

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



UNIVERSITE A.MIRA-BEJAIA
FACULTE Technologie
DEPARTEMENT Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de MASTER en
Electrotechnique
Option : Automatismes Industriels

Thème

**Le Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone
alimentée par convertisseur matriciel indirect**

Réaliser par:

M^r. BENSID FATAH
M^r. HAMICHE SOFIANE

Encadré par:

M^r A. AZIB



Remerciements
Dédicaces
Liste des figures
Liste des tableaux
Liste des abréviations

INTRODUCTION GENERALE..... 1

**CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone en vu de sa
commande**

I.1. INTRODUCTION..... 3
I.2. CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 3
 I.2.1. Le stator 3
 I.2.2. Le rotor 4
 I.2.3. Les organes mécaniques 4
I.3. MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... 4
I.3.1. Hypothèses simplificatrices 5
I.3.2. Equations des tensions et des flux 7
I.4. MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE 8
 I.4.1. Transformation de Park..... 9
 I.4.2. Application aux équations des tensions 10
 I.4.3. Application aux équations des flux 11
 I.4.4. Choix de référentiel 12
I.5. EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE 14
I.6. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT 15
I.7. RESULTAT DE SIMULATION ET INTERPRETATION 17
I.8. CONCLUSION 21

CHAPITRE II : Les variateurs de vitesse pour la MAS

II.1. INTRODUCTION 22
II.2. GENERALITE SUR LES VARIATEURS DE VITESSE 22
II.3. LES CYCLOCONVERTISSEURS 23
 II.3.1. Généralité 23
 II.3.2. Exemple de montage utilisé 23
 II.3.3. Applications des cycloconvertisseurs 25
 II.3.4. Inconvénients des cycloconvertisseurs 25
II.4. LES CONVERTISSEURS MATRICIELS DIRECTS 25

II.4.1. Généralité	25
II.4.2. Modélisation du convertisseur matriciel triphasé /triphase.....	25
II.4.3. Les inconvénients des convertisseurs matriciels directs.....	26
II.5. LES CONVERTISSEURS MATRICIELS INDIRECT.....	26
II.5.1. Introduction	26
II.5.2. Différente topologie du convertisseur matriciel indirect.....	27
II.5.3. Modélisation du convertisseur matriciel indirect	32
II.5.3.1. Structure de l'association convertisseurs matriciels indirects – machine asynchrone	32
II .5.3.1.1. Principe de fonctionnement	32
II .5.3.1.2. Réalisation des interrupteurs	34
II .5.3.1.3. Vecteur spatiaux de l'IMC	36
II .5.4. Modélisation en vue de la commande	36
II .5.4.1. Introduction	36
II .5.4.2. Commande de l'étage redresseur	36
II .5.4.2.1. Résultats de simulation	39
II .5.4.3. Commande de l'étage onduleur	41
II .5.5. Résultats de simulation	45
II .5.5.1. Performance de la stratégie de modulation vectorielle.....	45
II .5.5.2. Performance de l'association convertisseur matriciel indirect - MAS	48
II .5.5.2.1. Interprétation des résultats	50
II .5.6. Conclusion	51

CHAPITRE III : Commande vectorielle de la MAS

III.1. INTRODUCTION.....	52
III.2. THEORIE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS	52
III.3. PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU FLUX	53
III.4. METHODE DE COMMANDE	54
A- Commande vectorielle indirect	55
B- Commande vectorielle direct	55
III.5. COMMANDE VECTORIELLE DIRECT A FLUX ROTORIQUE ORIENTE	56
III.5.1. Découplage entrée-sortie.....	57
III.5.2. Estimation de $\varphi_{r\ est}$ et ω_s	59
III.5.3. Synthèse des correcteurs PI.....	60
III.5.3.1. Structure de la commande PI	60
III.5.4. Dimensionnement des régulateurs	61
III.5.4.1. Régulation des courants statoriques	61
III.5.4.2. Régulation du flux φ_r	61
III.5.4.3. Régulation du la vitesse mécanique Ω	62
III.6 .RESULTATS DE SIMULATION	63
III.7 .CONCLUSION	68

CONCLUSION GENERALE	68
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.	
ANNEXES.	

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS

Avant tout, je remercie DIEU le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à : notre promoteur Mr. AHMED AZIB, pour sa disponibilité, ses remarques constructives et pour ses conseils qui nous ont apportés pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous tenons également à remercier les membres du jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Enfin remercier également mes collègues, et toutes les personnes qui m'ont aidé à la réalisation de ce travail.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A la mémoire de mon père BOUDJEMAA

*A ma très chère mère, ma femme ma fille et ma sœur à qui je dois tout
et je les remercie pour leur sacrifices*

*A mes très chers et adorables amis : Syphax, Halim, Samy, Damouh
Kamel, Ghano (yazid), Bouzid*

FATAH



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*A MON PERE ET MA MERE AINSI A MES SCEURS LINDA ET
NAIMA , A MON FRERE NASSIM ET A TOUTE MA FAMILLE*

*OUBLIONS PAS MES AMIS (yazid , bouzid , tahar,...) QUE JE
LES SOUAITENT UN BON PARCOUR UNIVERSITAIRE .*

SOFIANE

Listes des figures**CHAPITRE I**

Fig I.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.....	6
Fig I.2 Coupe horizontale d'une MAS triphasée	6
Fig I.3 Modèle de Park de la MAS	8
Fig I.4 Représentation des axes de la machine	9
Fig I.5 Comportement de la MAS lors d'un démarrage à vide.....	18
Fig I.6 Comportement de la MAS en charge	20

CHAPITRE II

Fig II.1 Synoptique d'un variateur de vitesse	22
Fig II.2 Signal de sortie d'un cycloconvertisseur	23
Fig II.3 Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3	24
Fig II.4 Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6	25
Fig II.5 Schéma électrique du convertisseur matriciel direct	26
Fig II.6 Convertisseur matriciel indirect.....	28
Fig II.7 Différente topologies de l'IMC	28
Fig II.8 Convertisseur matriciel indirect.....	29
Fig II.9 Convertisseur matriciel creux	29
Fig II.10 Convertisseur matriciel très creux	30
Fig II.11 Convertisseur matriciel ultra creux.....	31
Fig II.12 Convertisseur matriciel à étage inverseur.....	31
Fig II.13 Convertisseur matriciel indirect.....	33
Fig II.14 Schéma de principe du convertisseur matriciel indirect- MAS	33
Fig II.15 Topologie à transistor connecté à un pont à diode.....	34
Fig II.16 Topologie à émetteur commun	34

Fig II.17 Topologie à collecteurs communs	35
Fig II.18 Topologie à transistor et diode en série	35
Fig II.19 Etage redresseur de l'IMC	37
Fig II.20 (a) Les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée	38
(b) La synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné	
Fig II.21 Tension de phase d'entrée de l'étage redresseur	40
Fig II.22 Tension générée par le redresseur (bus continu) quand $m_R = 1$ et $\varphi_i = 0$	40
Fig II.23 Etage onduleur de l'IMC	41
Fig II.24 (a) Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie	43
(b) La synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné	
Fig II.25 Séquence de commutation du convertisseur matriciel indirect dans le secteur I.....	45
Fig II.26 Tension et courant d'entrée et de sortie	47
Fig II.27 Performances de l'association convertisseur matriciel indirect-MAS.....	50

CHAPITRE III

Fig III.1 Schéma de principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC	53
Fig III.2 Principe de la commande par orientation de flux.....	53
Fig III.3 Découplage par addition des termes de compensation	58
Fig III.4 Schéma de commande utilisant la structure PI	60
Fig III.5 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	66

La liste des tableaux

Chapitre II

Tab II.1 Résumé de différentes topologies	32
Tab II.2 Les combinaisons possible des interrupteurs de l'étage redresseur	37
Tab II.3 Commutation possible pour l'étage onduleur	42

Notations et symboles

- s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement
 d : Indice de l'axe direct
 q : Indice de l'axe en quadrature
 V_s : Vecteur tension statorique
 I_s : Vecteur courant statorique
 I_r : Vecteur courant rotorique
 Φ_s : Vecteur flux statorique
 Φ_r : Vecteur flux rotorique
 Φ_{ds}, Φ_{qs} : Flux statorique de la MAS suivant l'axe d, q
 Φ_{dr}, Φ_{qr} : Flux rotorique de la MAS suivant l'axe d, q
 R_s : Matrice résistance statorique
 R_r : Matrice résistance rotorique
 L_{ss} : Matrice inductance statorique
 L_{rr} : Matrice inductance rotorique
 M_{sr} : Matrice inductance mutuelle stator-rotor
 $[P(\theta)]$: Matrice de Park
 $[[P^{-1}(\theta)]]$: Matrice inverse de Park
 P : Nombre de paires de pôles
 θ_s : L'angle électrique entre l'axe a_s et l'axe d
 θ_r : L'angle électrique entre l'axe a_r et l'axe d
 θ : La position angulaire du rotor par rapport au stator
 ω_s : Pulsation électrique statorique
 ω_r : Pulsation de glissement ($\omega_s - \omega$)
 ω : Vitesse angulaire de rotation
 Ω : Vitesse de rotation mécanique
 C_e : Couple électromagnétique
 C_r : Couple résistant
 R_s : Résistance statorique
 R_r : Résistance rotorique
 l_s : Inductance propre d'une phase statorique
 l_r : Inductance propre d'une phase rotorique
-

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statorique

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe a_s coïncide avec l'axe a_r

L_s : Inductance cyclique statorique

L_r : Inductance cyclique rotorique

L_m : Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor

J : Moment d'inertie des masses tournantes

f : Coefficient de frottement visqueux

T_s, T_r : Constantes de temps statorique et rotorique

σ : Coefficient de dispersion

V_{pn} : Tension continue

i_{dc} : Courant continue

m_R : Indice de modulation du redresseur

m_I : Indice de modulation de l'onduleur

AC : Courant alternatif

DC : Courant continu

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor

IMC : Convertisseur matriciel indirect

MC : Convertisseur matriciel

SVM : Modulation vectoriel

MAS : Machine asynchrone

$\varphi_{r\ est}$: Flux rotorique estimé

MCC : Machine à courant continu

Introduction générale

Les moteurs asynchrones triphasés sont les moteurs employés le plus fréquemment dans l'industrie. Ils possèdent plusieurs avantages : simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique, robustesse, prix peu élevé et entretien facile. [1]

L'association de l'ensemble machine-convertisseur statique est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles pour effectuer des entraînements à vitesse variable, cette omniprésence de la machine asynchrone est due à l'évolution technologique des convertisseurs statiques de puissance capables de délivrer des fréquences réglables. [2]

Cependant, la machine asynchrone est commandée traditionnellement par un onduleur à commande MLI, une alternative est le convertisseur matriciel, ce convertisseur nous procure un bénéfice comparé à l'onduleur de tension, un facteur de puissance réglable à l'entrée, un transit de puissance dans les deux sens, mais la topologie directe des convertisseurs matriciels présente des problèmes notamment dans la commutation du courant. Une solution pour pallier ce problème est la modification de la topologie du convertisseur matriciel nommée convertisseur matriciel indirect.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement à vitesse variable exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent les machines asynchrones pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissances sont très variées (de quelques Watts aux quelques MWatts) et les applications sont très diverses (robotique, traction, électroménager,...etc.). A fin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes, ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément très important dans les différents cycles de formation.

L'étude de la commande de l'ensemble convertisseur - machine nécessite des connaissances de base en électrotechnique, électronique de puissance et en automatique. Les développements dans chaque domaine ont contribué à l'amélioration des performances du système.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. La commande vectorielle des machines asynchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances plus performante que celles de la machine à courant continu. [3]

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude pour les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous avons utilisé le logiciel *MATLAB* pour la simulation de la machine asynchrone triphasée et sa commande associée.

L'objectif de ce mémoire est l'étude et la commande vectorielle d'une machine asynchrone (MAS) alimentée par convertisseurs matriciels indirects.

A cet effet, le premier chapitre sera consacré pour l'étude générale de la machines asynchrones et sa modélisation, l'étude par simulation est effectuée sous l'environnement *SIMULINK* de *MATLAB*.

Dans le deuxième chapitre, on présentera les variateurs de vitesse les plus utilisés, et on s'intéressera au convertisseur matriciel indirect ainsi que sa modélisation et sa stratégie de commande, on présentera des simulations numériques du comportement dynamique de l'ensemble convertisseur-machine.

Puis dans le troisième chapitre, nous traiterons quelques notions théoriques de la commande vectorielle, mais en se basant surtout sur la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Nous mettrons en œuvre la simulation de cette commande par le logiciel *MATLAB/SIMULINK*.

Finalement on terminera par une conclusion générale sur le travail réalisé.

I.1. Introduction

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. [4]

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la Machine Asynchrone et de sa transformation dans le système diphasé. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la Machine Asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.

I.2. Constitution de la Machine Asynchrone [5]

La Machine Asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I.2.1. Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statorique. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la Machine Asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont

faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la Machine Asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

I.2.2. Le rotor

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 les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

I.2.3. Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation.

I.3. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone [6]

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle

dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la Machine Asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.é.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.

Ainsi, nous pouvons schématiser la MAS comme la montre la figure (I.1) et aussi une coupe horizontale figure (I.2). Elle est munie de six enroulements :

- Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés dans l'espace de 120° et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

Nous posons θ l'angle électrique entre la phase A statorique et la phase a rotorique.

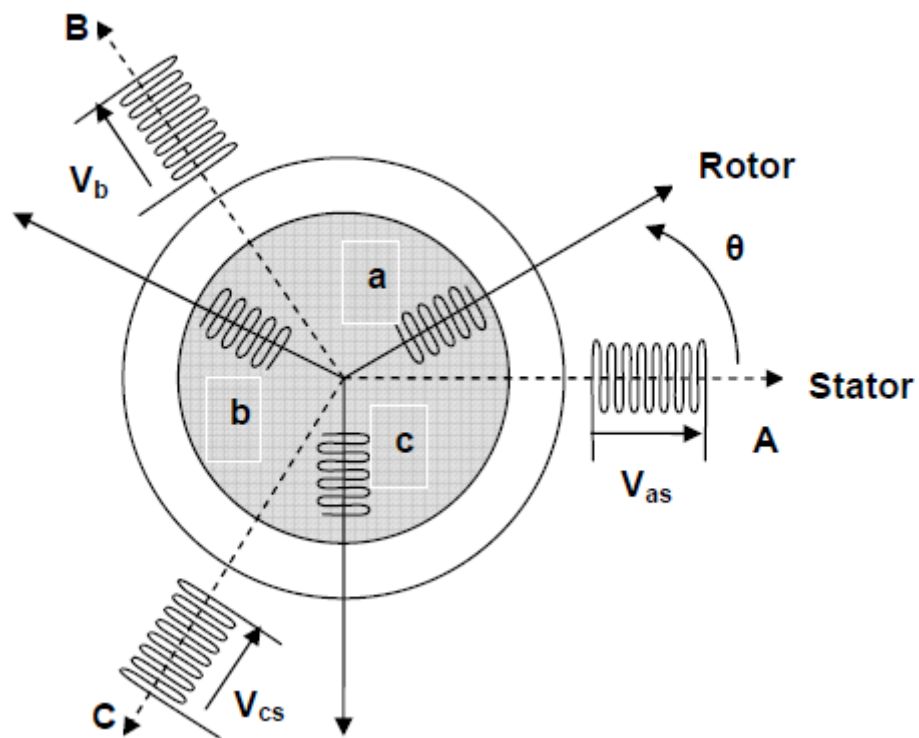


Fig I.1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

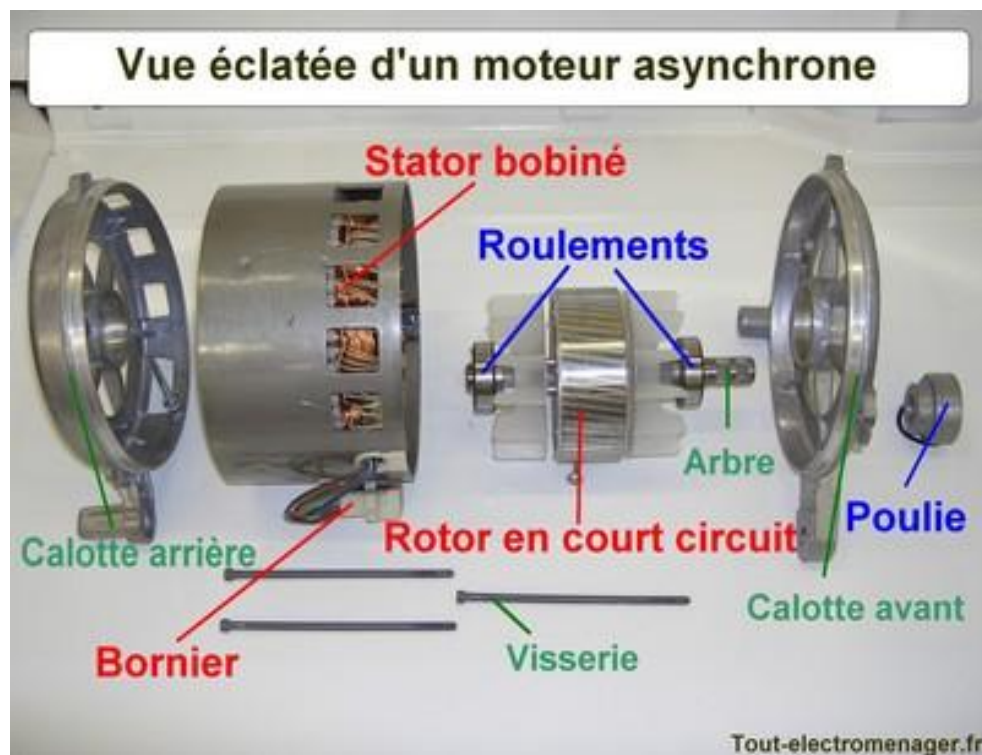


Fig I.2 Vue éclatée d'un moteur asynchrone.

I.3.2. Equations des tensions et des flux

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I.1})$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Où : } [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix};$$

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad \text{Et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.3})$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}]' \cdot [I_s] \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Où } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

$$\text{Et } [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

En mettant (I.3) et (I.4) dans, respectivement, (I.1) et (I.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \cdot \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \cdot [I_r] \} \quad (\text{I.5})$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \cdot \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]' \cdot [I_s] \} \quad (I.6)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables ((I.5) et (I.6)). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de R.H.Park.

I.4. Modèle de Park de la Machine Asynchrone [7]

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (I.3) :

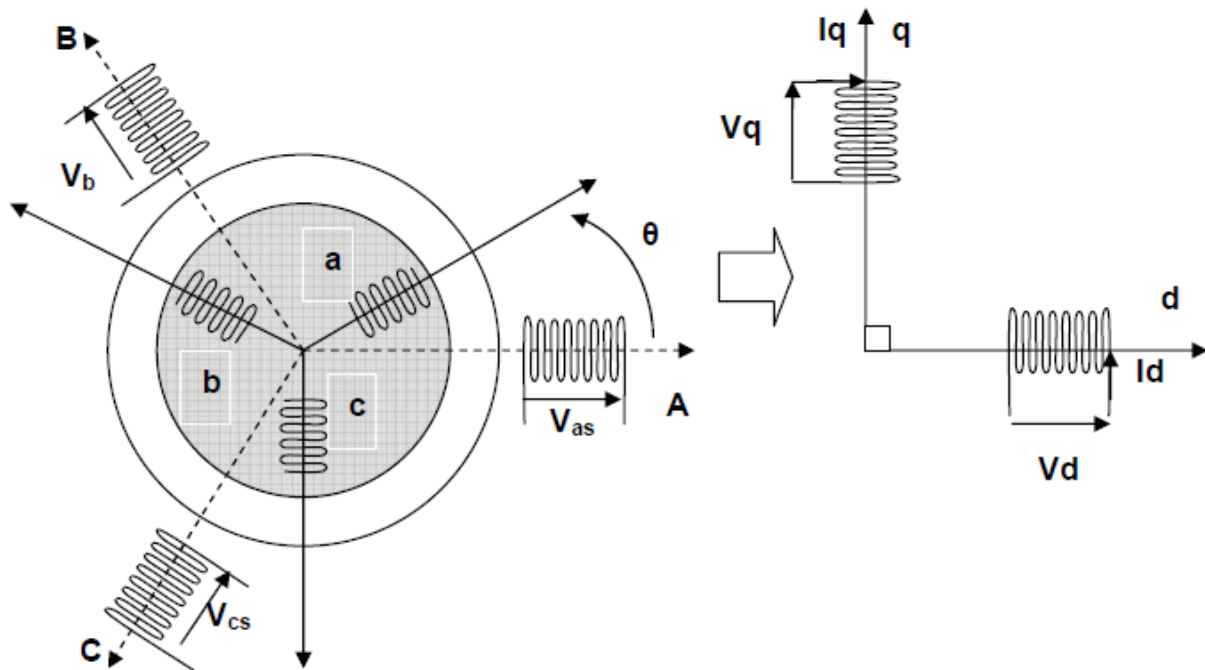


Fig I.3 Modèle de Park de la MAS

I.4.1. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère **abc** vers le repère mobile **dq**.

Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle, les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider. En effet, si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques) (figure I.4), ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (I.7)$$

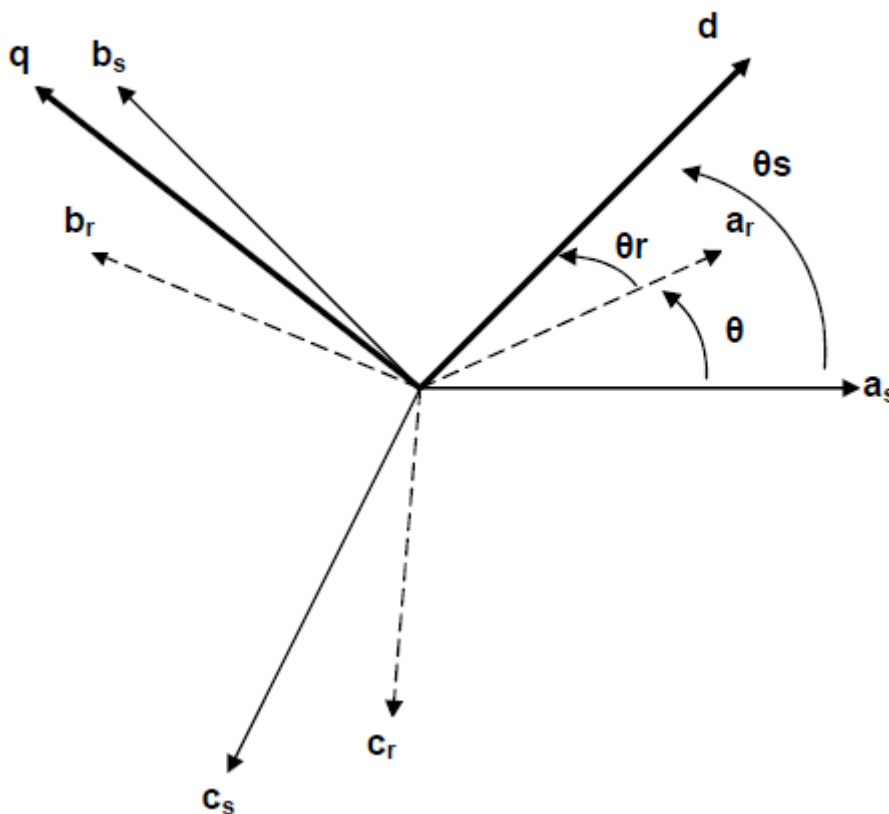


Fig I.4 Représentation des axes de la machine

Les amplitudes directe (**d**) et en quadrature (**q**) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Ou c est une constante qui peut prendre soit les valeurs $\frac{2}{3}$ ou 1 pour la non conservation de puissance, soit la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance .

Dans notre cas, nous prendrons $c = \sqrt{\frac{2}{3}}$ (I.10)

Ces équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les courants et les flux.

I.4.2. Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park ((I.8) et (I.9)) à l'expression (I.1) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] \} \quad (\text{I.11})$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (\text{I.12})$$

Or

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Et l'expression (I.12) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (\text{I.15})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.4.3. Application aux équations des flux

Appliquons la transformation de Park ((I.8) et (I.9)) à l'expression (I.3) :

$$[P^{-1}(\theta_s)] \cdot [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{I.18})$$

Soit:

$$[\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (\text{I.19})$$

Un calcul simple nous donne :

$$[L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_s)] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Et

$$[M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Or, d'après l'égalité (I.7), nous pouvons écrire

$$[M_{sr}] \cdot [P(\theta_s)][P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

En introduisant les inductances cycliques :

$$L_s = l_s - M_s$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \quad (\text{I.23})$$

L'expression (I.19) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de PARK à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique :

$$L_r = l_r - M_r \quad (\text{I.25})$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

I.4.4. Choix du référentiel [8]

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques, trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

De manière générale, on aboutit aux équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan dq.

D'après (I.16), (I.17), (I.24) et (I.26), on obtient les équations suivantes :

Equations des tensions

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.27)$$

Equations des flux

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m I_{qs} \end{array} \right. \quad (I.28)$$

➤ Référentiel lié au stator

Caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquence $\theta_r = -\theta$ Le système d'équations (I.27) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.29)$$

Ou $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique.

➤ Référentiel lié au rotor

Caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquence $\theta_s = \theta$, le système d'équations (I.27) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.30)$$

➤ Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas, la vitesse repère dq est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$. Le système d'équations (I.27) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.31)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.5. Expressions du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnée par l'expression suivante :

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (\text{I.32})$$

En développant cette dernière expression, nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique :

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (\text{I.33})$$

Ou

$$P_j = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{I.34})$$

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (\text{I.35})$$

$$P_{mec} = \omega(I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (\text{I.36})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \cdot \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{I.37})$$

En tenant compte des expressions (I.28), (I.36) et (I.37), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{array} \right. \quad (\text{I.38})$$

I.6. Mise sous forme d'équations d'état [9]

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux rotoriques,

les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état. L'équation mécanique de la MAS est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = c_e - c_r \quad (\text{I.39})$$

Où C_r est le couple résistant incluant les frottements et le couple de charge.

En utilisant les expressions (I.28), (I.31) et (I.39) et après arrangement, nous aurons le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma * L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r * T_r} \right) * I_{ds} + \sigma * L_s * \omega_s * I_{qs} + \frac{L_m}{L_r * T_r} * \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} * \omega * \Phi_{qr} + V_{ds} \right. \\ \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma * L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r * T_r} \right) * I_{qs} - \sigma * L_s * \omega_s * I_{ds} - \frac{L_m}{L_r} * \omega * \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r * T_r} * \Phi_{qr} + V_{qs} \right. \\ \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} * I_{ds} - \frac{1}{T_r} * \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) * \Phi_{qr} \\ \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} * I_{qs} - \frac{1}{T_r} * \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) * \Phi_{dr} \\ \\ \left. \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} * \frac{L_m}{L_r} * (\Phi_{dr} * I_{qs} - \Phi_{qr} * I_{ds}) - \frac{P}{J} * c_r \right. \end{array} \right. \quad (\text{I.40})$$

Ou

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s * L_r} \quad (\text{I.41})$$

Est le facteur de dispersion.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{I.42})$$

Est la constante du temps rotorique.

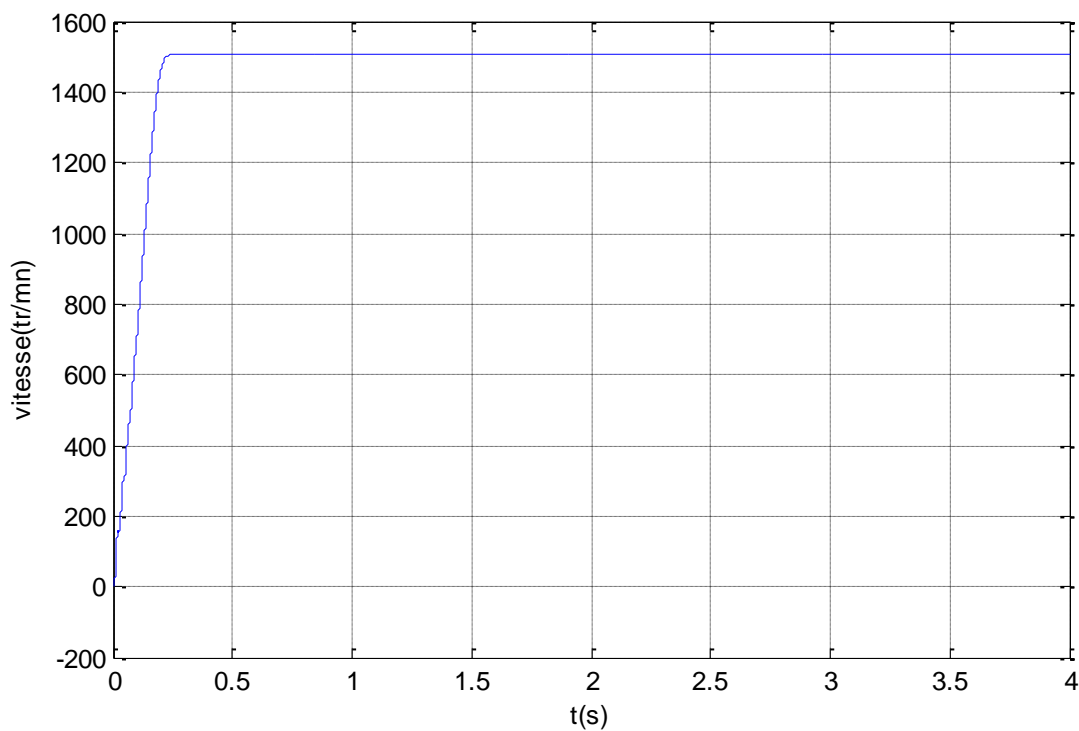
I.7. Résultats de simulation et interprétation

Pour une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé et tournant à vide puis en charge, nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que le courants statorique.

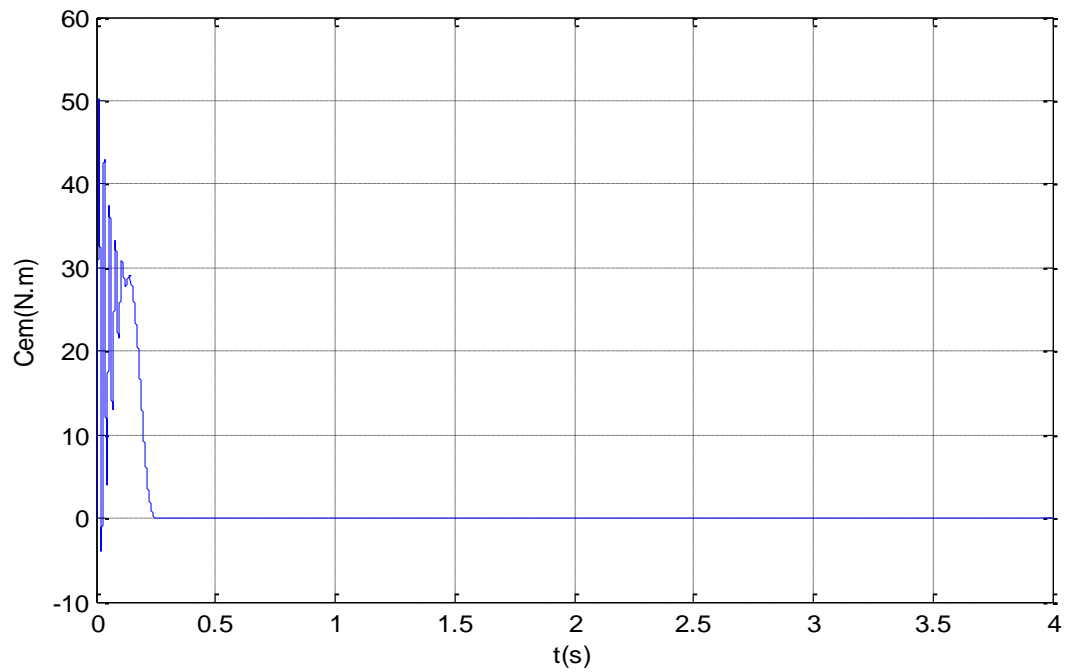
Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (fig I.5 (a), (b), (c)) et (I.6) suivantes :

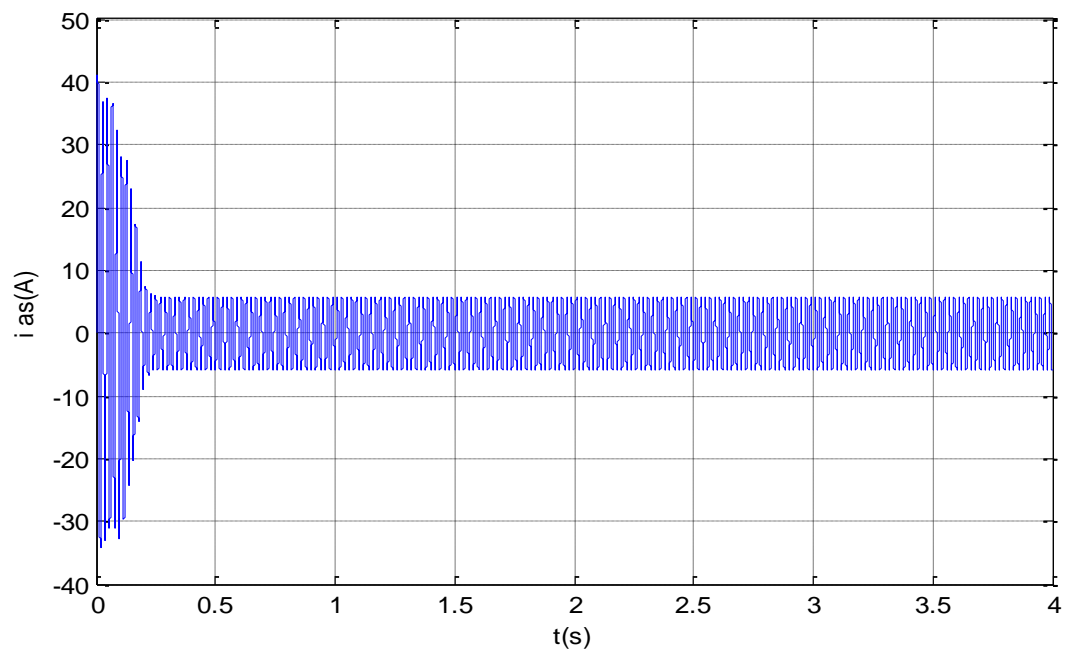
A VIDE :



(a) La vitesse de la machine asynchrone



(b) Le couple électromagnétique de la machine asynchrone

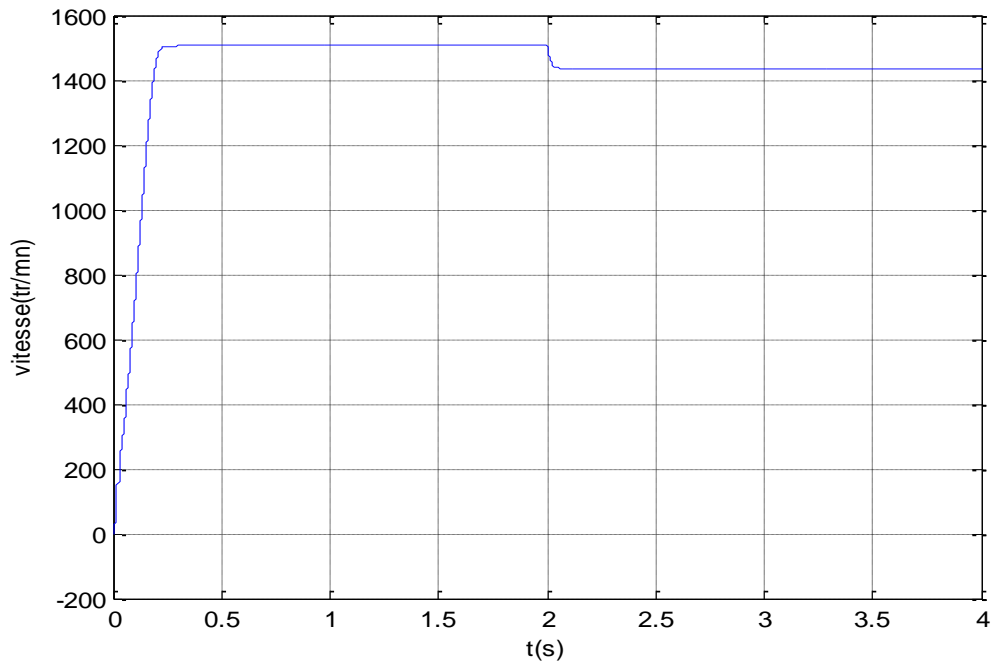


(c) Le courant statorique

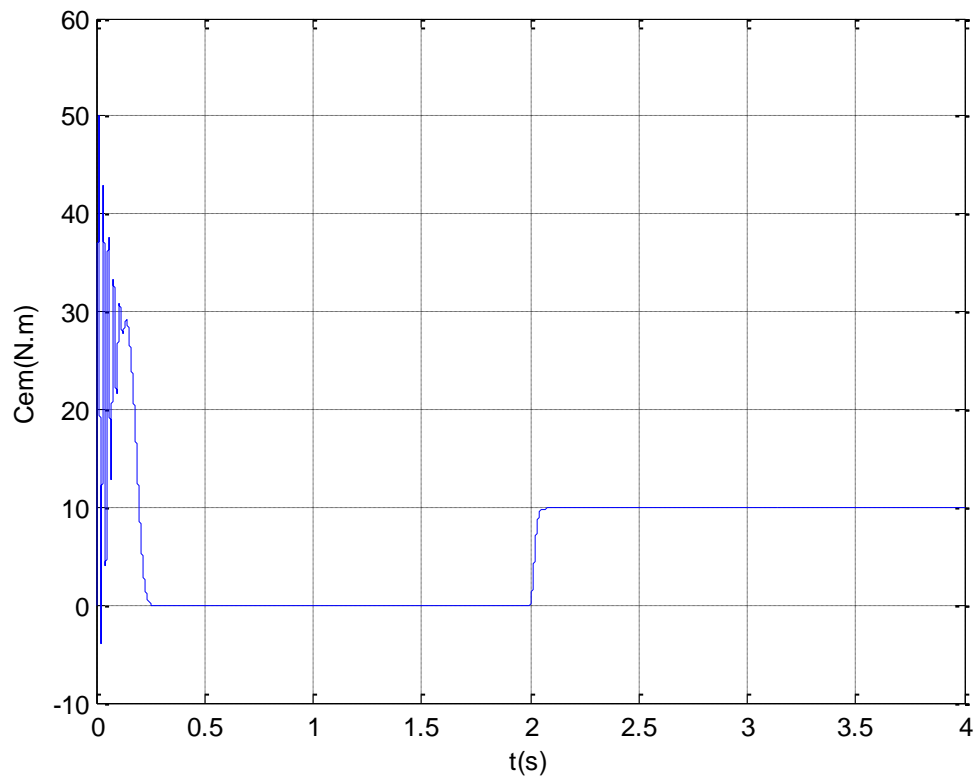
Fig I.5 Comportement de la MAS lors d'un démarrage à vide

EN CHARGE :

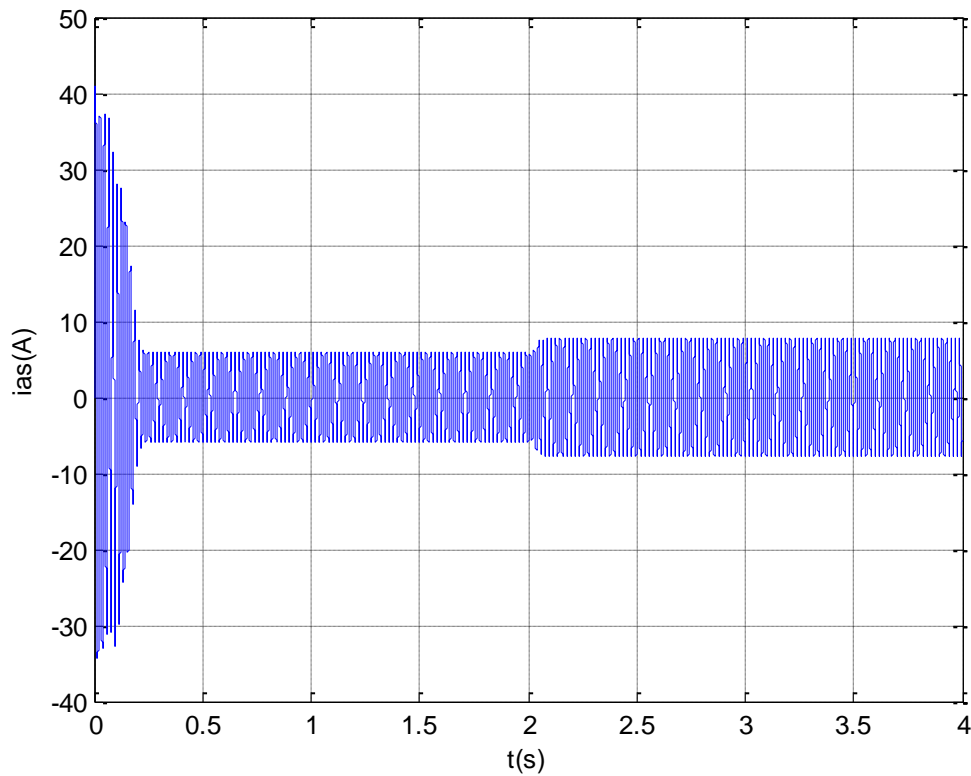
En appliquant une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t=2\text{s}$.



(d) La vitesse de la machine asynchrone



(e) Le couple électromagnétique de la machine asynchrone



(f) Le courant statorique de la machine asynchrone

Fig I.6 Comportement de la MAS en charge

Lors du démarrage à vide, l'appel du courant atteint une valeur 4 fois le courant nominal, mais au bout de quelque seconde la forme de courant est sinusoïdal, sa valeur crête est de 6 A. le couple électromagnétique C_{em} présente des oscillations pendant le régime transitoire, sa valeur crête est de 45 N.m, qui est due aux frottements. La vitesse de rotation évolue d'une manière linéaire et atteint une valeur proche de celle de synchronisme (1500 tr/mn).

Lors de l'application de la charge, nous observons que le couple électromagnétique C_{em} se stabilise à une valeur de 10 N.m qui correspond à la compensation du couple de charge et les pertes par frottement. Le courant statorique i_{as} augmente et se stabilise à 7 A. la vitesse de rotation chute et se stabilise à 1450 tr/mn.

I.8. Conclusion

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

Pour étudier le comportement dynamique de la machine asynchrone nous avons implémenté son modèle électromécanique sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Dans le chapitre suivant nous aborderons certain variateur de vitesse et nous nous intéresseront au cas du convertisseur matriciel indirect et son association a la MAS.

II.1. Introduction

Une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques, par variateur de vitesse, grâce à l'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance, un variateur permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournante, toute en ayant un très bon rendement. Dans ce chapitre on présentera quelques variateurs de vitesse avec leurs structures de base, leurs domaines d'applications et on s'intéressera a une autre alternative qui est le convertisseur matriciels indirects (IMC), cette topologie est apparue dans le but de pallier les inconvénients des différent variateurs liés aux problèmes de commutation. [10]

II.2. Généralité sur les variateurs de vitesse

Ces variateur sont conçus autour d'une même architecture, des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées, un dispositif de protection est connecté au convertisseur du variateur afin de réduire au maximum tout risque de destruction du système. Comme le montre le synoptique de la Figure (II.1), le convertisseur d'un variateur de vitesse relie une source électrique alternatif (monophasé ou triphasé) à un moteur (le plus souvent alternatif) par l'intermédiaire d'un dispositif de filtrage situé de part et d'autre du convertisseur.

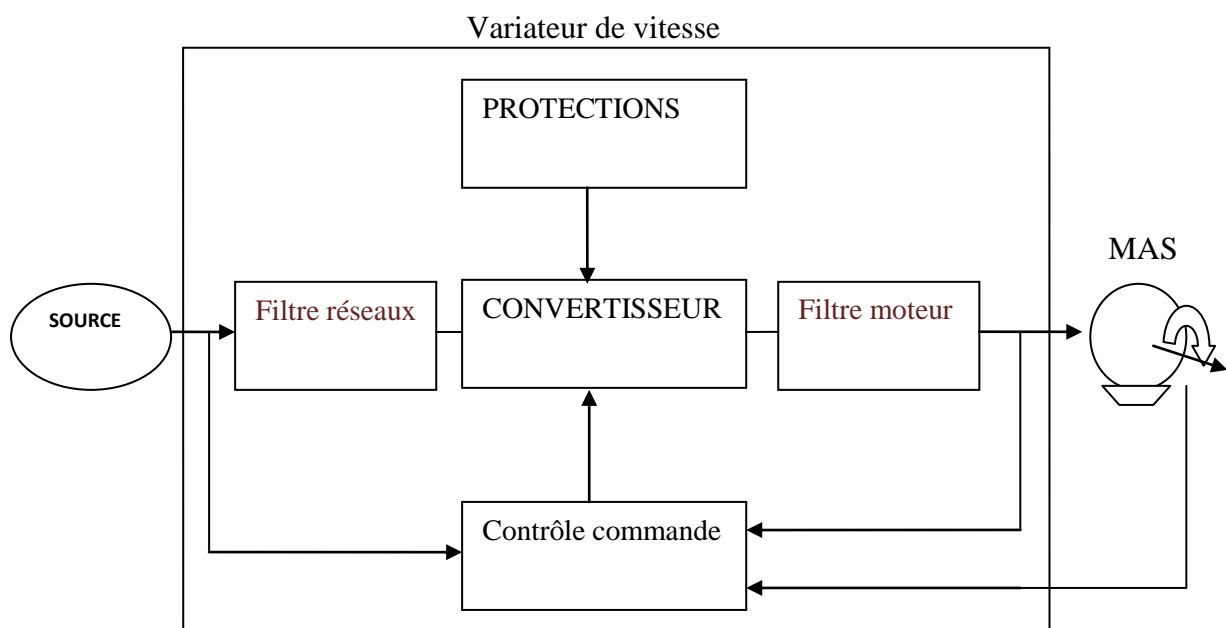


Fig II.1 synoptique d'un variateur de vitesse

Il existe plusieurs topologie de convertisseur, la première famille assure une conversion alternatif –continu suivie d’une conversion continu alternatif et qui sera le thème de ce chapitre, c’est celle qui est actuellement la plus répandue dans l’industrie, la seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif, cette conversion direct peut être assurée, soit par des cycloconvertisseur, soit par des convertisseurs matriciel. Nous allons présenter quelque variateur de vitesse.

II.3. Les cycloconvertisseurs [11]

II.3.1. Généralité

Les cycloconvertisseurs sont des dispositifs fonctionnant en commutation naturelle qui permettent d'obtenir, à partir d'un réseau de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petite, généralement très inférieure à celle du réseau d'alimentation. Du fait qu'ils ne fonctionnent qu'en abaisseur, les cycloconvertisseurs ne constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, qui comprennent également les multiplicateurs de fréquence.

II.3.2. Exemple de montage utilisé

Les cycloconvertisseurs se classent en fonction de leur indice de pulsation, qui correspond, comme pour les montages redresseurs, au nombre de commutations se produisant au cours d'une période du réseau d'alimentation. On conçoit aisément que l'élaboration de signaux à faible taux d'harmoniques est d'autant plus facile que cet indice est plus élevé, mais comme le nombre de thyristors augmente également en proportion, les réalisations se rangent essentiellement dans l'une des deux catégories suivantes:

- Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3

Comme indiqué ci-dessous, ils sont constitués par des associations de redresseurs de type P3. Les inductances, dont le rôle est de limiter l'amplitude des courants de circulation, peuvent évidemment être supprimées si on n'utilise pas ce mode de fonctionnement.

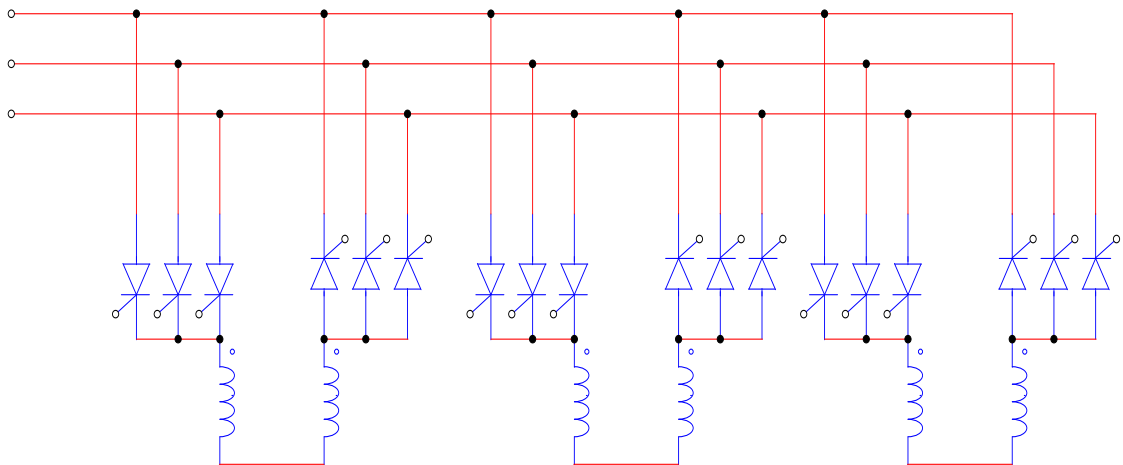


Fig II.3 Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 3

➤ Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6

Ce sont les dispositifs les plus couramment utilisés. Plusieurs schémas sont possibles. Nous ne citerons ici que le montage de base, constitué de redresseurs de type PD3, en signalant simplement qu'il n'est utilisable que lorsque la charge est effectivement constituée de trois éléments indépendants.

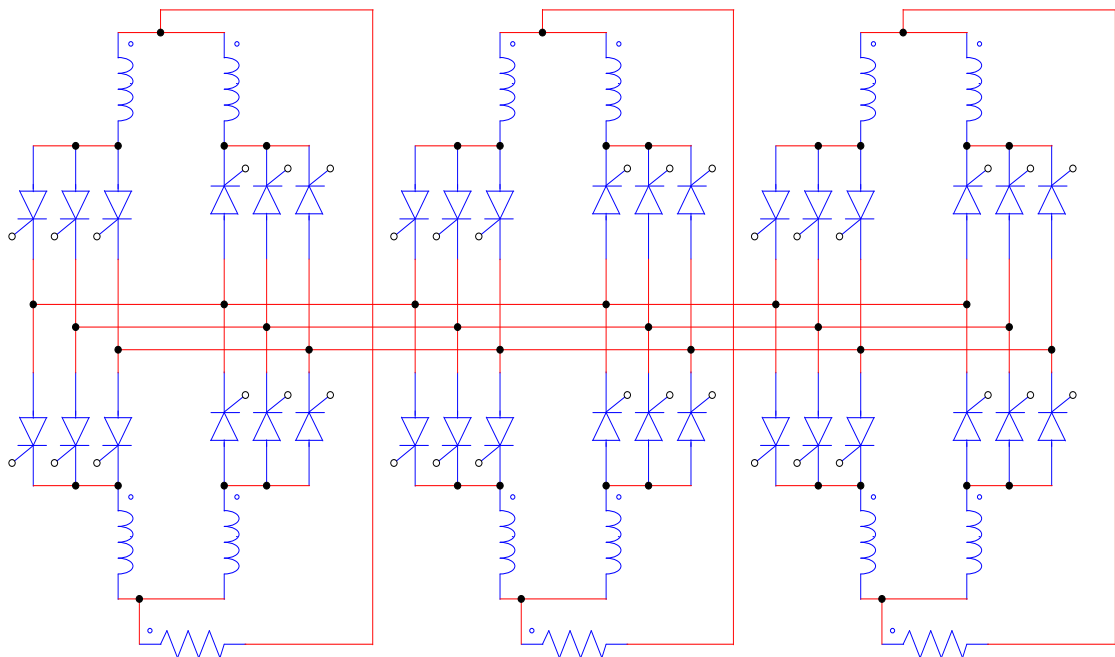


Fig II.4 Cycloconvertisseur d'indice de pulsation égal à 6

II.3.3. Applications des cycloconvertisseurs

Vu la complexité de ces dispositifs, celles-ci se situent essentiellement dans le domaine des fortes puissances. En dehors de leur utilisation dans les variateurs de vitesse pour machines alternatives. Les cycloconvertisseurs peuvent être employés dans les domaines comme la transposition de la fréquence d'une source, connexion de deux réseaux de fréquence différente.

II.3.4. Inconvénients des cycloconvertisseurs

- Vu sa constitution à base de redresseurs commandés, le cycloconvertisseur consomme de la puissance réactive quelle que soit la nature de la charge.
- Le cout : le nombre de semi-conducteur dont est constitué le cycloconvertisseur.
- Complication du système de commande, cela est due à multiplication du nombre de semi-conducteurs.

II.4. Les convertisseurs matriciels directs [12]

II.4.1. Généralité

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseurs de fréquence directe. Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, en courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie. On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie.

Ce type de convertisseur Possède plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs conventionnels étant donné qu'il s'agit d'un convertisseur de fréquence direct, le circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels n'est pas nécessaire. Les éléments passifs de stockage d'énergie qui forment le circuit intermédiaire sont éliminés. Il est ainsi possible de réduire considérablement l'effort constructif et le volume du convertisseur.

II.4.2. Modélisation du convertisseur matriciel triphasé/triphasé

Le convertisseur matriciel triphasé/triphasé, permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes de réseau

d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice de neuf (3x3) interrupteurs reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie. Le schéma électrique du convertisseur matriciel est montré sur la figure (II.5).

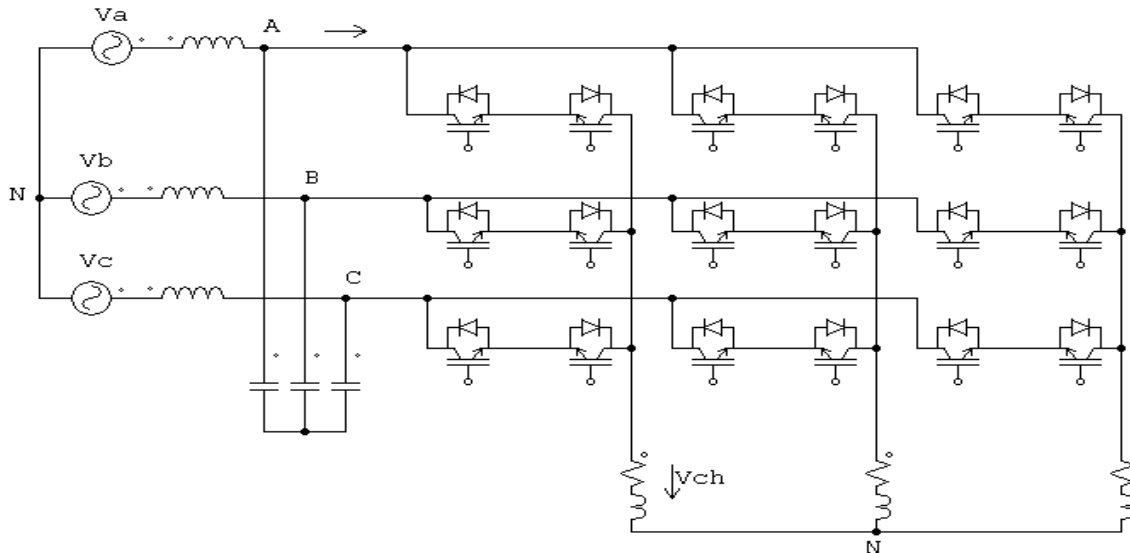


Fig II.5 Schéma électrique du convertisseur matriciel direct

II.4.3. Les Inconvénients des convertisseurs matriciels directs

En effet, les récentes avancées en électronique de puissance ont permis l'émergence du convertisseur matriciel (MC) permettant une conversion directe AC/AC. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce convertisseur était d'une nature plutôt académique et ainsi il existe très peu de produit commercialisé du convertisseur matriciel en adéquation aux efforts fournis dans de nombreux laboratoires de recherche. Les raisons de cette évolution sont d'une part la complexité élevée de la commande et d'autre part la tension de sortie réduite par rapport aux solutions conventionnelles et autre problème de commutation.

II.5 Les convertisseurs matriciels indirects

II.5.1. Introduction

Les commutations constituent le problème majeur du convertisseur matriciel. Les récentes avancées en électronique de puissance ont permis de trouver de nouvelles solutions. Les convertisseurs matriciels indirects (IMC) sont dotés d'une topologie apparue dans le but de palier les problèmes du convertisseur matriciel direct liés aux problèmes de commutation. La structure indirecte du convertisseur matriciel présente les avantages suivants :

- Le IMC possède les même performances que le convertisseur matriciel classique, à savoir : un bon rapport de tension sortie/entrée, fonctionnement en quatre quadrants, facteur de puissance d'entrée unitaire et de forme d'onde sinusoïdale.
- Tous les interrupteurs commutent à courant nul. Par conséquent, ce nouveau convertisseur ne pose plus les problèmes de commutation du convertisseur matriciel direct.
- Ne nécessite pas d'élément supplémentaire de stockage d'énergie, sauf comme pour le convertisseur matriciel, un filtre d'entrée. [13]

II.5.2. Différente topologie du convertisseur matriciel indirect [14]

De la topologie du convertisseur matriciel indirect, un certain nombre de topologie peuvent être dérivées. Ces topologies du convertisseur sont fonctionnellement équivalentes au convertisseur IMC standard mais avec un nombre réduit de commutation d'entrée (étage redresseur), et l'étage onduleur garde la même topologie dans le but de limiter la complexité de la commande des interrupteurs.

La structure générale d'un convertisseur matriciel indirect :

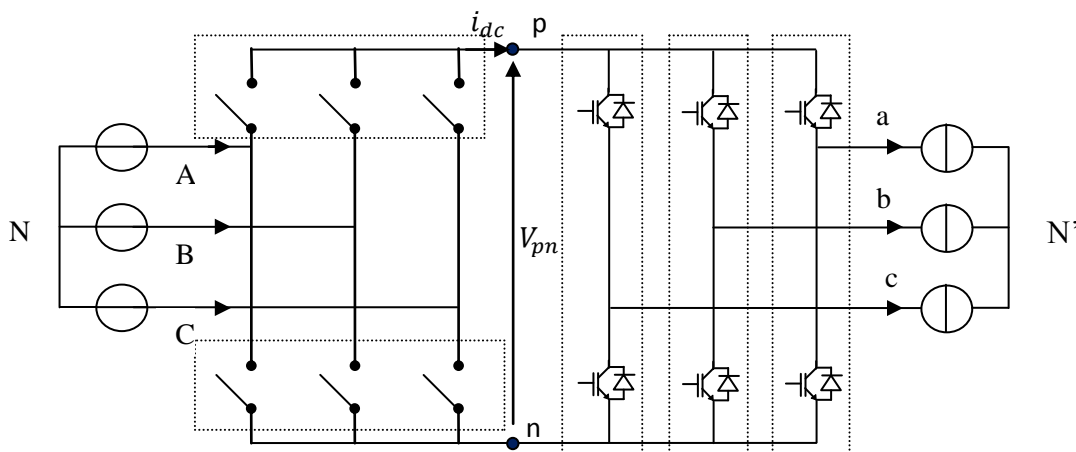


Fig II.6 convertisseur matriciel indirect

On représente les cinq différentes topologies dans la figure suivante :

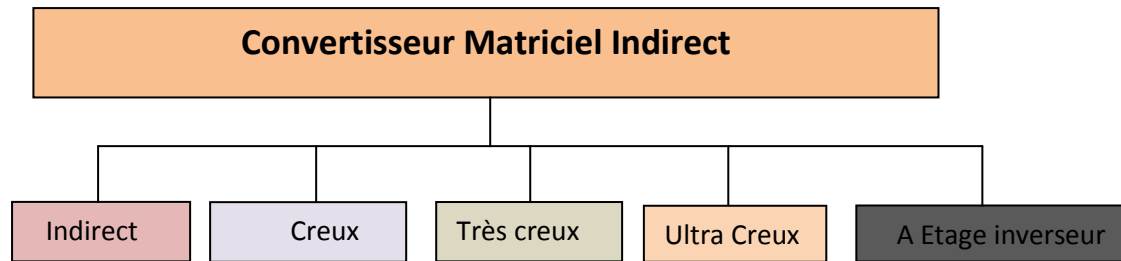


Fig II.7 Différentes topologies du IMC

A- Convertisseur Matriciel «Indirect»

- Le redresseur est composé de six interrupteurs bidirectionnels (à émetteur ou à collecteur commun).
- Ces interrupteurs permettent d'opérer avec un courant positif ou négatif, acceptant une réversibilité de puissance.
- À chaque instant, deux transistors (IGBT) et deux diodes conduisent dans le redresseur.

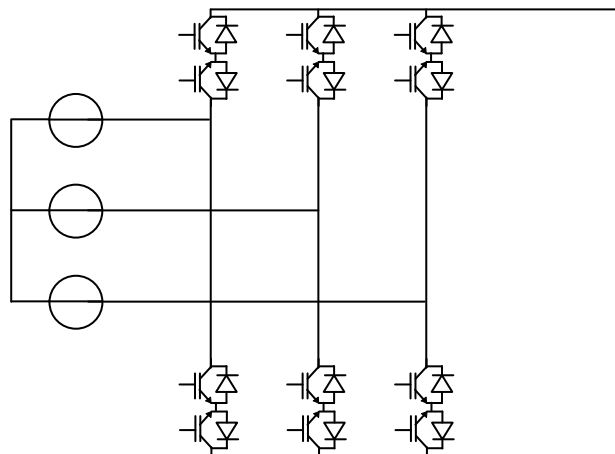


Fig II.8 Convertisseur matriciel indirect (étage redresseur)

B- Convertisseur Matriciel « Creux »

- Cette structure permet de supprimer trois composants commandable du redresseur par rapport à la topologie précédente.
- Deux transistors et quatre diodes (puissance transmise à la charge) conduisent.

- Les pertes par conduction seront par conséquent plus importantes par rapport à la topologie précédente IMC.

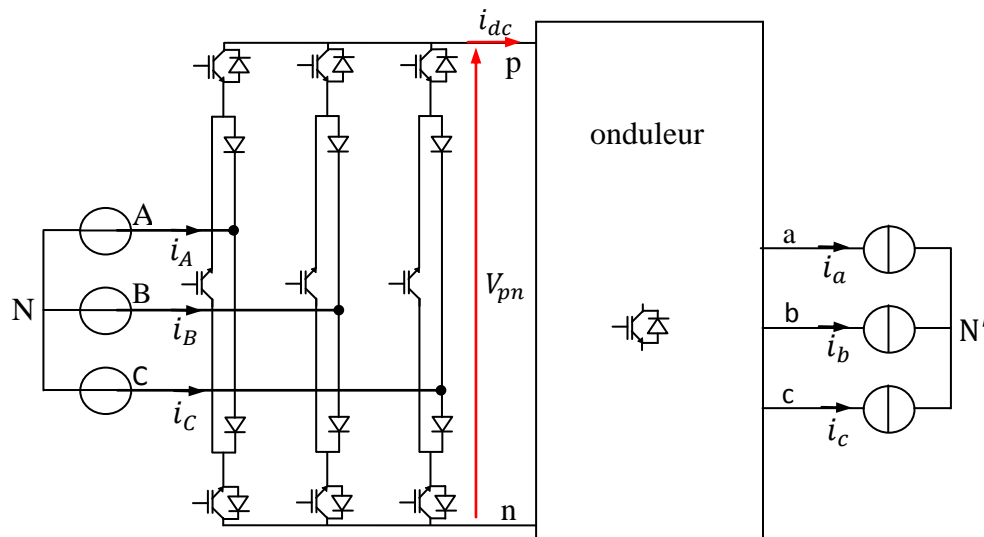


Fig II.9 Convertisseur matriciel creux

C- Convertisseur Matriciel « très creux »

- L'étage redresseur est composée de six interrupteurs quatre segment à transistors unique
- Cette topologie permet de limiter à six le nombre de composants commandable (transistors) pour l'étage redresseur, réduisant ainsi par deux leurs nombre par rapport au redresseur de topologie 'indirect' ;
- Les pertes par conduction sont plus grandes puisque le redresseur sollicite à chaque instant, deux transistors et quatre diodes.

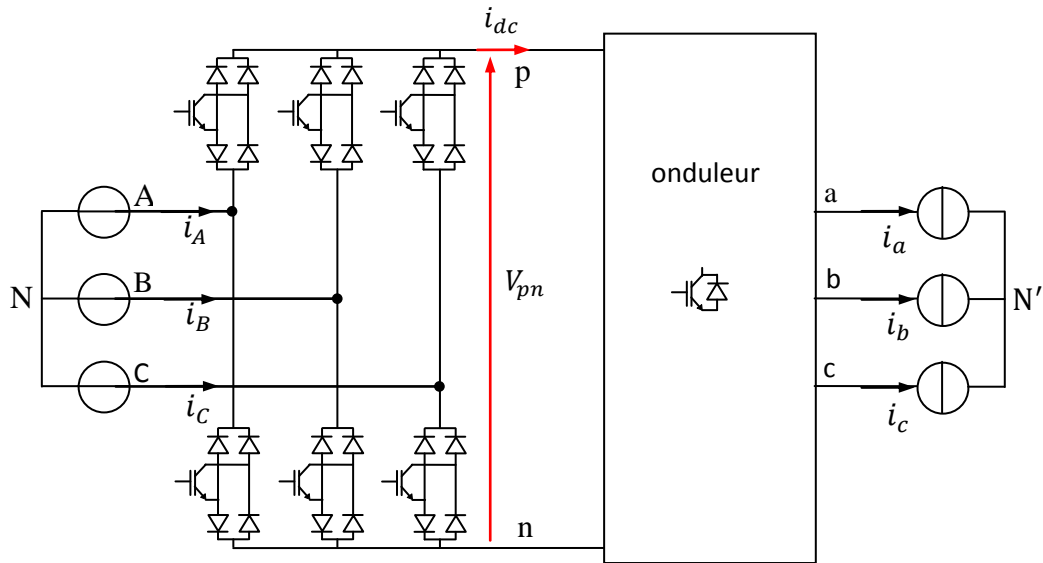


Fig II.10 Convertisseur matriciel très creux

D- Convertisseur Matriciel « ultra creux »

Cette topologie limite le nombre d'interrupteurs à son minimum ;

- La conduction de deux diodes et d'un transistor par chaque bras commandé.
- Le redresseur produit des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de la topologie 'très creuse'.
- Contrairement aux autres topologies elle n'est pas réversible en puissance.

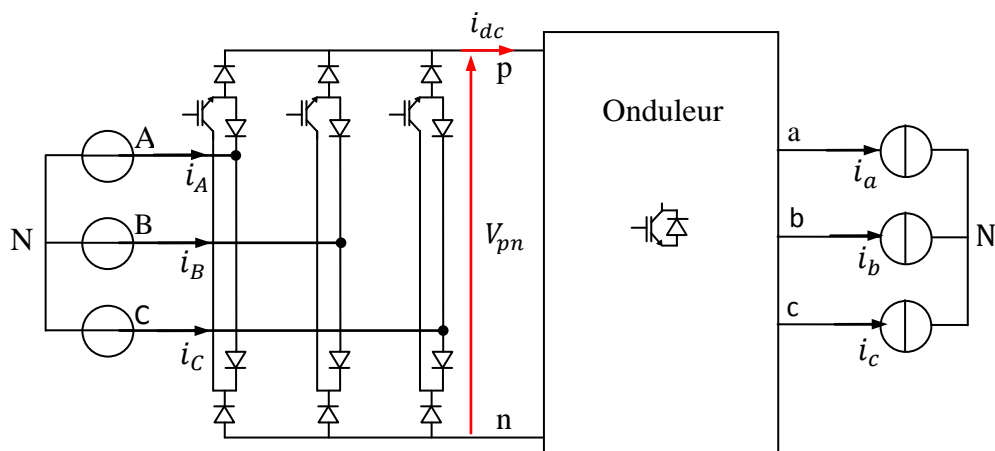
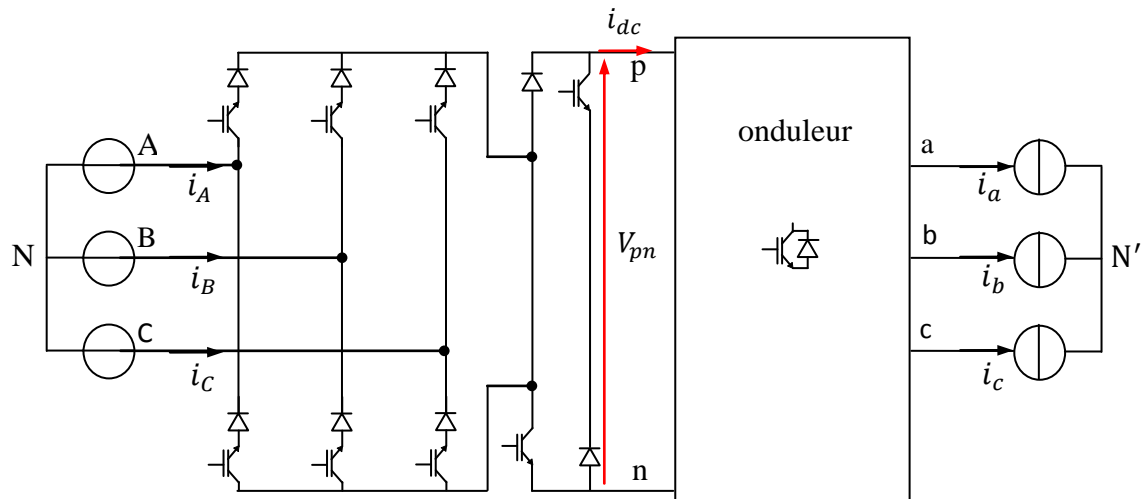


Fig II.11 Convertisseur matriciel ultra creux

E- Convertisseur Matriciel « a étage inverseur »

- Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant ;
- Le redresseur permet de récupérer l'énergie grâce à l'énergie inverseur ;
- Les pertes par commutation sont importantes ;
- Sa commande est complexe.

**Fig II.12 Convertisseur matriciel à étage inverseur**

Le tableau suivant résume la différence entre les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect en ce qui concerne le nombre d'IGBT et le nombre de diode qui le compose ainsi le nombre d'alimentation des interrupteurs :

Topologie	Nombre d'IGBT	Nombre de diode	Nombre D'alimentation
Indirect	18	18	8 (EC) ou 10 (CC)
Creuse	15	18	7
Très creuse	12	30	10
Ultra creuse	9	18	7
A Etage inverseur	14	14	11

Tab II.1 Résumé de différentes topologies

II.5.3. Modélisation du convertisseur matriciel indirect [15]

Après avoir introduit dans la section précédente les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect, dans cette section, on présentera le convertisseur matriciel indirect ainsi la commande de modulation vectorielle (SVM Space Vector Modulation).

II.5.3.1. Structure de l'association convertisseurs matriciels indirects-machine asynchrone

II.5.3.1.1. Principe de fonctionnement

Un convertisseur matriciel indirect est composé d'une association de deux convertisseurs, un redresseur composé de six interrupteurs (à émetteur ou collecteur commun) totalement commandé et directement connecté à un onduleur de tension sans éléments de stockage, il assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). [16]. [17]

Il permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel.

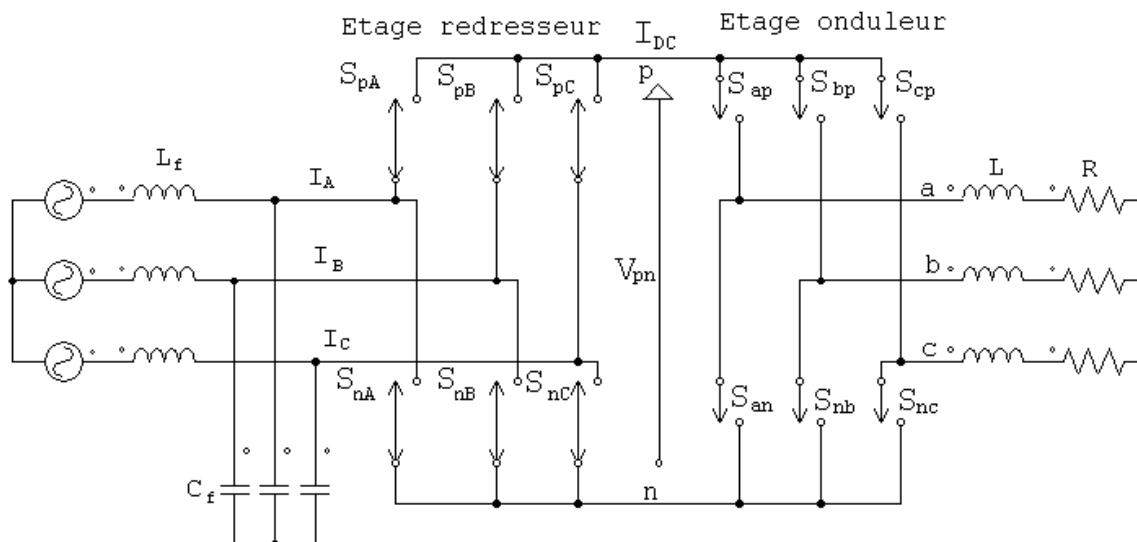


Fig II.13 Convertisseur matriciel indirect

Le convertisseur matriciel indirect utilisé dans ce présent travail est constitué de deux étages, le premier étant l'étage redresseur composé de six interrupteurs bidirectionnels et le

second l'étage onduleur compose de six interrupteurs unidirectionnels. Le schéma de principe du convertisseur est montré à la figure (II.14).

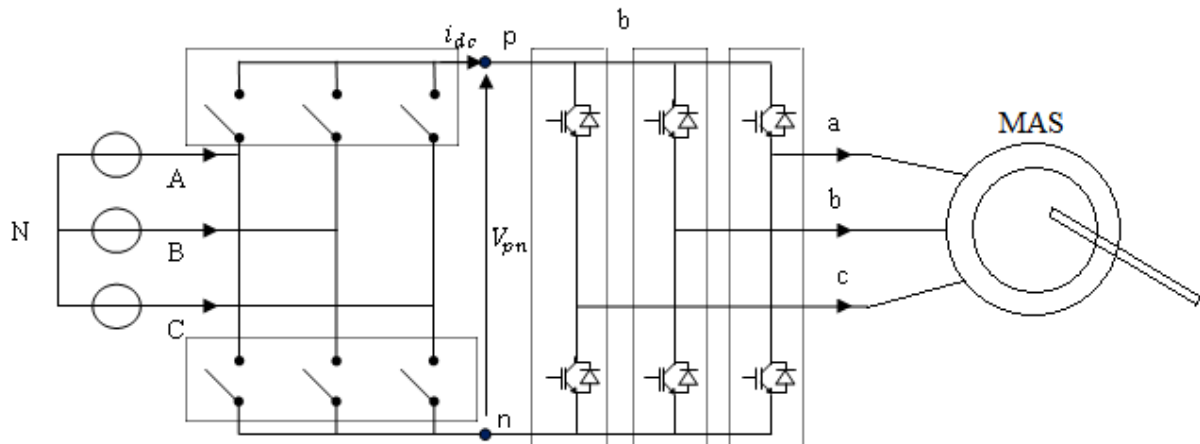


Fig II.14 schéma de principe du convertisseur matriciel indirect- MAS

II.5.3.1.2. Réalisation des interrupteurs [18]

Les interrupteurs réversibles en courant et en tension sont des éléments clés du convertisseur matriciel. Ils utilisent généralement des IGBT en silicium et des diodes la plupart du temps en silicium, parfois en carbure de silicium.

➤ Topologie à IGBT connecté à un pont à diode

Comme le montre la figure (II.15); elle est constituée d'un pont à diode encadrant un IGBT. Le rôle des diodes est de fournir la capacité de blocage en tension inverse qui est un manque pour le transistor. Cette topologie est l'association la plus simple possible, nous permet de réduire la complexité de commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire au circuit drivers pour fournir les signaux de commande de la grille. D'autre part, l'inconvénient est que trois composants sont met en conduction, ce qui mène à une chute de tension importante qui limite le rendement du convertisseur.

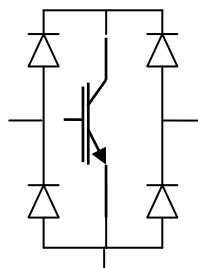


Fig II.15 Topologie à transistor connecté à un pont à diode

➤ **Topologie à IGBT et diodes en anti-parallèle**

Deux configurations sont possibles :

Interrupteur à émetteur commun

Deux diodes et deux IGBT sont nécessaires, figure (II.16). Les diodes sont utilisées pour avoir la capacité de fournir la tension inverse de blocage. Les pertes par conduction sont diminuées car seulement deux semi-conducteurs « diodes et transistor » conduisent.

Chaque interrupteur quatre segments, nécessite une alimentation isolée car la commande des drivers est référencée au même potentiel.

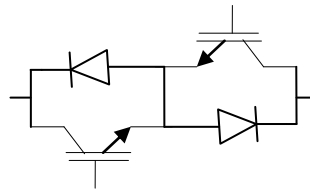


Fig II.16 Topologie à émetteurs commun

Interrupteur à collecteur commun

Cette configuration est semblable avec mêmes caractéristiques que la configuration précédente. Sauf que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun, figure (II.17) et les pertes par conduction sont strictement identiques à celles de la configuration à émetteur commun. Cette topologie nécessite deux alimentations isolées, mais pour la réalisation du convertisseur matriciel, six alimentations isolées suffisent du fait de la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à autre interrupteurs de même cellule.

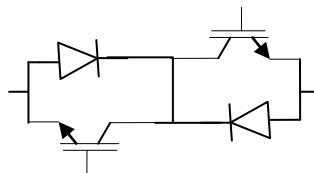


Fig II.17 Topologie à collecteurs communs

➤ **Topologie à IGBT et diode en série**

Deux autres configurations possibles sont représentées à la figure (II.18) ci-dessus (a) et (b). Les pertes sont les mêmes que les deux topologies précédentes. Pour la réalisation de chaque interruptrice deux alimentations isolées sont nécessaires.

Mais, pour la réalisation du convertisseur, la représentation (a) nécessite six alimentations isolées et pour la représentation (b) nécessite dix huit (car il n'y a pas de liens entre les émetteurs d'autres interrupteurs).

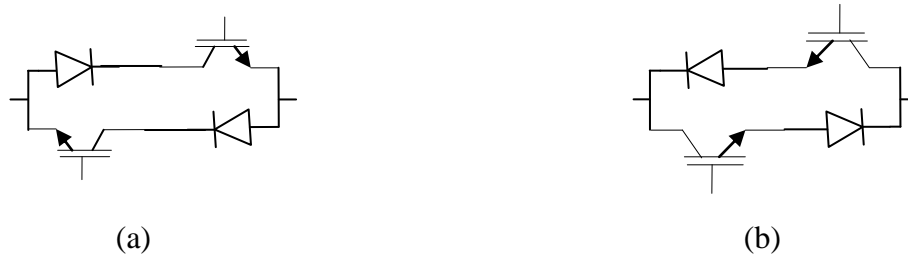


Fig II.18 Topologie à transistor et diode en série

II.5.3.1.3. Vecteur spatiaux de l'IMC [19]

L'IMC est constitué de deux étages de conversion de puissance, premièrement il transforme les tensions triphasées d'entrée en une tension continue V_{pn} . Cet étage de conversion a trois entrées et deux sorties, le nombre de combinaisons possibles des états des interrupteurs est $3^2 = 9$. Toutefois, le fait que la tension du bus continu ne peut être négative, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables. En conséquence, il y a en tout 6 combinaisons possibles des états des interrupteurs du premier étage de conversion.

Deuxièmement, il transforme la tension du bus continu en un système de tensions triphasée en sortie. Cet étage de conversion a deux entrées et trois sorties, le nombre de combinaisons possible des états des interrupteurs de cet étage est $2^3 = 8$. En résumé, le nombre total de combinaisons possibles des états des interrupteurs d'un IMC est $6 \cdot 8 = 48$.

II.5.4. Modélisation en vue de la commande

II.5.4.1. Introduction

La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs d'électronique de puissance est très souvent utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie par des tensions d'entrée et les courants d'entrée par des courants de sortie.

Dans le but de simplifier le raisonnement, on suppose :

- ✓ Qu'il n'existe pas de filtre d'entrée ;
- ✓ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite ;

- ✓ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation. [20]. [21]

II.5.4.2. Commande de l'étage redresseur [22]

L'étage redresseur produit non seulement la tension du bus continu à l'étage onduleur mais il doit également maintenir les courants d'entrée sinusoïdaux avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance.

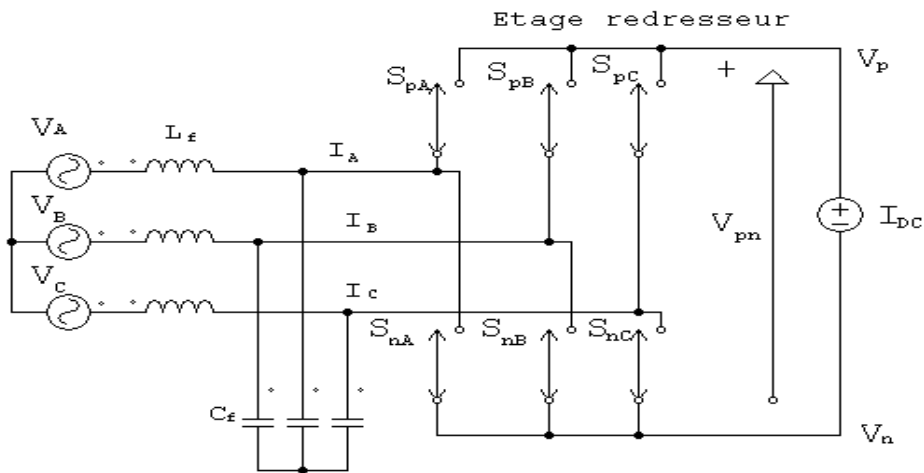


Fig II.19 Etage redresseur du IMC

L'étage redresseur est toujours commandé pour assurer un maximum de tension V_{pn} de sorte que la modulation sur l'étage onduleur commande le rapport global de transfert de tension. Par conséquent, on peut éliminer le vecteur courant nul.

Les interrupteurs des redresseurs $S_{pA}, S_{pB}, S_{pC}, S_{nA}, S_{nB}, S_{nC}$ peuvent avoir seulement six combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces six combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 .

Les interrupteurs bidirectionnels du redresseur sont commandés de sorte que les lignes d'entrée ne doivent jamais être court-circuitées :

$$S_{qA} + S_{qB} + S_{qC} = 1 \quad \text{Avec : } q \in \{p, n\} \quad (\text{II. 1})$$

Le tableau suivant représente toutes les combinaisons valides des commutateurs du l'étage redresseur ainsi que les tensions de sortie et les courants d'entrée.

Etats des interrupteurs						Tensions de sortie			Courant d'entrée		
S_{pA}	S_{pB}	S_{pC}	S_{nA}	S_{nB}	S_{nC}	V_{pz}	V_{nz}	V_{pn}	I_A	I_B	I_C
1	0	0	0	0	1	V_A	V_C	V_{AC}	I_p	0	$-I_p$
0	1	0	0	0	1	V_B	V_C	V_{BC}	0	I_p	$-I_p$
0	1	0	1	0	0	V_B	V_A	V_{BA}	$-I_p$	I_p	0
0	0	1	1	0	0	V_C	V_A	V_{CA}	$-I_p$	0	I_p
0	0	1	0	1	0	V_C	V_B	V_{CB}	0	$-I_p$	I_p
1	0	0	0	1	0	V_A	V_B	V_{AB}	I_p	$-I_p$	0

Tab II.2 Les combinaisons possible des interrupteurs de l'étage redresseur (1=actif, 0=inactif)

Par l'application de la SVM (Fig. II.20), il y a six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 , en se référant toujours à la figure (Fig. II.20), les vecteurs du courant d'entrée permettent de déterminer les connections des tensions de phases d'entrée aux bornes P et n du bus continu. Par exemple, le vecteur de référence I_{in} , deux vecteurs actifs adjacents I_7 et I_8 sont sélectionnés en fonction du secteur ou le vecteur de référence I_{in} est localisé.

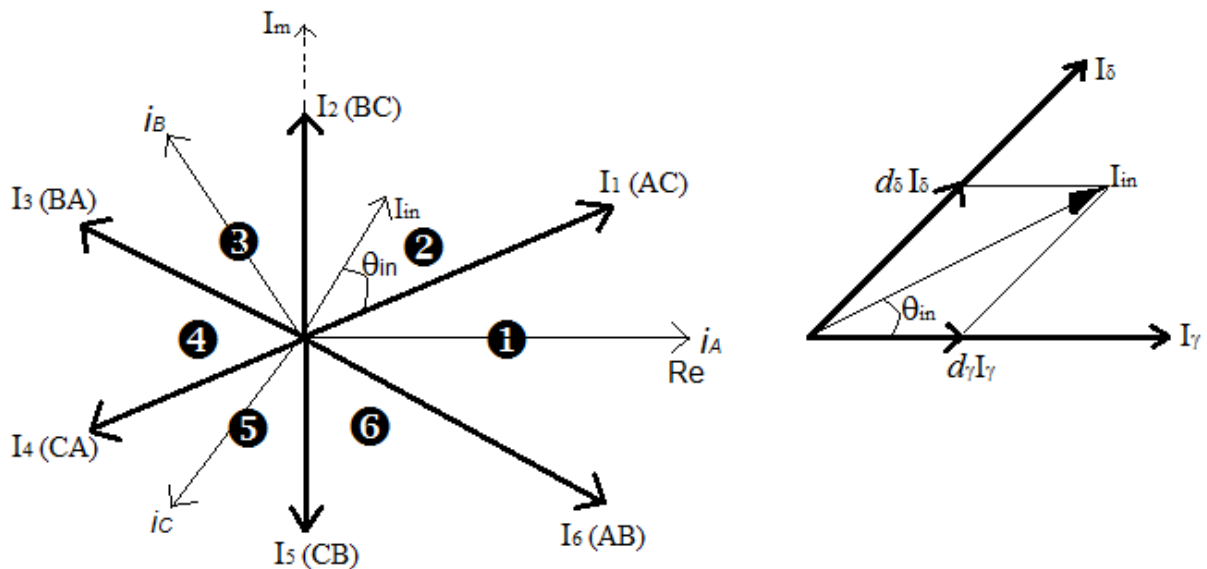


Fig II.20. (a) Les sept positions du vecteur spatial du courant d'entrée
 (b) La synthèse d'un vecteur de référence dans un secteur donné

Pour maintenir un ensemble des courants d'entrée avec un facteur de puissance contrôlable, les tensions d'entrée doivent être synchronisées avec les courants d'entrée. Par l'utilisation de la transformation d'espace vectorielle (SVM), cet ensemble de courants d'entrée peut être transformé en vecteur de courant d'entrée de référence I_{in} , qui peut être exprimé comme :

$$I_{in} = I_{im} e^{j(\omega_i t - \varphi_i)} = I_{im} \angle \theta_{in} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

I_{im} : Amplitude

θ_{in} : L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci,

La variable θ_{in} : est égale au $(\omega_i t - \varphi_i)$ ou φ_i est le déphasage entre les courants d'entrée et les tensions d'entrée.

Pendant une période de commutation, I_{in} est synthétisée à partir des vecteurs actifs adjacents I_γ et I_δ avec les rapports cycliques d_γ et d_δ respectivement. Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période de commutation T_{sw} , le vecteur courant de référence est exprimé comme suit :

$$I_{in} = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta \quad (\text{II.3})$$

Le calcul des rapports cycliques d_γ et d_δ sont relatifs aux courants I_δ et I_γ , sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} d_\gamma = m_R \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right) \\ d_\delta = m_R \sin(\theta_{in}) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec m_R , l'indice de modulation du redresseur

$$0 \leq m_R = I_{im}/I_P \leq 1 \quad (\text{II.5})$$

Toutefois, le fait que la tension du bus continu ne peut être négative, trois de ces combinaisons ne sont pas utilisables (vecteurs courants nuls). En conséquence, les nouveaux rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation (II.6)

$$\begin{cases} d_{\gamma}^R = \frac{d\gamma}{d\gamma+d\gamma} \\ d_{\delta}^R = \frac{d\delta}{d\delta+d\gamma} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

II.5.4.2.1. Résultats de simulation

Après une étude par simulation numérique du comportement dynamique de l'étage redresseur, commandé par SVM, alimenté par une source triphasée équilibrée, les figures suivantes représentent la tension de phase d'entrée de l'étage redresseur (fig II.21), ainsi que sa tension de sortie au niveau du bus continu (fig II.22).

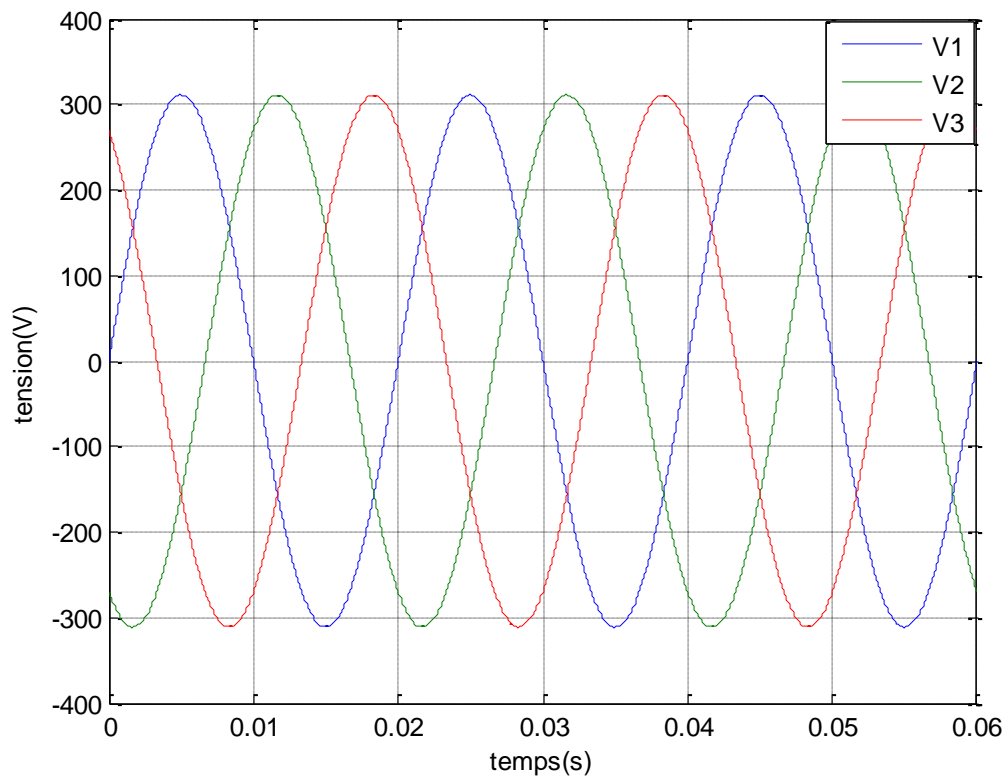


Fig II.21 tension de phase d'entrée de l'étage redresseur

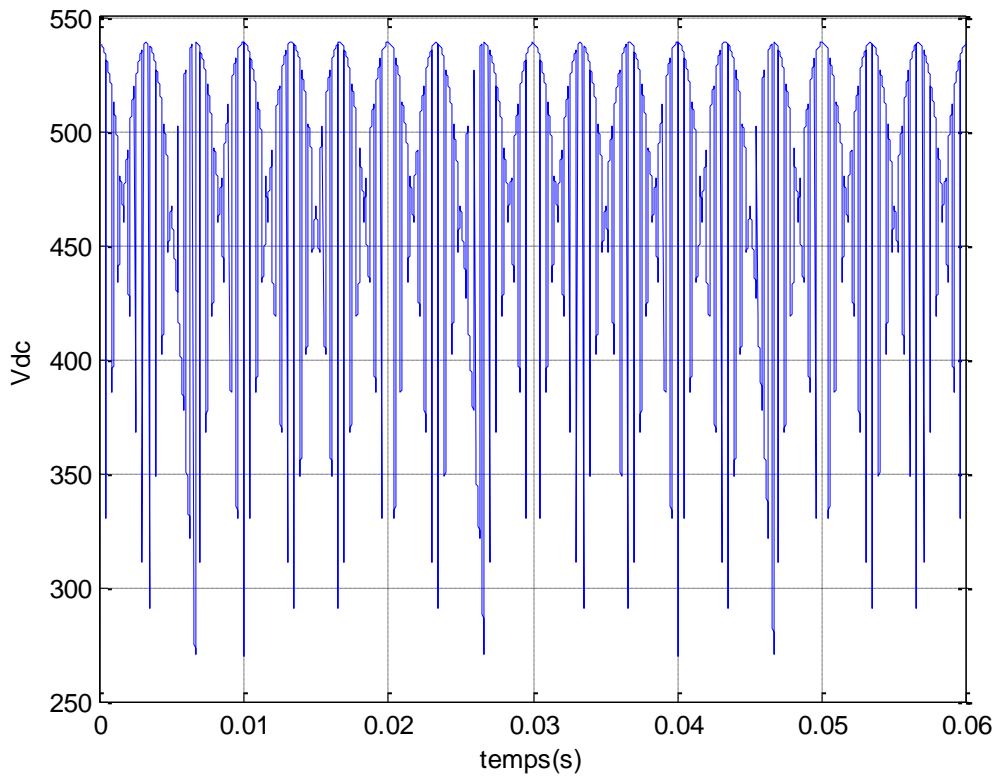


Fig II.22 tension générée par le redresseur (bus continu) quand $m_R = 1$ et $\phi_i = 0$

II.5.4.3. Commande de l'étage onduleur [23]

De la même manière que l'étage redresseur, on expliquera le principe de fonctionnement de l'étage onduleur.

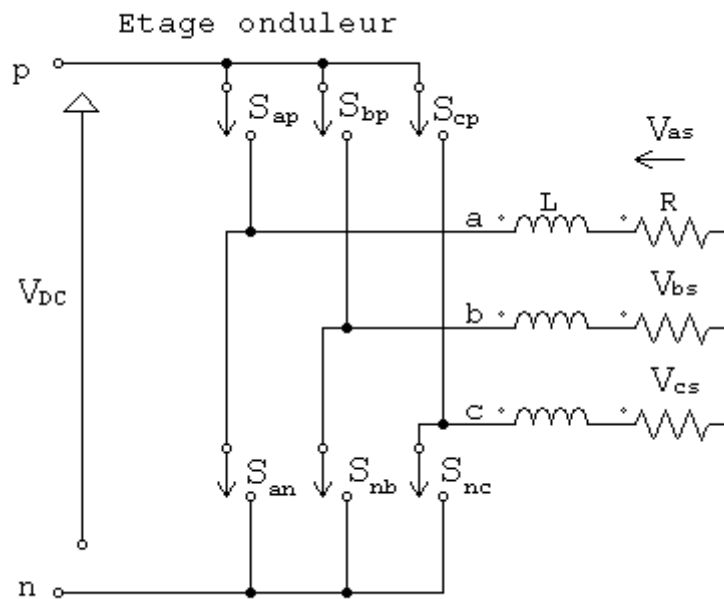


Fig II.23 Etage onduleur du IMC

Les commutateurs de l'onduleur sont modulés et basé sur la contrainte que les commutateurs (interrupteurs) de chaque bras ne doivent jamais être actifs (état 1) ou inactifs (état 0) simultanément et ceci pour éviter un court-circuit :

$$S_{jp} + S_{jn} = 1 \quad \text{Avec : } j \in \{a, b, c\} \quad (\text{II.7})$$

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur $S_{pa}, S_{pb}, S_{pc}, S_{na}, S_{nb}, S_{nc}$ permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension continue fictive V_{pn} .

Les huit combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs V_1 à V_6 dont deux sont nuls V_0 à V_7 , qui permettent de calculer les vecteurs de tensions sortie correspondant.

Le tableau suivant résume les états de commutation possible pour l'étage onduleur ainsi les tensions de sortie :

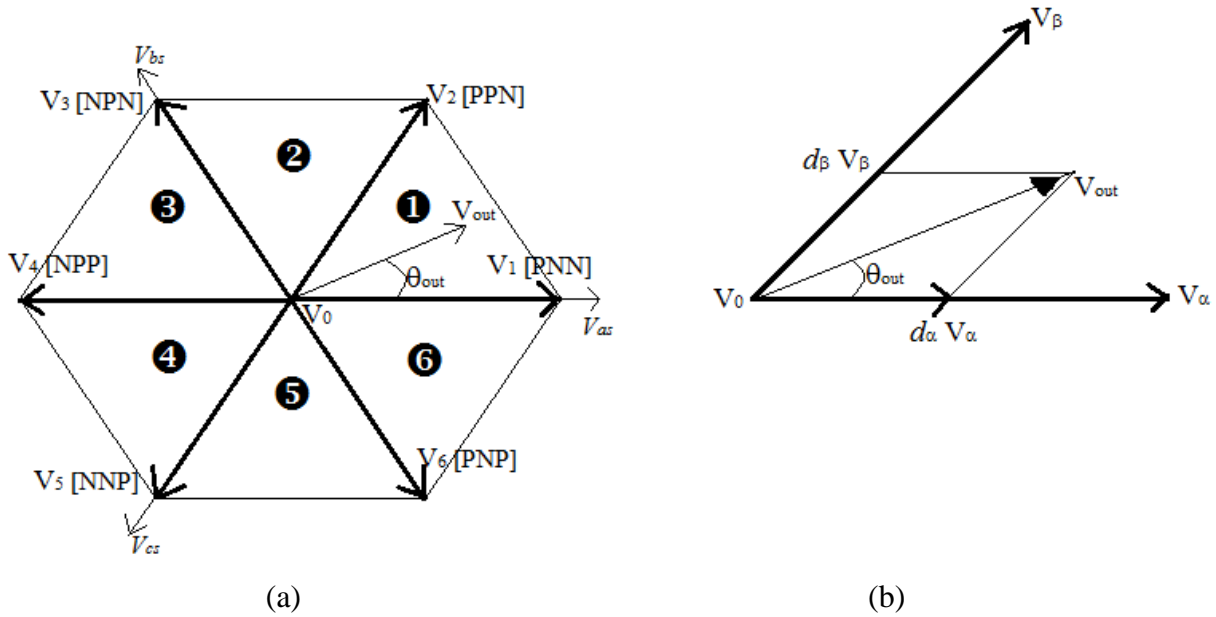
Etats des interrupteurs						Tensions de sortie		
S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}	S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	V_{as}	V_{bs}	V_{cs}
1	0	0	0	1	1	$(2/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$
1	1	0	0	0	1	$(1/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$	$-(2/3)*V_{pn}$
0	1	0	1	0	1	$-(1/3)*V_{pn}$	$(2/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$
0	1	1	1	0	0	$-(2/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$
0	0	1	1	1	0	$-(1/3)*V_{pn}$	$-(1/3)*V_{pn}$	$(2/3)*V_{pn}$
1	0	1	0	1	0	$(1/3)*V_{pn}$	$-(2/3)*V_{pn}$	$(1/3)*V_{pn}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	0

Tab II.3. Commutation possible pour l'étage onduleur (1=actif, 0=inactif)

Les tensions de sortie de l'onduleur générées par les différentes combinaisons des interrupteurs basé sur la tension d'alimentation $V_{pn} = 2V_{dc}$ peuvent être déterminées en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{pn}(\frac{2}{3}S_{ap} - \frac{1}{3}S_{bp} - \frac{1}{3}S_{cp}) \\ V_{bs} = V_{pn}(-\frac{1}{3}S_{ap} + \frac{2}{3}S_{bp} - \frac{1}{3}S_{cp}) \\ V_{cs} = V_{pn}(-\frac{1}{3}S_{ap} - \frac{1}{3}S_{bp} + \frac{2}{3}S_{cp}) \end{cases} \quad (II.8)$$

En utilisant la modulation vectorielle (SVM), la tension de sortie générée par les six premières combinaisons est transformée en six vecteurs spatiaux de tensions de sortie comme il est montré dans la figure suivante :



**Fig II.24 (a) Les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie
(b) synthèse du vecteur de référence dans un secteur donné**

Chaque vecteur de tension se rapporte à la combinaison des interrupteurs, qui présente les connexions des bornes de sortie de l'onduleur (a, b et c), au borne d'entrée (p et n).

Par exemple : V_1 (PNN) représente la connexion de la borne de sortie 'a' avec la borne d'entrée 'p' et la connexion de la borne de sortie 'b' et 'c' à la borne d'entrée 'n' .

L'amplitude de chaque vecteur de tension est proportionnel à la tension continue V_{pn} , pour les combinaisons de commutations qui relient toutes les bornes de sortie (a, b et c) à une borne d'entrée continue (p et n), les vecteurs de tensions nuls V_0 sont formés et placés à l'origine du vecteur d'espace (Fig .II.24).

Les tensions triphasées de sortie désirées en utilisant la modulation vectoriel est transformée en vecteur de tension de sortie référence V_{out} qui tourne le long d'une trajectoire circulaire avec une fréquence ω_0 dans le diagramme de vecteur spatiale.

Ce vecteur de référence peut être exprimé sous la forme :

$$V_{out} = V_{om} \angle \theta_{out} \quad (II.9)$$

Avec V_{om} : Amplitude.

θ_{out} : L'angle du vecteur courant de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci.

Le diagramme des vecteurs spatiaux de l'onduleur de tension est divisé en six secteurs, suivant les indications du schéma (Fig II.24. (a)). Le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteurs spatiaux adjacents V_α , V_β et le vecteur de tension nul V_0 , dans un secteur donné. Pendant une période de commutation T_{SW} , le vecteur de référence de sortie peut être synthétisé comme suit :

$$V_{out} = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta + d_0 V_0 \quad (II.10)$$

Le calcul des rapports cycliques d_α , d_β et d_0 sont donnés par les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_\alpha = m_1 \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_{out} \right) \\ d_\beta = m_1 \cdot \sin \left(\theta_{out} \right) \\ d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{array} \right. \quad (II.11)$$

Avec m_1 : L'indice de modulation du l'onduleur

$$\text{Et } 0 \leq m_1 = \frac{\sqrt{3}V_{om}}{V_{pn}} \leq 1 \quad (II.12)$$

Pour réaliser la commande du convertisseur matriciel indirect sous les contraintes d'un facteur de puissance réglable à l'entrée, le transit bidirectionnel de puissance et la commutation à courant nul, il faut qu'ait une coordination entre la commande des

interrupteurs du redresseur et celle des interrupteurs de l'onduleur. La commutation au niveau du redresseur se fait lorsque le courant est nul. Pour illustrer cette coordination, un cycle de commande durant le secteur I ainsi que les rapports cycliques relatifs à l'étage onduleur peuvent être déterminés par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{r1} = d_Y^R * T_{sw} \\ t_{i1} = \frac{1}{2} d_Y^R * d_0 * T_{sw} \\ t_{i2} = d_Y^R * d_\alpha * T_{sw} \\ t_{i3} = d_Y^R * d_\beta * T_{sw} \\ t_{i4} = \frac{1}{2} d_\delta^R * d_0 * T_{sw} \\ t_{i5} = \frac{1}{2} d_\delta^R * d_\beta * T_{sw} \\ t_{i6} = \frac{1}{2} d_\delta^R * d_\alpha * T_{sw} \end{array} \right. \quad (II.13)$$

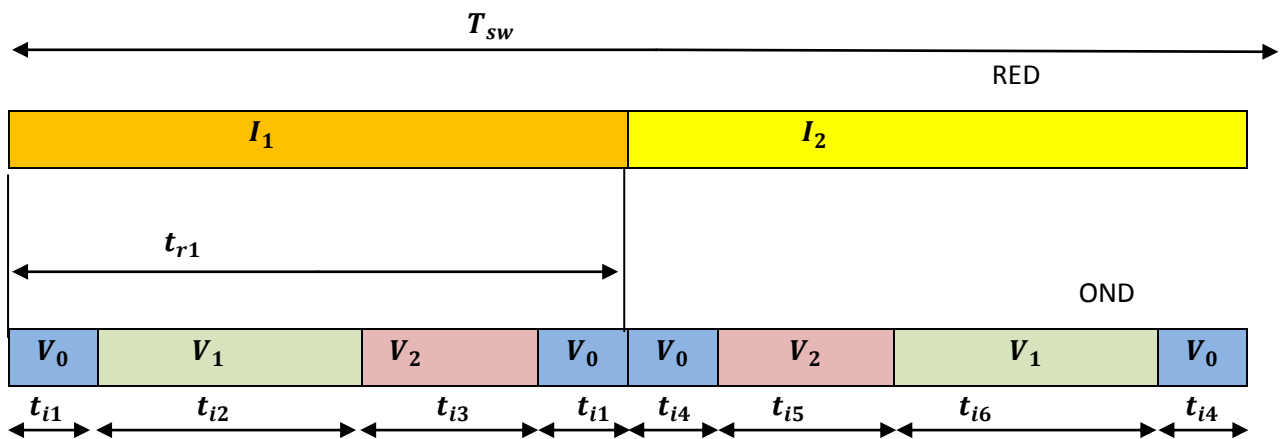


Fig II.25 Séquence de commutation du convertisseur matriciel indirect dans le secteur I

II.5.5. Résultats de simulation

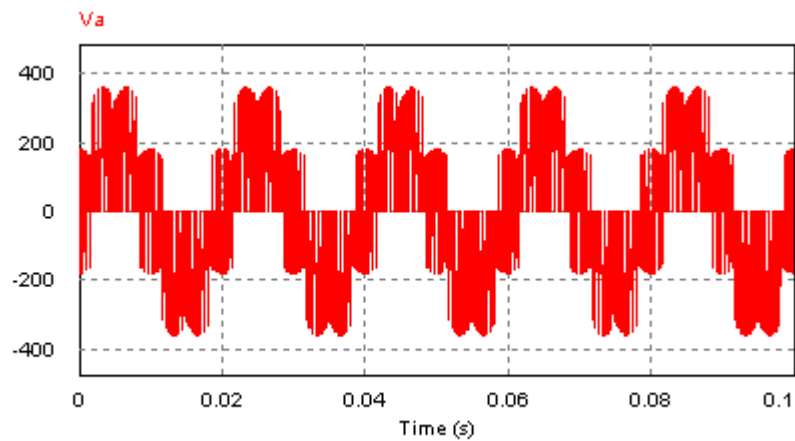
II.5.5.1. Performances de la stratégie de modulation vectorielle

Pour étudier les performances du convertisseur matriciel indirect commandé par la modulation vectorielle alimentant une charge R-L, on utilise les paramètres de simulation suivant :

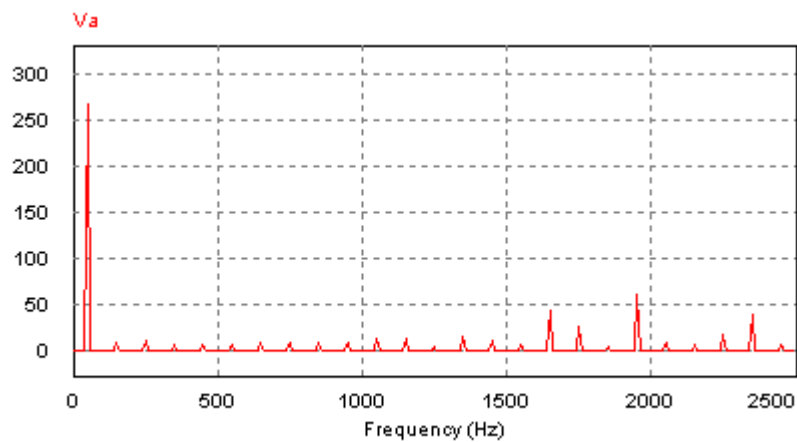
- La valeur efficace de la tension d'alimentation est $V = 220V$.

- La fréquence d'alimentation $f_s = 50\text{HZ}$.
- Fréquence de commutation de 2 KHZ .
- $R = 15\ \Omega$.
- $L = 20\text{ mH}$.

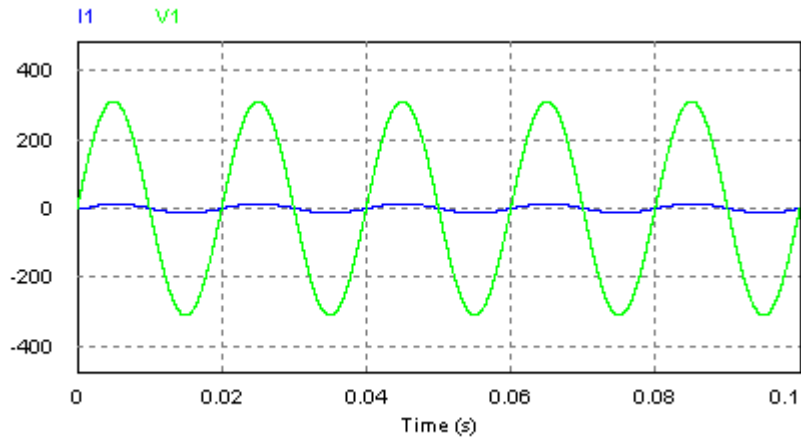
Les résultats de simulation obtenus sont représentés sur les figures (fig II.26) :



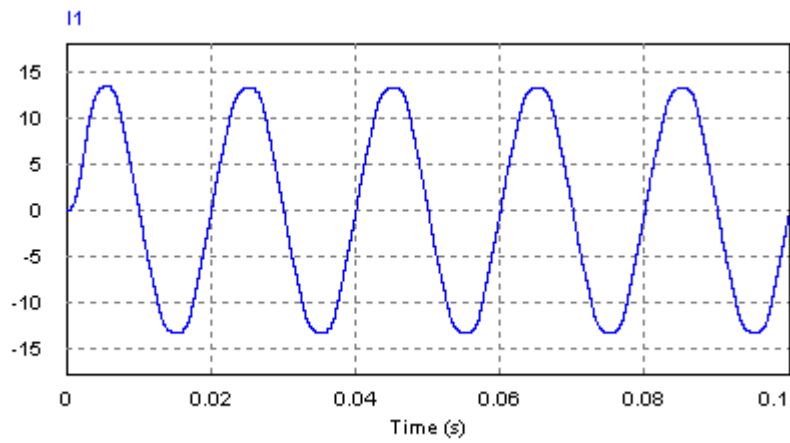
(a) Tension de phase de sortie V_{a1}



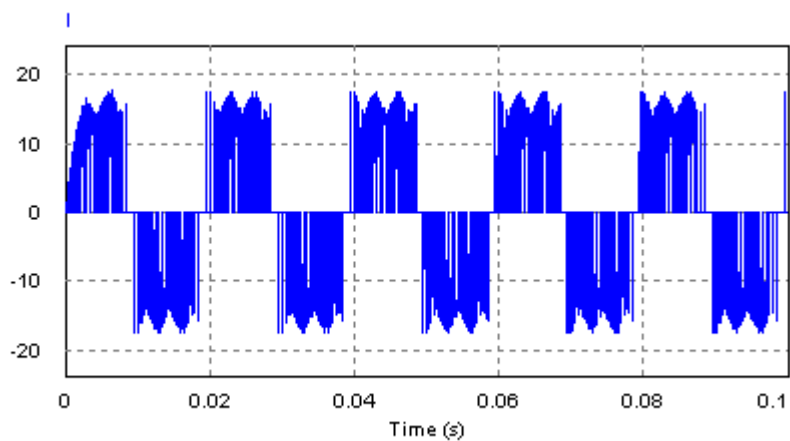
(b) Spectre harmonique de V_{a1}



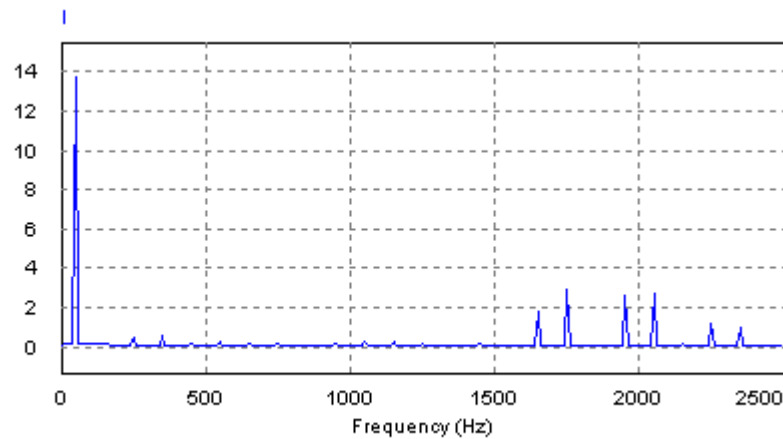
(c) Tension et courant d'entrée de l'IMC



(d) Courant d'entrée avec filtre de l'IMC



(e) Courant d'entrée sans filtre



(f) Spectre harmonique du courant d'entrée sans filtre

Fig II.26 Tension et courant d'entré et de sortie

II.5.5.2. Performances de l'association convertisseur matriciels indirects-MAS

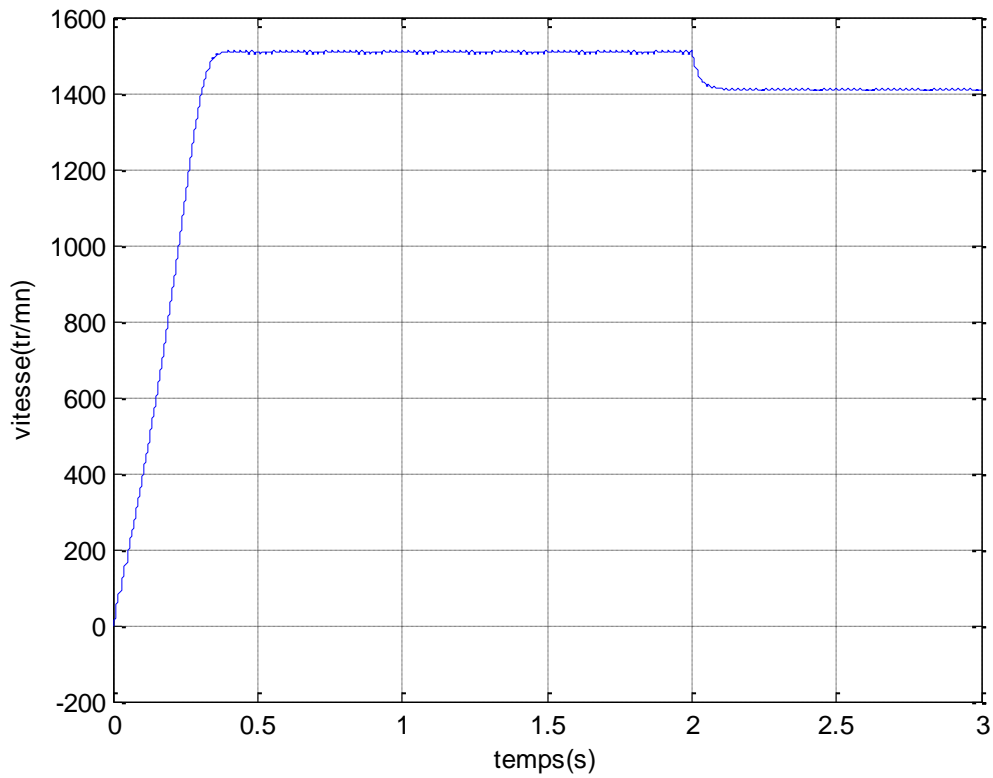
La simulation de la méthode de modulation vectorielle des convertisseurs matriciels indirects alimentant directement la machine asynchrone triphasée a été effectuée sur MATLAB/SIMULINK.

Les paramètres de simulation sont : $f_s=50$ HZ, $V=220$ V, $C_r =10$ N.m

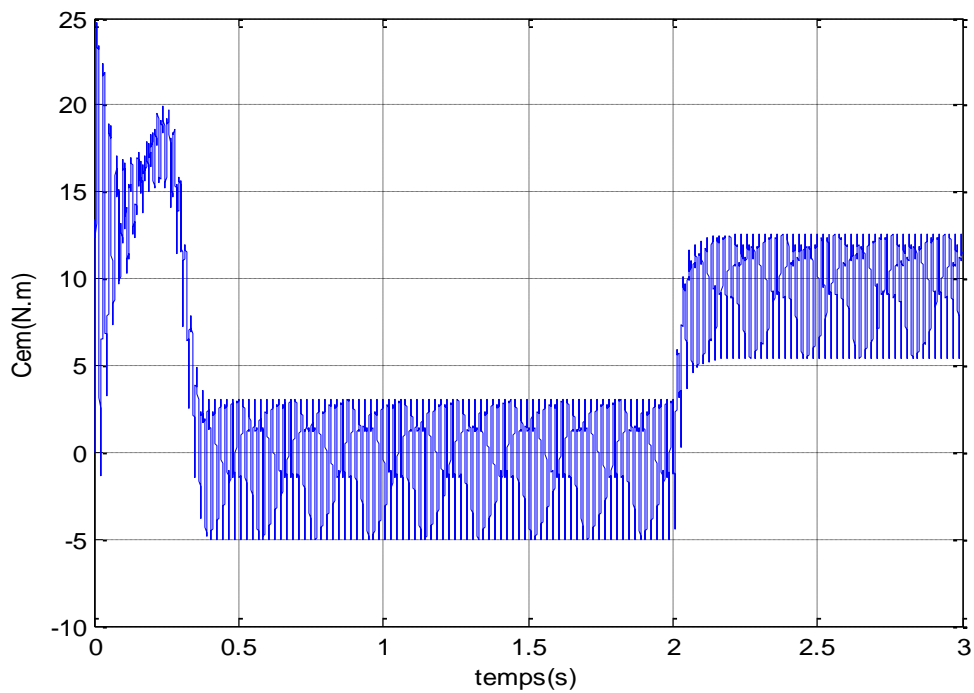
La simulation s'effectue au départ pour un démarrage à vide, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple de charge à la machine à $t=2$ s.

Les résultats de simulation représentés sur la figure (Fig II.27) représentent les grandeurs suivantes :

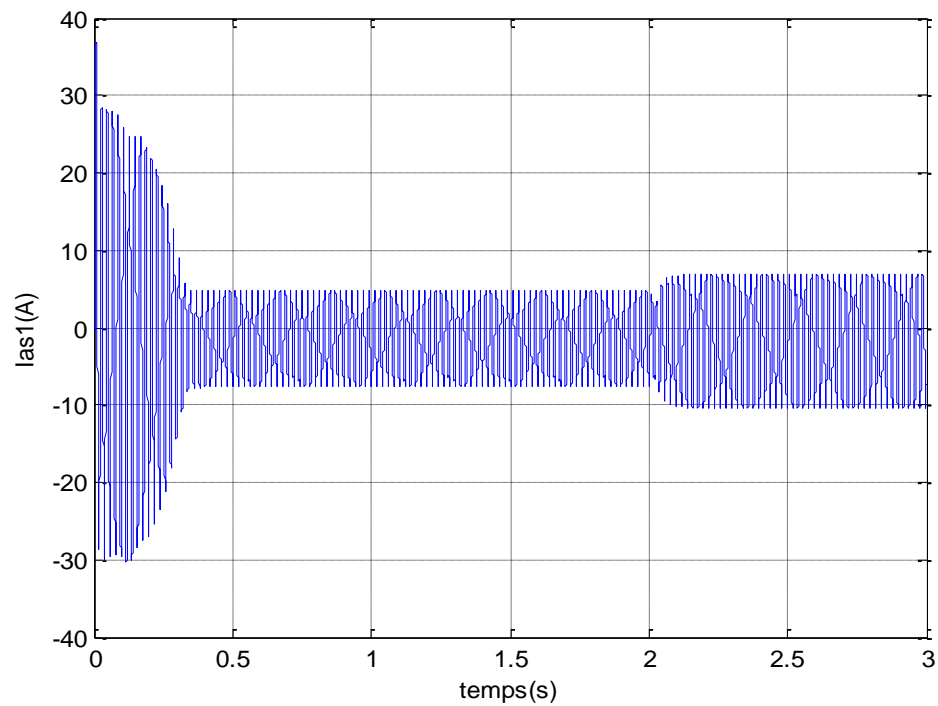
- La vitesse mécanique (tr /mn) ;
- Le couple électromagnétique C_{em} (N.m) ;
- Le courant statorique I_{as1} (1).



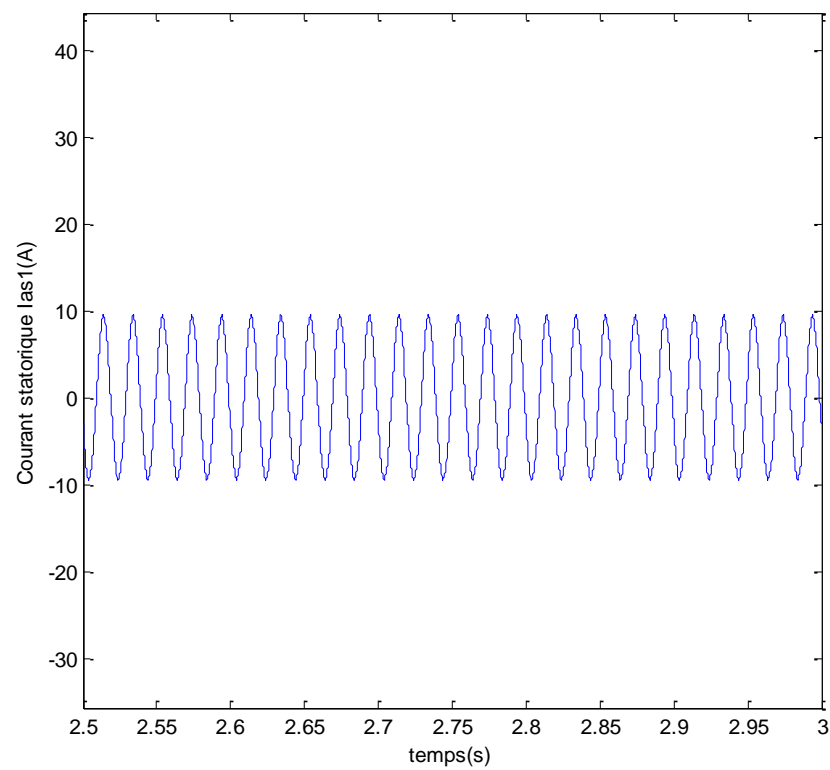
(j) la vitesse de la machine asynchrone (tr/mn)



(k) le couple électromagnétique de la machine asynchrone



(x) le courant statorique de la machine asynchrone



(w) Courant statorique de la machine asynchrone

Fig II.27 Performances de l'association convertisseur matriciels indirects-MAS

II.5.5.2.1. Interprétation des résultats

Les figures (**Fig II.26 (a)**), (**Fig II.26 (b)**), représentent la tension de phase de sortie de l'IMC ainsi son spectre d'harmonique, on peut constater que la forme d'onde de la tension est acceptable malgré l'apparition de quelques harmoniques autour de la fréquence de commutation (2kHz).

Les figures (**Fig II.26 (c)**), (**Fig II.26 (d)**), représentent la tension d'entrée et le courant d'entrée avec filtre de l'IMC, on remarque que le courant est en phase avec la tension malgré la charge inductive et ceci montre la propriété de l'IMC de pouvoir contrôler le facteur de puissance à l'entrée.

Les figures (**Fig II.26 (e)**), (**Fig II.26 (f)**), représente le courant d'entrée sans filtre ainsi son spectre d'harmonique.

Les figures (**Fig II.27 (j)**), (**k**), (**x**), (**w**) illustre le démarrage de la MAS alimentée par convertisseurs matriciels indirects commandés par la technique de la modulation vectorielle. L'établissement de vitesse mécanique (tr/mn) est rapide, le moteur n'étant pas chargé. La vitesse atteinte est proche de synchronisme (glissement presque nul), à $t=2s$, un couple résistant de $C_r = 10 \text{ N.m}$ est appliqué et la vitesse diminue (augmentation du glissement). Le couple électromagnétique C_{em} (N.m) répond au couple résistant. Le courant de phase I_{as1} , absorbés par la machine asynchrone est presque sinusoïdale.

II.5.6. Conclusion

Ce chapitre présente une nouvelle topologie de variateur de vitesse. Les résultats théoriques d'analyse et de simulation montrent que le convertisseur IMC satisfait les performances suivantes :

- ✓ Les formes d'ondes des courants d'entrée presque sinusoïdale ;
- ✓ Ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire, il s'apprête bien à une réalisation compacte ;
- ✓ Possède le même rapport de transfert de tension que le MC ;
- ✓ Le convertisseur est complètement exempt de problème de commutation liés aux convertisseurs matriciels directs ;
- ✓ Le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro.

Ainsi l'étude par simulation numérique de la machine asynchrone triphasée alimentée par convertisseurs matriciels indirects, commandés par la modulation vectorielle.

Les résultats de simulation montrent que le convertisseur matriciel indirect commandé par la modulation vectoriel est un bon variateur pour la machine asynchrone triphasée.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimenté par convertisseur matriciel indirect.

III.1. Introduction

La machine asynchrone de part sa robustesse, sa rentabilité est a l'heur actuelle de loin la plus utilisé dans les applications industrielle ou la variation de vitesses haute performance du couple sont requises. La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement de la machine asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. La commande par orientation du flux a été introduite il y a longtemps. Cependant elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations,...etc. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Dans ce chapitre on s'intéressera au contrôle par flux rotorique orienté, cette méthode est appropriée pour satisfaire des performances élevées. Il introduit un découplage entre le flux et le couple et assure une caractéristique de réglage mécanique similaire à celle d'un moteur à courant continu à excitation séparée. [24]

III.2. Théorie de la commande vectorielle de la MAS [25]

Il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlables indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique et complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel.

On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple.

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine a courant continu a excitation indépendante ou il ya un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

La figure (III.1) représente le principe de découplage pour la machine asynchrone.

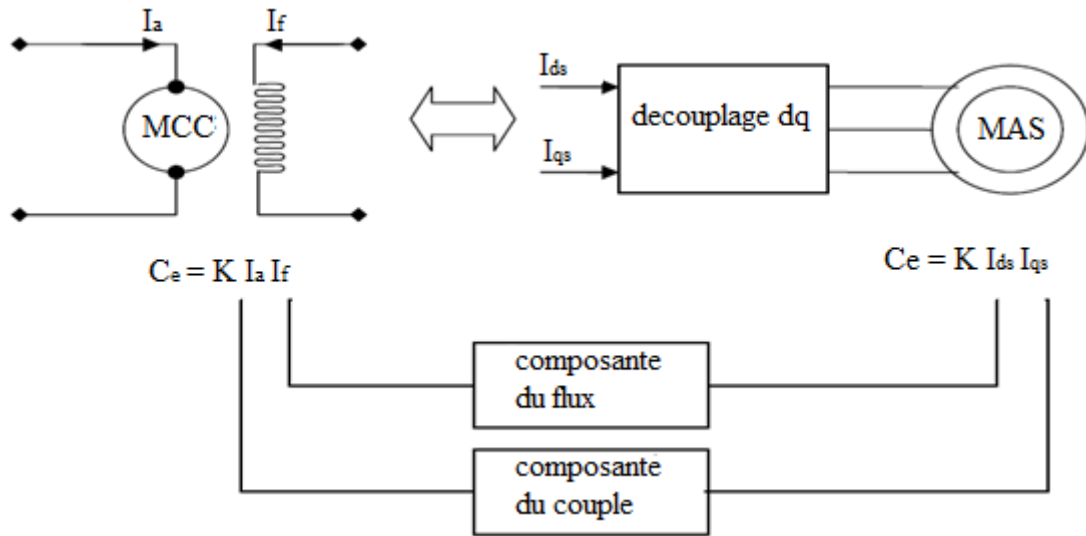


Fig III.1 Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

III.3. Principe de la commande par orientation du flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (\mathbf{d} , \mathbf{q}) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel \mathbf{dq} lié au champ tournant tel que l'axe \mathbf{d} coïncide avec la direction désiré du flux. [26]. [27]. [28]

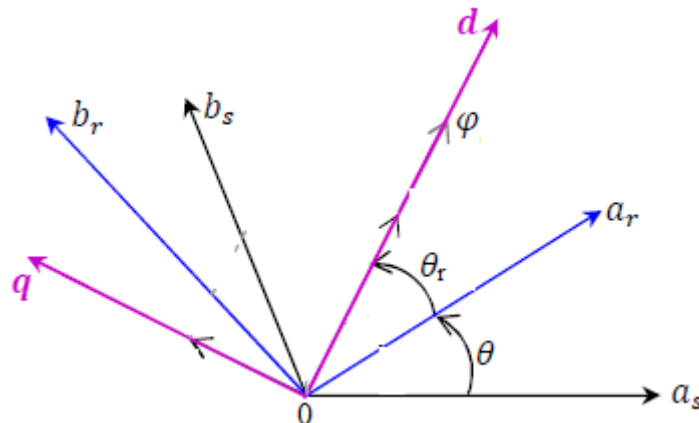


Fig III.2 Principe de la commande par orientation du flux

Le flux représenté dans la figure (III.2) peut être le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer. Donc on peut orienter soit :

- Le flux rotorique avec la condition : $\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$
- Le flux statorique avec la condition : $\varphi_{ds} = \varphi_s$ et $\varphi_{qs} = 0$
- Le flux d'entrefer avec la condition : $\varphi_{de} = \varphi_e$ et $\varphi_{qe} = 0$

Dans notre travail, nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. Donc, en tenant compte de la première condition et de l'expression (I.38), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \quad (\text{III.1})$$

La troisième équation du système (I.40) devient :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds} \quad (\text{III.2})$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (III.1) et (III.2) que seule la composante directe I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature I_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquence, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu à excitation séparé.

III.4. Méthodes de commande [29]

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une MAS alimentée par un convertisseur matriciel indirecte. La commande de la MAS nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe \mathbf{d} tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :

- Une commande indirecte
- Une commande directe

A- Commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on a donc besoin ni de capteur ni d'estimateur ou d'observateur de flux. Si le flux rotorique réel n'est pas utilisé, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées ; ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette commande est plus simple mais évidemment à des performances plus faibles par rapport au contrôle direct, ceci est dû à la sensibilité de ce type de commande face aux variations des paramètres de la MAS.

B- Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes φ_{ds} et φ_{qs} de manière à en déduire l'amplitude et la phase, les capteurs mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements; les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ceci nécessite des filtres ajustables. La précision de la définition des flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique.

La mesure directe permet de connaître exactement la position des flux. Ce mode de contrôle permet de garantir un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Dans la majorité des cas, on ne dispose pas de capteur de flux et on fait donc appel à des estimateurs et à des observateurs à partir des mesures effectuées sur le montage. Car l'application de la première méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- la non fiabilité de la mesure de flux
- Problème de filtrage de signale mesuré
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température.

III.5. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté [30]

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (\mathbf{d}, \mathbf{q}) tels que l'axe \mathbf{d} soit confondu avec la direction de φ_r .

Le flux φ_r étant orienté sur l'axe \mathbf{d} , le système d'équations d'état **(I.40)** nous permet d'exprimer $V_{ds}, V_{qs}, \varphi_r, \omega_r$, et C_e avec $\varphi_{qr} = 0$ et $\varphi_{dr} = \varphi_r$.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{L_m R_r \varphi_r}{L_r^2} \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{qs} - \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \frac{L_m \omega \varphi_r}{L_r} \\ T_r \frac{\varphi_r}{dt} + \varphi_r = L_m I_{ds} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{qs} = (\omega_s - \omega) \varphi_r \\ C_e = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.3})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} , donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage.

III.5.1. Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariés évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. [31]

➤ Découplage par compensation

Le principe revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} telles que V_{ds1} n'agit que sur I_{ds} et V_{qs1} n'agit que sur I_{qs} .

Définissons ces deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} :

$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + e_{ds} \\ V_{qs1} = V_{qs} + e_{qs} \end{cases} \quad (III.4)$$

On réécrit les équations (III.4), sous forme des deux expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) I_{ds} \\ e_{ds} = \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \varphi_r \end{cases} \quad (III.5)$$

$$\begin{cases} V_{qs1} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) I_{qs} \\ e_{qs} = -\omega_s \sigma L_s I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \omega \varphi_r \end{cases} \quad (III.6)$$

Le principe de découplage par compensation est décrit en détail sur la figure suivante :

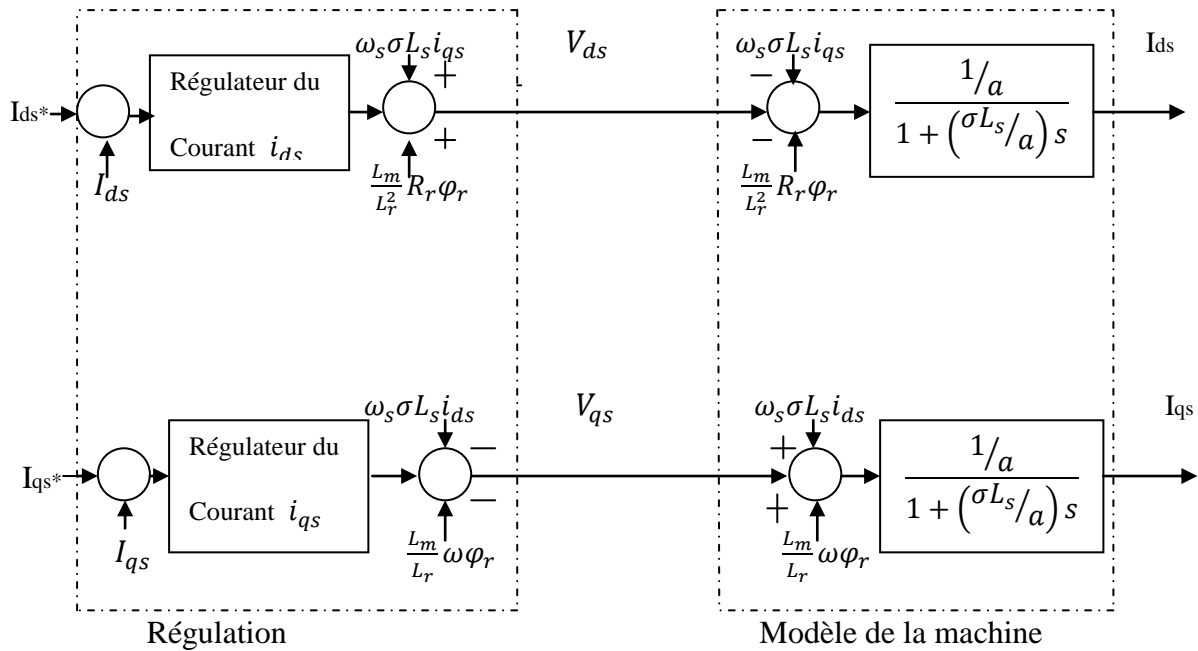


Fig III.3 Découplage par addition des termes de compensation

Avec $a = (R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2)$

- ✓ La tension V_{ds} permet de commander le courant I_{ds} donc le flux ϕ_r .
- ✓ La tension V_{qs} permet de commander le courant I_{qs} donc le couple C_{em} ou la vitesse Ω .

Comme on l’a constaté, les entrées et les sorties du système sont couplées les unes aux autres, et pour remédier à ce problème on a ajouté à la sortie de la machine des termes de découplage. De cette manière on a pu modéliser le processus sous forme d’un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle, alors le modèle de la machine asynchrone est réduit à un ensemble d’équations de premier ordre facile à commander, du coup les commandes sont non interactives.

III.5.2. Estimation de $\varphi_{r\ est}$ et ω_s

Les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. [32]

- **Calcul de $\varphi_{r\ est}$**

Le flux peut être reconstitué par des estimateurs utilisés en boucle ouverte. Ces estimateurs reposent sur l'utilisation du modèle de Park de la MAS. Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le système d'équations (III.3) permet d'estimer le flux φ_r :

$$\varphi_{r\ est} = \frac{L_m}{1+T_r*s} I_{ds} \quad (III.7)$$

Tel que

S : est l'opérateur de LAPLAC

- **Calcul de θ_s**

La pulsation statorique s'écrit d'après (III.3) :

$$\omega_s = P \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\varphi_{r\ est}} \quad (III.8)$$

Cette équation n'est pas exploitable telle quelle puisque φ_r est nul au démarrage du moteur.

Nous ajoutons donc un terme ξ au dénominateur. L'équation (3.9) devient :

$$\omega_s = P \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\varphi_{r\ est} + \xi} \quad (III.9)$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (III.10)$$

.

III.5.3. Synthèse des correcteurs PI

III.5.3.1 Structure de la commande PI

Chaque boucle de régulation est doté d'un intégrateur intégral PI classique, présenté sur la figure (III.4), il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégral qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne. [33]

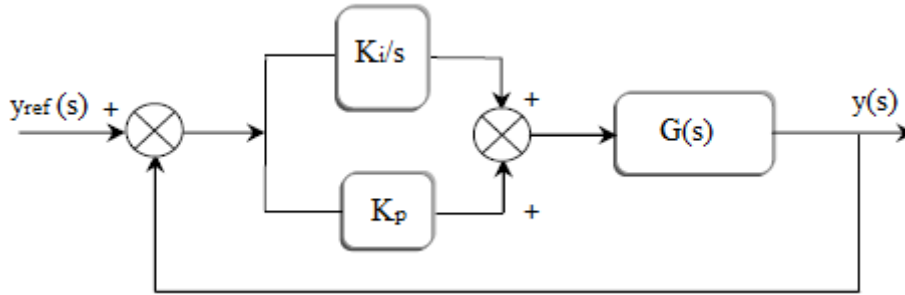


Fig III.4 schéma de commande utilisant la structure PI

Soit $G(s)$ un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{G_0}{1+\tau s}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{G_0 K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{(\tau s + 1) \left(s + \left(K_p s + K_i \right) \frac{G_0}{\tau s + 1} \right)} \quad (III.11)$$

L'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire de système. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pole et plus adapté pour le calcul des paramètres K_p et K_i . elle consiste à imposer le zéro du régulateur égal à un pole de la fonction de transfert du système à commander et une constante de temps τ_{bf} répondant aux objectifs fixé, le principe est illustré par les relation suivante :

$$\begin{cases} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = (\tau s + 1) \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} \\ FTBF(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{cases} \quad (III.12)$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

III.5.4. Dimensionnement des régulateurs

III.5.4.1. Régulation des courants statoriques

A partir des équations (III.5) et (III.6), en supposant que les termes de couplage e_{ds} et e_{qs} ont été compensés, on peut déduire les fonctions de transfert de premier ordre, qui sont utilisées pour calculer les régulateurs de courant I_{ds} et I_{qs} , on trouve :

$$G_{ids}(s) = \frac{i_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = G_{iqs}(s) = \frac{i_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{G_e}{1 + \tau_e s} \quad (\text{III.14})$$

$$\text{avec : } G_e = \frac{1}{(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2)} \quad \text{et } \tau_e = \frac{\sigma L_s}{(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2)}$$

En calculant G_e et τ_e , on trouve

$$G_e = 0.13 \quad \text{et} \quad \tau_e = 0.004$$

Application de la correction PI

L'application de la méthode de compensation des pôles à la boucle de régulation, permet de calculer K_p et K_i du régulateur par les équations de l'expression (III.13), en tenant compte de la constante de temps imposée $\tau_{ebf} = 0.004$. Le résultat des valeurs numériques sont donnée :

$$K_p = 100.580 \quad \text{et} \quad K_i = 1849.9$$

III.5.4.2 Régulation du flux φ_r

A partir de l'équation (III.3), on peut écrire la fonction de transfert suivante :

$$G_{\varphi r}(s) = \frac{\varphi_r(s)}{i_{ds}(s)} = \frac{G_{0\varphi}}{1 + \tau_{\varphi} s}$$

Avec : $G_{0\varphi} = L_m$ et $\tau_\varphi = T_r$ ayant les valeurs numériques suivantes :

$$G_{0\varphi} = 0.26 \quad \text{et} \quad \tau_\varphi = 0.09$$

Application de la correction PI

En utilisant une nouvelle fois la méthode de compensation des pôles et en imposant la constante de temps $\tau_{\varphi bf} = 0.089$, on trouve :

$$K_p = 97.976 \quad \text{et} \quad K_i = 460.5693$$

III.5.4.3. Régulation de la vitesse mécanique Ω

Puisque les boucles de courant sont contrôlées à l'aide de régulateurs contenant la fonction d'intégration, alors la valeur finale des courants est égale à celle de référence imposée, par les régulateurs de vitesse (pour le courant I_{qs}) et le régulateur de flux (pour le courant I_{ds}). De plus, la dynamique des courants est très faible comparée à celle de la vitesse. Par conséquent, pour calculer le régulateur de vitesse on peut négliger la dynamique de la boucle interne de courant I_{qs} .

Dans ce cas à partir de cette équation $\left(\frac{J}{P}\right) \frac{d\omega}{dt} + \left(\frac{K_f}{P}\right) \omega + C_r = P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs}$ la fonction de transfert qui décrit la dynamique de vitesse est donnée par :

$$G_\omega(s) = \frac{\omega(s)}{i_{qs}(s)} = \frac{(P^2) \frac{L_m \varphi_r}{L_r K_f}}{1 + \frac{J}{K_f} s} \quad \text{Avec :} \begin{cases} G_{0\omega} = P^2 \frac{L_m \varphi_r}{L_r K_f} \\ \tau_\omega = \frac{J}{K_f} \end{cases}$$

Avec les valeurs de $G_{0\omega} = 532$ et $\tau_\omega = 3.87$

Application de la correction PI

Les gains K_p et K_i seront déduits par compensation de pôles, alors :

$$K_p = 0.799 \quad \text{et} \quad K_i = 0.0979$$

III.6. Résultats de simulation

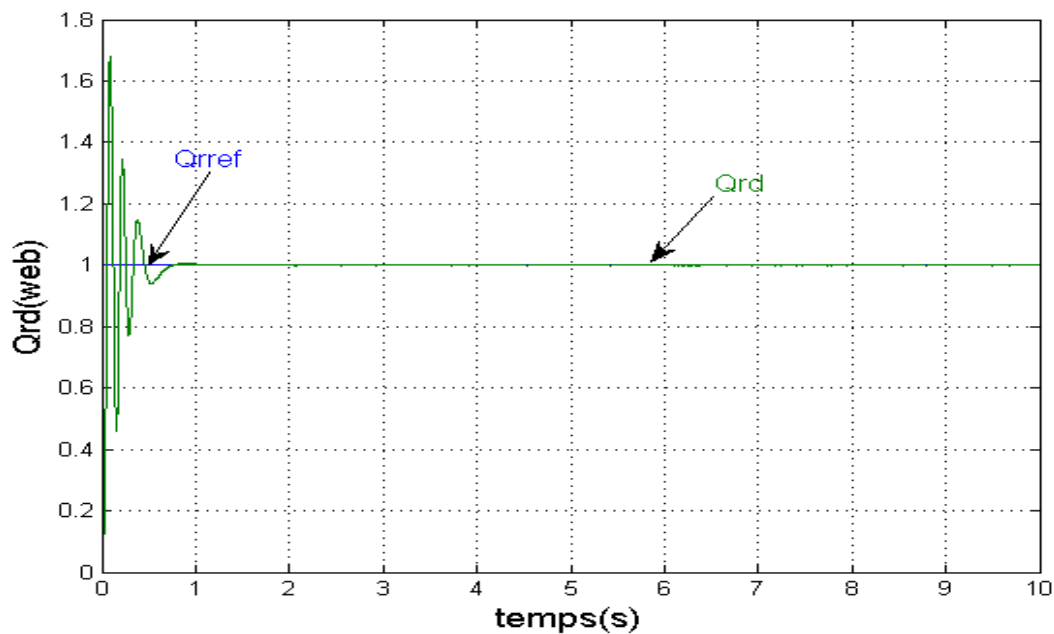
Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un convertisseur matriciel indirect, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : démarrage à vide, inversion du sens de rotation.

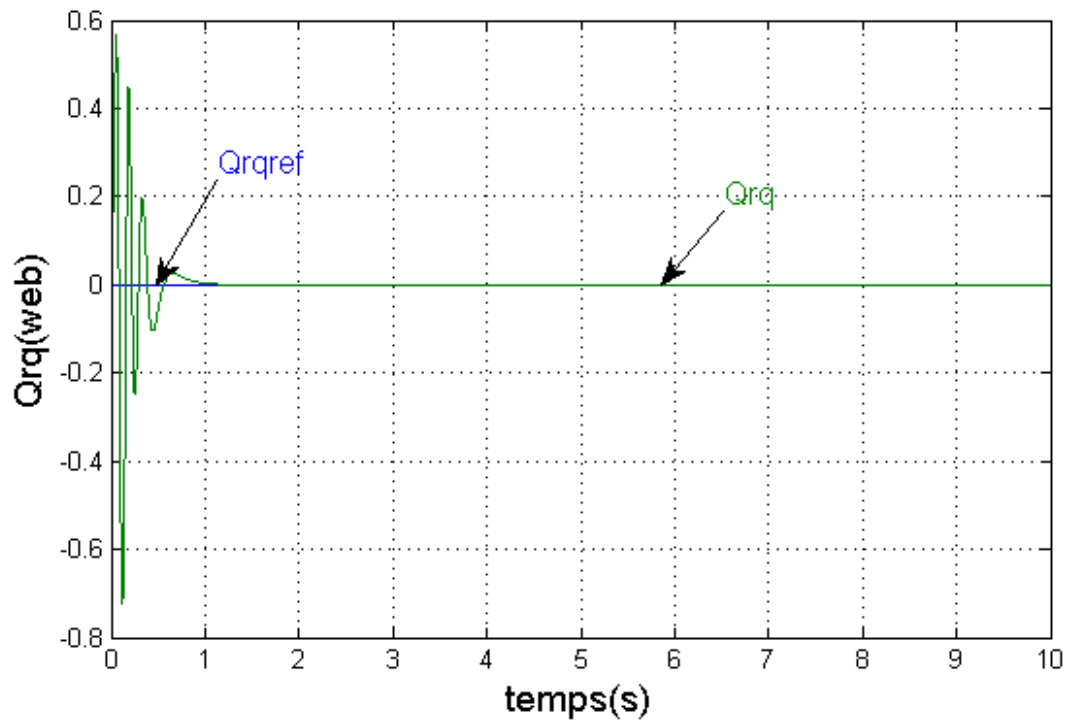
Pour chaque mode de fonctionnement, nous visualisons la vitesse de rotation, le flux rotorique direct, le couple électromagnétique, ainsi que les courants statoriques.

Réponse a une inversion de vitesse avec application d'un couple de charge

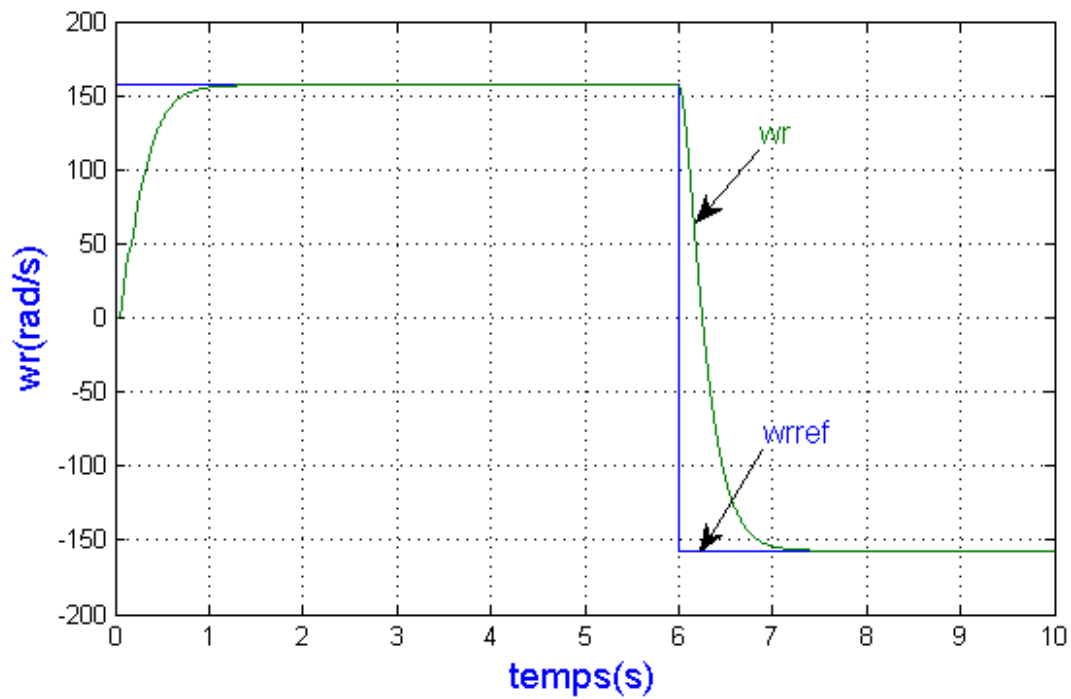
Pour tester la robustesse de la régulation, nous allons simuler le système pour un changement de la consigne de vitesse de $+157$ rad/s a -157 rad/s a l'instant $t = 6$ s, un flux de référence de 1(web) et imposition d'un couple de charge. Les résultats de simulation sont représentés par la figure (III.5).



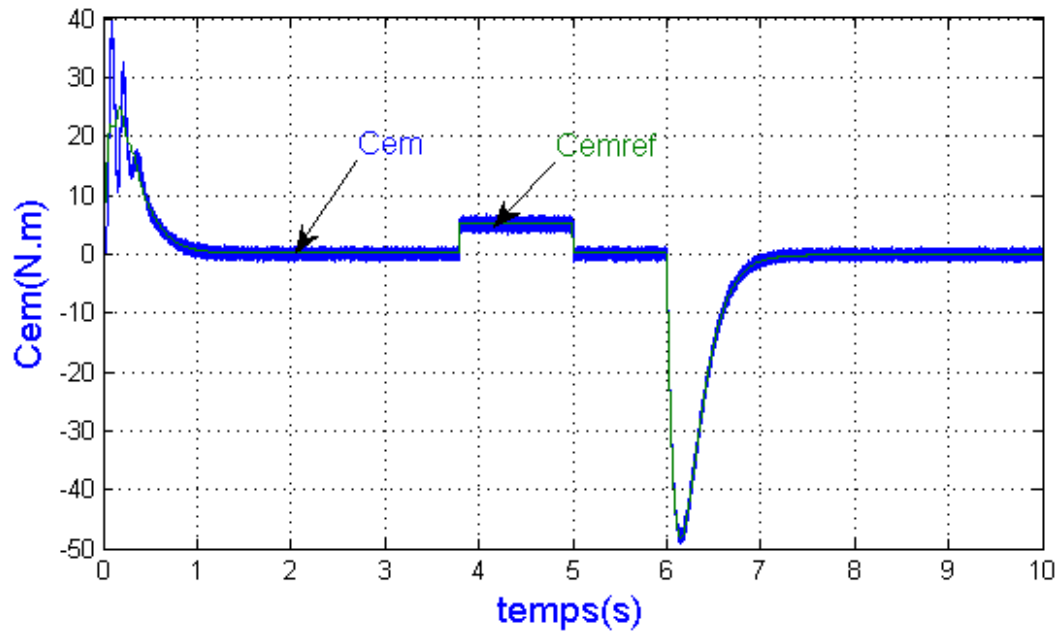
(a) le flux rotorique direct



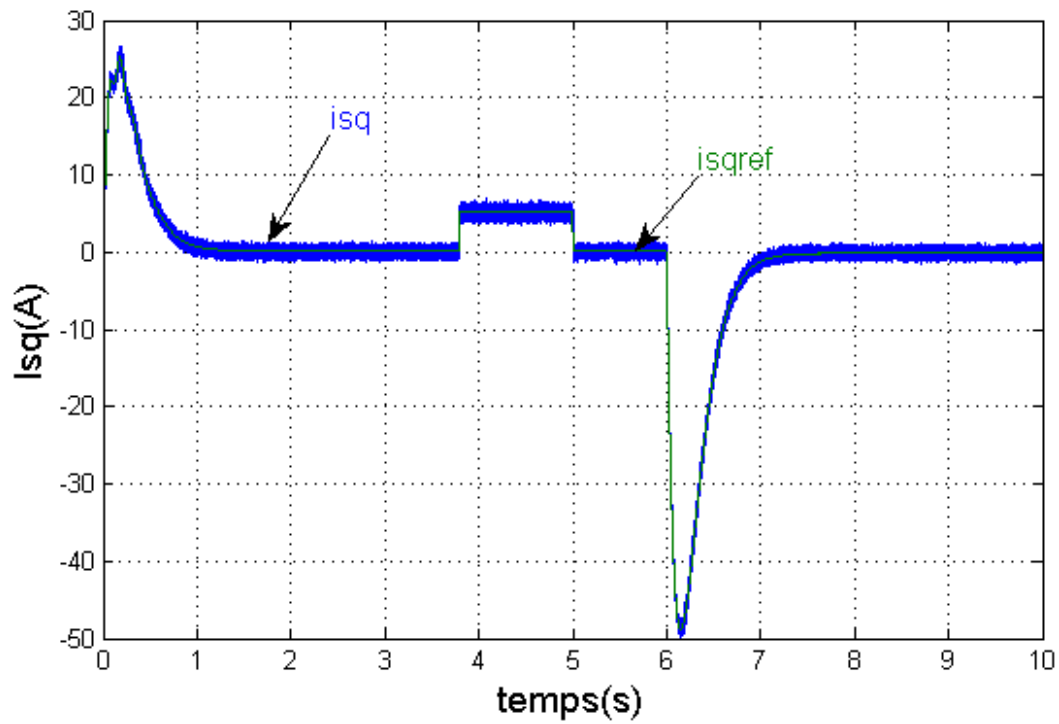
(b) le flux rotorique en quadrature

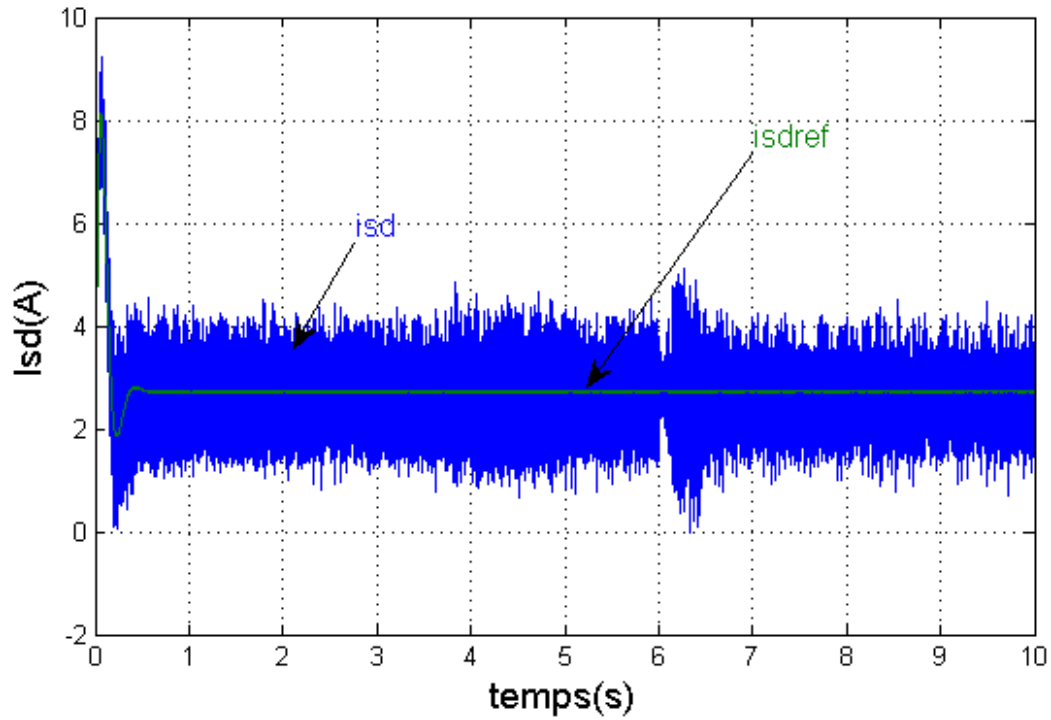


(c) la vitesse de rotation

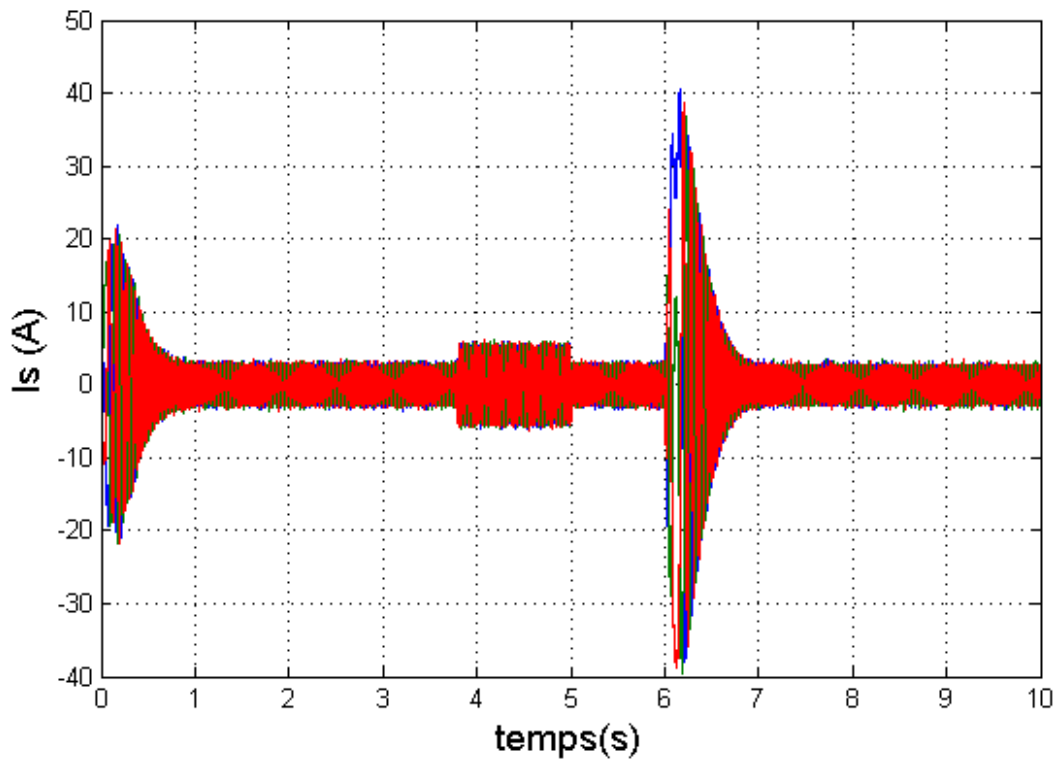


(d) le couple électromagnétique

(e) le courant statorique en quadrature I_{qs}



(f) le courant statorique direct I_{ds}



(g) les courants statoriques I_s

Fig III.5 Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

Interprétations des résultats

La commande vectorielle est essentiellement basée sur l'orientation de l'une des composantes du flux rotorique. On choisit l'orientation de φ_{dr} dans le sens de l'axe od.

Lors de l'inversion du sens de rotation avec application d'un couple de charge

- La figure (**fig III.5 (c)**), représente la vitesse de rotation de la machine asynchrone, on constate bien quel suit sa référence après passage du régime transitoire, la machine tourne en régulation de vitesse de +157 rad/s jusque a l'instant $t = 6s$ puis un changement du sens de rotation allant jusque a -157 rad/s.
- Les figures (**fig III.5 (a), (b)**), représente le flux rotorique direct et le flux en quadrature, on voit bien que le flux est orienté selon l'axe direct, et qui suit sa référence (orientation du flux) qui est de l'ordre de 1 Wb.
- La figure (**fig III.5 (d)**), représente le couple électromagnétique, on voit bien qu'il ya une réponse rapide du couple, entre les instants $t = 0s$ et $t = 0.8s$ puis imposition d'un couple de charge de 5 (N.m) entre les instants $t = 3.8s$ et $t = 5s$ enfin une inversion du sens de rotation a $t = 6s$.
- La figure (**fig III.5 (e)**), représente Le courant statorique en quadrature I_{qs} on constate qu'il suit parfaitement sa référence, une fois que la vitesse atteint la consigne, le régulateur de vitesse ne demande qu'un faible courant I_{qs} de manière a lutté uniquement contre les frottements.
- La figure (**fig III.5 (f)**), représente le courant statorique direct I_{ds} On voit bien que le courant statorique direct I_{ds} suit sa référence qui est maintenue a $I_{ds} = 2.9(A)$ durant même l'inversion de vitesse.
- La figure (**fig III.5 (g)**), représente les courants statoriques I_s de la machine asynchrone on voit bien que ces courants en régime transitoire sont de l'ordre de 20 (A) c'est les courant de démarrage puis entre les instants $t = 3.8s$ et $t = 5s$ une légère augmentation due a l'imposition du couple de charge, enfin entre a l'instant $t = 6s$ une augmentation des courant jusque a 40 (A) due a l'inversion du sens de rotation.

Ces résultats montrent le découplage ente le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté ayant pour principe le découplage entre le couple électromagnétique et le flux. Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

Nous avons simulé cette commande sur le logiciel MATLAB/SIMULINK Les résultats de simulation que nous avons présenté montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à la modélisation et la Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel indirect.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre à la modélisation mathématique de la machine asynchrone car l'étude du comportement dynamique et statique de la MAS exige une bonne modélisation qui décrit de façon adéquate son comportement. Toute la modélisation a été effectuée sous l'environnement *Simulink/Matlab*.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les variateurs de vitesse qui sont utilisés en cours de développements dans le domaine industriels. Puis on s'est intéressé aux performances de l'association MAS-IMC, pour ce nous avons commencé par la présentation des différentes topologies de l'IMC, ainsi que sa modélisation et sa commande par modulation vectorielle. Les résultats obtenus avec cette technique sont satisfaisants vu la qualité des performances de la MAS, et l'un des plus importants avantages procurés par l'IMC est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable qui peut atteindre l'unité.

Dans le troisième chapitre, on a présenté une étude de la commande vectorielle par flux rotorique orienté, grâce à cette technique de commande et au dimensionnements des régulateurs PI, on a pu assurer le découplage entre le flux et le couple. Ce découplage est prouvé par une série de simulation de la machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel indirect associée à la commande vectorielle directe. Les tests de robustesse ont prouvé que la commande vectorielle directe permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances dynamiques et statiques. La simulation a été faite sous l'environnement *Simulink/Matlab*. Nous constatons que ce logiciel est très puissant surtout dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande des machines électriques, et cela à cause de sa rapidité et la fiabilité des résultats qu'il donne ainsi que sa flexibilité qui permet à l'utilisateur de créer ses propres modèles en plus des bibliothèques riches qu'il contient.

Finalement, comme perspectives nous suggérons la poursuite des recherches dans cet axe et on souhaite avoir une implantation sur DSP de la commande vectorielle proposée.

Bibliographie

- [1] **O.Ondel** : « Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone » Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, France, 2006.
- [2] **Ph.Barret**: « Régimes transitoires des machines tournantes électriques » Editions Eyrolles, 1982.
- [3] **A.A.Pujol** : « Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors » Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [4] **S.Zaidi** : « Commande non linéaire du moteur à induction » Thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [5] **N. Patin** : « Modélisation de la machine asynchrone » Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, 2003.
- [6] **L.Baghli** : « Modélisation et commande de la machine asynchrone » notes de cours de l'IUFM de Lorraine – Nancy 1, non édité, France, 2005.
- [7] **J-P. Hautier** : « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Editions Technip, 1995.
- [8] **I. AL-Rouh** : « Contribution a la commande sans capteur de la machine asynchrone » thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 2004.
- [9] **L. Baghli** : « Modélisation et commande de la machine asynchrone » notes de cours de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2005.
- [10] **Xavier. Roboam** : « Variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique » thèse de doctorat de l'INPT, 1991.
- [11] « Electronique de puissance et commandes des machines » revue ELWE, 1999.
- [12] **K. Ghedamsi** : « contribution a la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence application a la conduite de la machine asynchrone » Thèse doctorat ENP, Alger 2008.
- [13] **Gang li, Kai Sun**: « A nouvel algorithm for space vector modulated two-stage matrix converter » Department of Electrical Engineering, university Beijing, China, 2001.
- [14] **F. Gruson**: « Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse » Thèse doctorat de l'école centrale de Lille, 2003.
- [15] **R. PAREKH**: « VF control of 3-phase Induction Motor using space vector modulation » AN 955, Microchip Technology Inc., 2005.
-

- [16] **M.KHALFALLAH, A.EL AFIA, A.SAAD, et J.GHOULI** : « Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI » IEEE Transaction, Mai 2005.
- [17] **E.M. Berkouk** : « Contribution a la conduit des machine asynchrones monophasé et triphasé alimentées par des convertisseur directs et indirects » thèse de doctorat, CNAM, Paris, 1995.
- [18] **A. Gadoum, N. Hamrouche** : « Analyse des convertisseurs de fréquence indirect a structure matriciel » mémoire de master en électrotechnique, université de Bejaia, 2011.
- [19] **K. Slaouti, N.Makhloufi** : « Commande d'une machine asynchrone double étoile alimenté par convertisseurs matriciels indirects » mémoire de master en électrotechnique, université de Bejaia 2012.
- [20] **T.G. Habetler** : « Direct control of induction machines using space vector modulation » IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol. 28, sep/oct. 1992.
- [21] **N. Taib** : « Application des convertisseurs matriciel à la commande des machine a courant alternatif » mémoire de magister, université de Bejaia 2004.
- [22] **A. Scuster** : « Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entrainements par moteur asynchrone » Thèse doctorat de L'EPE, LEI, Lausanne, 1998.
- [23] **A. Azib** : « Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels » mémoire magister en électrotechnique, université de Bejaia 2009.
- [24] **R Achouri** : « Commande vectorielle de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur en électrotechnique, ENP, Alger, 2007.
- [25] **A. Davide** : « Identification des paramètre du moteur a induction triphasé en vue de sa commande vectorielle » mémoire en vue d'obtention du grade de maitre en sciences, canada, 2004.
- [26] **D. Ait Kaid** : « Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, a l'aide de régulateur fractionnaires » mémoire de magister, université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [27] **G.BUCHE** : « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulink » Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.
- [28] **A.BENSAID et A.DJAHBAR** : « Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension » P.F.E. de l'E.N.P., Algérie, 1995.
- [29] **J. Guiraud** : « Commande vectorielle des machines alternatives a base de processeur de signal » Mémoire d'ingénieur CNAM, centre régional de Grenoble, 1997.
-

[30] **T. Boutabba** : « Commande vectorielle en temps discret d'une machine asynchrone » mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.

[31] **A. Larabi** : « Contribution a l'étude de la commande vectorielle discret de la machine asynchrone » thèse de doctorat en électrotechnique ENP. Alger, 2001.

[32] **L. Baghli** : «Contribution a la commande de la machine asynchrone : utilisation de la logique flou, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 1999.

[33] **A. Lokkriti, Y. Zidani** : « Comparaison des performances des régulateur PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique orienté d'une machine asynchrone » 8^e conférence internationale de modélisation et simulation. Hammamet-Tunisie. Du 10 au 12 mai 2010.

Les paramètres de la machine asynchrone [26]

Puissance nominale	$p_n = 1500\text{w}$
Résistance statorique	$R_s = 4.85 [\Omega]$
Résistance rotorique	$R_r = 3.08 [\Omega]$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.274 [\text{H}]$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.274 [\text{H}]$
Inductance cyclique mutuelle	$L_m = 0.258 [\text{H}]$
Moment d'inertie des masses tournantes	$J = 0.003 [\text{Kg. m}^2]$
Le nombre de paires de pôle	$P = 2$
Coefficient des frottements	$K_f = 0.0001$
Le courant	$I = 5/8 [\text{A}]$
La tension	$V = 220 [\text{V}]$
La fréquence	$f = 50 [\text{Hz}]$
Vitesse de synchronisme	$N = 1500 [\text{tr}/\text{mn}]$

Dimensionnement des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouvert est dans ce cas donné par :

$$G_{BO}(s) = \left(K_i \frac{1}{s} + K_p \right) \left(\frac{G_0}{1+\tau s} \right) = \left(\frac{K_i K_p s}{s} \right) \left(\frac{G_0}{1+\tau s} \right) \quad (\text{B.1})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{G_0 K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{(\tau s + 1) \left(s + (K_p s + K_i) \frac{G_0}{\tau s + 1} \right)} \quad (\text{B.2})$$

L'expression de module du gain de la boucle ouvert est :

$$|G_{BO}(j\omega)| = \frac{G_0 \sqrt{(K_i^2 + (K_p \omega)^2)}}{\omega \sqrt{(1 + (\tau \omega)^2)}} \quad (\text{B.3})$$

- pour $\omega = \omega_c$, $|G_{BO}(j\omega)| = 1$

$$K_i^2 + (K_p \omega_c)^2 = \left(\frac{\omega_c}{G_0} \right)^2 (1 + (\tau \omega_c)^2) \quad (\text{B.4})$$

$$\text{supposons } A = \left(\frac{\omega_c}{G_0} \right)^2 (1 + (\tau \omega_c)^2)$$

Alors :

$$K_i^2 + (K_p \omega_c)^2 = A \quad (\text{B.5})$$

- L'expression de la marge de phase

$$\Delta\phi = 180^\circ + \text{arc}(G_0(j\omega_c)) \quad (\text{B.6})$$

$$\Rightarrow \Delta\phi = 180^\circ - 90^\circ + \text{arctg}\left(\frac{K_p \omega_c}{K_i}\right) - \text{arctg}(\tau \omega_c) \quad (\text{B.7})$$

$$\Rightarrow \arctg\left(\frac{K_p\omega_c}{K_i}\right) = \Delta\phi - 90^\circ + \arctg(\tau\omega_c) \quad (\text{B.8})$$

$$\Rightarrow \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{\omega_c} \text{tg}(\Delta\phi - 90^\circ + \arctg(\tau\omega_c)) \quad (\text{B.9})$$

Supposons :

$$B = \frac{1}{\omega_c} \text{tg}(\Delta\phi - 90^\circ + \arctg(\tau\omega_c)) \quad (\text{B.10})$$

Alors :

$$B = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{B.11})$$

De l'expression (B.5) et (B.11) on aura :

$$\begin{cases} K_i^2 + (K_p\omega_c)^2 = A \Rightarrow K_i^2 = A - K_p^2\omega_c^2 \\ \frac{K_p}{K_i} = B \Rightarrow K_p^2 = K_i^2 B^2 \end{cases} \quad (\text{B.12})$$

On remplace (B.12) on aura :

$$\begin{aligned} K_p^2 &= (A - K_p^2\omega_c^2)B^2 \\ \Rightarrow K_p^2 &= \frac{AB^2}{(1+\omega_c^2 B^2)} \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

D' où l'expression du gain K_p

$$K_p = \frac{1}{G_0} \text{tg}(\Delta\phi - 90^\circ + \arctg(\tau\omega_c)) \left(\frac{1+(\tau\omega_c)^2}{1+(\text{tg}(\Delta\phi - 90^\circ + \arctg(\tau\omega_c)))^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{B.14})$$

Puis on remplace l'expression de K_p dans (B.11) :

$$K_i = \left(\frac{\omega_c}{G_0}\right) \sqrt{\frac{1+(\tau\omega_c)^2}{1+(\text{tg}(\Delta\phi - 90^\circ + \arctg(\tau\omega_c)))^2}}$$