UNIVERSITE KASDI MERBAH – OUARGLA
Faculté des Sciences et Technologie et Sciences de la Matière
Département de Génie Electrique



Mémoire
Master Académique

Domaine : Sciences et Techniques
Filière : Génie électrique
Spécialité : Machines électriques et électronique de puissance

Présenté par :
BENGHERSALLAH Abdelmadjid
BOULANOUAR Sami

THÈME

**La commande vectorielle indirecte
de la machine asynchrone à cage**

Soutenu publiquement
le: 25/06/2013

Devant le jury :

Mme.	S. Zehani	MAA	Président	UKM Ouargla
Mr.	D. Abdessemed	MAB	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Mlle.	N. Benbouza	MAA	Examineur	UKM Ouargla
Mr.	L. Khettach	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire : 2012/2013

REMERCIEMENT

NOUS TENONS À REMERCIER EN PREMIER LIEU NOTRE DIEU

LE CLÉMENT

NOUS REMERCIONS VIVEMENT NOTRE ENCADREUR

Mr. D. ABDESSEMED. QUI NOUS A AIDÉS, ORIENTÉ ET MISE À NOTRE

DISPOSITION TOUTE SA DOCUMENTATION.

NOUS REMERCIONS ÉGALEMENT TOUS LES ENSEIGNANTS DU

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE.

NOUS REMERCIONS TOUTE PERSONNE AYANT PARTICIPÉE DE PRÈS OÙ

DE LOIN À LA RÉUSSITE DE CE TRAVAIL.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents; ma mère, mon père, sans oublier mes grandes mères. **A** mes frères; ABDELHAK, NOURDDINE, NASRDDINE, AKRAM, et mes chères sœurs; NOUSEIBA, FARAH.

Et tous les enfants

A tout ma famille; **BENGHERSALLAH**

A tous mes amis

A tous mes amis de université "KASDI MERBAH OUARGLA" en particulier les amis de département électronique.

A mon Binôme ; **BOULANOUAR SAMI**

A qui j'ai passé avec mes meilleurs moments qui restent un bon souvenir pour toujours.

BENGHERSALLAH ABDELMADJID

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents; ma mère, mon père, sans oublier mes grandes mères. A mes frères; YOUNES, LAZHAR, M.ESSEYAH, FARES, MOHAMED, SABAR, et mes chères sœurs; NOURA, CHOKRANE.

Et tous les enfants

A tout ma famille; BOULANOUAR, AMANI

A tous mes amis

A tous mes amis de université "KASDI MERBAH OUARGLA" en particulier les amis de département électronique.

A mon Binôme ; BENGHERSALLAH ABDELMADJID

A qui j'ai passé avec mes meilleurs moments qui restent un bon souvenir pour toujours.

BOULANOUAR SAMI

Liste des abréviations

LISTE DES ABREVIATIONS

Ce: Couple électromagnétique.

Cr : Couple résistant.

CV : Commande vectorielle.

FOC : Field-oriented control.

MAS : Machine asynchrone.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

OFR : Orientation du flux rotorique.

ST : Sinus-Triangle.

SVM : La technique de modulation vectorielle.

Résumé

Résumé : La commande vectorielle est un terme générique désignant l'ensemble des commandes tenant compte en temps réel des équations du système qu'elle commande. Le nom de ces commandes vient du fait que les relations finales sont vectorielles à la différence des commandes scalaires. Les relations ainsi obtenues sont bien plus complexes que celles des commandes scalaires, mais en contrepartie elles permettent d'obtenir de meilleures performances lors des régimes transitoires. Il existe des commandes vectorielles pour tous les moteurs à courant alternatif.

Mots clés : La commande vectorielle, Machine asynchrone, Onduleur, MLI, FOC, MAS.

Summary: The vector control is a generic term for the set of commands taking into account in real time of the equations of the system that it controls. The name of these commands comes from the fact that the relationships are final vector to the difference of commands scalars. The relations thus obtained are much more complex than those of the scalar commands, but in return they allow for best performance when transitional regimes. There are vector commands for all alternating current motors.

Key words: The vector control, Asynchronous machine, UPS, PWM, FOC, MAS.

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

Fig (I.1) Moteur asynchrone triphasé en coupe	04
Fig (I.2) Stator	04
Fig (I.3.a) Rotor à cage d'écureuil	05
Fig (I.3.b) Rotor bobiné	05
Fig (I.4) Schéma équivalent de la machine asynchrone	06
Fig (I.5) Diagramme énergétique d'une machine asynchrone	07
Fig (I.6) Représentation schématique d'une MAS triphasée	08
Fig (I.7) Représentation schématique de modèle triphasé réel et modèle biphasé équivalent de la machine asynchrone	09
Fig (I.8) Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone	12
Fig (I.9) Principe de la MLI Sinus-Triangle	13
Fig (I.10) Schéma de simulation de l'ensemble MAS + onduleur	14
Fig (I.11) Evolution du couple, vitesse, courant statorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 1$ KHz	15
Fig (I.12) Evolution du couple, vitesse, courant statorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 2$ KHz	16
Fig (II.1) Description du découplage	21
Fig (II.2) Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	22
Fig (II.3) Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq}	23
Fig (II.4) Schéma-Bloc simplifié de régulation du flux	23
Fig (II.5) Schéma-Bloc simplifié de régulation du couple	24
Fig (II.6) Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse	25
Fig (II.7) Schéma-bloc de la structure de commande en tension	26
Fig (II.8) Schéma-bloc de simulation de la commande vectorielle indirecte d'une MAS par un onduleur à MLI	26
Fig (II.9) Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS sans onduleur de tension	27

- Fig. (II.10)** Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) 28
d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une
fréquence $f_p = 1\text{KHz}$
- Fig. (II.11)** Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) 29
d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une
fréquence $f_p = 2\text{KHz}$
- Fig. (II.12)** Evolution du couple, vitesse (inversion de vitesse), flux, courant statorique 30
(I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un
onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 2\text{KHz}$
- Fig. (II.13)** Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) 31
d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une
fréquence $f_p = 2\text{KHz}$, avec une variation des résistances (R_s, R_r)

SOMMAIRE

SOMMAIRE

<i>Introduction générale</i>	<i>01</i>
<u>CHAPITRE I : Modélisation de l'ensemble machine asynchrone-convertisseur</u>	
<i>I.1. Introduction</i>	<i>03</i>
<i>I.2. Généralité et principe de fonctionnement</i>	<i>03</i>
<i>I.2.1. Définition</i>	<i>03</i>
<i>I.2.2. Organisation de la machine</i>	<i>03</i>
<i>I.2.3. Principe de fonctionnement</i>	<i>05</i>
<i>I.2.4. Glissement</i>	<i>05</i>
<i>I.2.5. Schéma électrique équivalent</i>	<i>06</i>
<i>I.2.6. Pertes et rendement</i>	<i>07</i>
<i>I.2.7. Avantages et inconvénients du moteur asynchrone à cage</i>	<i>07</i>
<i>I.3. Modélisation de la (MAS) triphasées</i>	<i>08</i>
<i>I.3.1. Modèle triphasé de la machine asynchrone</i>	<i>08</i>
<i>I.3.2. Transformation de Park</i>	<i>08</i>
<i>I.3.3. Modèle de Park de la machine asynchrone triphasé</i>	<i>09</i>
<i>I.4. Modélisation de l'onduleur de tension a MLI</i>	<i>11</i>
<i>I.5. MLI « Sinus-triangle »</i>	<i>13</i>
<i>I.6. Simulation de l'ensemble mas-convertisseur</i>	<i>14</i>
<i>I.7. Interprétation des résultats de simulation</i>	<i>17</i>
<i>I.8. Conclusion</i>	<i>17</i>
<u>CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone</u>	
<i>II.1. Introduction</i>	<i>18</i>
<i>II.2. Modèle de la machine en vue de la commande</i>	<i>18</i>
<i>II.3. Commande vectorielle de la machine asynchrone</i>	<i>19</i>
<i>II.4. Structure de commande de la machine asynchrone alimentée en tension</i>	<i>20</i>

<i>II.4.1. Découplage par compensation</i>	<i>21</i>
<i>II.4.2. Calcul des régulateurs</i>	<i>23</i>
<i>II.5. Résultats de simulation</i>	<i>26</i>
<i>II.6. Interprétation des résultats de simulation</i>	<i>32</i>
<i>II.7. Conclusion</i>	<i>33</i>
<i>Conclusion générale</i>	<i>34</i>

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès directe et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées.

Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière. C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction.

La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à base performance ainsi que dans des cas plus sophistiqués.

Comme le modèle des machines à courants alternatifs (MAS. MSAP) correspond à un système multi-variables, un contrôle performant de la vitesse ou de la position de ces moteurs et donc de leurs couple, demande le contrôle simultané de plusieurs variables. Par conséquent, il est nécessaire de réaliser artificiellement un découplage entre le flux et le couple. Parmi les différentes approches développées en vue de réaliser ce découplage, le consensus est maintenant établi que la technique de contrôle vectorielle est celle qui donne de meilleures performances [1-2].

La commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

À l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de

tension MLI, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif.

La simulation numérique est un moyen très efficace qui permet de prévoir le comportement du système placé dans des conditions plus variées. Vis-à-vis des problèmes de non-linéarité dont souffrent les systèmes machines-convertisseurs. La simulation nécessite, bien évidemment l'élaboration de modèles mathématiques reposant plus ou moins sur des hypothèses simplificatrices que l'on généralement à justifier.

Ce travail est destiné à étudier les influences des techniques MLI sur les performances d'une MAS sous une commande vectorielle par orientation du flux rotorique, et particulièrement la modulation de largeur d'impulsions sinus_triangulaire (MLI_ST).

Le but essentiel de cette étude est de voir, en procédant par simulation numérique l'impacte de la modulation du convertisseur sur le comportement et les performances d'une machine asynchrone à cage surtout ce qui concerne la réponse du couple, vitesse et la forme des courants à travers de la commande vectorielle indirecte *FOC*.

Afin d'arriver à réaliser ces objectifs il est nécessaire d'aborder:

- ✚ La modélisation de l'ensemble MAS, convertisseur statique (onduleur de tension).
- ✚ La réalisation, par simulation numérique, de la commande vectorielle indirecte *FOC* de la MAS par MLI_ST.

Notre mémoire est organisé en deux chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le référentiel à deux axes, et l'analyse de l'alimentation de la MAS qui est de type onduleur de tension.

Le deuxième chapitre est réservé à une étude détaillée sur la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique à MLI_ST.

Finalement une **Conclusion générale** est présentée par des perspectives à envisager pour d'éventuelles suites à ce travail.

Chapitre I

***Modélisation de l'ensemble
machine asynchrone -
convertisseur***

I.1) Introduction :

La machine asynchrone est la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible coût, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point négatif est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées, alimentées directement par le réseau représentant la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances bien moindres et au couple de démarrage nul sans mécanisme artificiel [1].

Le moteur asynchrone présente plusieurs avantages tel que : une construction simple, un encombrement moindre, des pertes réduites, un entretien simple. Mais sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques.

Donc ce chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du moteur asynchrone sans et avec onduleur [1-2].

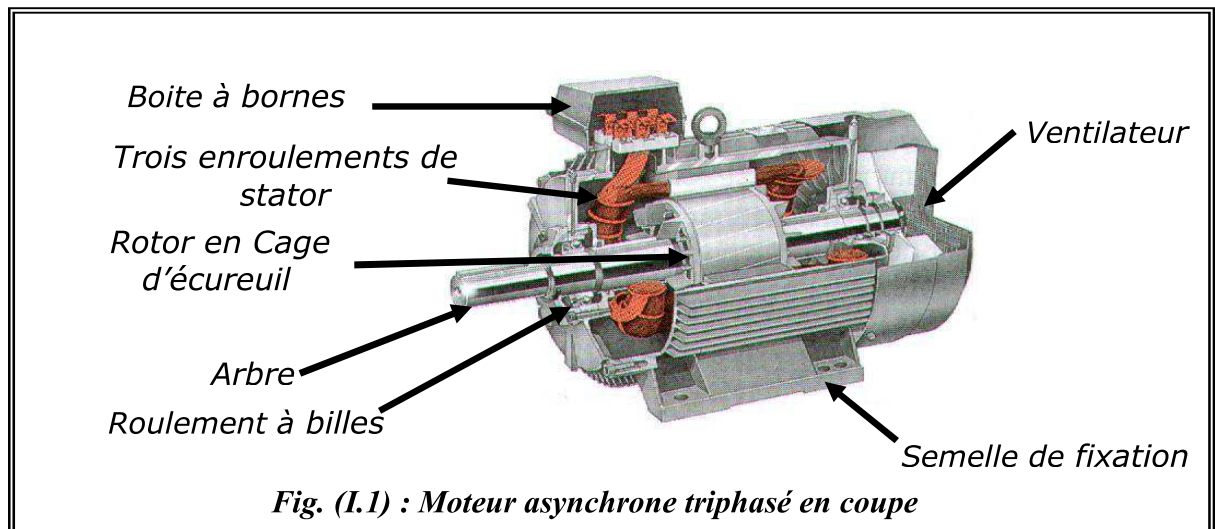
I.2) Généralités et principe de fonctionnement :**I.2.1) Définition :**

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [1]

I.2.2) Organisation de la machine :

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la fig. (I.1) Elle est constituée des principaux éléments suivants :

- 1) le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- 2) le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.
- 3) les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles.



1) *Le stator* : Les différents types de moteur asynchrone ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste au moins dans son principe, le même.

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine [1-3].

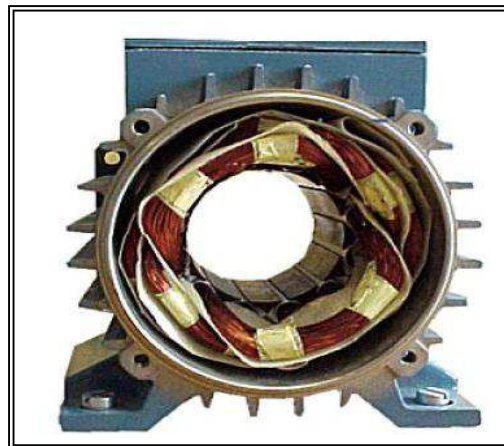


Fig. (I.2): Stator.

2) *Le rotor* : il existe deux types :

a) rotor a cage : constitué par un empilage de tôles percées de trous dans les quelles on loge des barres conductrices, ces barres réunies à leur extrémités par des couronnes conductrices, ce qui constitue une véritable cage d'écureuil.

b) rotor bobiné: au lieu de loger des barres dans le fer du rotor, on peut disposer des conducteurs dans les encoches et réaliser un bobinage polyphasé (généralement triphasé) [1-3].

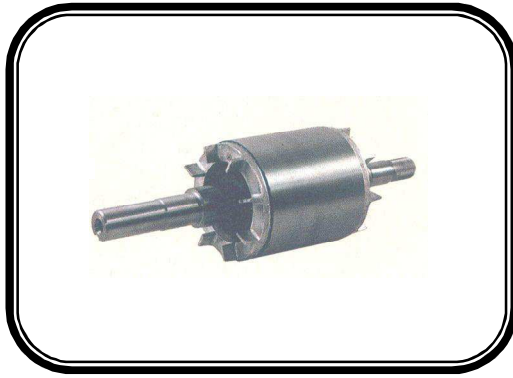


Fig (I.3.a): Rotor à cage d'écurueil

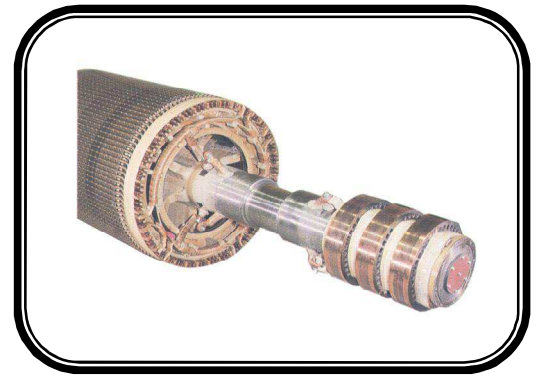


Fig (I.3.b): Rotor bobiné

I.2.3) Principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone est une machine très simple dans sa réalisation et son principe qui utilise l'action d'un champ magnétique tournant sur les courants qu'il induit dans une masse métallique.

Si le rotor n'est soumis à aucun couple résistant, sa vitesse atteint celle du champ magnétique tournant appelé vitesse de synchronisme, mais alors, les courants induits disparaissent et au même temps le couple moteur.

S'il existe un couple résistant, le rotor prend une vitesse inférieure à celle du champ. L'écart est d'autant plus grand que le couple est plus important, car les courants induits et, par suite le couple moteur, croissent avec cet écart.

On caractérise cet écart en introduisant une grandeur appelée glissement [1-4].

I.2.4) Glissement :

Supposons qu'un moteur à induction à p paires de pôles absorbe des courants triphasés équilibrés. Ceux-ci créent un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \text{ [rad / s]} \quad \text{Avec } \omega_s : \text{ pulsation des courants statorique.} \quad (\text{I-1})$$

Si le rotor tourne à une vitesse égale à Ω_s , chacun de ses enroulements embrasse un flux statorique constant et n'est pas donc le siège d'aucune force électromotrice.

Si le rotor tourne à une vitesse Ω différente de la vitesse de synchronisme, ses enroulements embrassent alors un flux statorique variable dont la pulsation est : $p(\Omega_s - \Omega)$.

La différence de vitesse ($\Omega_s - \Omega$) est appelée vitesse de glissement du rotor par rapport au stator, et sa valeur relative par rapport à Ω_s est appelée glissement :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \tag{I-2}$$

De cette définition, il résulte que g est positif si $\Omega < \Omega_s$.

Comme les courants rotoriques sont à la pulsation de glissement et qu'ils forment un système triphasé équilibré direct, ils engendrent un champ tournant à la vitesse

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} = \frac{g \cdot \omega}{p} \text{ par rapport au rotor ; comme celui-ci tourne à la vitesse } \Omega = \frac{(1-g)\omega}{p}$$

par rapport au stator, le champ tournant rotorique tourne à la vitesse :

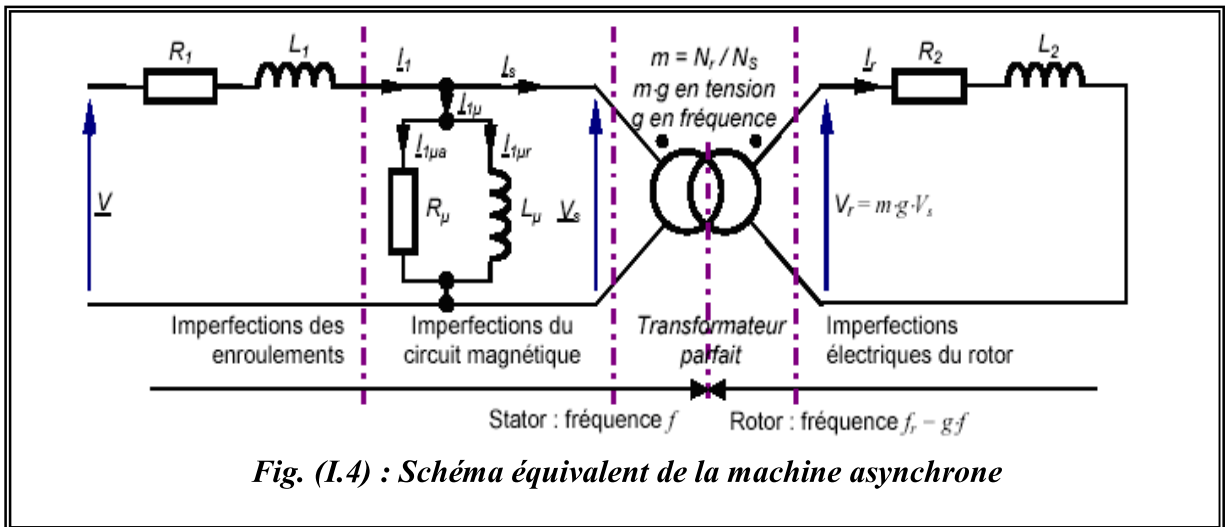
$$\Omega + \Omega_r = \Omega_s \Leftrightarrow \frac{(1-g)\omega}{p} + \frac{g\omega}{p} = \frac{\omega}{p} \tag{I-3}$$

C'est-à-dire qu'il est immobile par rapport au champ statorique [1].

I.2.5) Schéma électrique équivalent :

On peut considérer la machine asynchrone comme un transformateur à champ tournant. En résumé, les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire.

Peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement [4].



R_μ : résistance représente les pertes fer au stator.

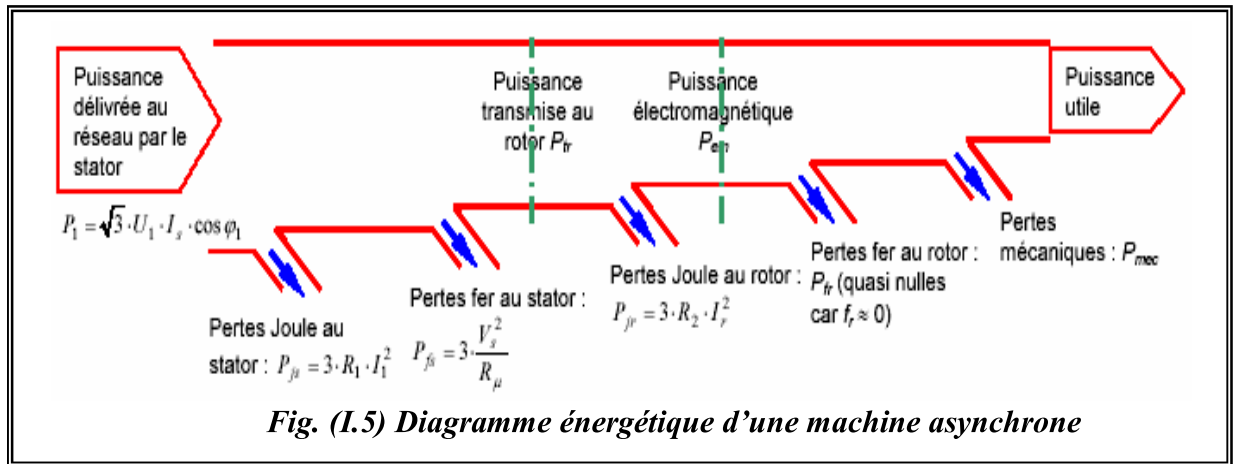
X_μ : résistance magnétisante du stator.

g : glissement.

I.2.6) Pertes et rendement :

I.2.6.1) Les Pertes :

On peut schématiser le bilan de puissance de la façon suivante (fig. I.5) [5].



I.2.6.2) Rendement:

Le rendement du rotor $\eta_r = 1 - g$ (I -4)

Le rendement industriel $\eta_i = \frac{P_u}{P_{abs}} \rightarrow \eta_i < 1 - g$ (I -5)

I.2.7) Avantage et inconvénients du moteur asynchrone à cage :

I.2.7.1) Les avantages :

- + Alimenté directement en courant alternatif.
- + Peu d'entretien et de surveillance.
- + Coût faible que les moteurs à induction.
- + Ce moteur ne contient pas de collecteur qui est un organe coûteux .Il est donc de prix d'achat moins élevé et beaucoup plus robuste.

I.2.7.2) Les inconvénients :

- + Faible possibilité de réglage de la vitesse.
- + Appel de courant important au démarrage.
- + Ne supporte pas le démarrage de longue durée.
- + La zone de stabilité étroite.

I.3) Modélisation de la (MAS) triphasées :

I.3.1) Modèle triphasé de la machine asynchrone :

La modélisation de la machine asynchrone nous facilite largement son étude dans les différents régimes de fonctionnement (transitoire ou permanent), Les six enroulements de la machine (schématisés par la (fig. I.6)) sont couplés magnétiquement.

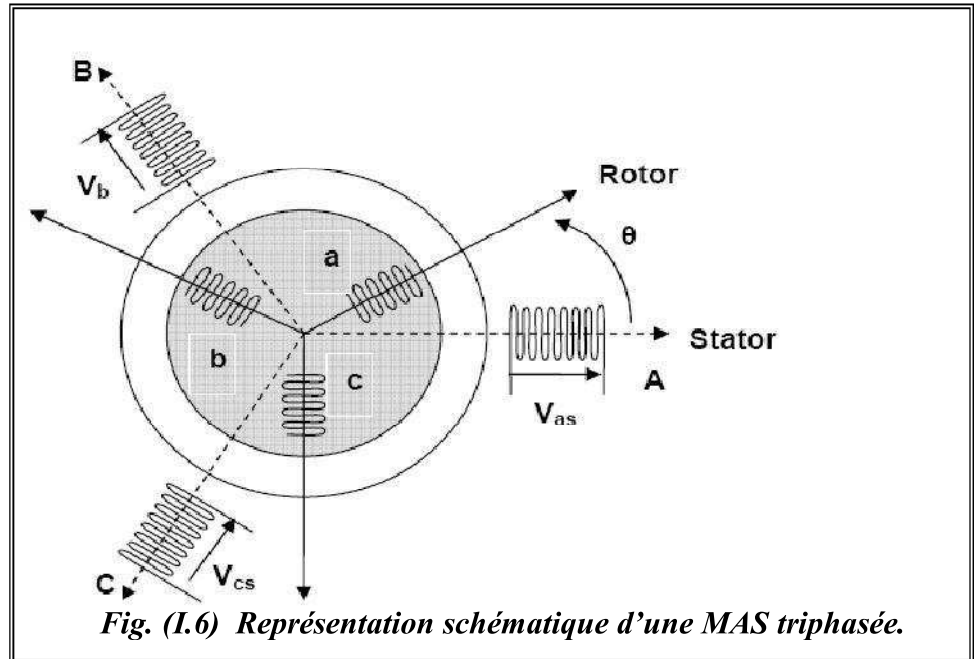


Fig. (I.6) Représentation schématique d'une MAS triphasée.

I.3.2) Transformation de Park :

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tout enroulement statoriques par deux enroulements, l'un sur l'axe (U) et l'autre sur l'axe (V).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (U, V) est dite transformation de PARK et donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_0 \end{bmatrix} = [p] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \tag{I-6}$$

Avec :

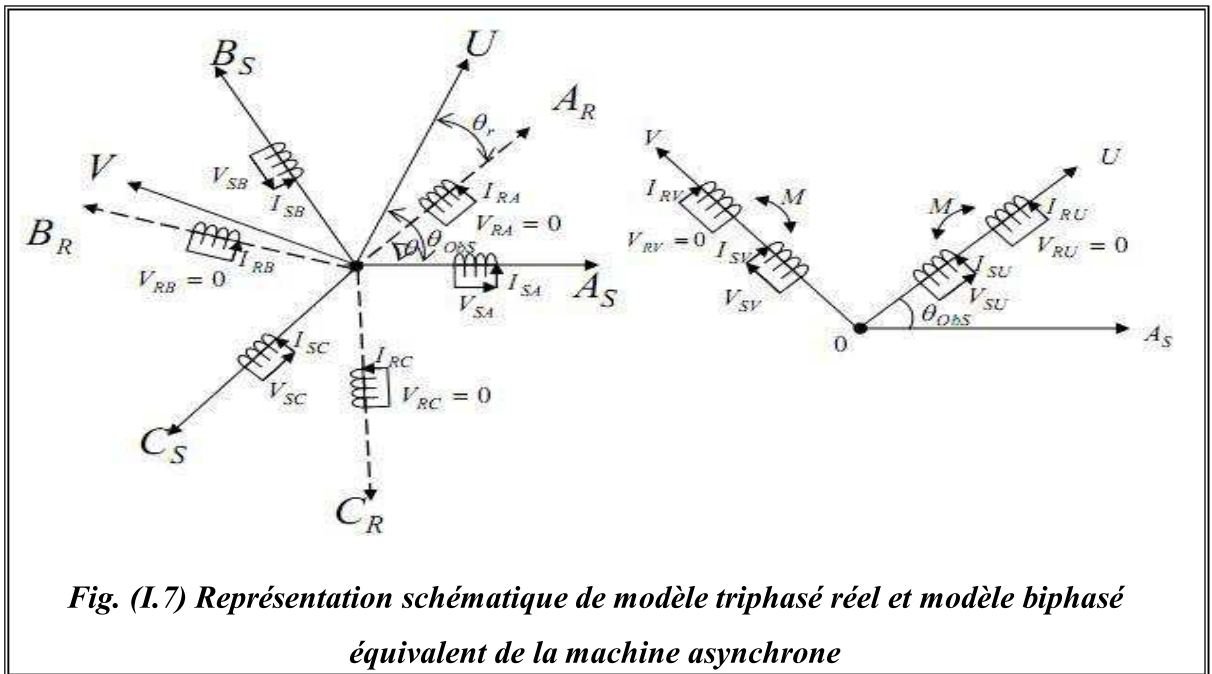
- X : Tension, courant ou flux.
- "O" : indice de l'axe homopolaire.
- "U" : indice de l'axe (U).
- "V" : indice de l'axe (V).

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

[P] : est la matrice de PARK, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{abc}) & \cos(\theta_{abc} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{abc} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{abc}) & -\sin(\theta_{abc} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{abc} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

θ_{obs} : L'angle d'observation dans la matrice [P] (écart angulaire entre l'axe "A" du système triphasé et l'axe (U) du système biphasé).



I.3.3) Modèle de Park de la machine asynchrone triphasé :

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de PARK (tournant à une vitesse quelconque (ω_{obs}) par rapport au stator) est le suivant :

a) Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} * \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} * \Phi_{ds} \\ 0 = R_r * I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} * \Phi_{qr} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} * \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.8)$$

b) Equations des flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s * I_{ds} + L_m * I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s * I_{qs} + L_m * I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r * I_{ds} + L_m * I_{dr} \\ \Phi_{qr} = L_r * I_{qr} + L_m * I_{qr} \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{SR}$: Inductance cyclique mutuelle stator – rotor.

c) Equations mécaniques :

$$\begin{cases} J * \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \\ C_e = P * \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} * I_{qs} - \Phi_{qr} * I_{ds}) \end{cases} \quad (I.10)$$

d) Mise sous forme d'équations d'état :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma * L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r * T_r} \right) * I_{ds} + \sigma * L_s * \omega_s * I_{qs} + \frac{L_m}{L_r * T_r} * \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} * \omega * \Phi_{qs} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma * L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r * T_r} \right) * I_{qs} - \sigma * L_s * \omega_s * I_{ds} + \frac{L_m}{L_r * T_r} * \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} * \omega * \Phi_{ds} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} * I_{dr} - \frac{1}{T_r} * \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) * \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} * I_{qr} - \frac{1}{T_r} * \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) * \Phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} * \frac{L_m}{T_r} (\Phi_{dr} * I_{qs} - \Phi_{qr} * I_{ds}) - \frac{P}{J} * C_r \end{array} \right. \quad (I.11)$$

Où

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s * L_r} \quad : \text{ est le facteur de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{ est la constante du temps rotorique.}$$

I.4) Modélisation de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380v-50Hz. Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquencement de 180 de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs hauts et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue.

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle général, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est grand et inversement [6].

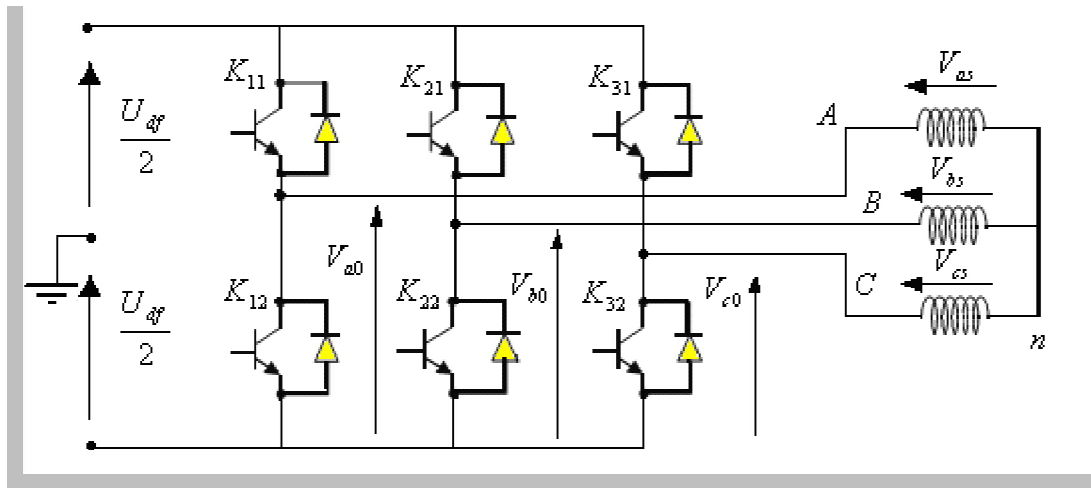


Fig. (I.8) Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs [7-8].

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.12)$$

V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'.

Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.13)$$

V_{no} : est la tension de neutre de la charge par rapport au point 'o'.

On a : $V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.14)$$

En remplaçant (I.12) dans (I.11) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.15)$$

La forme matricielle :

$$(V)_s = (T) * (V_0) \quad (I.16)$$

Avec :

$$(T) = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \quad (V_s) = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad (V_0) = \begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

Où S_1 , S_2 et S_3 représentent respectivement les états logiques des interrupteurs k_{11} , k_{21} et k_{31} .

I.5) MLI « Sinus-Triangle » :

La MLI Sinus-Triangle (MLI_ST) utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_s , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , appelée la porteuse p , pour déterminer les instants de commutation.

Le schéma de principe est donné par **Fig. (I.8)**.

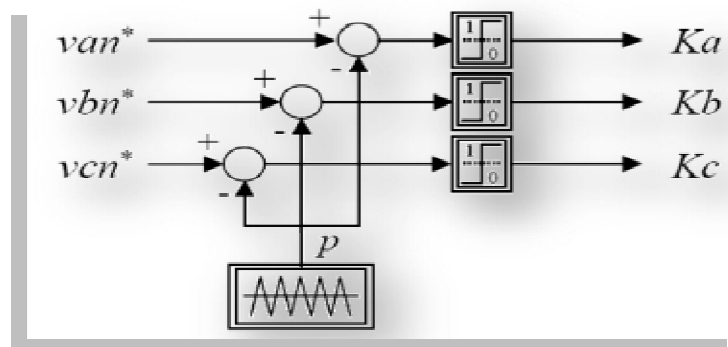


Fig. (I.9) Principe de la MLI Sinus-Triangle.

I.6) Simulation de l'ensemble MAS-convertisseur:

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré 220/380V de fréquence $f = 50\text{Hz}$, chaque phase est alimentée par 220V. Ensuite, par un onduleur de tension sous une commande MLI.

Les paramètres de la machine sont donnés en annexe; les simulations sont effectués sur MATLAB.

Nous avons provoqué un couple de charge à l'instant $t = 1,5\text{s}$ de valeur $Cr = 4\text{Nm}$ pendant 1,5s.

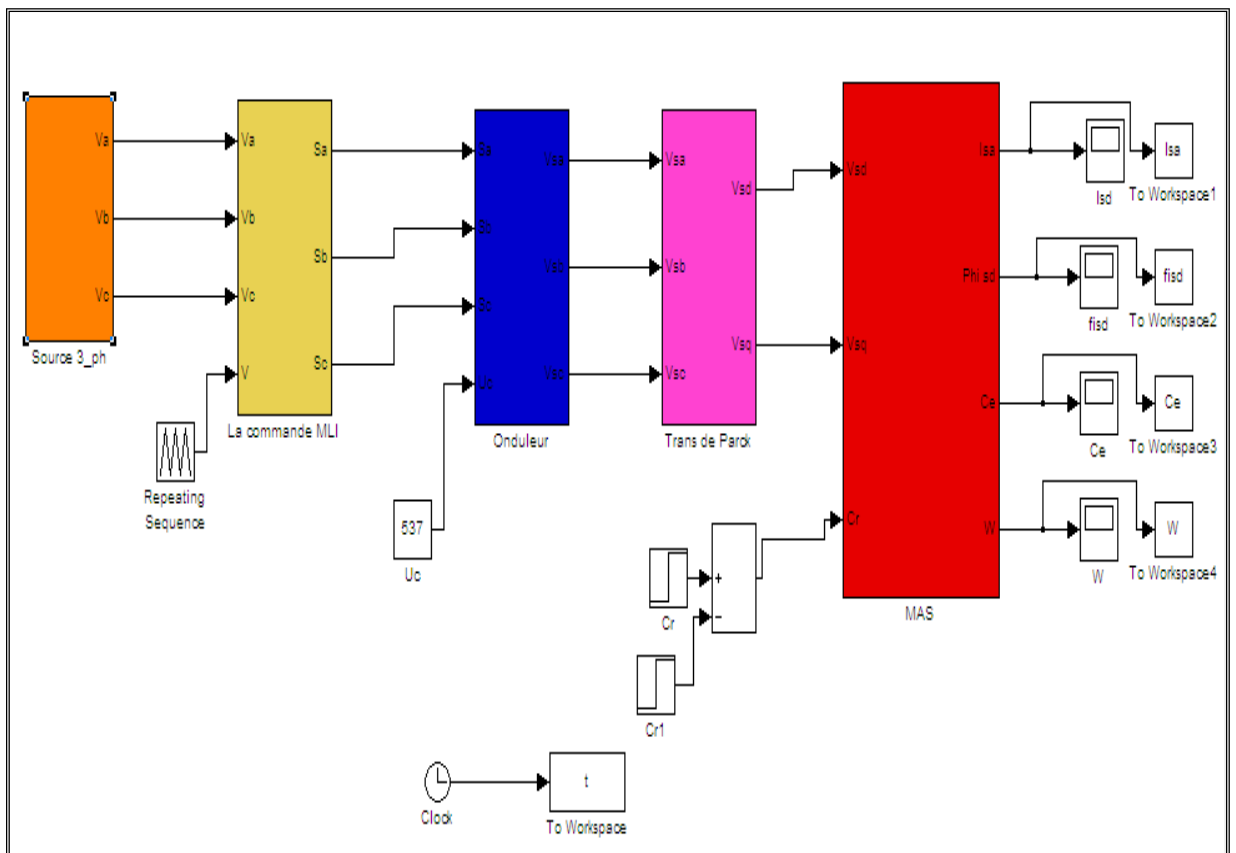
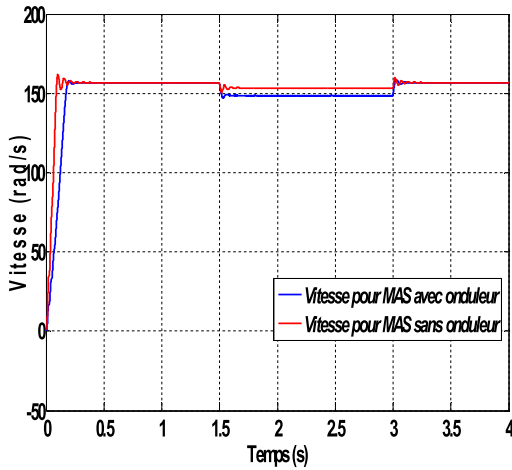
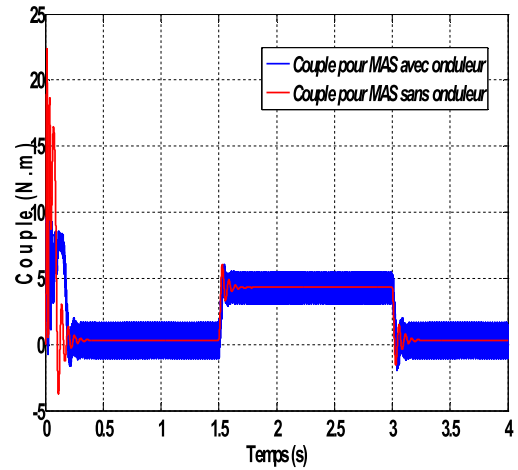


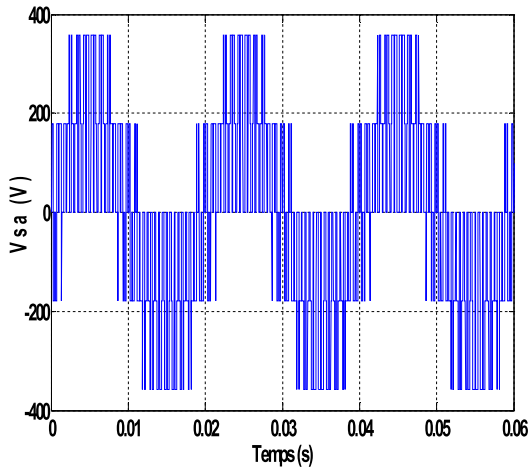
Fig. (I.10) Schéma de simulation de l'ensemble MAS + onduleur.



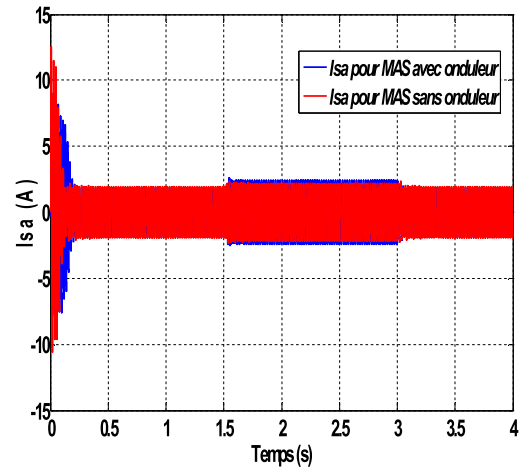
Vitesse = $f(t)$ pour $f_p = 1$ KHz



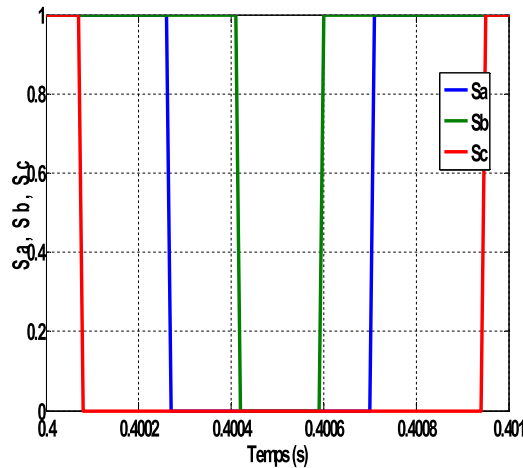
Couple = $f(t)$ pour $f_p = 1$ KHz



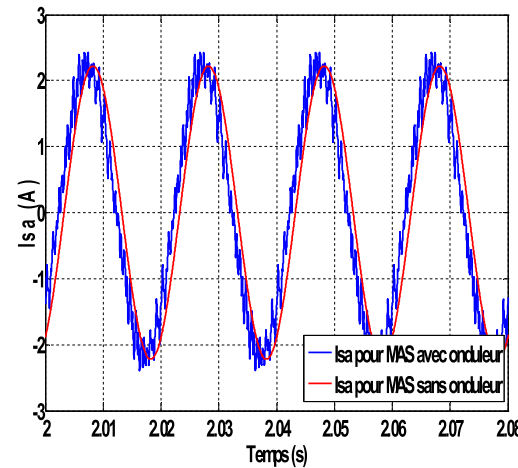
Tension $V_{sa} = f(t)$ pour $f_p = 1$ KHz



Courant statorique $I_{sa} = f(t)$ pour $f_p = 1$ KHz

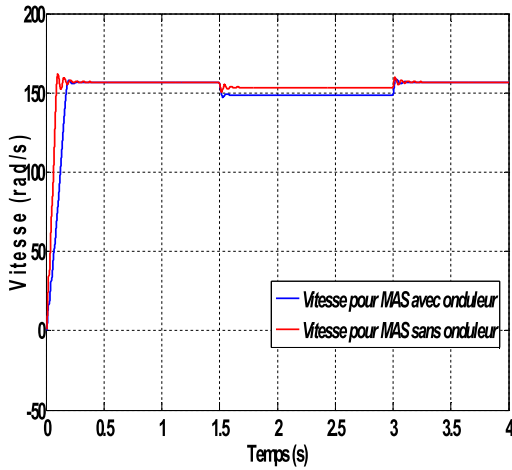


Signaux de commande = $f(t)$ pour $f_p = 1$ KHz

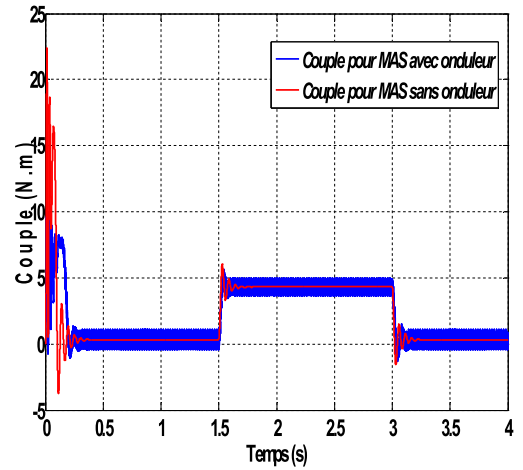


$I_{sa} = f(t)$ pour $f_p = 1$ KHz

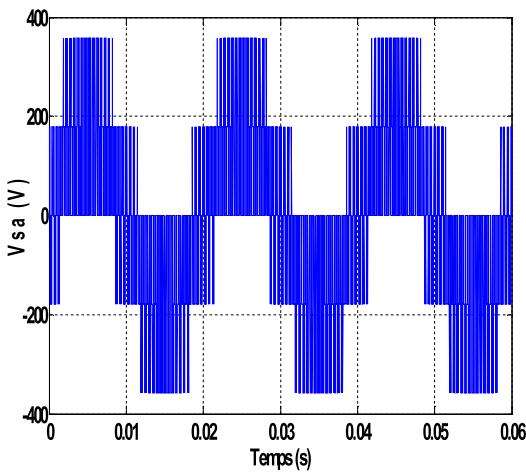
Fig. (I.11) Evolution du couple, vitesse, courant statorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 1$ KHz



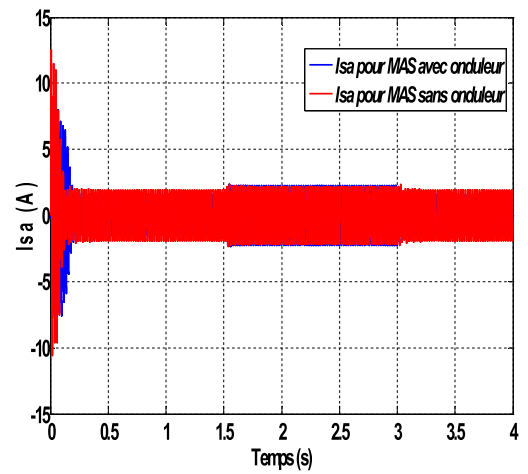
Vitesse = $f(t)$ pour $f_p = 2$ KHz



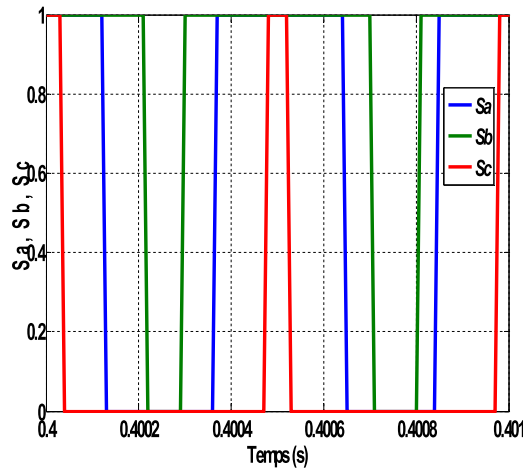
Couple = $f(t)$ pour $f_p = 2$ KHz



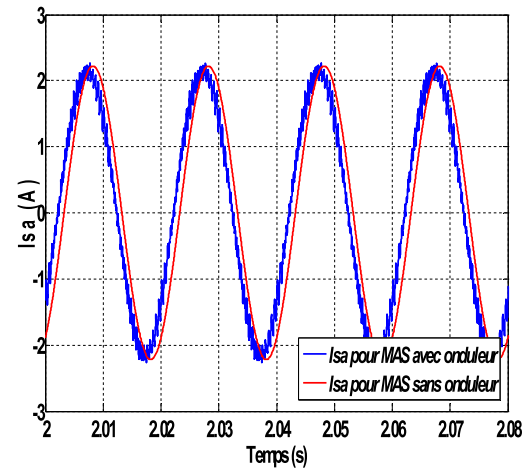
Tension $V_{sa} = f(t)$ pour $f_p = 2$ KHz



Courant statorique $I_{sa} = f(t)$ pour $f_p = 2$ KHz



Signaux de commande = $f(t)$ pour $f_p = 2$ KHz



$I_{sa} = f(t)$ pour $f_p = 2$ KHz

Fig. (I.12) Evolution du couple, vitesse, courant statorique d'une MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 2$ KHz

I.7) Interprétation des résultats de simulation:

Les premières remarques est que les temps de réponse de la vitesse ainsi du couple pour une MAS alimentée directement par un réseau triphasé équilibré est très rapide par rapport à celle alimentée par un onduleur à cause d'une diminution de la valeur efficace de tension qui alimente la machine. L'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble MAS + onduleur.

Les oscillations au niveau du couple et du vitesse sont dues essentiellement au convertisseur statique car la conversion continue – alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple et de la vitesse, pour le diminue en variant la fréquence de commutation des interrupteurs ce qui permet de minimiser le spectre d'harmoniques surtout ce qui concerne la forme d'onde du courant.

Nous remarquons que la variation de la fréquence de commutation permet d'augmenter les pertes de joule ce qui provoque l'échauffement des composants de puissance.

I.8) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudiés le modèle de Park faisant aboutir à un système plus simple de la machine asynchrone ainsi que le modèle de son alimentation.

Les simulations montrent la validité de notre modèle (machine + alimentation), en alimentant la machine, nous avons constatés les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant après un régime transitoire.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, le chapitre suivant est concerné a la commande de la MAS.

Chapitre II

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1) Introduction :

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement.

Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le couple et le flux sont naturellement découplés, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine. Par contre pour la commande des machines à courant alternatif (MAS) la difficulté majeure rencontrée, réside dans le fait que ces deux variables sont fortement couplées.

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu, BLASCHKE avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dites « commande vectorielle ».

Plusieurs méthodes de commande, dont le degré de complexité varie de l'une à l'autre suivant les performances demandées, sont utilisées pour contrôler la machine à induction. La commande vectorielle est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robustes et à hautes performances.

Dans ce chapitre, nous présentons la commande vectorielle de la machine asynchrone (MAS).

II.2) Modèle de la machine en vue de la commande :

Considérons :

- Les flux ϕ_{rd} , ϕ_{rq} les courants i_{sd} , i_{sq} et la vitesse Ω comme variables d'état.
- Les tensions V_{sd} , V_{sq} comme variables de commande.

On pose : $X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T$ et $U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$

Alors, le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante [9]

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

et

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

avec : σ est le coefficient de dispersion.

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = c_e - c_r \quad (II.4)$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit [10]:

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (II.5)$$

II.3) Commande vectorielle de la machine asynchrone :

Les performances relativement médiocres des contrôles appliqués aux machines asynchrones, ont donné lieu à des efforts de recherche et développement importants. Afin d'améliorer ces performances, d'autres types de contrôleurs plus fins et plus précis sont proposés, on les regroupe généralement sous le terme de commande vectorielle.

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié aux flux rotoriques ϕ_r . Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [11-12].

Où le couple est donné par:

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd})$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe d ($\phi_{rd} = \phi_r$, et $\phi_{rq} = 0$), d'un repère lié au champ tournant, le couple devient :

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_r i_{sq}) \quad (II.6)$$

Et à partir des équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad (II.7)$$

Avec : T_r , la constante de temps rotorique.

Alors, dans le régime établi, On a comme pour une machine à courant continu:

- Un flux ϕ_r qui dépend de i_{sd} , joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant.
- Un couple c_e qui, à flux constant est proportionnel à la composante i_{sq} qui joue le rôle de courant induit.

II.4) Structure de commande de la machine asynchrone alimentée en tension :

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, reprenons le modèle (II.1):

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU ; \quad X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T \quad (II.8)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

et

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 1 \\ 0 & \sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Dans un contrôle à flux orienté idéal, l'axe du flux rotorique est forcé s'aligner suivant l'axe d, on a donc [10].

$$\begin{aligned} \phi_{rq} &= \dot{\phi}_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} &= \phi_r = \text{constant} \end{aligned} \quad (II.11)$$

Substituons (II.6) dans le modèle (II.1), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt} \phi_r + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega_s - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{\phi_r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (II.12)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles sont pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (fig II.1).

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

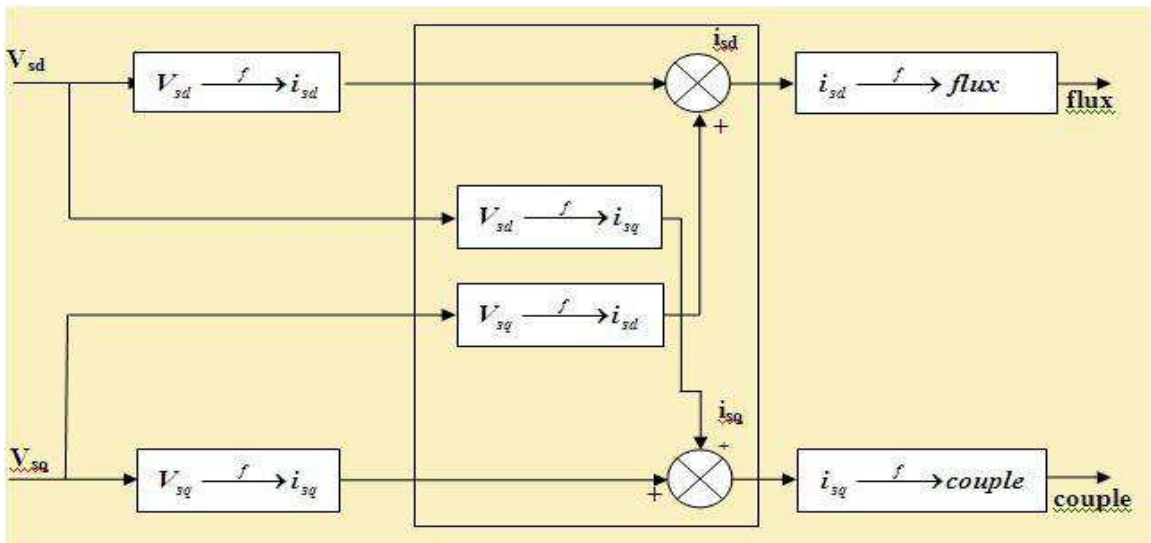


Fig. (II.1) : Description du découplage

II.4.1) Découplage par compensation :

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \quad \text{et} \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \quad (\text{II.13})$$

$$e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r \quad (\text{II.14})$$

$$e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r \omega_s \quad (\text{II.15})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (fig II.2).

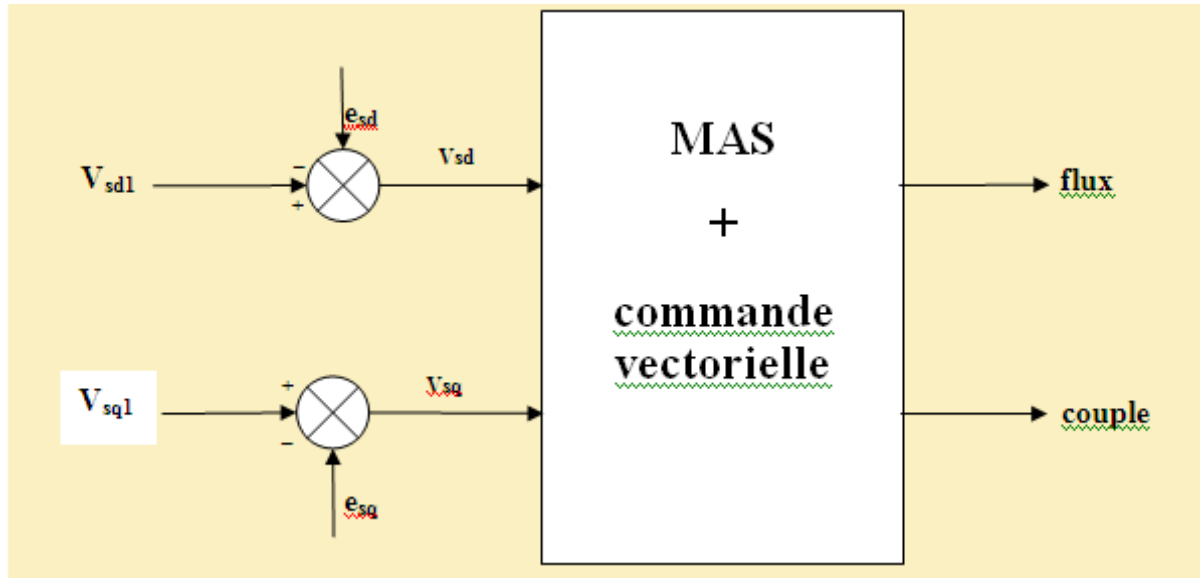


Fig. (II.2) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure 1.4), pour lequel [9]

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

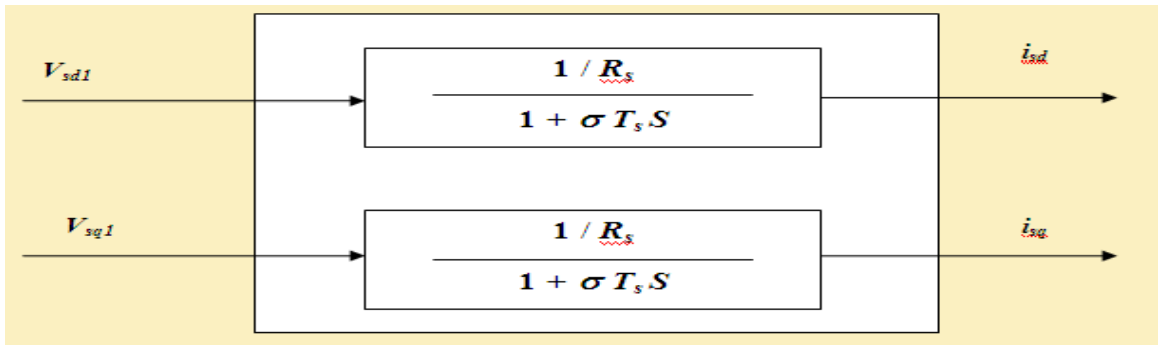


Fig. (II.3) : Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq}

Nous pouvons montrer que dans le type de découplage proposé, un risque d’instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande.

Si le découplage par compensation, est correct, toute action sur l’une des entrées ne provoque aucune variation de l’autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu’il y aurait renforcement de l’action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C’est la technique que nous utiliserons pour l’implantation réelle de la commande.

En pratique, les paramètres R_s , R_r évoluent avec la température.

II.4.2) Calcul des régulateurs :

Régulateur de flux :

Le découplage proposé (fig II.4) permet d’écrire :

$$F_d(s) = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_{sd} S} = \frac{I_{sd}}{V_{sdl}} \tag{II.17}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la fig (II.4).

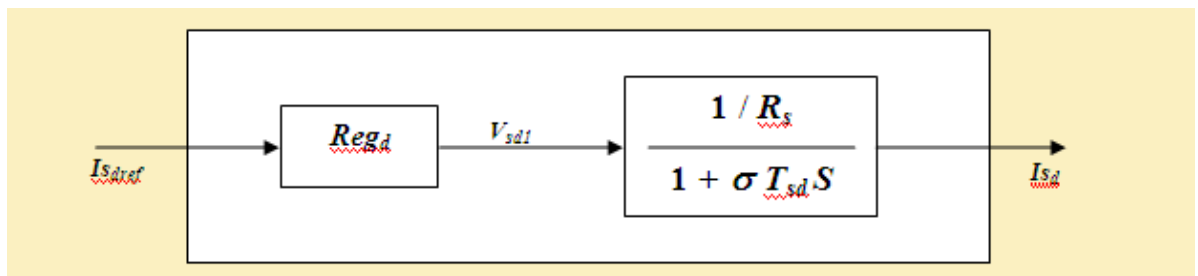


Fig. (II.4) : Schéma-Bloc simplifié de régulation du flux.

Le régulateur (Reg_d) a une fonction de transfert donnée par :

$$\text{Re } g_d(s) = K_d \frac{(1 + \sigma T_{sd} S)}{S}$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_d = \frac{K_d}{R_s S} = \frac{K'}{S} = T$$

avec : $K' = \frac{K_d}{R_s}$

$$\text{Donc : } FTBF_d = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k'}} = \frac{1}{\tau_d S} = \frac{I_{sd}}{I_{sref}}$$

Pour que le couple s'établisse, on peut choisir $\tau_d = \sigma T_{sd}$

$$\text{ou : } \text{Re } g_d(s) = \frac{R_s}{\sigma T_{sd}} \frac{(1 + \sigma T_{sd} S)}{S} \tag{II.18}$$

Régulateur de couple :

Avec la même procédure, le découplage proposé (fig II.5) permet d'écrire:

$$F_d(s) = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_{sq} S} = \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} \tag{II.19}$$

Le schéma-bloc de la régulation du flux rotorique est donné par fig (II.5).

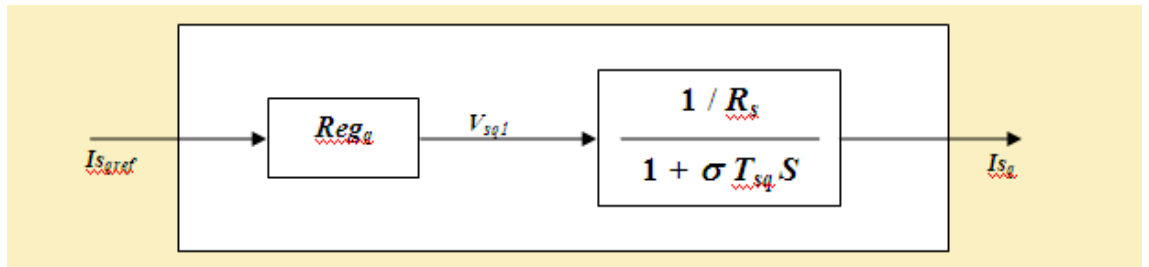


Fig. (II.5) : Schéma-Bloc simplifié de régulation du couple.

Sachant que le régulateur (Reg_q) a la même forme que le régulateur (Reg_d).

Donc, si on choisit $\tau_q = \sigma T_{sq}$

La fonction de transfert devient :

$$\text{Re } g_q(s) = \frac{R_s}{\tau_q} \frac{(1 + \sigma T_{sq} S)}{S} \tag{II.20}$$

Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (fig II.6).

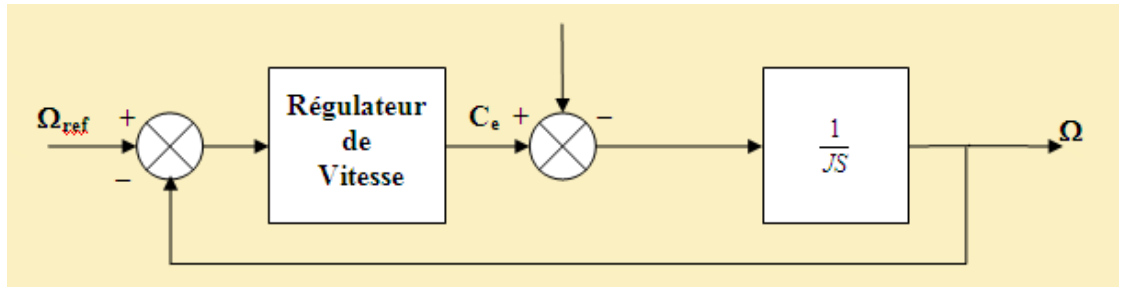


Fig. (II.6) : Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega_r(S)}{\Omega_r^*(S)} = \frac{1 + \tau_1 S}{\frac{J}{K_{i1}} S^2 + \tau_1 S + 1} \quad (II.21)$$

avec : $\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}}$

On comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique du second ordre, on trouve que : $\frac{K_{i1}}{J} = \omega_0^2$

Avec : $\tau_1 = \frac{2\xi}{\omega_0}$

Pour un amortissement critique $\xi=1$, on obtient:

$$K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \quad (II.22)$$

La constante de temps du régulateur τ_1 est choisie en fonction de la constante de temps du stator qui caractérise la dynamique du couple.

En diminuant la valeur de τ_1 , la rapidité du système sera améliorée.

Finalement, la constante K_{p1} est donnée simplement par:

$$K_{p1} = K_{i1} \cdot \tau_1 \quad (II.23)$$

Principe

Pour avoir un fonctionnement à vitesse supérieur, on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage.

Le défluxage est définie par la fonction non linéaire suivante:

$$\begin{aligned} \phi_{reff} &= \phi_{rnom} && \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_{reff} &= \frac{\phi_{rnom} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega|} && \end{aligned} \quad (II.24)$$

Avec:

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

$\phi_{r nom}$: Le flux rotorique nominal.

ϕ_{reff} : Le flux rotorique de référence.

Le principe de cette méthode (contrôle vectoriel indirect) est illustré sur la (fig II.7)

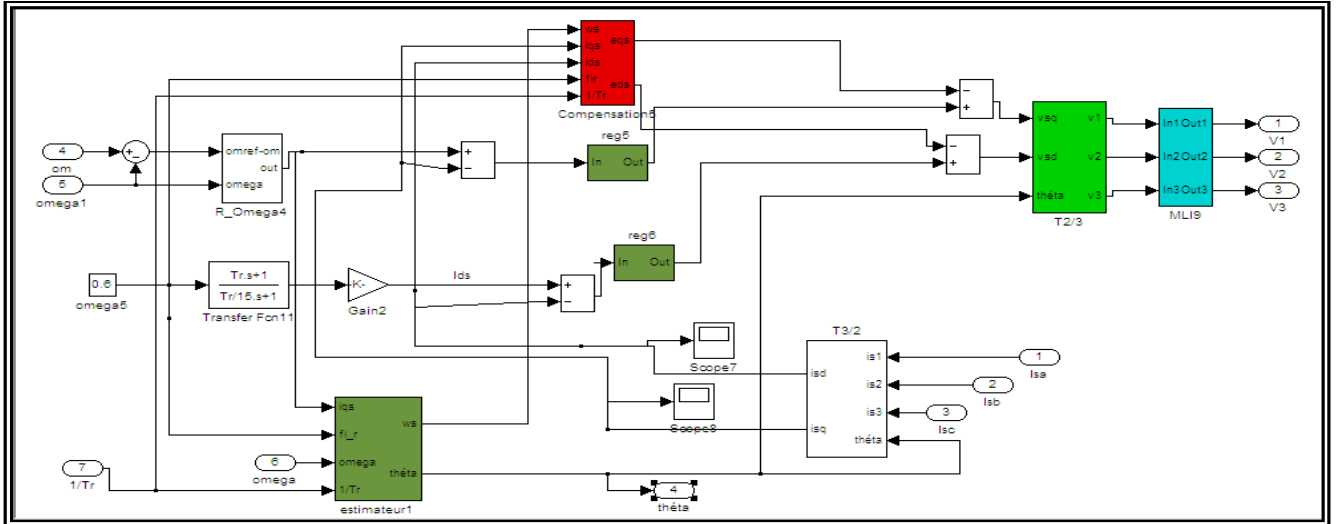


Fig. (II.7) : Schéma-bloc de la structure de commande en tension.

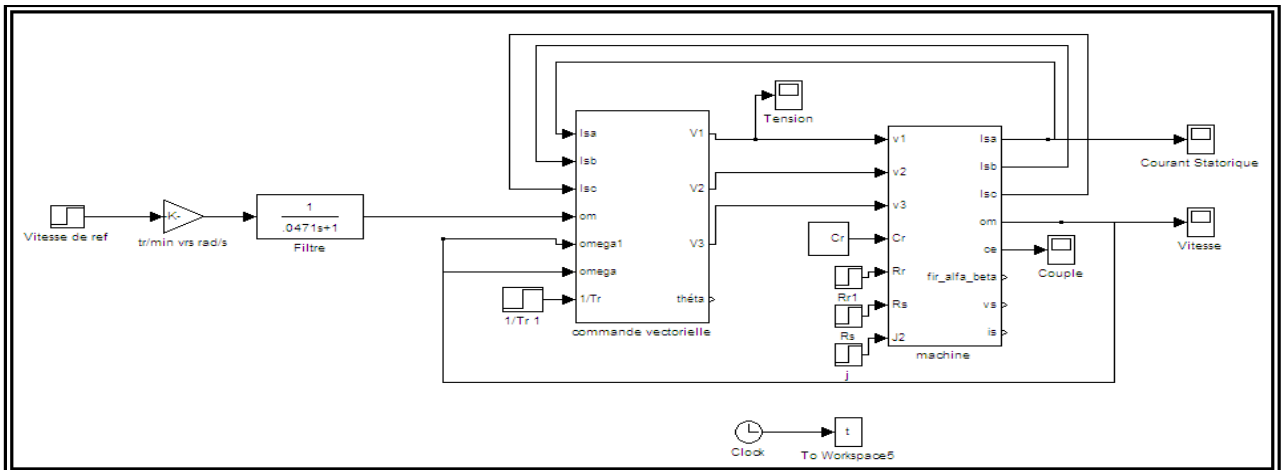


Fig. (II.8) : Schéma-bloc de simulation de la commande vectorielle indirecte d'une MAS par un onduleur à MLI.

II.5) Résultats de simulation :

- Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans notre simulation sont donnés en annexe.
- Le système à simuler est représenté par le schéma-bloc de la fig (II.8).

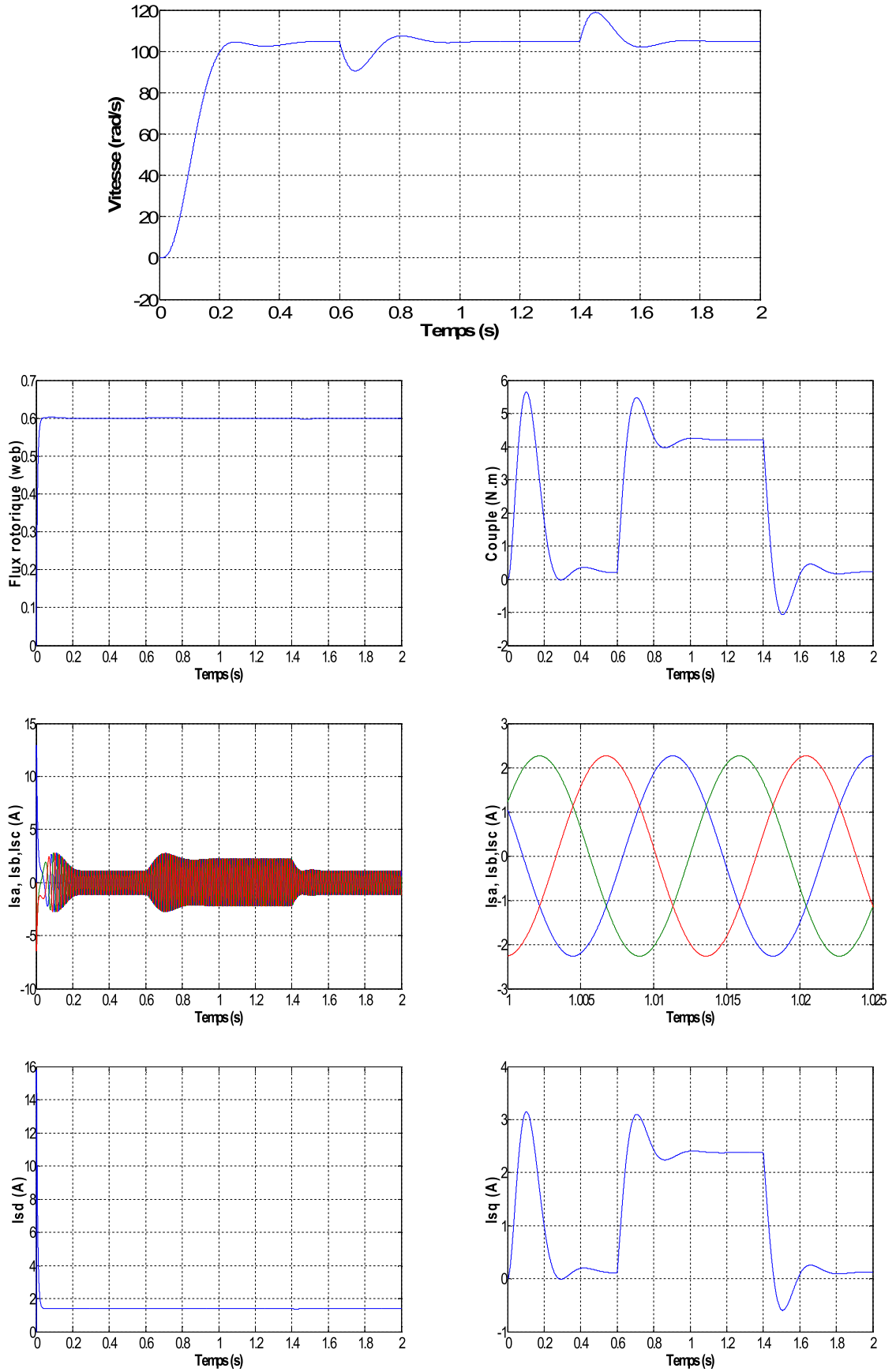


Fig. (II.9) Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS sans onduleur de tension.

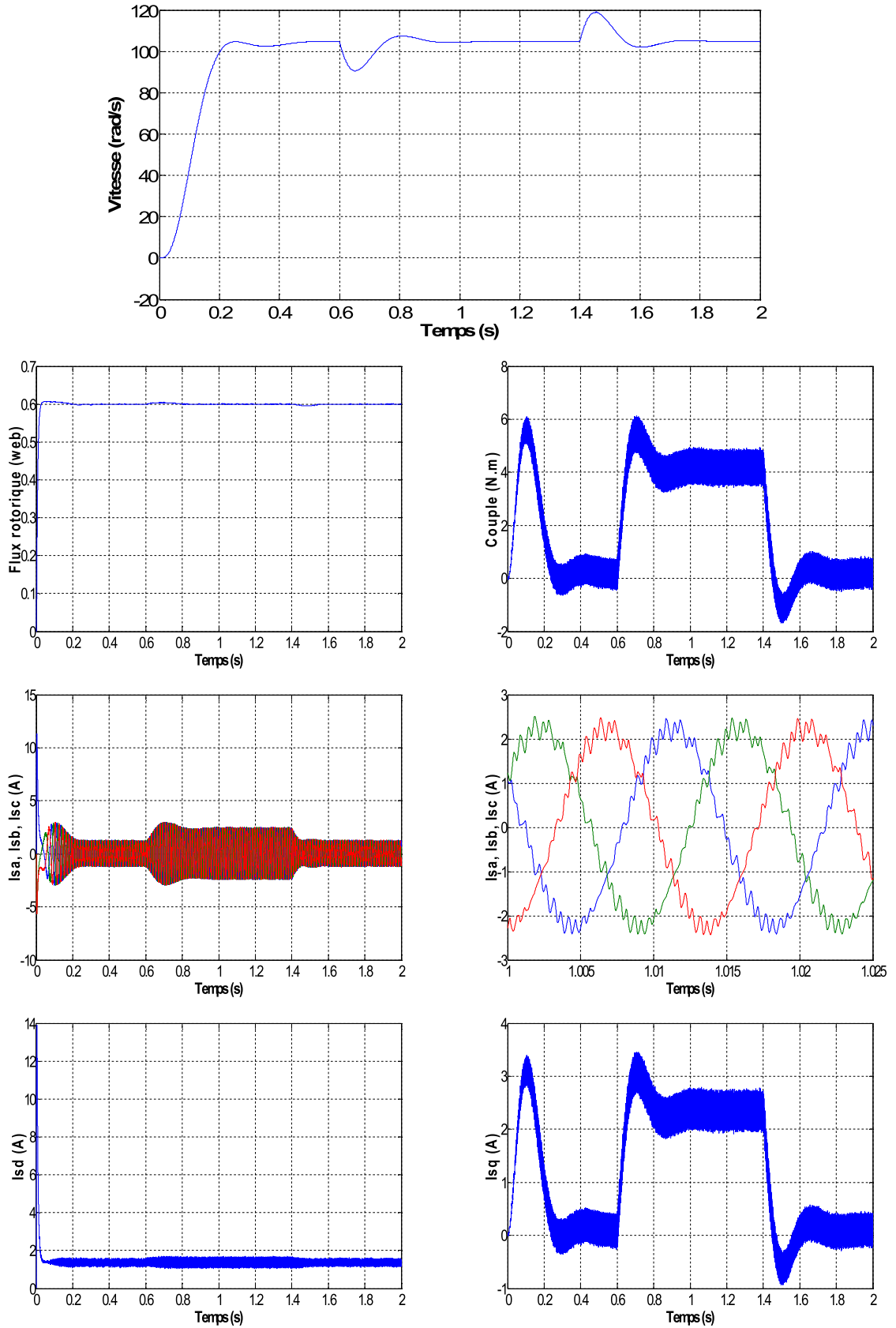


Fig. (II.10) Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 1\text{KHz}$.

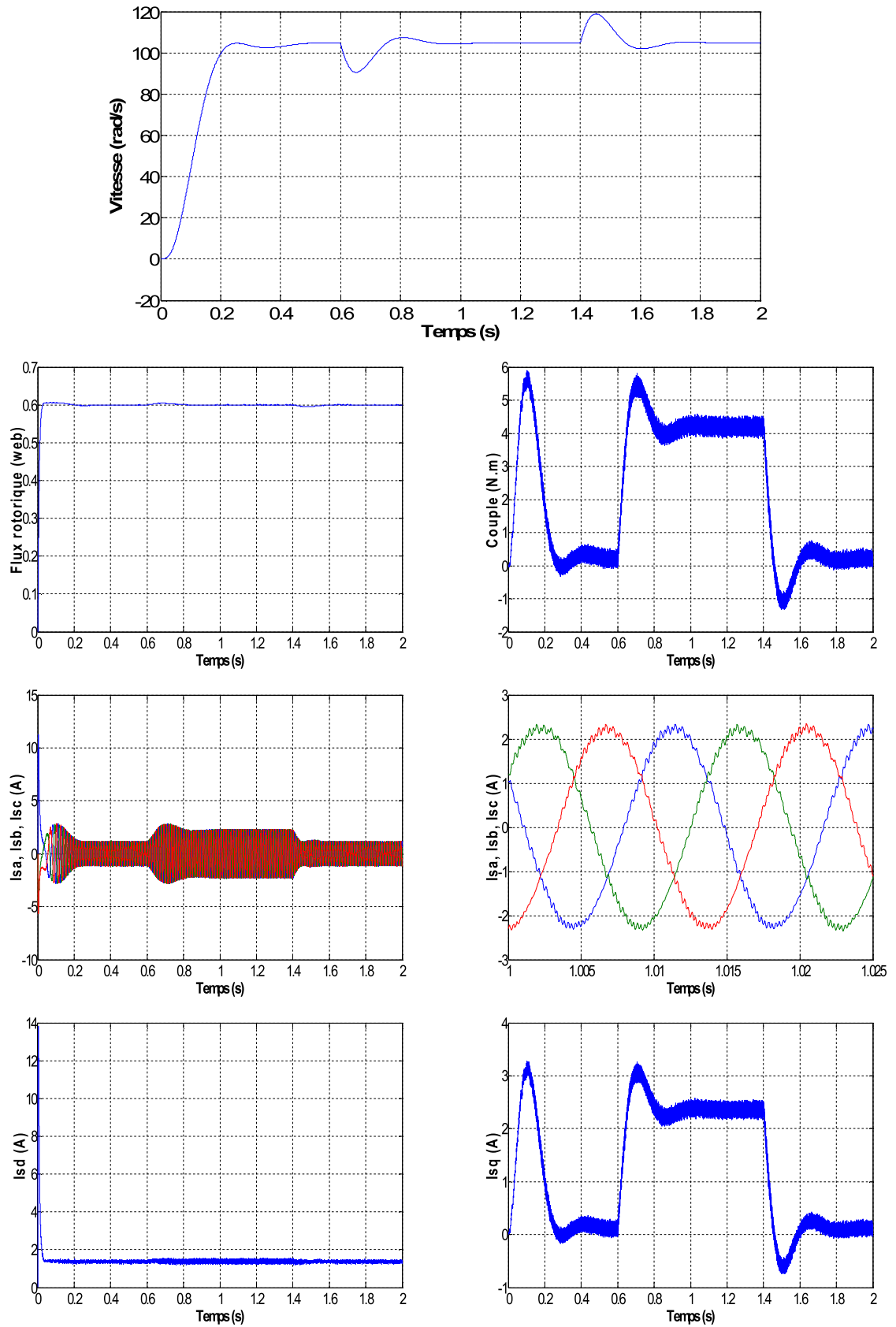


Fig. (II.11) Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 2\text{KHz}$.

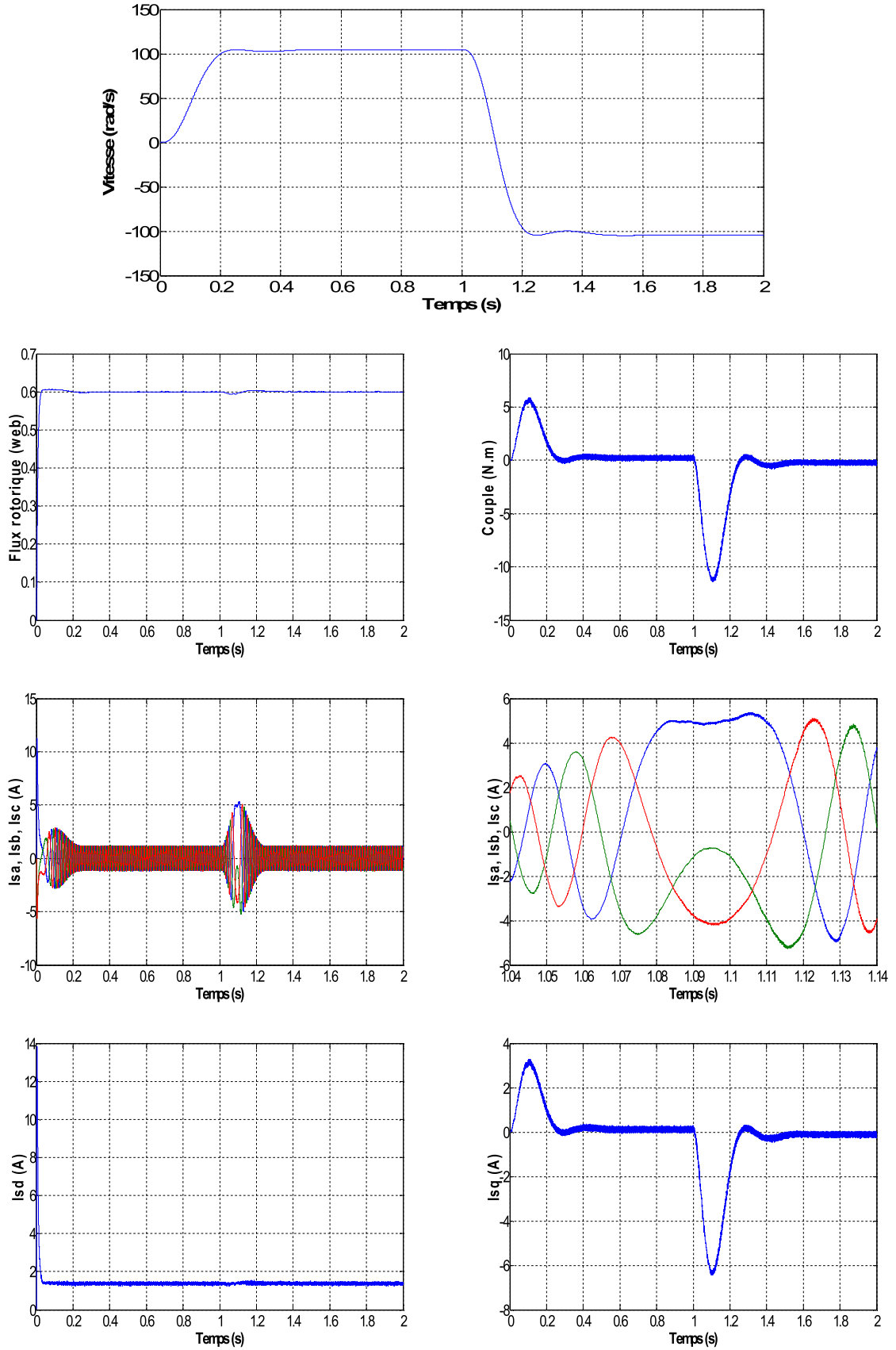


Fig. (II.12) Evolution du couple, vitesse (inversion de vitesse), flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 2\text{KHz}$.

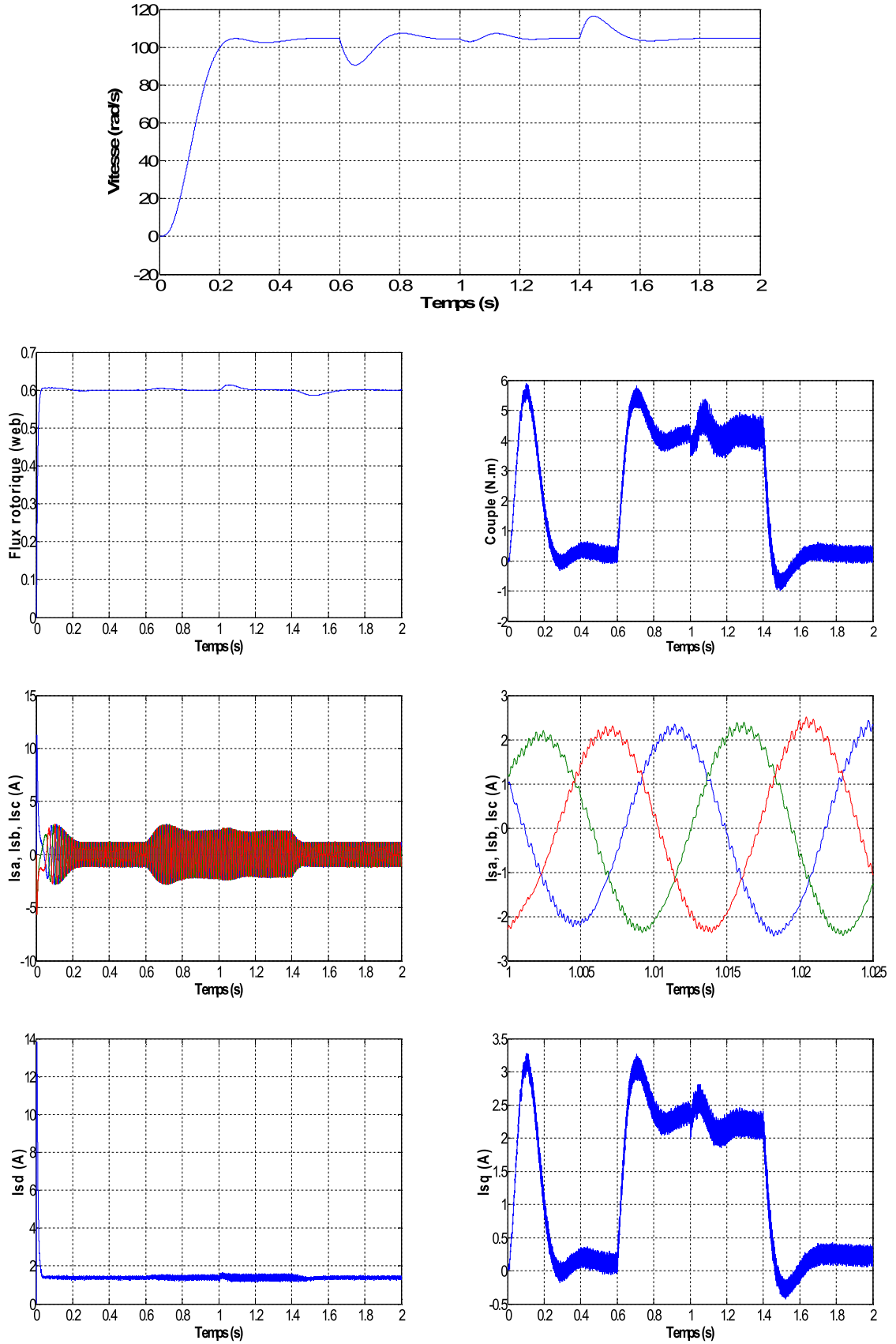


Fig. (II.13) Evolution du couple, vitesse, flux, courant statorique (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} et I_{sd}, I_{sq}) d'une commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension pour une fréquence $f_p = 2\text{KHz}$, avec une variation des résistances (R_s, R_r).

II.6) Interprétation des résultats de simulation:

Afin de tester ce type de contrôle, nous avons simulé le système dans des conditions de charge, inversion de vitesse et de variation des résistances. Les résultats obtenus pour ce test sont donnés par les figures (II.9), (II.10), (II.11), (II.12), (II.13). Après un démarrage à vide, nous avons appliqués une charge de valeur $C_r = 4 \text{ N.m}$ à $t = 0.6$ seconde.

Evidemment les caractéristiques du couple et de la vitesse sont semblables à celles d'une commande linéaire d'une machine à courant continu. Après le transitoire normal lors de démarrage, le couple suit sa nouvelle référence de la charge appliquée, au même titre que le courant du stator qui marque une petite augmentation due à l'application de la charge entre une charge nulle (à vide) et une charge presque nominale appliquée. Pour la vitesse, la poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Après l'application de la charge, le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse.

La remarque principale dans la technique réalisée dans ce chapitre et que l'utilisation de convertisseur statique provoque des harmoniques au niveau des courants statoriques ainsi rotoriques et fait apparaître des pulsations indésirables dans le couple et parfois au niveau de la vitesse ce qui provoque la dégradation du découplage entre les axes d et q .

Le but de l'inversion de vitesse est de tester la robustesse de la commande ainsi que le comportement du couple, de la vitesse et les deux courants (I_{sd} et I_{sq}) à poursuivre la référence sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse. La figure (II.12) représente la vitesse, le couple, le flux et les courants dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale 1000 tr/min suivi d'une inversion de la vitesse à -1000 tr/min à l'instant $t = 1\text{s}$.

Le but de la variation des résistances est de tester la robustesse de la commande dans le cas d'un démarrage à vide pour une résistance statorique $R_s = 12.75\Omega$, et une résistance rotorique $R_r = 5.1498\Omega$ suivi d'un changement des résistances à $R_s = 20\Omega$ et $R_r = 10\Omega$ à l'instant $t = 1\text{s}$.

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, traduit par la réponse des composantes i_{sd} et i_{sq} des courants statoriques.

II.7) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé la commande vectorielle de la machine asynchrone. La modélisation de MAS, nous a permis d'envisager la commande par orientation du flux rotorique alimenté en tension.

Les résultats de simulation permettent de montrer le principe du découplage existant dans la CV-OFR.

Le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable, vu l'utilisation d'un régulateur PI jugé très efficace pour la fonction de régulation.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

En premier lieu, nous avons vu brièvement la théorie de base de l'ensemble machine asynchrone-convertisseur (onduleur de tension) ainsi que leurs modélisations, dont l'objectif est la commande de la MAS par FOC et la minimisation des ondulations du couple où on considère seulement celles causées par les harmoniques des courants générés par l'onduleur.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté la commande vectorielle, elle est introduite afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum dynamique.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est de tester la robustesse de la commande vectorielle par des régulateurs classiques du type PI dans la commande des machines asynchrones.

Les performances statiques et dynamiques des commandes ont été simulées sur MATLAB.

Le travail effectué, nous donne envie de quelques perspective que nous traduisons par:

- Réaliser la commande vectorielle par l'utilisation de la technique SVM.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **K. Chapou, A. Lakhdari**, «Amélioration de la stratégie de commande de la rectifieuse au niveau de LAC». Mémoire d'ingénieur, Département électromécanique, Université d'Annaba 2007.
- [2] **N. Mesbahi**, «Etude comparative de la commande vectorielle direct et indirecte d'une machine asynchrone», Thèse de magistère, Département électrotechnique, Université d'Annaba 2007.
- [3] **H. Bourase, A. karim**, «Commande des machines asynchrones par flux orienté ». Mémoire d'ingénieur, Département électromécanique, Université d'Annaba 2006.
- [4] **A. Fouillé**, «Electrotechnique a l'usage des ingénieurs», Editions Dunod, Paris 1960.
- [5] **F. Berrezzek**, «Etude de efférents techniques de commande d'onduleur à MLI associés à un machine asynchrone», Thèse de magistère, Département électrotechnique, Université d'Annaba 2006.
- [6] **M. Pinard**, «Commande électriques des moteurs électriques », Editions Dunod, 2004.
- [7] **G. SEGUIER**, «Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.
- [8] **H. TAMRABET**, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone» Thèse de magister, université de Batna, 2006.
- [9] **G. GRELLET, G. CLERC**, «Actionneurs électriques», Edition Eyrolles, 1997.
- [10] **M.S NAIT-SAID**, «Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage d'écureuil: Robustesse contre les dérives paramétriques, amélioration des performances énergétiques», Thèse Doctorat d'état, Université de Batna 1999.
- [11] **C. CARLOS**, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1», Edition Hermes Science Europe 2000.
- [12] **B. N. MOBARAKEH**, «Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres », Thèse de Doctorat, I.N.Polytechnique de Lorraine, 2001.

ANNEXE

Paramètres de la MAS (0.9 kW) Utilisé

Symboles	Description	Valeurs	Unités
Rs	Résistance statorique	12.75	Ω
Rr	Résistance rotorique	5.1498	Ω
Ls	Inductance statorique	0.4991	H
Lr	Inductance rotorique	0.4331	H
M	Inductance mutuelle	0.4331	H
Ce	Couple électromagnétique	6	N.m
J	Inertie du moteur	0.0035	Kg.m²
F	Coefficient de frottement	0.001	N.m sec/rad
P	Nombre de paires de poles	2	