

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

**COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
EN UTILISANT LE CONVERTISSEUR
MATRICIEL**

Proposé et dirigé par :

- Messieurs: Mohamed GAAD
Nabil TAIB

Présenté par :

- ZORIG Assam
- SEGHIRI Abdelghani

Année universitaire : 2006 / 2007

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I : EVOLUTION DES SYSTEMES D'ENTRAINEMENT DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF

I.1 : Introduction.....	3
I.2 : Domaines d'application des entrainement électriques à vitesse variable.....	4
I.3 : Evolution de la variation de vitesse	4
I.4 : Variateurs de vitesse à courant alternatif.....	5
I.4.1 : Les Cycloconvertisseur.....	5
I.4.2 : Les Onduleurs de tension.....	6
I.4.3 : Les Convertisseurs indirects de fréquence.....	7
I.4.4 : Les Convertisseurs Matriciels.....	9
I.5 : Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif	10
I.6 : Conclusion.....	12

CHAPITRE II : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES CONVERTISSEURS MATRICIELS ALTERNATIF-ALTERNATIF

II.1 : Introduction.....	13
II.2 : Principe du convertisseur matriciel.....	13
II.2.1 : Vecteurs de commutation admissibles.....	15
II.3 : Techniques de commande des Convertisseurs Matriciels.....	16
II.4 : Méthode de modulation de Venturini.....	17
II.5 : Simulation numérique de commande par l'algorithme de Venturini.....	20
II.5.1 : Commande par l'algorithme de Venturini sans charge.....	20
II.5.2 : Commande par l'algorithme de Venturini avec charge.....	23
II.6 : Interprétation des résultats.....	26
II.7 : Conclusion	27

CHAPITRE III : ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LE CONVERTISSEUR MATRICIEL

III.1 : Introduction.....	28
III.2 : Modélisation de la machine asynchrone triphasée	28
III.2.1 : Description du moteur asynchrone	28
III.2.2 : Hypothèses simplificatrices.....	29
III.2.3 : Mise en équations.....	29
III.2.4 : Transformation de Park	30
III.2.5 : choix du référentiels.....	32
III.2.6 : Modélisation de la machine.....	34
III.2.6.1 : Alimentation en tension	34
III.2.6.2 : Alimentation en courant.....	36
III.2.7 : Montage de simulation.....	36
III.2.7.1 : Simulation numérique.....	37
III.2.7.2 : Résultats de simulation.....	38
III.2.7.3 : Interprétation des résultats de simulation.....	39
III.3 : Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel.....	39
III.3.1 : Simulation numérique.....	39
III.3.2 : Résultats de simulation.....	40
III.3.3 : Interprétation des résultats.....	42
III.4 : Conclusion.....	42

CHAPITRE IV : COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

IV.1 : Introduction.....	43
IV.2 : Introduction à la commande vectorielle.....	43
IV.2.1 : Principe de base de la commande vectorielle.....	44
IV.2.2 : Structure de commande vectorielle à flux orienté.....	46
IV.2.3 : Découplage entrée-sortie.....	47
IV.2.4 : Bloc de défluxage.....	49
IV.3 : Régulation.....	49
IV.3.1 : Régulation par la méthode direct.....	49
IV.3.1.1 : Régulateur du flux.....	50

IV.3.1.2 : Régulateur du couple.....	52
IV.3.1.3 : Régulateur du vitesse.....	53
IV.3.1.4 : Présentation des résultats de simulation	54
IV.3.1.5 : Comparaison au niveau du régime dynamique et statique.....	54
IV.3.2 : Régulation par la méthode indirect.....	56
A/. Principe de commande.....	56
B/.Calcul des paramètres des régulations.....	57
B.1 : Correction proportionnelle Intégrale PI	58
B.1.1 : La régulation suivant l'axe "d"	58
B.1.2 : La régulation suivant l'axe "q"	59
B.1.3 : résultats de simulation.....	62
B.2 : Correcteur Intégrale proportionnelle IP.....	64
B.2.1 : La régulation suivant l'axe "d"	64
B.2.2 : La régulation suivant l'axe "q"	65
B.2.3 : résultats de simulation.....	67
C/.Interprétation des résultats de simulation	68
IV.4 : Conclusion.....	69
CONCLUSION GENERALE.....	70

Bibliographie

Annexe

Liste des Symboles Utilisés

Voici une liste de quelques symboles utilisés dans ce mémoire. Les autres sont généralement définis au moment de leur utilisation.

$\mathbf{M}(\mathbf{t})$: Matrice de connexion .

$\mathbf{M}^t(\mathbf{t})$: Transposée de la Matrice de Connexion .

\mathbf{T}_e : Période de commutation.

$\mathbf{V}_{as}, \mathbf{V}_{bs}, \mathbf{V}_{cs}$: Tensions de sortie du convertisseur matriciel, qui correspondent aussi aux tensions statoriques .

$\mathbf{V}_{eA}, \mathbf{V}_{eB}, \mathbf{V}_{eC}$: Tensions d'entrée du convertisseur matriciel .

$\mathbf{i}_{as}, \mathbf{i}_{bs}, \mathbf{i}_{cs}$: courants de sortie du convertisseur matriciel, qui correspondent aussi aux courants statoriques .

$\mathbf{i}_{eA}, \mathbf{i}_{eB}, \mathbf{i}_{eC}$: courants d'entrée du convertisseur matriciel .

\mathbf{V}_{em} : Amplitude de la tension d'entrée.

\mathbf{I}_{sm} : Amplitude du courant de sortie.

\mathbf{q} : Rapport de tension du convertisseur matriciel .

Pulsation électrique d'entrée du convertisseur matriciel. ω_e :

Pulsation électrique de sortie du convertisseur matriciel, qui est aussi la pulsation ω_s :
statorique.

ω_m : Pulsation de modulation du convertisseur matriciel.

ω_r : Pulsation rotorique.

$\mathbf{V}_{ds}, \mathbf{V}_{qs}$: Tensions statoriques directe et en quadrature.

$\mathbf{i}_{ds}(\mathbf{i}_d), \mathbf{i}_{qs}(\mathbf{i}_q)$: Courants statoriques directe et en quadrature .

$\mathbf{i}_{dr}, \mathbf{i}_{qr}$: Courants rotoriques direct et en quadrature .

\mathbf{p} : Nombre de paire de pôles

ϕ_{ds}, ϕ_{qs} : Flux statorique direct et en quadrature.

ϕ_{dr}, ϕ_{qr} : Flux rotorique direct et en quadrature.

$P(\theta)$: Matrice de Park.

ϕ_e, ϕ_s : Angle de phase d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel, respectivement.

R_s : Résistance statorique.

R_r : Résistance rotorique.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance mutuelle propre.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

K_f : Coefficient de frottement.

q_m : Rapport de tension maximal. $\left(q_m = \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$

T_r : Constante de temps rotorique. $\left(T_r = \frac{L_r}{R_r} \right)$

T_s : Constante de temps statorique. $\left(T_s = \frac{L_s}{R_s} \right)$

σ : Coefficient de dispersion de Blondel. $\left(\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \right)$

ω_{sl} : Pulsation de glissement.

ϕ_r : Flux rotorique. $\left(\phi_r = \sqrt{\frac{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}{1.5}} \right)$

θ_{sl} : Angle de glissement.

I.P: Régulateur à caractère Intégral-Proportionnel.

P.I: Régulateur à caractère Proportionnel- Intégral.

θ_e, θ_s : angles électriques d'entrée et de sortie.

$S_{Aa}, S_{Ba}, \dots, S_{Cc}$: Interrupteurs bidirectionnels dont l'état peut être soit 1 ou 0.

INTRODUCTION GENERALE

Bien que la conversion de fréquence pour des entraînements à vitesse variable par des machines à champ tournant soit une technique bien établie et mûrie, la topologie matricielle des convertisseurs est toujours peu connue. Jusqu'à la fin des années 90, l'intérêt pour ce type de convertisseur était d'une nature plutôt académique. Les raisons de ce fait, sont certainement d'une part la complexité élevée de la commande et d'autre part l'amplitude de la tension de sortie réduite par rapport aux solutions conventionnelles

En revanche, le convertisseur matriciel possède plusieurs grands avantages par rapport aux convertisseurs conventionnels. Etant 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 (généralement des condensateurs) sont éliminés. Il est ainsi possible de réduire considérablement l'effort constructif et le volume du convertisseur, et par conséquent augmenter la durée de vie de ce dernier qui n'est pratiquement plus limitée. De plus, grâce à sa structure symétrique, le convertisseur matriciel permet directement une récupération d'énergie vers le réseau d'alimentation.

La topologie matricielle d'un convertisseur de fréquence à commutateurs de puissance bidirectionnels a été mentionnée déjà en 1976 par L. Gyugyi et B.R. Pelly [3]. Ensuite, en 1980, M. G. Venturini a présenté une étude théorique détaillée sur ce sujet [12][13]. En 1988, puis en 1989, le même auteur a présenté des résultats d'une première réalisation d'un convertisseur matriciel ainsi que la solution pour améliorer le rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée de $(0.5) \text{ à } (0.866)$ [15][16].

Depuis 1992, avec l'évolution des composants de l'électronique de puissance ainsi que les microprocesseurs, une technique de contrôle du convertisseur matriciel utilisant les phaseurs spatiaux est apparue [25][26][30] et [32]. Par la suite, les études se sont accentuées sur ce domaine pour développer d'autres méthodes de commande du convertisseur matriciel triphasé alternatif-alternatif en vue de son utilisation avec les techniques de commande des machines à courant alternatif.

Notre travail se situe à ce niveau. Il consiste à faire une application de ces convertisseurs matriciels alternatif-alternatif à la commande des machines à courant alternatif.

A cet effet, dans le premier chapitre on rappellera brièvement l'évolution des systèmes d'entraînements avec machines à courant alternatif. Ensuite, les différents variateurs utilisés dans le domaine de la vitesse variable sont présentés. Une comparaison entre les performances des différents variateurs est donnée dans ce même chapitre.

Au deuxième chapitre, une description détaillée du convertisseur matriciel est présentée. La technique de commande du convertisseur matriciel sera développée. Des résultats sur une charge inductive, pour différentes fréquences de sortie, seront discutés.

Le troisième chapitre sera consacré à la modélisation de système à commander, ceci est constitué par la machine asynchrone (MAS) alimentée directement par un convertisseur matriciel. Le convertisseur matriciel étant toujours commandé par la technique de l'algorithme modifié de Venturini. Des résultats de simulation en boucle ouverte seront présentés.

Le quatrième chapitre présente la commande vectorielle par orientation du champ de la machines étudiées. Nous aborderons les principes de la méthode d'orientation du flux associée à l'algorithme de Venturini par les deux méthodes; direct et indirect, des résultats obtenus par cette méthode seront étudiée et présentée.

A la fin, nous présenterons une conclusion générale résumant et évoluant les résultats principaux de notre travail ainsi qu'un certains nombre de perspectives.

I.1 INTRODUCTION

Dans le cas des machines à courant alternatif (asynchrone et synchrone), la variation de vitesse qui est liée à la fréquence d'alimentation n'est qu'un sous-ensemble d'un domaine plus vaste, celui de l'électronique industrielle. D'une manière synthétique, la variation de vitesse est au centre de trois grands pôles, la charge ou le procédé, le réseau d'alimentation et la supervision ou la conduite des procédés [1].

La première utilisation de la fréquence (vitesse) variable a été réalisée avec une loi $V/f = \text{const}$. On montre en effet, qu'en régime permanent ce fonctionnement qui fait travailler la machine à flux imposé. Assure un fonctionnement correct dans une plage de vitesse qui peut encore être étendue vers les hautes fréquences en travaillant à tension constante donc à flux réduit. Cependant, cette commande qui à l'intérêt d'être très simple ne contrôle pas les régimes transitoires. Des appels de courant importants peuvent être néfastes pour l'électroniques de puissance; une limitations de ces courant peut conduire à une perte de stabilité pour l'ensemble, la seule solution à ce problème consiste en un ralentissement de la commande de façon à éviter les transitoires dangereux [1][2].

Pour des commandes plus performantes, des lois plus précises doivent être trouvées des améliorations de cette loi de commande, basées sur le même principe sont souvent proposées sous le nom de commandes scalaires. Elles augmentent les performances, mais restent spécifiques de la machine utilisée et sont difficilement généralisables car elles reposent sur une base théorique fragile [1].

La modélisation des machines à courant alternatif, qui sera détaillée dans la troisième chapitre, est un passage obligatoire si l'on veut mettre en place les commandes de couple nécessaire à un bon fonctionnement en régime transitoire. Les modèles utilisés ne doivent pas conduire à des temps de calcul incompatibles avec le temps réel.

Ces modèles mettent en jeu des paramètres du moteur (résistances, inductances) et calculent des grandeurs intermédiaires comme les flux et donnent enfin accès aux grandeurs à contrôler qui sont le couple et les courant statoriques [3][4][5][6][7].

La détermination des paramètres et l'identification de la machine par calcul ou par essais expérimentaux appropriés reste une phase importante et délicate d'autant plus que certaines caractéristiques peuvent évoluer avec les conditions de fonctionnement (température, saturation...).

Les méthodes proposées, comme celle du flux orienté ou de la commande directe du couple dépendent énormément des paramètres utilisés. On peut, par des mesures ou des estimations intermédiaires, améliorer la robustesse de ces commandes [2][5][8].

I.2.domains d'application des entrainements électriques à vitesse variable

Tous les secteurs industriels peuvent être concernés, que ce soit dans des applications où la variation de vitesse est incontournable ou dans celles où elle amène des améliorations importantes. On peut citer [1].

- la traction électrique ;
- les machines à papier ;
- les machines du textile, caoutchouc, etc... ;
- les machines outils ;
- la robotique et la manutention.

I.3.Evolution de la variation de vitesse

Quatre directions d'évolution découlent d'une analyse même sommaire des principes de la variation de vitesse :

- évolution du coté charge : meilleurs réponses aux contraintes des procédés en termes de précision, de dynamiques en couple et en tension, et maîtrise des sollicitations fréquentielles des lignes d'arbre ;
- évolution des formes d'onde des tensions appliquées au stator des machines, pour réduire les déclassement des machines, les harmoniques des courants et la variation de la tension pour la tenue des isolants. Le but, pour des raisons de coût, étant de pouvoir utiliser des machines existantes sur le marché, des formes d'ondes moins riches en harmoniques améliorent la compatibilité électromagnétique ;
- évolution du coté réseau : amélioration de la compatibilité variateur/réseau : fonctionnement à facteur de puissance maîtrisé et réduction de la pollution harmonique ;
- évolution de la supervision : la montée en puissance des microprocesseurs autorise chaque jour un plus la localisation des fonctions de supervision au droit des variateurs.

Toute évolution des concepts de supervision passe par une amélioration des possibilités d'échange, d'une part entre variateurs de vitesse et d'autre part entre variateurs calculateurs de niveau supérieur.

I.4. variateurs de vitesse à courant alternatif

Il existe plusieurs types de variateurs de vitesse qui sont utilisés en pratique :

I.4.1. Le Cycloconvertisseur

C'est un convertisseur direct, de forte puissance, dont la fréquence de sortie est limitée. Il est utilisé dans des applications et dans des procédés à grandes dynamiques de la métallurgie ou l'on recherche des performances en couple. Il peut alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones. Malgré sa simplicité apparente, ce convertisseur présente l'inconvénient souvent disqualifiant de perturber son réseau d'alimentation par des harmoniques et des fluctuations de puissance réactive [9].

Les principaux avantages sont :

- fonctionnant en commutateurs naturelle, il ne nécessite pas de circuit auxiliaires de blocages des thyristors ;
- Etant un convertisseur direct, il a un très bon rendement car le courant pour aller de l'entrée à la sortie ne traverse qu'un ou deux semi-conducteurs;
- la commande et la protection des semi-conducteurs ne présentent pas de difficultés.

Les principaux inconvénients sont :

- comme tout convertisseur direct, il est (perméable) aux harmoniques : les harmoniques des tensions de sortie entraînent l'existence d'harmoniques dans les courants d'entrée (fig. I.1).ces harmoniques sont la cause principale des bruit ainsi que des vibrations existants dans les machines entraînées par ce type de convertisseur.une solution a été proposée pour les systèmes de propulsion maritime dans [10]pour réduire les harmoniques des Cycloconvertisseur , mais elle semble très compliquée et onéreuse ;
- le montage nécessite beaucoup de thyristors. Pour une sortie triphasée, il en faut au moins 18, presque toujours 36;
- surtout, de par son principe même, le Cycloconvertisseur consomme une puissance réactive importante ;

- Il présente une limitation : sa fréquence de sortie est variable mais doit rester nettement inférieure à sa fréquence d'entrée.

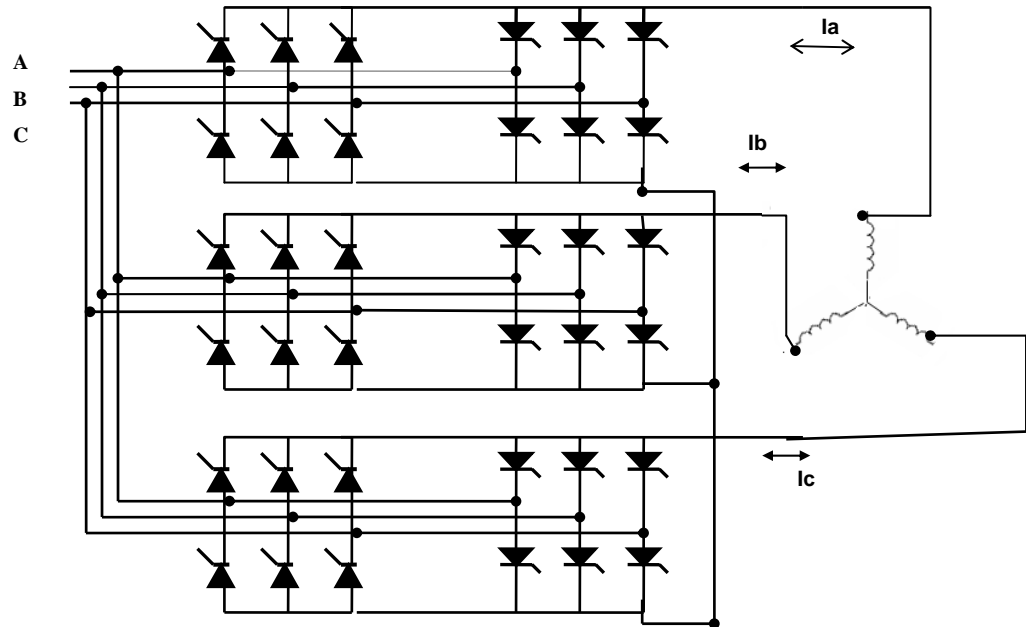


Figure I-1 : Structure d'un Cycloconvertisseur.

I.4.2.L'onduleur de tension

A l'origine (il y a une vingtaine d'années) on ne trouvait dans cette catégorie de variateurs (modulation de largeur d'impulsions 'MLI' ou pleine onde avec modulation d'amplitude) que des variateurs de faible puissance ($P < 100\text{KW}$) [1].

Aujourd'hui, la progression en tension et en courant des composants blocables par la gâchette (GTO,IGCT,IGBT), permet d'atteindre des niveaux de puissance de l'ordre de 5 à 8 MW en IGBT et de 10 à 15 MW avec les GTO ou les IGCT, avec des associations de composants série et / ou parallèle. Il est bien évident que cette progression s'effectue au déterminant du Cycloconvertisseur, même dans les réalisations les plus simples, et cela du fait de la structure indirecte. Les onduleurs de tensions (fig. I.2) sont beaucoup moins polluants pour les réseaux d'alimentation car les harmoniques dominants, autres que le fondamental, ne sont que ceux de la fréquence de commutation et ses multiples. Ces harmoniques, s'ils ne sont pas éliminés, seront responsables de la majorité des pertes par un moteur à induction alimenté par un onduleur [3][4][5][9].

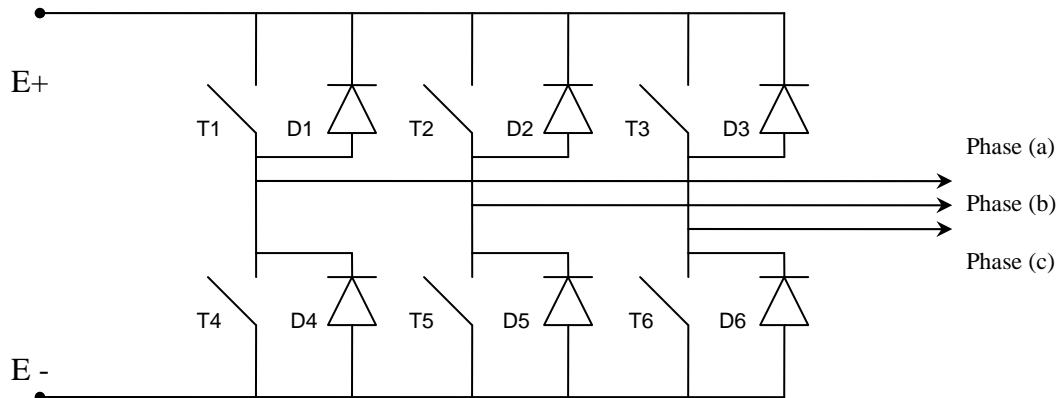


Figure I-2 : onduleur de tension

I.4.3. Les convertisseurs indirect de fréquence

Généralement le principe des convertisseurs de fréquence est basé sur une conversion indirecte. Elle se divise en deux conversions successives. D'abord, on effectue le redressement de la grandeur alternative en une grandeur continue ou quasi continue qui est ensuite convertie en grandeur alternative de sortie.

Il existe principalement trois types différents de convertisseurs de fréquence indirects :

- . Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu (convertisseur-I). Le circuit intermédiaire consiste en une inductance de stockage, imposant le courant du circuit intermédiaire aux phases de la charge. Bien que le montage et la commande de ce type de convertisseur soient relativement simples, ce dernier possède beaucoup d'inconvénients. D'abord, l'ondulation en puissance est très prononcée, de plus, la dynamique des courants de sortie est limitée et finalement l'inductance de stockage est gênante par rapport à l'aspect constructif.
- . Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue (convertisseur-U, DC-voltage Link converter). Ce type de convertisseur est le plus répandu étant donné que le montage et la commande sont relativement simples.
- . Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant fonctionne également à base d'une tension intermédiaire. A l'aide d'un circuit de résonance LC ainsi que des commutateurs auxiliaires, les commutations des éléments principaux de la partie onduleur s'effectuent, par

exemple, à tension nulle. Ceci permet d'augmenter considérablement la fréquence de pulsation donnant ainsi une très bonne dynamique de courant à la sortie. Il n'est pas trop utilisé à cause de la du montage et de la commande. La figure (I-3) représente un convertisseur à circuit intermédiaire oscillant [11].

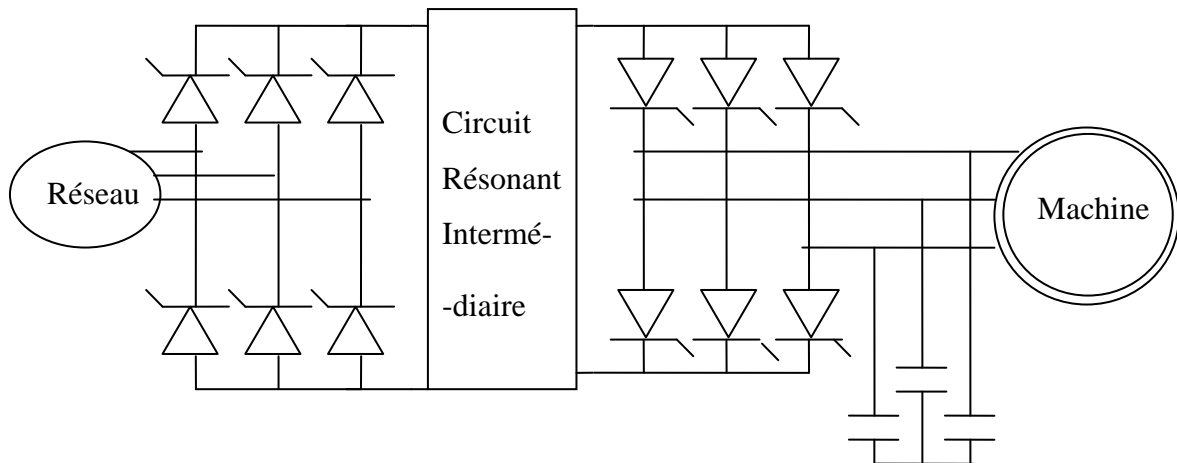


Figure I-3 : structure convertisseur alternatif-alternatif à circuit résonant intermédiaire.

Ils sont utilisés dans les procédés comportant des échanges d'énergie internes. L'exemple le plus typique se rencontre dans les industries du papier avec les enrouleuses et les dérouleuses. Echanger de l'énergie en passant par un réseau de distribution, au risque de le polluer (harmoniques, réactif), ne semble pas être la solution la meilleure, aussi pour globalement améliorer l'adéquation procédé/réseau on recourt depuis quelques années à des alimentations par "bus à courant continu" dans la mesure où les convertisseurs utilisés sont du type MLI en tension. En résumé les avantages de l'alimentation par bus à courant continu sont les suivants [1] :

- sécurité des procédés vis-à-vis des perturbations réseau ;
- minimisation des variations de puissance réactive sur le réseau ;
- minimisation du réactif sur le réseau ;
- minimisation de la pollution harmonique du réseau ;

Cette technique du BUS à courant continu est pratiquée depuis plusieurs années avec des variateurs de vitesse de puissance unitaire inférieure à 1MW avec des tensions de bus de l'ordre de 980V. L'évolution des topologies et des composants de puissance, GTO et IGBT

conduit à augmenter les puissances et les tensions machine (2.4KV, 3.3KV, 4.16KV). Ainsi les tensions de BUS évoluent de 980V à 3.4KV, 4.7KV, 5.9KV, pour des puissances de l'ordre de 5MW.

Le problème majeur de ce dernier type de variateur (à bus à courant continu) qui semble une bonne solution pour les machines à courant alternatif est la présence de l'inductance et/ou du condensateur dans le bus, qui présente un inconvénient sur le cout ainsi que sur la durée de vie du convertisseur.

I.4.4. Les convertisseurs matriciels

Une nouvelle solution, dont l'étude devient de plus en plus accentuée, est celle du convertisseur matriciel (fig. I-4). Il procure le bénéfice que l'élément de stockage est absent, le transit bidirectionnel de la puissance. En outre, il permet d'avoir à l'entrée et à la sortie des signaux (courants et tensions) de formes sinusoïdales.

Le convertisseur matriciel est apparu dans les années 80, proposé par **G. M. venturini** [12] où il a été nommé par "Sine-In, Sine-out Converter" l'inconvénient majeur est le rapport de transformation des tensions qui est de 86% ainsi que la non disponibilité d'interrupteurs bidirectionnels. Mais, il devient de plus en plus maîtrisé avec le grand nombre de travaux qui sont effectués sur ce type de convertisseur et ses applications à la commande des machines à courant alternatif, depuis les années 90 [12]-[16].

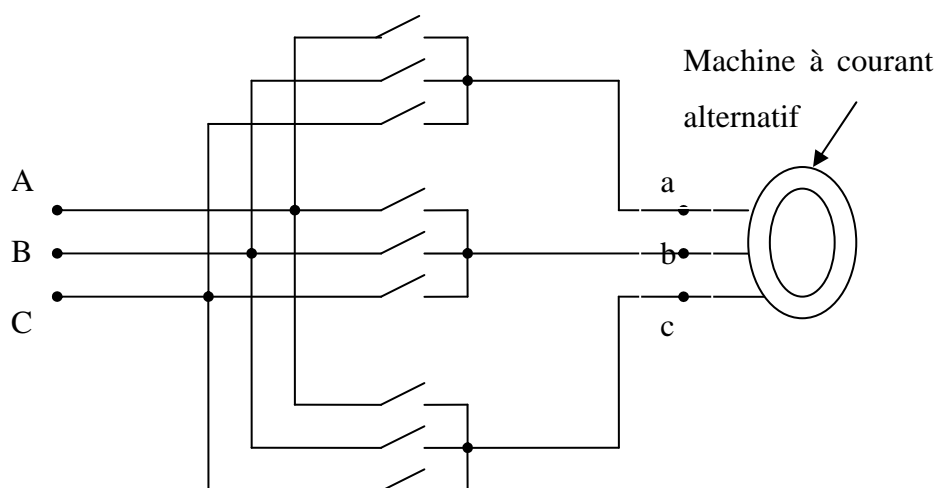


Figure I-4 : convertisseur matriciel triphasé-triphasé.

Les autres performances du convertisseur matriciel sont connues par les aspects suivants:

- Bien qu'il s'agisse de grandeurs pulsées, leur spectre des harmoniques ne contient pratiquement que l'onde fondamentale et des composantes de haute fréquence dues à la pulsation. En évaluant les harmoniques jusqu'à l'ordre 50 par rapport à l'onde fondamentale, le facteur de distorsion harmonique totale (THD) s'élève à 3% environ pour les courants d'entrée et à 2% environ pour les tensions de phase. Etant donnée que la fréquence de pulsation est située bien en dessus de ce domaine considéré, les harmoniques correspondantes ne fournissent aucune contribution [3];
- il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limitée uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible [7] ;
- le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge ;
- le rapport de transformation entre la tension de phase de la charge et la tension d'entrée est variable entre zéro et une valeur maximale qui est de 0.866 [16].
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire. De plus il peut être imposé par la commande ; ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de sortie. Elle diminue avec le cosinus du déphasage [17];
- Le convertisseur matriciel fonctionne sans restriction dans les quatre quadrants du plan tension-courant, donc en fonctionnement moteur ainsi qu'en fonctionnement générateur des machines [18].

I.5. Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif

Le tableau ci-dessous présente une étude comparative entre les trois structures de convertisseurs les plus utilisés [19] :

	Cycloconvertisseur	Onduleur à MLI	Convertisseur matriciel
Technologie	Ancienne	Moderne	En cours de développement
Conversion	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
Fréquence limite	40% de $f_{\text{entrée}}$	Illimitée	Illimitée
N ^{bre} d'interrupteurs	36 unidirects	≥ 18 unidirect. < 36 unidirect.	09 bidirects.
Qualité du signal de sortie	Acceptable	Bonne	Très bonne
Quadrants de fonctionnement	4 quadrants	4 quadrants	4 quadrants
Complexité	Moyenne	Grande	Grande
Pertes	Faibles	Grandes	Potentiellement faibles
Poids physiques	Lourd	Moyen	Léger tout-silicon

Tableau I-1 : comparaison du convertisseur matriciel au Cycloconvertisseur et à l'onduleur MLI.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de variateurs de vitesse des machines à courant alternatif. Nous venons de voir que le convertisseur matriciel est le variateur qui présente les meilleures performances (formes des courants d'entrée et des tensions de sortie, facteur de puissance réglable à l'entrée, etc....) que les autres types.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude du convertisseur matriciel alternatif-alternatif (triphase-triphase) comme c'est le cas le plus fréquent en milieu industriel.

II.1.INTRODUCTION

Les machines à courant alternatif (asynchrones et synchrones) sont commandées traditionnellement par un onduleur à commande MLI. Une alternative est le convertisseur matriciel. Ce convertisseur nous procure un bénéfice comparé à l'onduleur MLI, un courant d'entrée de forme sinusoïdale, un facteur de puissance élevé à l'entrée, un transit bidirectionnel de la puissance, des commutations de faible fréquence dans chaque semi-conducteur ainsi que la possibilité de le compacter car la cellule intermédiaire est absente [20] [21].

Dans le présent chapitre, on présentera le convertisseur matriciel ainsi que la commande de ce dernier.

II.2.Principe du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseurs de fréquence direct. 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. Ceci est réalisé par une matrice de neuf commutateurs de puissance reliant chaque phase d'entrée (A, B, C) à chaque phase de sortie (a, b, c). Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré sur la figure (II-1).

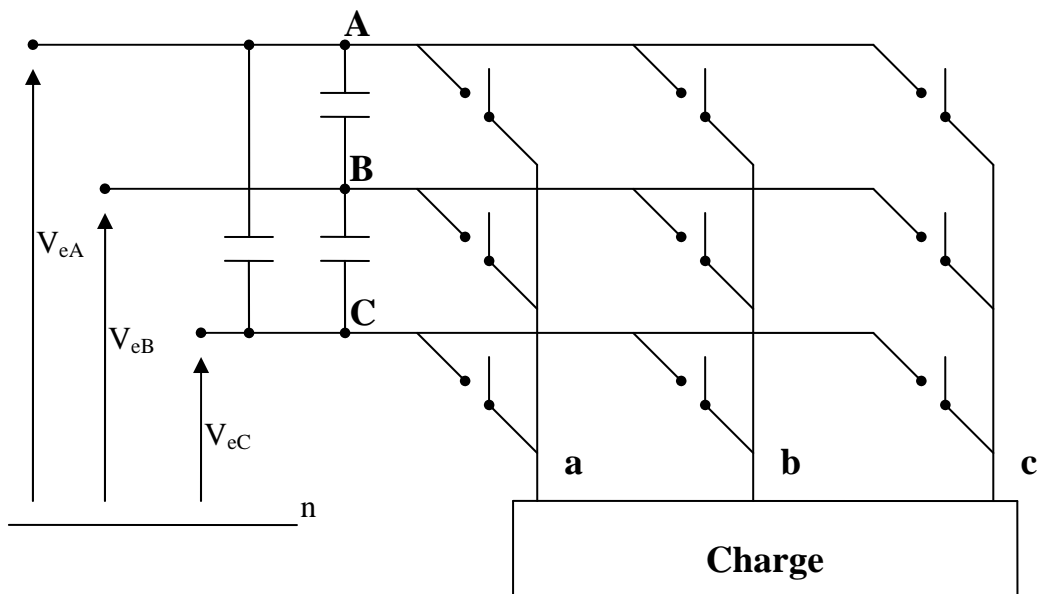


Figure II-1 convertisseur matriciel triphasé-triphasé alimentant une charge

Les commutateurs de puissance de la matrice sont bidirectionnels, c'est-à-dire qu'ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités [22]. On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie. Dans le cas idéal, les tensions aux bornes de la charge correspondent à chaque instant à une des trois tensions d'alimentation. En pulsant les neuf commutateurs selon une séquence de pulsation adéquate et avec une fréquence de pulsation fixe, la conversion de fréquence est réalisée. L'inconvénient majeur est le manque d'interrupteurs bidirectionnels, ce qui explique l'utilisation, en général, de deux transistors (IGBT) et deux diodes pour la réalisation de chaque interrupteur bidirectionnel. On peut également avoir un montage avec 01 transistor IGBT et 04 diodes (fig. II.2.c). les deux transistors IGBT sont montés soit en collecteur commun (fig. II.2.a) ou en émetteur commun (fig. II.2.b); alors que le montage à émetteur commun est le plus utilisé car celui à collecteur commun est difficile à réaliser physiquement à cause des tensions différentes [22][23][24].

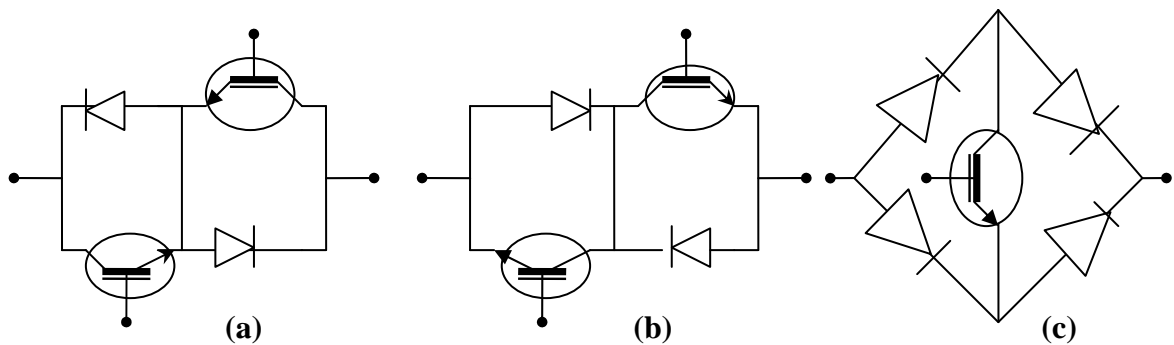


Figure II.2 Interrupteurs bidirectionnels

- a- Montage en émetteur commun.
- b- Montage en collecteur commun.
- c- Montage à pont de diodes.

Ces convertisseurs sont usuellement commandés par MLI pour produire une tension triphasée variable et une fréquence variable.

II.2.1. Vecteurs de commutation admissibles

A priori, on a $2^9 = 512$ différentes combinaisons pour des commutateurs de la matrice, il est évident qu'on ne peut pas toutes les appliquer parce qu'il existe les deux contraintes pratiques fondamentales suivantes :

* Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie, sinon deux tensions d'alimentation seraient court-circuitées. Les courants circulants détruiraient les commutateurs ;

* Il n'est pas admissible non plus d'ouvrir tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie parce que dans ce cas le courant serait interrompu dans cette phase. A cause de la charge inductive, la continuité du courant de sortie doit être assurée à chaque instant.

En respectant les deux règles énoncées ci-dessus, le nombre de combinaisons possibles se réduit à $3^3 = 27$. Dans ce cas, un vecteur d'ordre 3 est suffisant pour décrire l'état de commutation de la matrice complète, la figure (II-3) montre un exemple de vecteur de commutation.

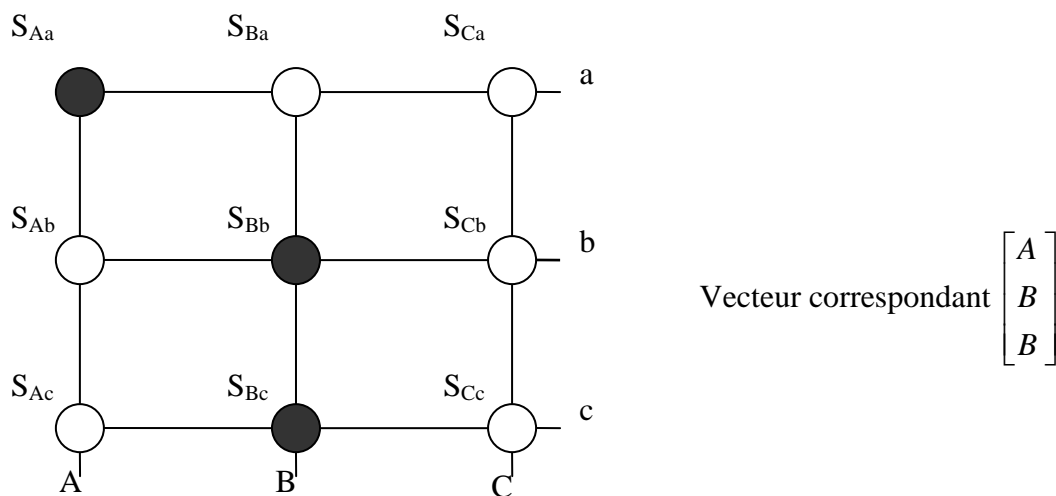


Figure II.3 : exemple pour la définition du vecteur de l'état de commutation de la matrice.

Plusieurs auteurs ont travaillé sur les convertisseurs matriciels, les différentes recherches faites sur ces convertisseurs [23] [25] et [16] concernent principalement les techniques de modulation et leur implémentation physique qui ont permis le développement de différentes topologies de convertisseurs matriciels à savoir les, convertisseurs matriciels

creux (SMC) [14] en plus d'autres topologies récentes telles les VSVC et USVC (very/Ultra Sparse Matrix Converter) [15].

II.3. Techniques de commande des convertisseurs matriciels :

La première méthode conçue spécialement pour la commande des convertisseurs matriciels est la méthode de Venturini [12]-[16] qui est basée sur un algorithme simple.

Il existe aussi d'autres méthodes, qui se basent généralement sur la modulation connue relative à la commande des convertisseurs de fréquences conventionnels, permettant la commande du convertisseur matriciel. On cite parmi elles :

- la commande directe par des régulateurs à action à deux positions (commande en courant) [3] ;
- la modulation par phaseurs spatiaux (**SVM Space Vector Modulation**) [25] [26] et [27].

La première méthode (la commande directe par des régulateurs à action à deux positions) est très répandue parce qu'elle est simple à implémenter et elle permet un réglage rapide du courant de la charge. Son avantage de simplicité de la commande ne sera pourtant plus valable dans le cas du convertisseur matriciel.

La deuxième méthode (la modulation par phaseurs spatiaux) est une commande en tension, c'est-à-dire que la tension moyenne donnée par une consigne est imposée à la charge. Le principe est basé sur l'imposition successive des phaseurs de tensions de phase à l'aide d'un ensemble de vecteurs de commutations qui est déterminé d'avance. La sélection des vecteurs est réalisée par commande en fonction des consignes de la tension de sortie et du courant d'entrée.

Comme la sélection des vecteurs de commutation ainsi que leur imposition, avec le bon rapport temporel, est une tâche relativement complexe, cette méthode est surtout convenable pour le traitement par un microprocesseur [3].

II.4. Méthode de modulation de Venturini

Les signaux (tension de sortie et courant d'entrée) de sortie du convertisseur matriciel sont formés par une sélection de chaque phase d'entrée durant une séquence, pour des périodes bien définies dans le temps. La tension de sortie est formée à partir de segments des trois tensions d'entrée. Le courant d'entrée est formé de segments des trois courants de sortie, plus la période creuse où le courant de sortie circule à travers l'interrupteur matriciel [16][18]. Pour déterminer le comportement du convertisseur à des fréquences de sortie inférieures à la fréquence de commutation, un cycle de modulation peut être défini pour chaque interrupteur

(ex $m_{Aa}(t) = \frac{t_{Aa}}{T_{séq}}$ où t_{Aa} se réfère à l'interrupteur qui lie la ligne d'entrée **A** et la ligne de sortie **a**, comme le montre la figure (II-1)).

Ces fonctions continues du temps peuvent être alors utilisées pour définir et comparer les stratégies de modulation. On a alors les systèmes d'équations suivants :

- tension de sortie :

$$\begin{bmatrix} V_{as}(t) \\ V_{bs}(t) \\ V_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{eA}(t) \\ V_{eB}(t) \\ V_{eC}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

- courants d'entrée :

$$\begin{bmatrix} I_{eA}(t) \\ I_{eB}(t) \\ I_{eC}(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{pmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} I_{as}(t) \\ I_{bs}(t) \\ I_{cs}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

Les équations (II-1) et (II-2) peuvent être présentées sous une forme plus compacte, où $M(t)$ représente la matrice de connexion :

$$[V_s(t)] = [M(t)] \cdot [V_e(t)] \quad \text{Et} \quad [i_e(t)] = [M(t)]^t \cdot [i_s(t)] \quad (\text{II-3})$$

Il y a seulement une ligne d'entrée qui peut être connectée à n'importe quelle ligne de sortie du convertisseur matriciel et à n'importe quel moment dans le temps. Cette contrainte peut être exprimée comme suit :

$$\sum_{k=A,B,C} m_{ka}(t) = \sum_{k=A,B,C} m_{kb}(t) = \sum_{k=A,B,C} m_{kc}(t) = 1 \quad (\text{II-4})$$

Soit :

$$[V_e(t)] = V_{em} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w_e t) \\ \cos(w_e t - 2.\pi/3) \\ \cos(w_e t - 4.\pi/3) \end{bmatrix} \quad [i_s(t)] = I_{sm} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w_s t + \phi_s) \\ \cos(w_s t + \phi_s - 2.\pi/3) \\ \cos(w_s t + \phi_s - 4.\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Avec:

V_{em} , I_{sm} amplitudes de la tension d'entrée et du courant de sortie respectivement du convertisseur matriciel .

W_e , W_s pulsation d'entrée et de sortie respectives du convertisseur matriciel .

ϕ_s Déphasage entre la tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel.

Le but est de trouver une matrice de connexion $M(t)$ tel que :

$$[V_s(t)] = qV_{em} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w_s t) \\ \cos(w_s t - 2.\pi/3) \\ \cos(w_s t - 4.\pi/3) \end{bmatrix} \quad [i_e(t)] = q.I_{sm} \cdot \begin{bmatrix} \cos(w_e t + \phi_e) \\ \cos(w_e t + \phi_e - 2.\pi/3) \\ \cos(w_e t + \phi_e - 4.\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Où q est le rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel.

Une des deux solutions à ce problème trouvée par Alesina et Venturini [14] et adoptée pour la modulation s'écrit :

$$[M(t)] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1+2q.\cos(w_m t) & 1+2q.\cos\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1+2q.\cos\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1+2q.\cos\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1+2q.\cos(w_m t) & 1+2q.\cos\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1+2q.\cos\left(w_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1+2q.\cos\left(w_m t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1+2q.\cos(w_m t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Avec : $W_m = W_s - W_e$

L'utilisation de cette méthode nous mène à une valeur maximale de 0.5 pour le rapport de transformation (q) que le convertisseur peut atteindre [12] [13] .

Les fonctions de modulation peuvent être écrites comme suit :

$$m_{kj} = \frac{t_{kj}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \cdot \left[1 + \frac{2V_{ek} V_{js}}{V_{em}^2} \right] \quad (II-8)$$

Pour $K = A, B, C$ et $j = a, b, c$

La tension maximale de sortie a été augmentée à 86% de la tension d'entrée par la modification de la tension de sortie désirée, en incluant l'harmonique d'ordre trois (03) de la tension d'entrée et celle de la sortie désirée [15][16] . L'allure de la tension de sortie désirée parcourt presque toute l'enveloppe de la tension d'entrée. Cet harmonique d'ordre trois va être éliminée dans une charge triphasée ; de la même manière que l'addition d'harmonique d'ordre trois (03) dans un onduleur. Dans ce cas l'équation (II-8) devient :

$$m_{kj} = \frac{1}{3} \cdot \left[1 + \frac{2V_{ek} V_{js}}{V_{em}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_e t - \beta_k) \cdot \sin(3\omega_e t) \right]$$

Pour $K = A, B, C$ et $j = a, b, c$

$$\beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \quad \text{Pour } K = A, B, C$$

La limitation du rapport de transformation à 86% a souvent été citée comme un inconvénient majeur du convertisseur matriciel, mais il est vraiment un problème lorsqu'on à utiliser une machines à partir d'une alimentation appropriée. Si on a la possibilité de spécifier le voltage de la machine, alors la limitation du rapport de transformation ne sera plus un problème.

II.5.simulation numérique de commande par l'algorithme de Venturini

La simulation de la méthode de modulation par venturini du convertisseur matriciel à vide puis alimenté une charge a été effectuée sur MATLAB/SIMILINK.

Pour une période de commutation de 2KHz et une fréquence de sortie de 25Hz puis de 50Hz (alors que celle de l'entrée est fixée à 50Hz) les résultats obtenus sont représentés sur les figures (II-4)-(II-13) ces figures représentent l'allure de la tension de phase et entre phase, du courant de sortie du convertisseur matriciel.

II.5.1: Commande par l'algorithme de venturini sans charge

Les résultats de simulation avec une commande du convertisseur matriciel par l'algorithme de venturini à vide et avec troisième harmonique et sans troisième harmonique sont représentés sur les figures suivantes (II-4 à II-7) :

A. sans troisième harmonique

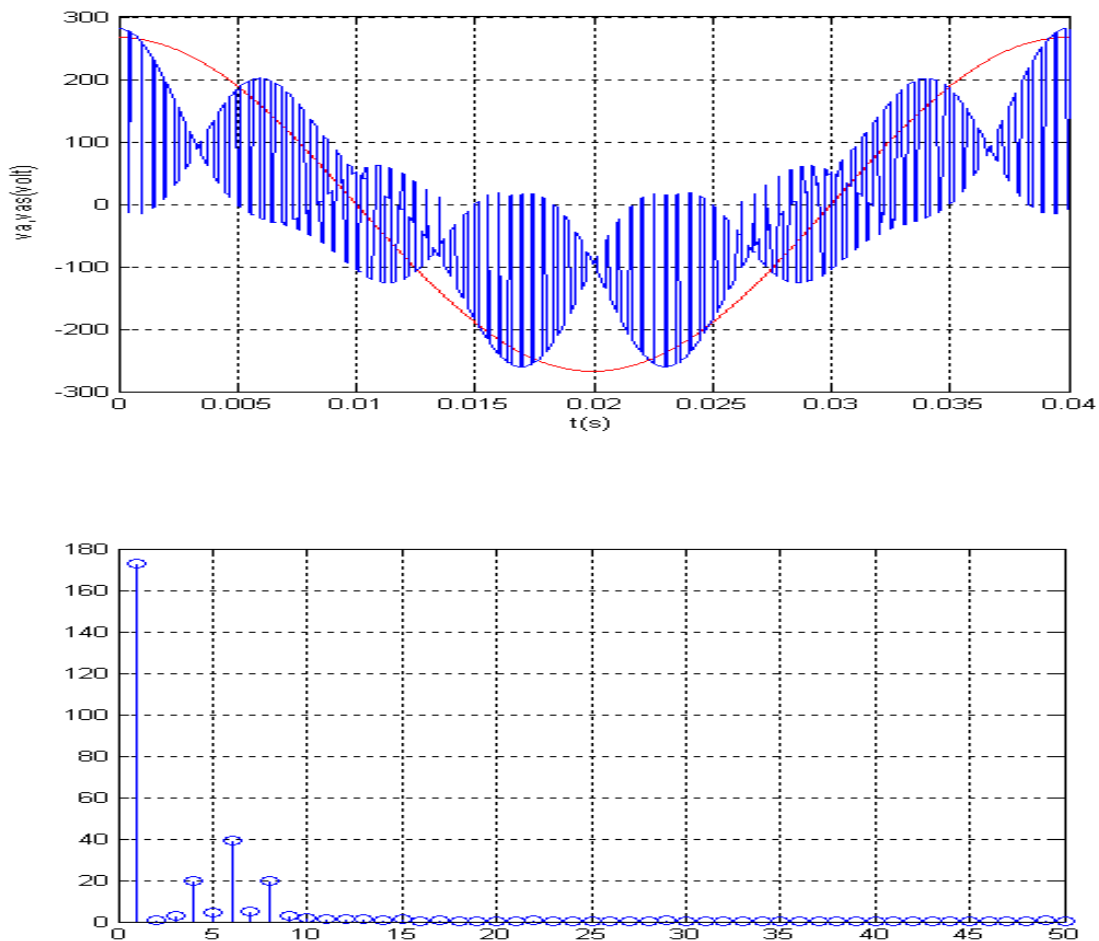


Figure II.4 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=25\text{Hz}$).

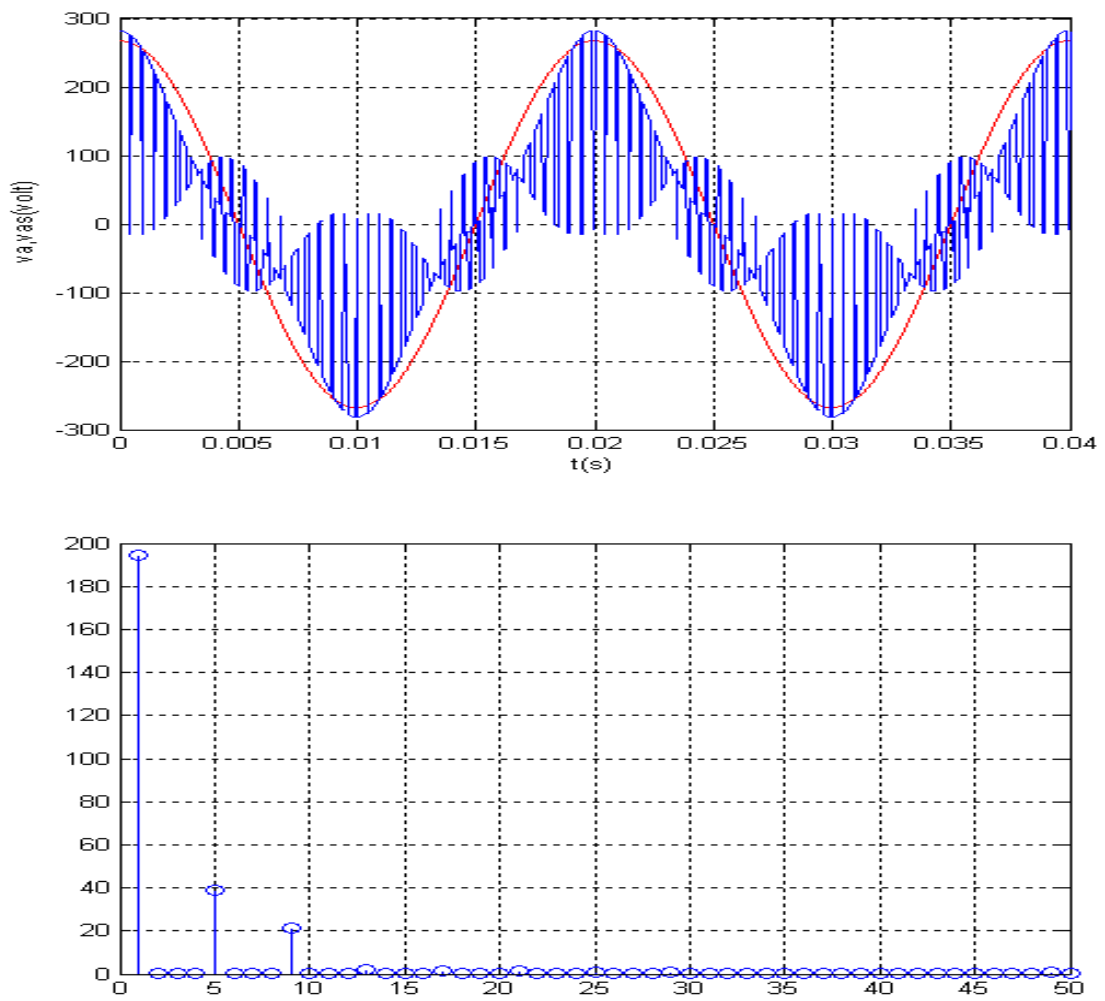
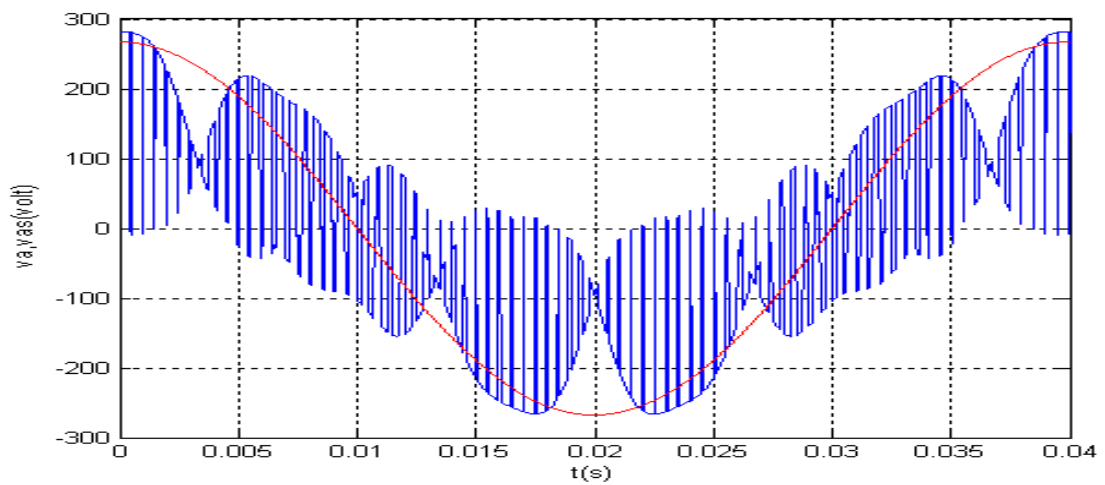


Figure II.5 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=50\text{Hz}$).

B. avec troisième harmonique



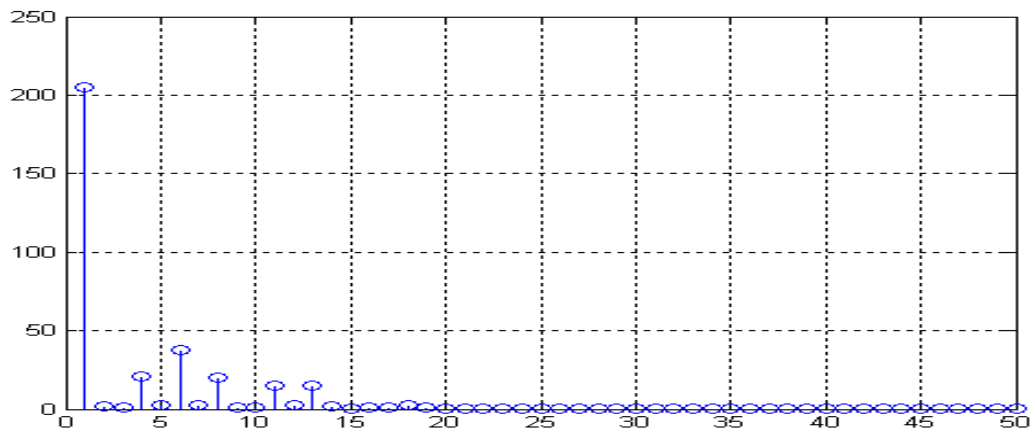


Figure II.6 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=25\text{Hz}$).

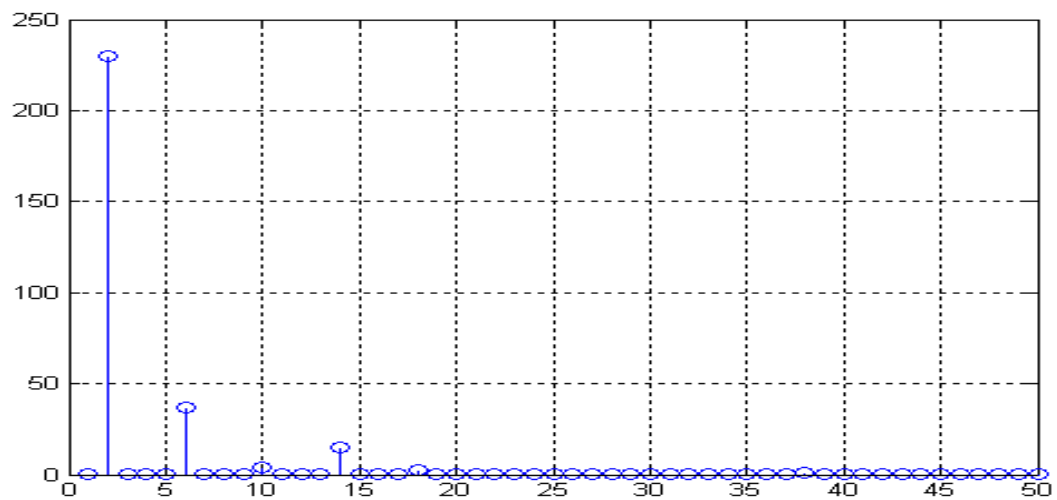
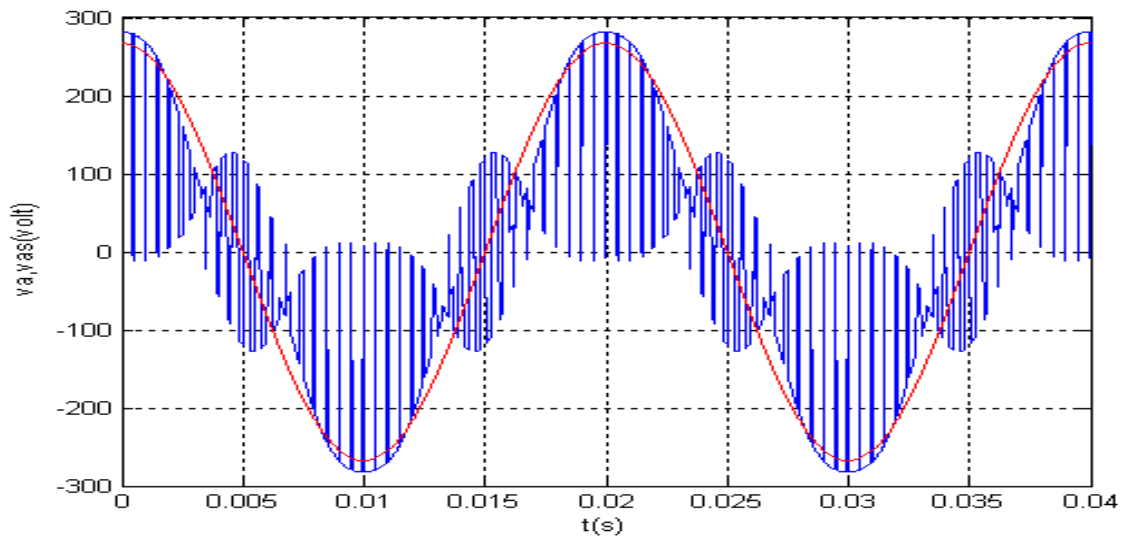


Figure II.7 : Tension simple de sortie sur une période avec son spectre ($f_s=50\text{Hz}$).

II.5.2: Commande par l'algorithme de venturini avec charge(R-L)

Les résultats de simulation avec une commande du convertisseur matriciel par l'algorithme de venturini alimentent une charge inductive R-L est représentée par les figures suivantes (II.9, II.14)

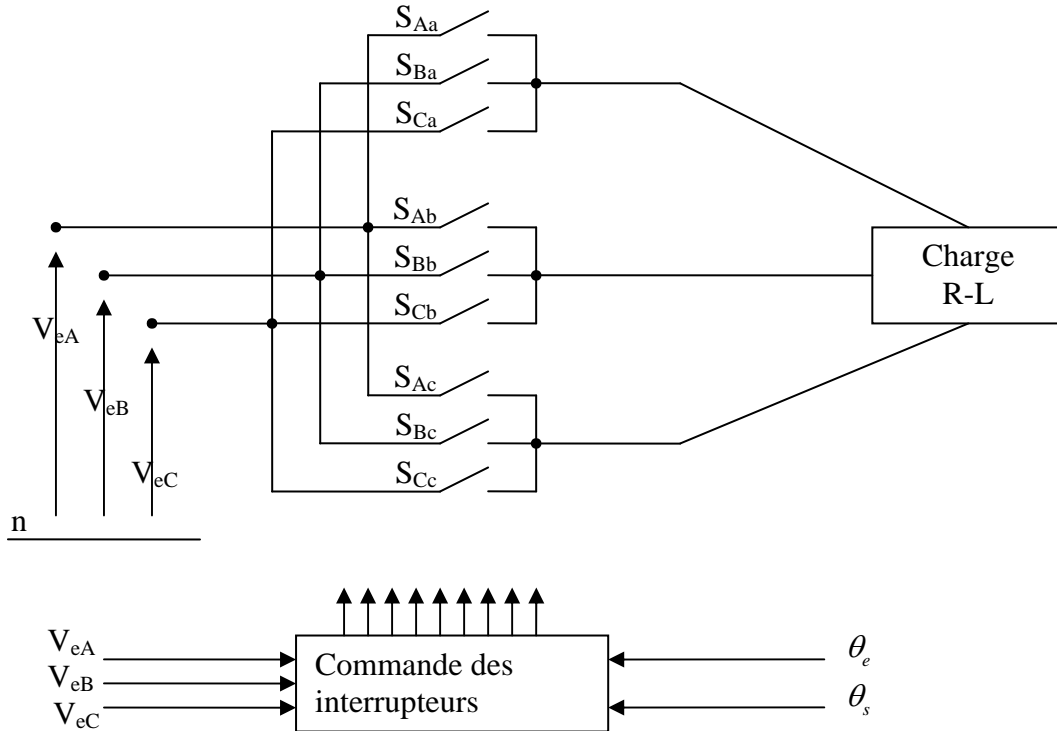


Figure II.8 : Schéma global de simulation.

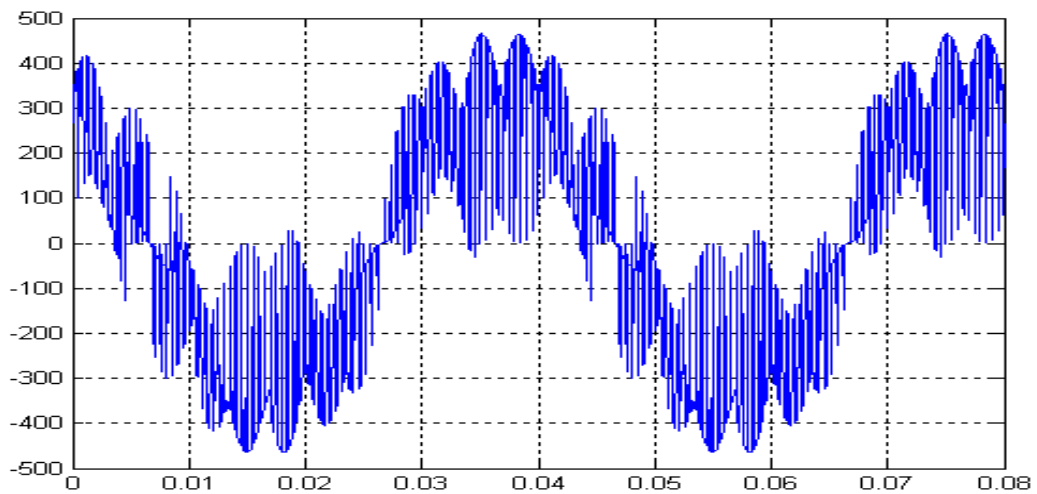


Figure II.9 : tension entre phase de sortie pour $f_s=25\text{Hz}$.

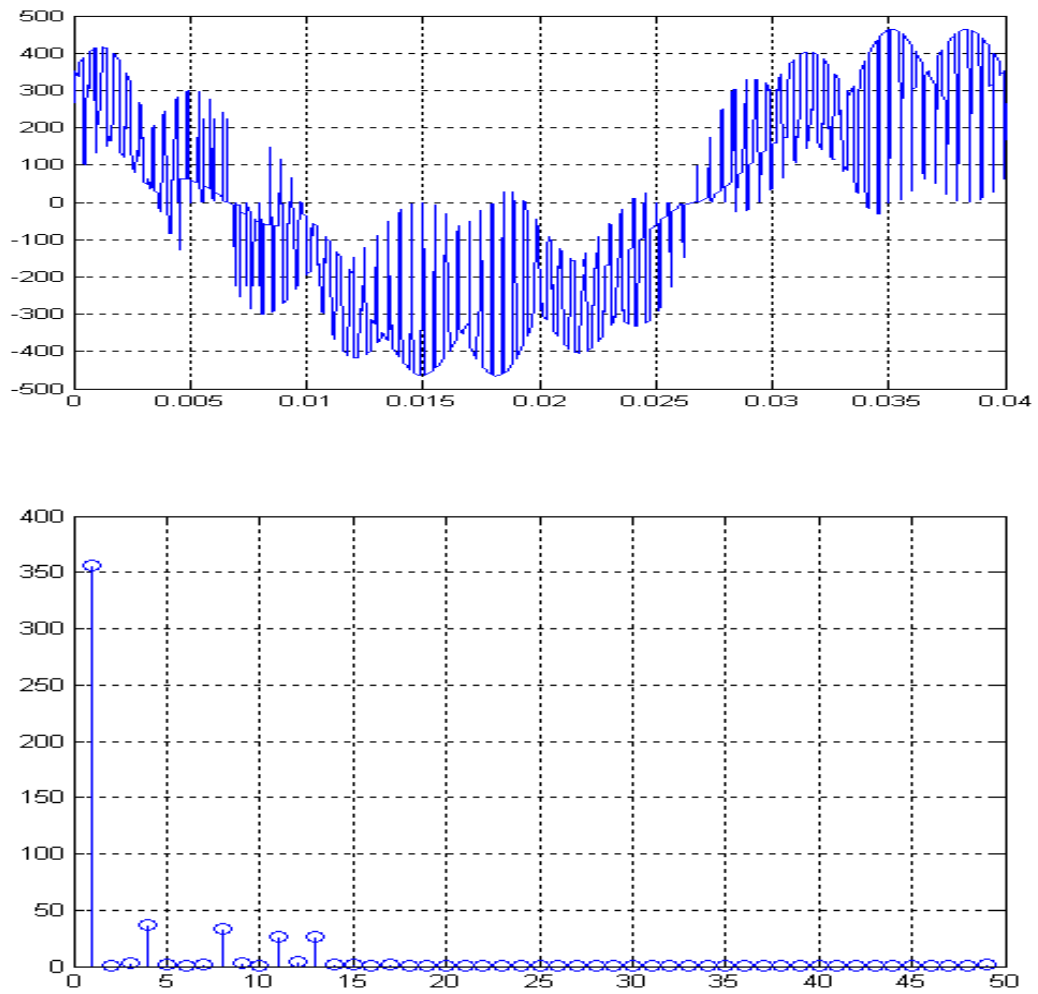


Figure II.10 la tension entre phase de sortie sur une période avec son spectre.

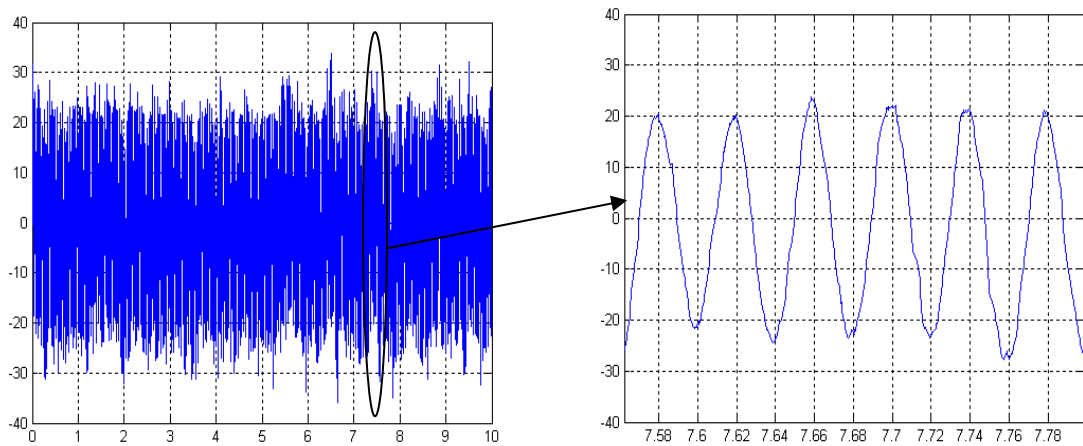


Figure II.11 : courant de phase de sortie pour $f_s=25\text{Hz}$

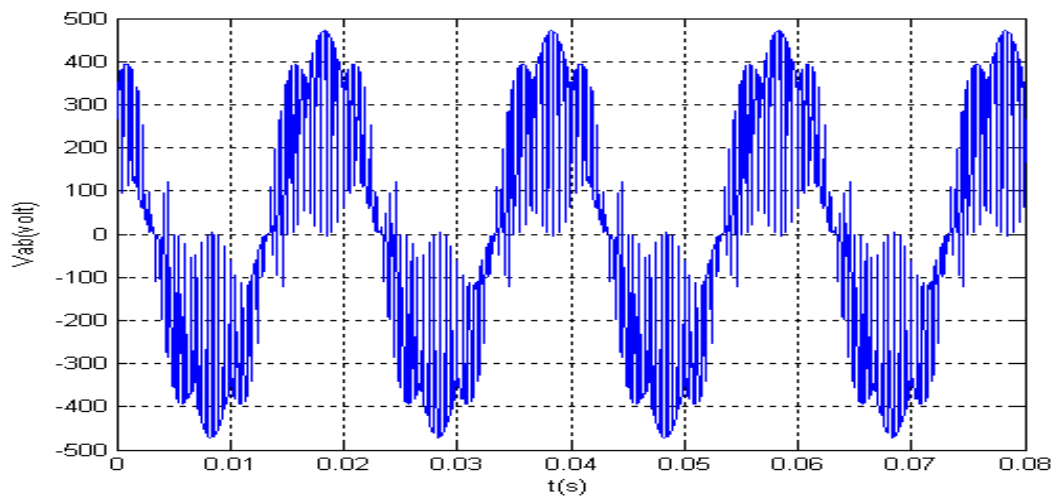


Figure II.12 : tension entre phase de sortie pour $f_s=50\text{Hz}$.

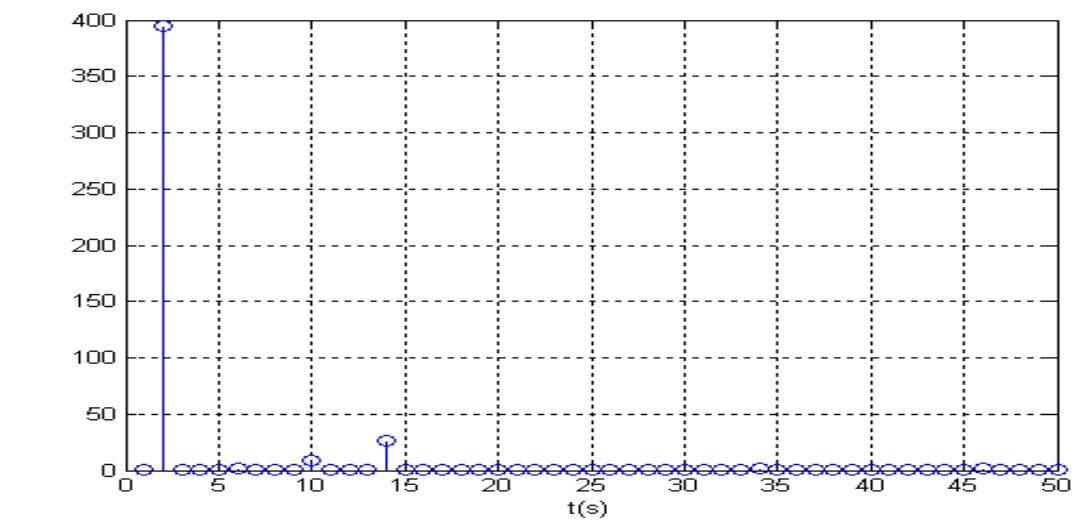
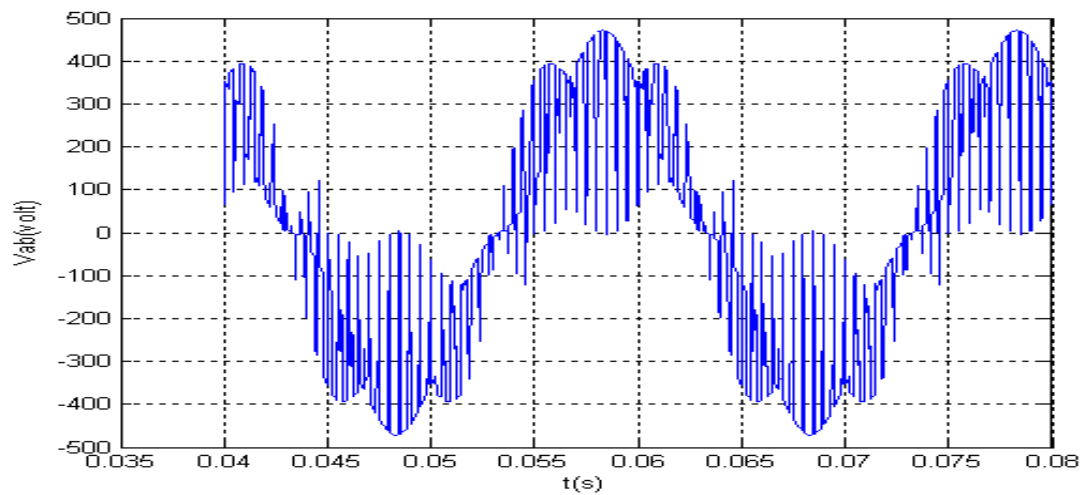


Figure II.13 : la tension entre phase de sortie sur une période avec son spectre (pour $f_s=50\text{Hz}$)

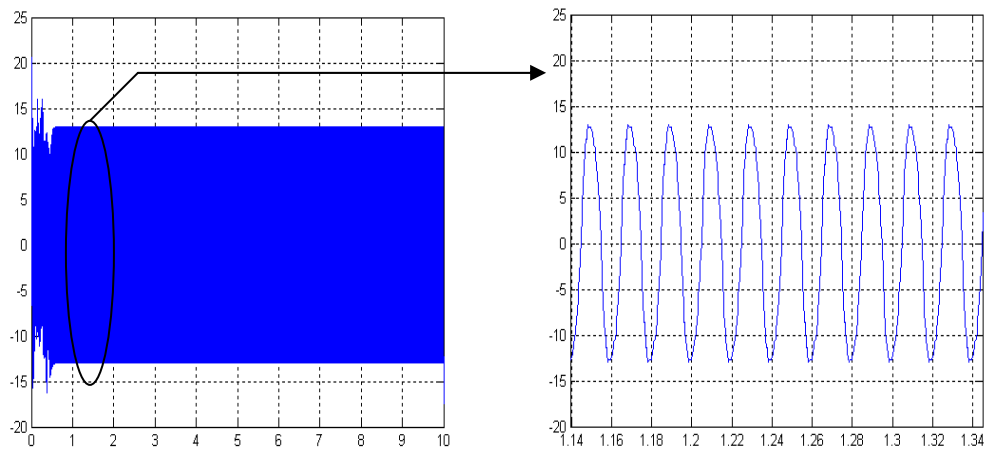


Figure II.14 : courant de phase de sortie pour $f_s=50\text{Hz}$

II.6. Interprétation des résultats

Les figures (II-6), (II-7), (II-11) et (II-14) représentent l'allure de la tension et le courant de sortie pour les fréquences 25 Hz et 50 Hz respectivement. On remarque à partir des spectres des tensions que la forme de la tension et du courant de sortie sont acceptable. L'amplitude du fondamental de la tension de sortie avec troisième harmonique est plus grand par rapport à sans harmonique de 30%, donc une augmentation du rapport de transformation de tension. On note aussi une absence totale d'harmonique de faibles rangs.

Les figures (II-9), (II-12) et (II-10), (II-13) représentent l'allure de la tension entre phase à la sortie ainsi que son spectre. Le spectre nous permet de constater que les tensions simples de sortie sont équilibrées car il n'y a pas d'harmonique de faible rang dans les deux fréquences de sortie 25Hz et 50Hz, où l'existence de quelques harmoniques autour de la fréquence de commutation dans le cas de la fréquence de sortie de 50Hz.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur les convertisseurs matriciels triphasés alternatif-alternatif ainsi que la technique de commande par l'algorithme de Venturini, puis on a effectué une simulation pour vérifier cette théorie.

Les résultats sont obtenus sur une charge (R-L) à différentes fréquences 25Hz et 50Hz les courants de charge avaient une forme sinusoïdale vu les spectres de ces derniers qui ne comportaient pratiquement d'harmonique de faible rang.

L'un des plus importants avantages procurés par le convertisseur matriciel est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, qui peut être unitaire ce qui veut dire qu'il ne consomme pas de puissance réactive. Les résultats de simulation montrent cette propriété.

L'objet du troisième chapitre sera principalement l'utilisation du convertisseur matriciel comme alimentation des machines à courant alternatif.

III.1 INTRODUCTION

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

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

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

L'alimentation de la machine est constituée d'un convertisseur matriciel commandé par la méthode de venturini. A la fin de ce chapitre, nous présentons la simulation de l'ensemble convertisseur -machine asynchrone.

III.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

III.2.1 Description du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone utilisé est caractérisé:

- Par la présence d'un seul bobinage alimenté par une source extérieur au stator.
- Par la présence d'un "bobinage" massif en court-circuit au rotor.

La structure du principe présentée par la figure (III.1)

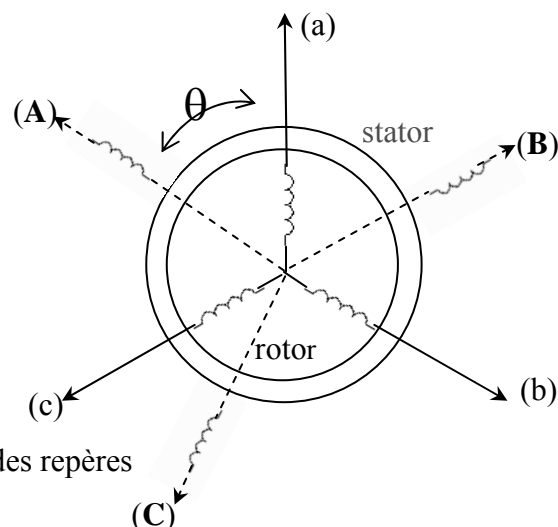


Fig. III.1 machine asynchrone définition des repères

III .2.2 hypothèses simplificatrices:

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [5] [19]:

- Parfaite symétrie;
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétique de chaque bobinage;
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

III .2.3 Mise en équations [5]

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

Équations électriques

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcs}] \quad (\text{III.1})$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcr}] \quad (\text{III.2})$$

Équations magnétiques

$$[\phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [L_{sr}][i_{abcr}] \quad (\text{III.3})$$

$$[\phi_{abcr}] = [L_{sr}]^t[i_{abcs}] + [L_{rr}][i_{abcr}] \quad (\text{III.4})$$

Équation mécanique

$$J \frac{d}{dt}(\Omega_r) = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad (\text{III.5})$$

L'expression du couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = p[i_{abcs}]^t \frac{d}{dt}[L_{sr}][i_{abcr}] \quad (\text{III.6})$$

Les matrices $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$ et $[L_{sr}]$ étant définies par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

l_s : Inductance propre des phases statoriques.

l_r : Inductance propre des phases rotoriques.

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

m_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

L_{sr} : Inductance mutuelle entre rotor et stator.

θ_r : Écart angulaire entre les axes des phases du stator et rotor.

III .2.4 Transformation de Park

Park a imaginé de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe, c'est-à-dire par deux enroulements repérés dans les axes d_s et q_s . elle est définie par la matrice de transformation suivante $P(\theta)$: [19]

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

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifiée:

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée}[P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

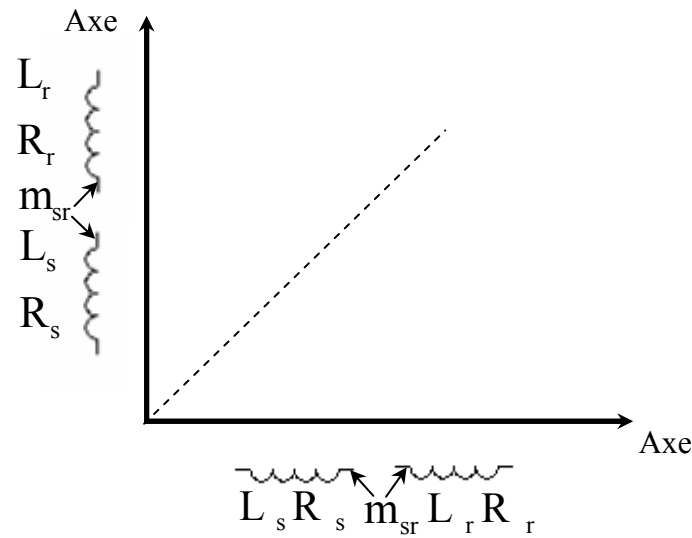


Fig. III .2 modèle de PARK de la machine asynchrone dans les axes d, q

L'angle θ dans la matrice $P(\theta)$, prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques. Le modèle de la machine asynchrone après l'utilisation de la transformation de PARK est décrit par le système d'équation suivant.

Équations électriques

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega_s \quad (\text{III.7})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \omega_s \quad (\text{III.8})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (\text{III.9})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{III.10})$$

Équations magnétiques

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (\text{III.11})$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (\text{III.12})$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (\text{III.13})$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (\text{III.14})$$

$$\phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (\text{III.15})$$

$$\phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (\text{III.16})$$

Équation mécanique

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad (\text{III.17})$$

Différentes formes d'équations du couple électromagnétique:

$$C_e = p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{III.18})$$

$$C_e = p (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{III.19})$$

$$C_e = p (\phi_{dm} i_{qs} - \phi_{qm} i_{ds}) \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Ave : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \omega_{gs} = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_{gs}}{dt}; \omega_r = p\Omega_r; L_m = \frac{3}{2}m_s = \frac{3}{2}m_r;$$

L_s, L_r : Inductances cycliques propres du stator et du rotor.

L_m : Mutuelle inductance cyclique stator-rotor.

$$L_s = l_s - m_s; L_r = l_r - m_r$$

Quelle que soit l'une des trois expressions du couple, on constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Bien-sur, ces expressions rappellent le couple de la machine à courant continu. Dans ce cas, c'est le collecteur qui permet naturellement d'obtenir ce découplage. Le problème posé ici est de pouvoir contrôler indépendamment l'un de l'autre le terme de flux et le terme de courant.

Cette remarque n'est pas anodine, la simplicité de construction de la machine asynchrone doit se "payer" dans ce contrôle.

C'est justement en cela que réside la commande vectorielle.

III .2.5 Choix du référentiel [19]

Parmi tous les référentiels possibles, trois sont particulièrement intéressants.

- Le premier est celui qui fixe d et q par rapport au stator et déjà utilisé pour présenter les transformations de base.

Dans ce cas θ_s est constant; les termes en $\frac{d\theta_s}{dt}$ s'éliminent et $\frac{d\theta_{gs}}{dt} = -\omega_r$

Les équations électriques s'écrivent donc:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (\text{III.21})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (\text{III.22})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \quad (\text{III.23})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \quad (\text{III.24})$$

Ce repère est intéressant lorsque les grandeurs statiques réels sont recherchées car il suffit d'opérer la transformation globale inverse sur les grandeurs dans les axes d q pour les obtenir.

Il est intéressant pour l'étude des transitoire à grande variation de vitesse ω_r , quelle que soit la fréquence d'alimentation.

▪ Un second repère intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au rotor. Dans ce cas

$$\theta_s \text{ est constant, } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \text{ et } \frac{d\theta_{gs}}{dt} = 0$$

Les équations électriques s'écrivent donc:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \phi_{qs} \quad (\text{III.25})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_{ds} \quad (\text{III.26})$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \quad (\text{III.27})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \quad (\text{III.28})$$

Ce repère est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques. En fin un troisième repère intéressant est celui où d et q sont fixes par rapport au champ tournant.

Dans ce cas et $\frac{d\theta_{gs}}{dt} = \omega_s - \omega_r$ $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$.

Ce repère est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations (III.7), (III.8), (III.9) et (III.10).

Ce repère est intéressant lorsque la fréquence f d'alimentation est constante.

Aussi ce repère est il très souvent utilisé, même dans les problème d'alimentation des moteurs asynchrone par convertisseurs statiques de fréquence.

III .2.6 Modélisation de la machine

III.2.6.1 Alimentation en tension [19]

Dans le cas d'une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la pulsation du champ tournant ω_s sont considérées comme variables de commande et le couple comme une perturbation.

La figure (III.3) représente le modèle de la machine asynchrone triphasée par une source de tension:

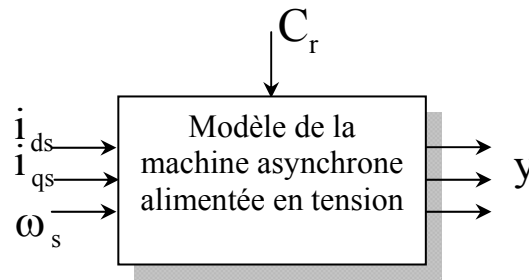


Fig. (III .3): schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant

Le vecteur de sortie y peut avoir une des formes des expressions suivantes:

$$Y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Le choix du vecteur de sortie de la machine est lié au type de commande envisagé.

Nous choisissons le vecteur $[i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^t$ qui est utilisé pour l'orientation du flux rotoriques ϕ_r .

MODELE EXPRIME DANS LE REPERE (d, q) LIE AU CHAMP TOURNANT [19]

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (\text{III.30})$$

Avec:

$$x = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \phi_{dr} & \phi_{qr} \end{bmatrix}^t ; u = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^t$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr}} \cdot \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr}} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{m_{sr} T_r} \\ \frac{m_{sr}}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{m_{sr}}{T_r} & -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \left(\frac{m_{sr}^2}{L_r L_s} \right) \text{ Coefficient de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constant de temps rotoriques.}$$

Indépendamment de la technologie de son rotor, la machine asynchrone triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques R_s, L_s, σ, T_r : [5]

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (\text{III.31})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad (\text{III.32})$$

III .2.6.2 Alimentation en courant [19]

Nous pouvons faire la même démonstration que dans le cas précédent mais ce n'est pas le but de ce travail.

Le schéma de la machine alimentée en courant est représenté sur la figure (III.4).

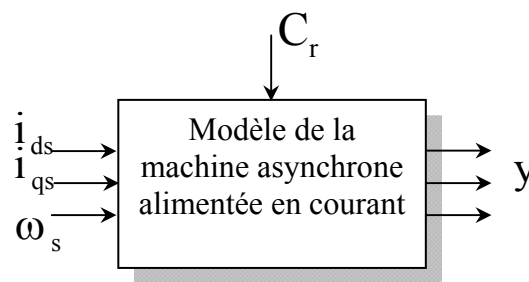


Fig. (III .4): schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant

Le vecteur y peut avoir différentes expressions:

$$y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Pour $y = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$ le modèle de la machine sera:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{m_{sr}}{T_r} \\ \frac{m_{sr}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

Le choix entre une alimentation en courant ou en tension est généralement dépendant du convertisseur statique avec lequel on veut associer la machine.

III .2.7 Montage de simulation

Nous utilisons le modèle de la machine alimentée en tension, représenté par les équations (III.30), (III.31) et (III.32).

La machine est alimentée par un système triphasé de tension sinusoïdales soit:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V\sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\Pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

Après l'application de la transformation de PARK, nous obtenons les deux tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}).

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V\sqrt{3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

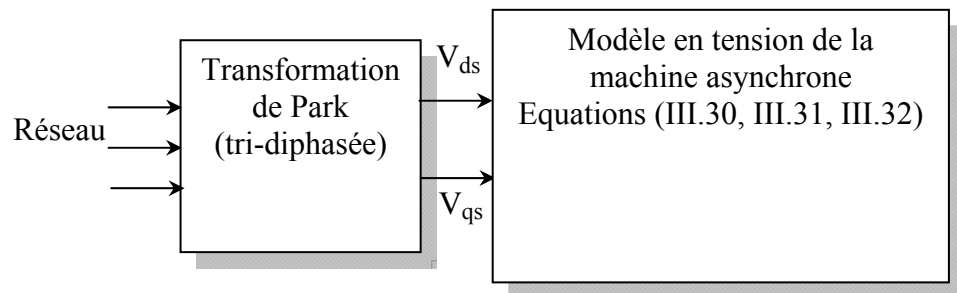


Fig. (III .5): schéma bloc de simulation

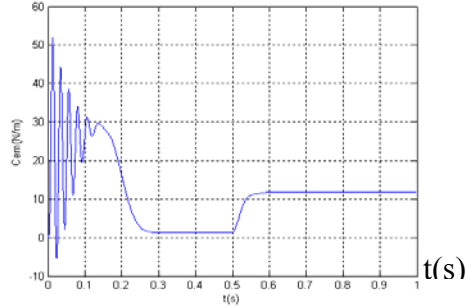
III .2.7.1 Simulation numérique

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension en utilisant le logiciel Matlab / Simulink.

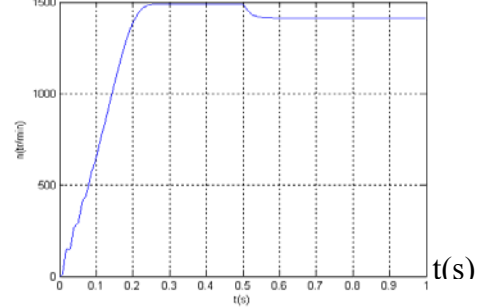
Les résultats de la simulation sont représentés dans la figure (III-6).

III .2.7.2 Résultats de simulation

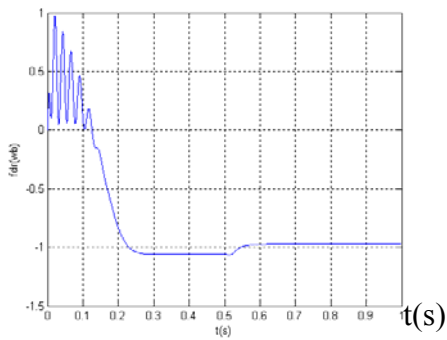
$C_{em}(N.m)$



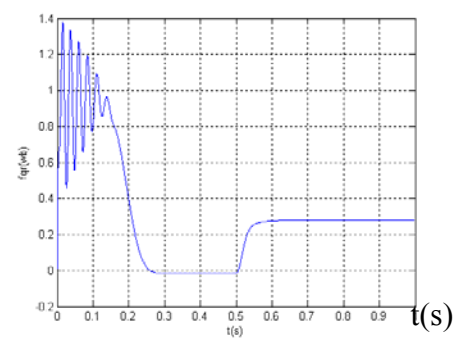
n (tr/min)



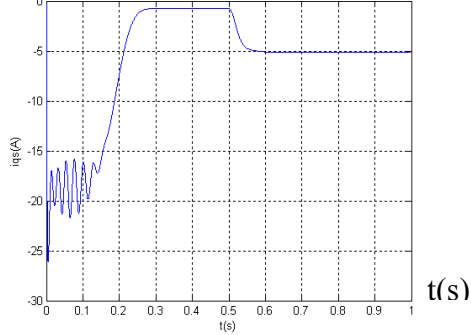
$(Wb) \Phi_{dr}$



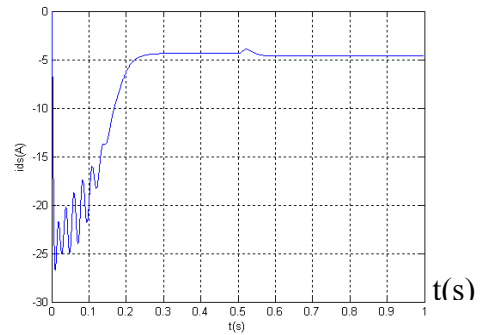
$(Wb) \Phi_{qr}$



$I_{qs}(A)$



$I_{ds}(A)$



$ias(A)$

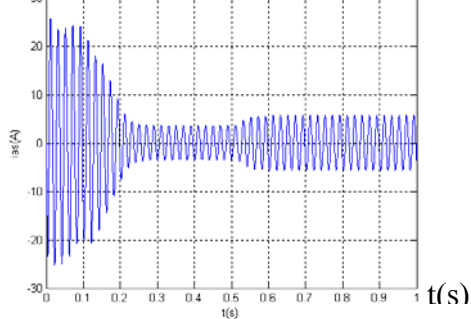


Fig. (III-6) : Démarrage en pleine tension suivi d'une perturbation $C_r = 10 N.m$ à 0.5 sec .

III .2.7.3 Interprétation des résultats de simulation

La figure (III-6) présente les résultats de simulation du système en boucle ouverte , le moteur est couplé directement au réseau , puis nous avons appliqué un couple résistant ($C_r=10 \text{ N.m}$) à l'instant $t= 0.5\text{s}$.

La figure (III-6-2) montre l'évolution de la vitesse (n), du couple électromagnétique (C_{em}), et du courant statorique d'une phase (i_{as}), (I_{ds}). (I_{qs}). Lors du démarrage de la machine suivi d'une application d'un couple résistant. Elle montre aussi l'évolution des flux (Φ_{dr} , Φ_{qr}).

L'allure de la caractéristique de vitesse n'est pas régulièrement croissante mais à tendance à osciller tout en croissant en valeur moyenne ce qui est dû à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement dû aux flux qui sont faibles . Au cours de ces oscillations, il se produit la transformation de l'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique et inversement la vitesse s'établi à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au de (0.25 s).

Un établissement rapide du flux rotorique est observé avec un temps égal au temps de démarrage et se stabilise en régime permanent à une valeur de (1 Wb).

La courbe du couple électromagnétique (C_{em}), présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes dont le calcul rigoureux doit impérativement tenir compte de la saturation, ce couple pulsatrice est transmis à la partie mécanique, avant qu'il ne se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation.

Aux premiers instants, le courant (i_{as}) présente des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale et d'amplitude constante.

III.3.Alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur matriciel :

III.3.1 simulation numérique :

La simulation de la méthode de modulation du convertisseur matriciel alimentant directement la machine asynchrone a été effectuée sur MATLAB/SIMILINK.

Pour une période de commutation du convertisseur de 2KHz les paramètres sont donnés en Annexe , les résultats obtenus sont représentés sur les figures (III-8)-(III-12) ces figures représentent l'allure de la tension de phase, et courant de sortie du convertisseur matriciel (courant absorbé par la machine), l'allure de la vitesse, du couple et celle des flux rotoriques.

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 où on remarque bien la chute de vitesse car le système est en boucle ouverte, la figure (III-7).

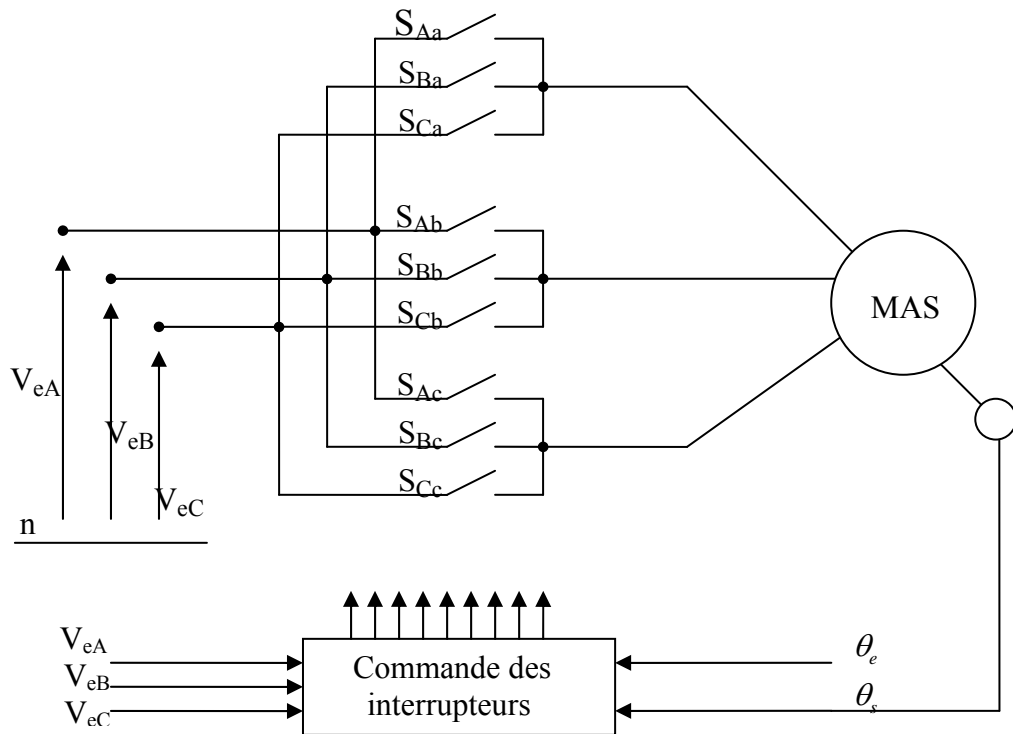


Figure (III-7) : schéma de simulation global

III.3.2 Résultats de simulation :

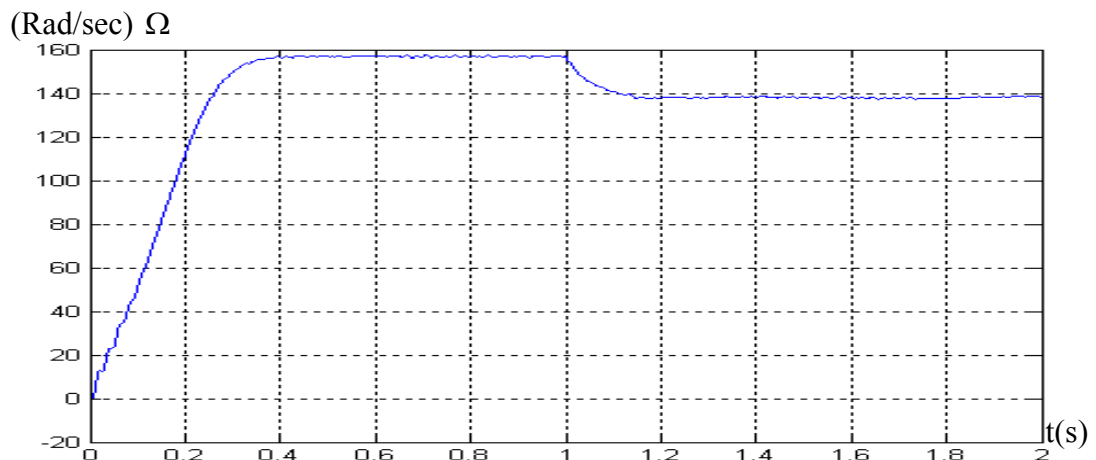


Figure (III.8) : allure de la vitesse.

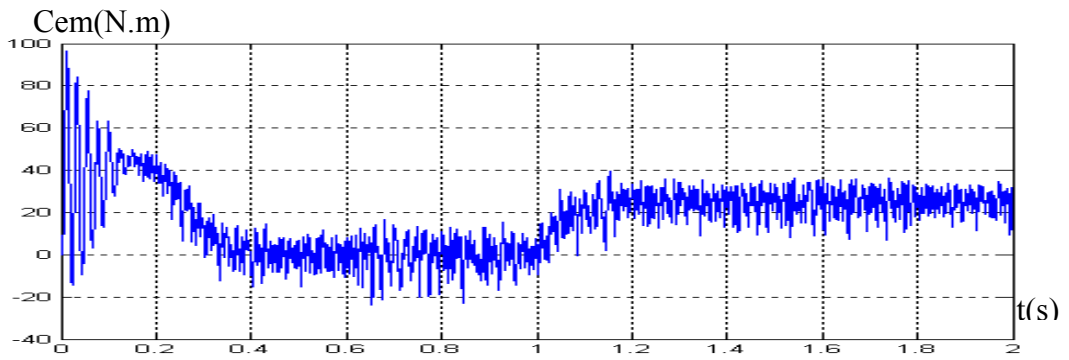


Figure (III.9) : allure de couple.

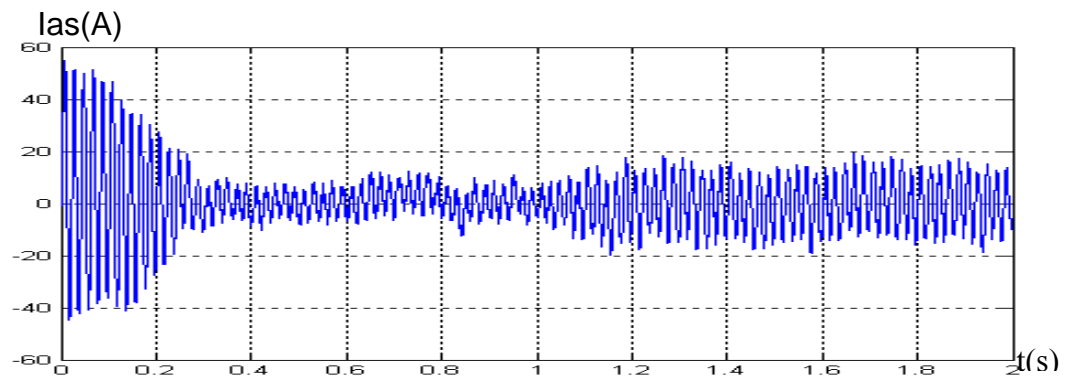


Figure (III.10) : allure du courant.

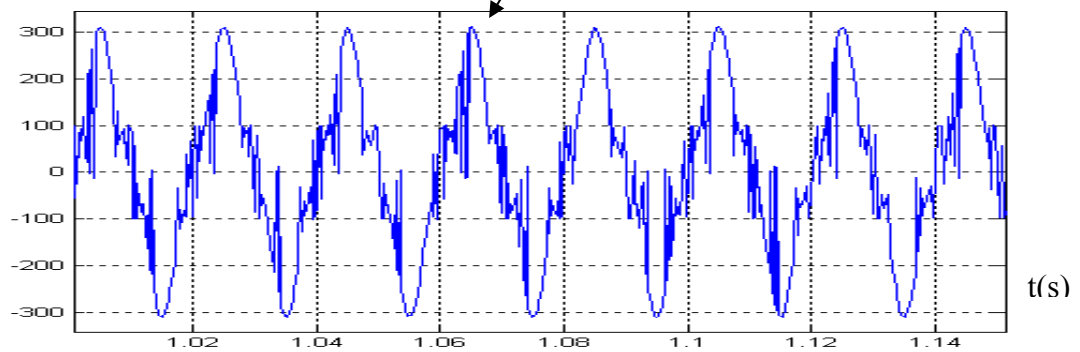
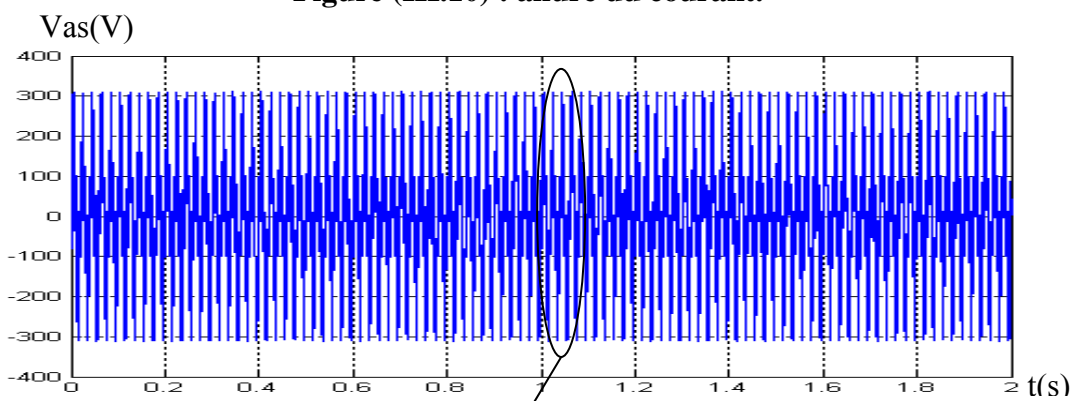


Figure (III.11) : allure de la tension.

III.3.3 Interprétation des résultats :

Les graphes des figures (III-8), (III-9), (III-10) et (III-11) illustrent le démarrage de la machine asynchrone alimentée à travers un convertisseur matriciel commandé par la technique de la modulation de Venturini. L'établissement de la vitesse est rapide avec un temps de réponse inférieur à 0.45s, notons qu'à vide la vitesse du rotor est proche de la vitesse de synchronisme (glissement nul), mais à $t=1$ s, un couple résistant de 25N.m est appliqué et la vitesse diminue (augmentation du glissement). Le couple électromagnétique, répond au couple résistant ainsi que le courant de phase, mais nous remarquons que ces deux grandeurs présentent des pics gênants (les effets du régime transitoire), qui peuvent endommager la machine et le convertisseur.

Elles nous montrent aussi que la méthode de Venturini est bien adaptée au contrôle des convertisseurs matriciels alimentant les machines à courant alternatif en boucle ouverte.

III.4. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude par simulation numérique de machines asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel. Nous avons vu la modélisation de cette dernière et donné le modèle de Park, puis nous l'avons associé à un convertisseur matriciel, commandé par la modulation modifiée de Venturini. Les phénomènes dus à la commutation ont été négligés, ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les résultats de simulation montrent que les performances des variateurs de vitesse dans le cas de la machine asynchrone en boucle ouverte sont bonnes. Dans le chapitre suivant, nous appliquons la commande vectorielle pour le contrôle de ces variateurs.

IV.1. INTRODUCTION

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

En effet le control vectoriel permet de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques de la machine asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple. Un des grands avantages de la commande vectorielle est l'obtention d'un couple élevé, pendant les transitoires, ce qui se traduit par une réponse rapide aux changements de charge ou de consigne de vitesse. Dans la littérature spécialisée [5],[31],[32] on dénombre beaucoup de techniques employées pour la C.V des MAS entre autre, la plus utilisée est celle par orientation du flux rotorique qui sera présentée dans ce chapitre.

IV.2. INTRODUCTION À LA COMMANDE VECTORIELLE

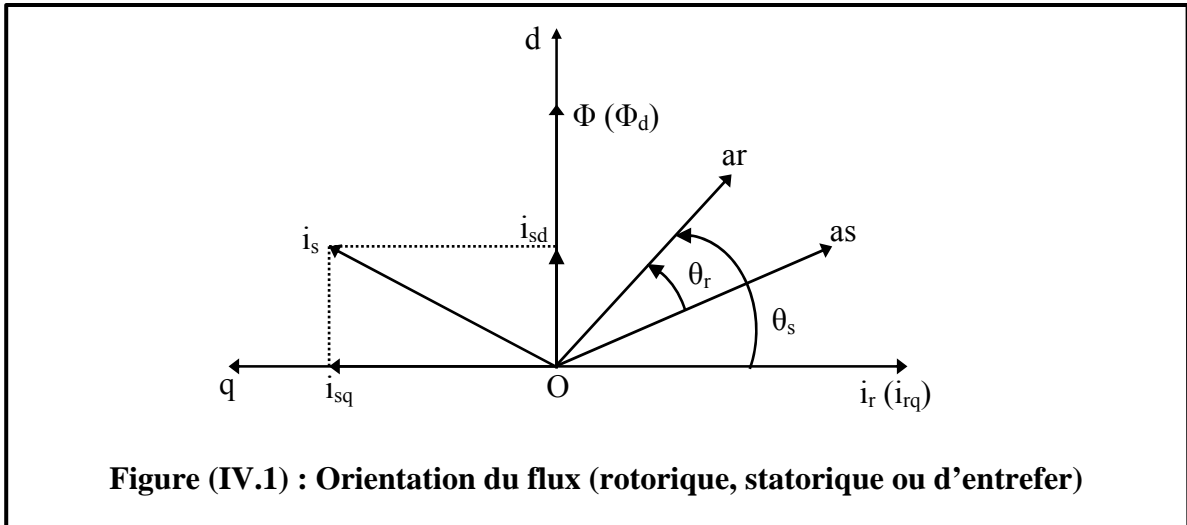
L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statorique (équation (III.19)) qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

$$\text{➤ Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r ; \Phi_{rq} = 0 \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{➤ Flux statorique : } \Phi_{sd} = \Phi_s ; \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{➤ Flux d'entrefer : } \Phi_{gd} = \Phi_g ; \Phi_{gq} = 0 \quad (\text{IV.3})$$

La figure (IV.1) représente le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s , le flux d'entrefer Φ_g .



IV.2.1. Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant ce découplage.

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

Or le couple est donné par :

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{IV.4})$$

Si l'axe d, est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que ($\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$), dans le repère lié au champ tournant, le couple devient:

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (\text{IV.5})$$

Ou encore moyennant une constante $K_2 = p \cdot \frac{M^2}{L_r}$ près, le couple devient :

$$C_e = K_2 \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (\text{IV.6})$$

La présente expression est analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

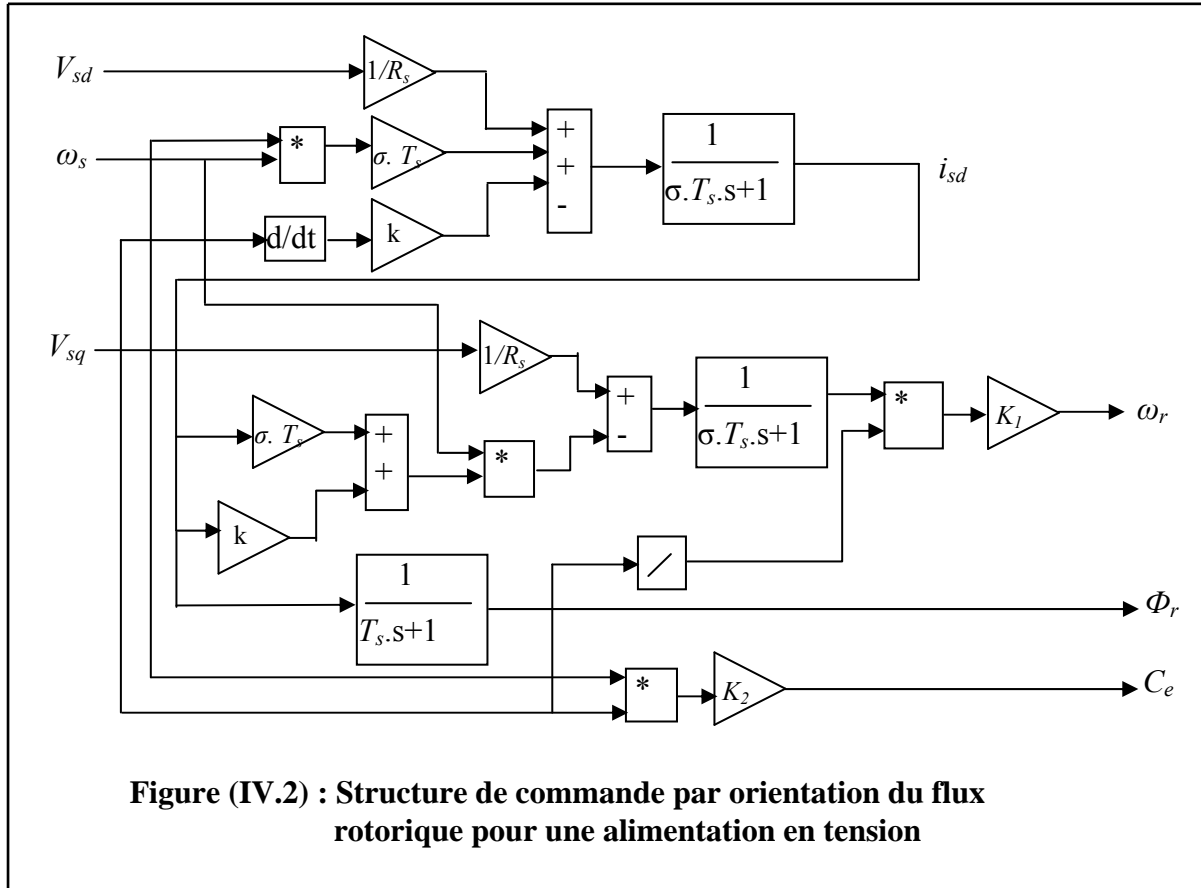
$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \quad (\text{IV.7})$$

L'analogie est donc telle que le courant i_{sd} correspond à i_f (courant inducteur) et i_{sq} correspond à i_a (courant induit). Le contrôle du couple devient parfaitement linéaire, si l'une des deux composantes du courant statorique est fixée. Généralement, à flux constant c'est i_{sd} qui est égale à une constante après extinction des transitoires.

Les équations (III.5), (III.7), (III.26) et (III.27) munies de la contrainte $\phi_{rq} = 0$ se simplifient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{MT_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_s \cdot \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ C_e = p \cdot \frac{M}{T_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (\text{IV.8})$$

La commande vectorielle assurant le contrôle du flux et du couple et définie par le système d'équations (IV.8). Le schéma bloc de cette structure est représenté par le montage de la figure (IV.2).



IV.2.2. Structure de commande vectorielle a flux oriente

Tout les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes [5], [32]:

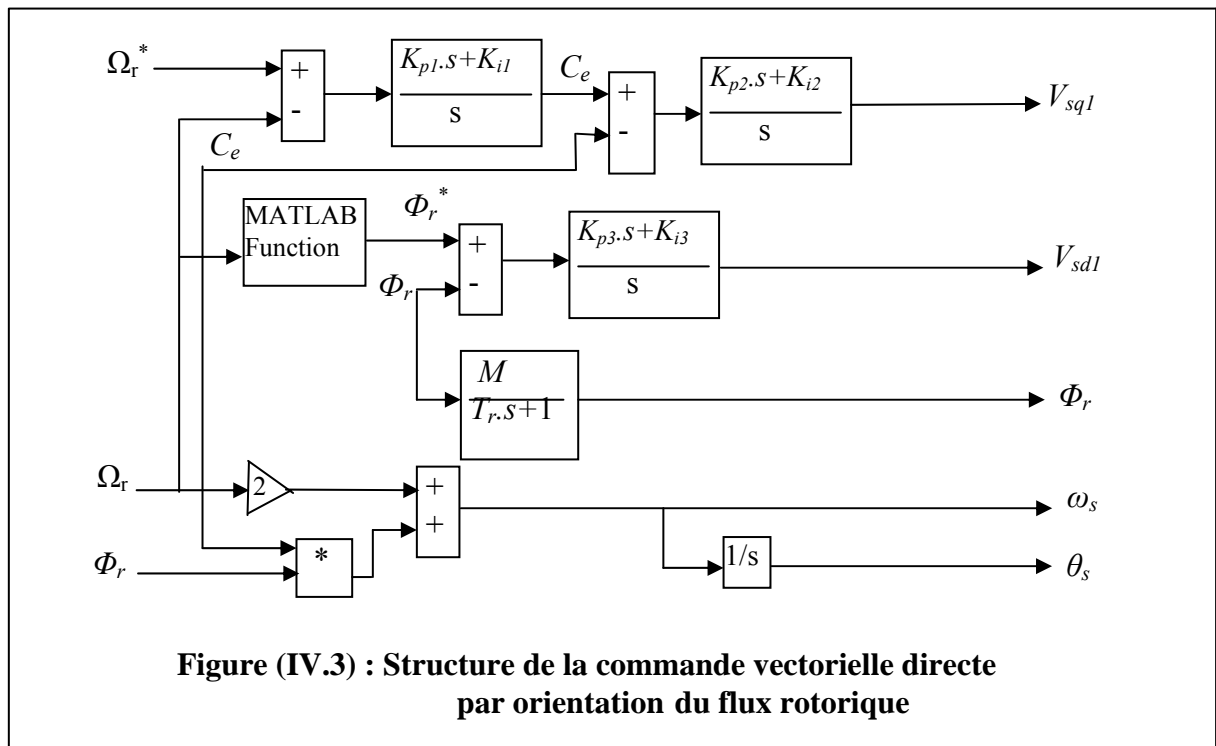
La première est la commande directe, cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, est La non fiabilité de la mesure du flux, et le coût de production élevé (capteur+filtre).

La deuxième et la commande indirecte, cette méthode n'utilisent pas l'amplitude de flux de rotor mais seulement sa position. Elle ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux

rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée en deux groupes principaux : Dans le premier groupe le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique Mesurées.

Dans le deuxième groupe le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor. L'inconvénient majeur de cette méthode, est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r .

Le montage qu'on a illustré par la figure (IV.3), explique le principe de la commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension.



IV.2.3. Découplage entrée-sortie

Le bloc de découplage entre les tensions (V_{sd}, V_{sq}) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}) . A partir d'équation (IV.8), nous avons :

$$\begin{cases} \sigma \cdot T_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Ou encore :

$$\begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s + \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Les équations de découplage sont définies par le système :

$$\begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s + \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

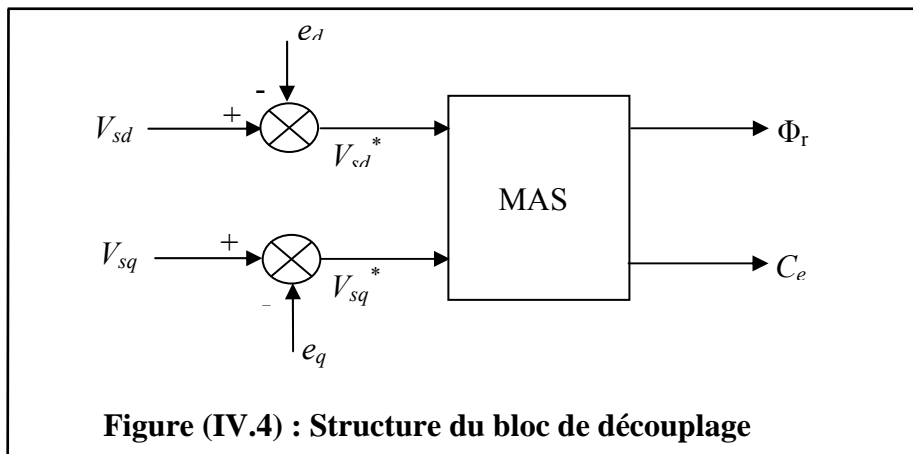
Ce qui nous donne à partir du système (IV.10):

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd} - e_d \\ V_{sq}^* = V_{sq} - e_q \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ e_q = \omega_s \left(\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivant:



IV.2.4. Bloc de défluxage

Lors des tests en variation de sur vitesse on a donc utilisé le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieur à la vitesse nominale, et décroît pour les vitesses supérieur à cette vitesse.

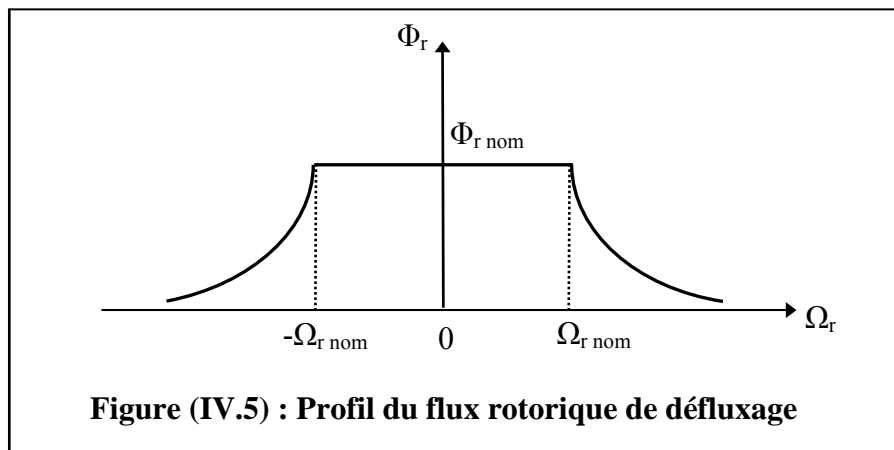
La fonction de défluxage qui impose le consigne de flux Φ_r , suit le profil de la figure(IV.5) .

$$\Phi_r = \Phi_{r\ nom} \quad \text{Si } |\Omega_r| \leq \Omega_{r\ nom}$$

$$\Phi_r \quad \text{Décroissant} \quad \text{Si } |\Omega_r| > \Omega_{r\ nom}$$

$\Phi_{r\ nom}$:Flux rotorique nominal.

$\Omega_{r\ nom}$:Vitesse rotorique nominal.



IV.3. RÉGULATION

IV.3.1. régulation par la méthode direct

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine.

IV.3.1.1. Régulateur du flux

A partir du système d'équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sd} + (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = \left(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sq} + (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

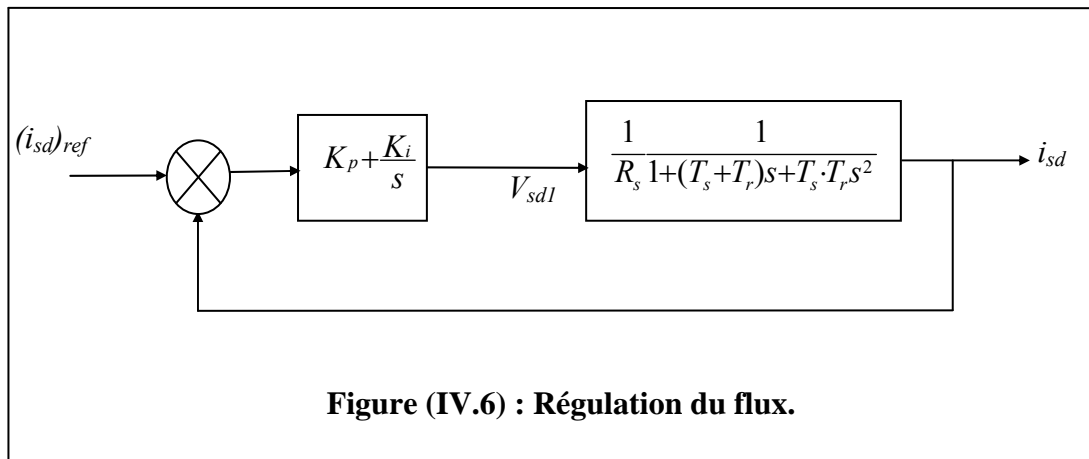
On peut écrire la fonction de transfert qui relie i_{sd} et V_{sd} par :

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + (T_s + T_r) \cdot s + \sigma \cdot T_s \cdot T_r \cdot s^2} \quad (\text{IV.15})$$

Avec :

$$V_{sd} = V_{sd1} + e_d \text{ et } e_d = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sq}.$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure. (IV.6).



Si on considère, pour simplifier, que les constantes de temps statorique et rotorique sont égales, les deux constantes de temps de la fonction de transfert seront :

$$T_1 = \frac{\sigma \cdot T_s}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \quad \text{Et} \quad T_2 = \frac{\sigma \cdot T_s}{1 - \sqrt{1 - \sigma}}$$

On voit que ces deux racines sont très différentes. En effet, σ égale à 0.1, on obtient que :

$$T_1 = 1.95.T_s \text{ et } T_2 = 0.05.T_s.$$

Avec un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i(1 + \tau_\phi \cdot s)}{s(1 + T_1 \cdot s)(1 + T_2 \cdot s)} \quad (\text{IV.16})$$

$$\text{Avec : } \tau_\phi = \frac{K_p}{K_i}$$

Par compensation du pôle le moins rapide on choisit :

$$\tau_\phi = T_1$$

On aura :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i}{s(1 + T_2 \cdot s)} \quad (\text{IV.17})$$

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

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i}{s(1 + T_2 \cdot s) + \frac{1}{R_s} \cdot K_i} = \frac{1}{\frac{R_s \cdot T_2}{K_i} s^2 + \frac{R_s}{K_i} s + 1} \quad (\text{IV.18})$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert (IV.18) avec la forme standard du second ordre. On trouve que :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{R_s \cdot T_2}{K_i} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{R_s}{K_i} \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Avec ξ : coefficient d'amortissement, ω_0 : Pulsation du système.

A partir des équations (IV.19), et $\xi = 0.07$ on aura :

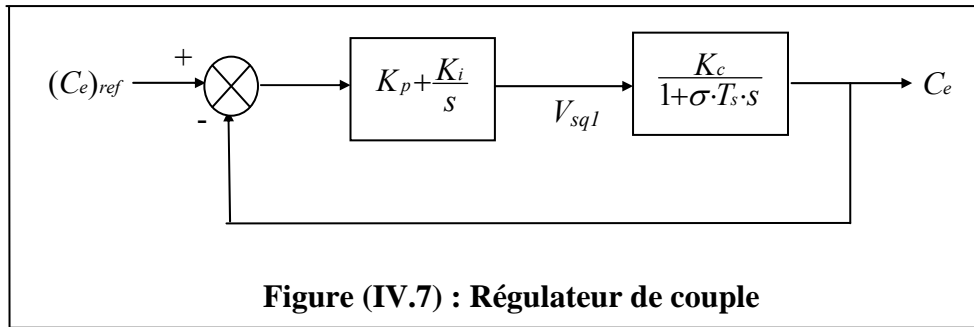
$$K_i = \frac{R_s}{4\xi^2 \cdot T_2} \quad \text{Et} \quad K_p = \frac{T_1 \cdot R_s}{4\xi^2 \cdot T_2}$$

IV.3.1.2. Régulateur du couple

Comme précédemment, on peut considérer dans un premier temps que le flux soit maintenu constant et égal à sa valeur de référence. Dans ces conditions, la fonction de transfert lie le couple à la tension V_{sq1} est :

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{K_c}{(1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \quad (\text{IV.20})$$

$$\text{Avec : } K_c = \frac{n_p \cdot M}{L_r \cdot R_s} (\Phi_r)_{ref}.$$



En utilisant un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouvert est :

$$\frac{C_e}{(C_e)_{ref}} = \frac{K_c \cdot K_i (1 + \tau_c \cdot s)}{s(1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \quad (\text{IV.21})$$

$$\text{Avec : } \tau_c = \frac{K_p}{K_i}$$

Par compensation du pôle on choisit :

$$\tau_c = \sigma \cdot T_s$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera de la forme:

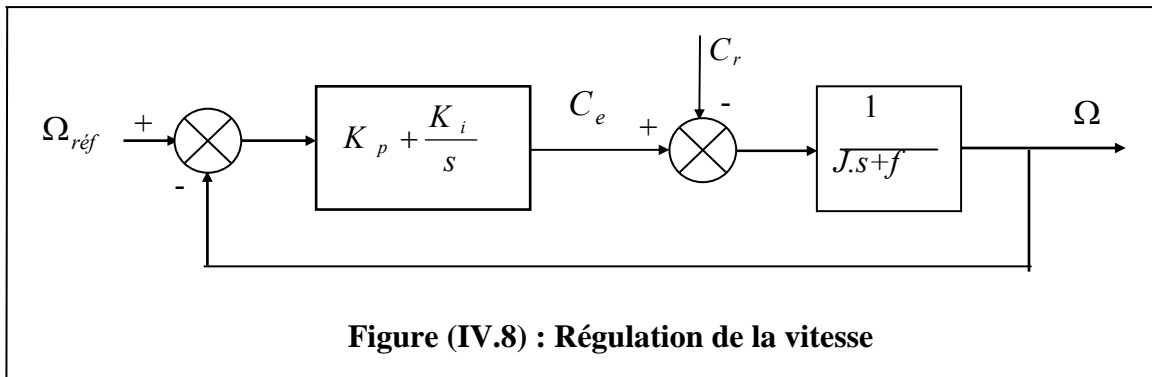
$$\frac{C_e}{(C_e)_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_c \cdot K_i} \cdot s} \quad (\text{IV.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est de premier ordre, choisissant une constante de temps égale à 0.1 on trouve :

$$K_i = \frac{1}{0.1 \cdot K_c} \quad \text{Et} \quad K_p = \frac{\sigma \cdot T_s}{0.1 \cdot K_c}$$

IV.3.1.3. Régulateur du vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (IV.8).



La fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul ($C_r=0$) est donné par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v)}{f \cdot s \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot s)} \quad (\text{IV.23})$$

$$\text{Avec : } \tau_v = \frac{K_p}{K_i}$$

De même par compensation de pôle on choisit $\tau_v = \frac{J}{f}$ ce qui donne une fonction de transfert en boucle fermée de la forme

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{f}{K_i} \cdot s + 1} \quad (\text{IV.24})$$

Pour une constante de temps égale à 0.1s on aura :

$$K_i = \frac{f}{0.1} \quad \text{Et} \quad K_p = \frac{J}{0.1}$$

IV.3.1.4. PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone montrée sur la figure (IV.9)

IV.3.1.5. Comparaison au niveau du régime dynamique et statique

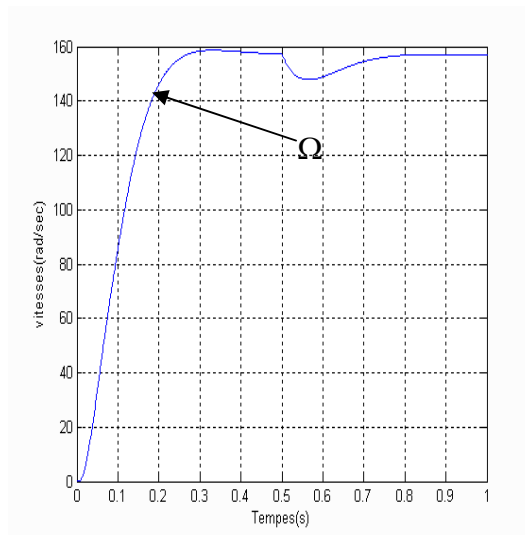
Dans un premier lieu, on a essayé de comparer les résultats de simulation lors de l'alimentation de la machine a travers un réseau parfait figure (IV.9.a) et lors de son alimentation a travers un convertisseur matriciel figure (IV.9.b) avec une application d'une charge à l'instant $t=0.5s$.

Nous constatons que dans les deux cas les résultats sont pratiquement semblables à quelques différences près.

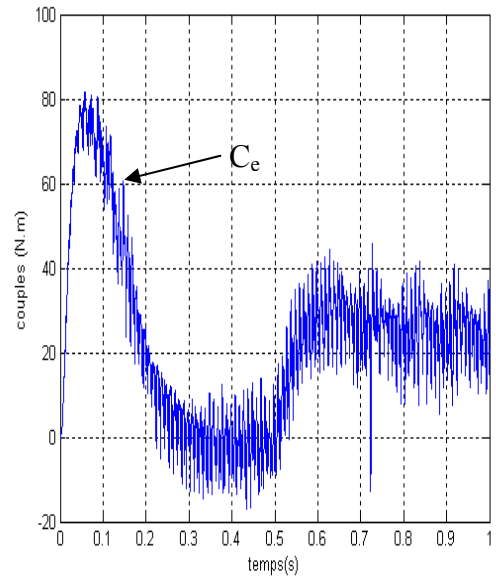
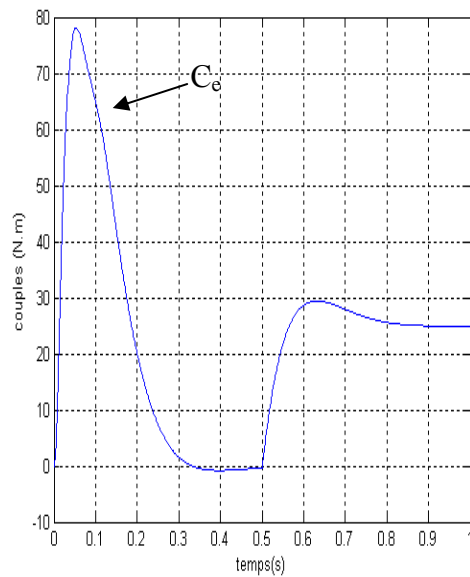
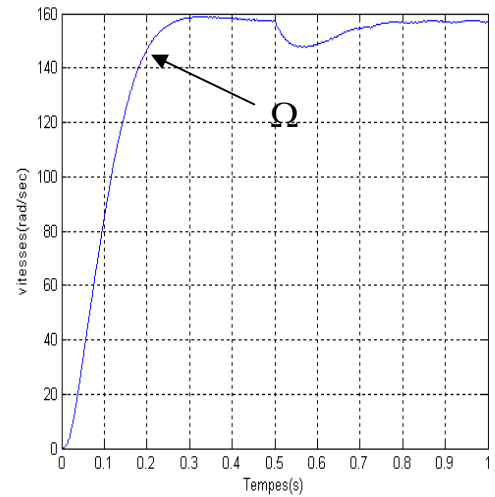
Le temps de réponse à un échelon de vitesse est conservé, et présente une erreur statique nulle. Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} ont des réponses avec des harmoniques dues au convertisseur, les harmoniques donnent lieu à des pulsations au niveau du couple électromagnétique. Ce dernier suit parfaitement la valeur de consigne. Les courbes du flux Φ_{sd} et Φ_{sq} montrent bien le maintien du découplage entre le flux et le couple.

Dans les tests de simulation qui suivent on va conserver le cas de l'alimentation à travers un convertisseur.

a) Sans convertisseur matriciel



b) Avec convertisseur matriciel



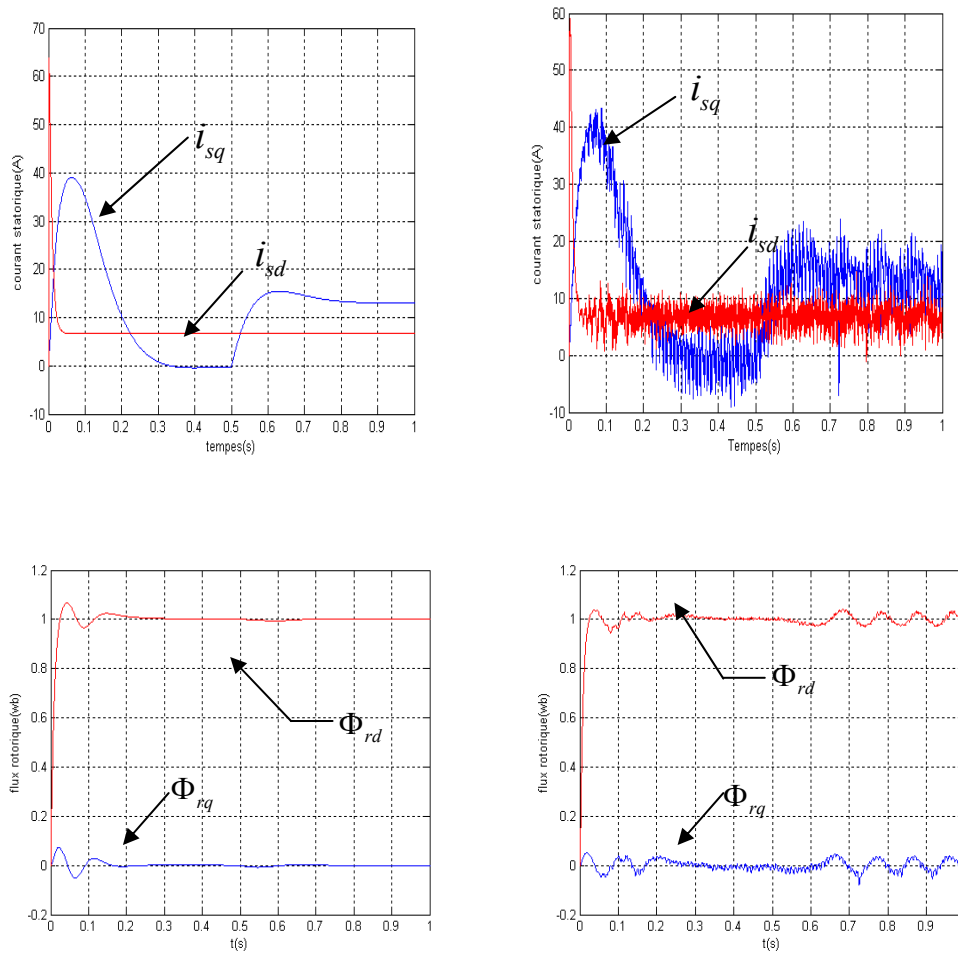


Figure (IV.9) : Simulation de la commande vectorielle pour une alimentation avec et sans convertisseur matriciel.

IV.3.2. régulation par la méthode indirect :

A/. PRINCIPE DE LA COMMANDE

Parmi les techniques existantes, la correction proportionnelle et intégrale a été largement utilisée pour la commande vectorielle des machines asynchrones, en raison de ses bonnes performances, sa simplicité et sa facilité d'implémentation.

L'utilisation de la commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique, permet la réduction de la complexité de la commande, en effet, la figure (IV.10) montre en général le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte. Le "défluxage" sera utilisé pour la commande du flux. Ce dernier est maintenu constant et

égal à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale de la machine et il décroîtra pour des vitesses excédant cette valeur.

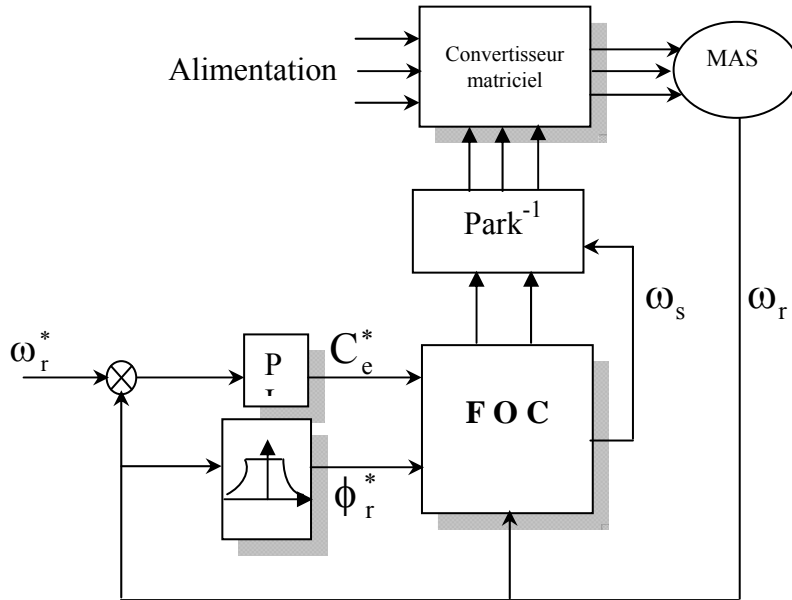


Fig. IV.10 Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

B/.CALCUL DES PARAMETRES DES REGULATIONS

La figure (IV.11) schématise le principe de la commande vectorielle du moteur asynchrone par méthode indirecte.

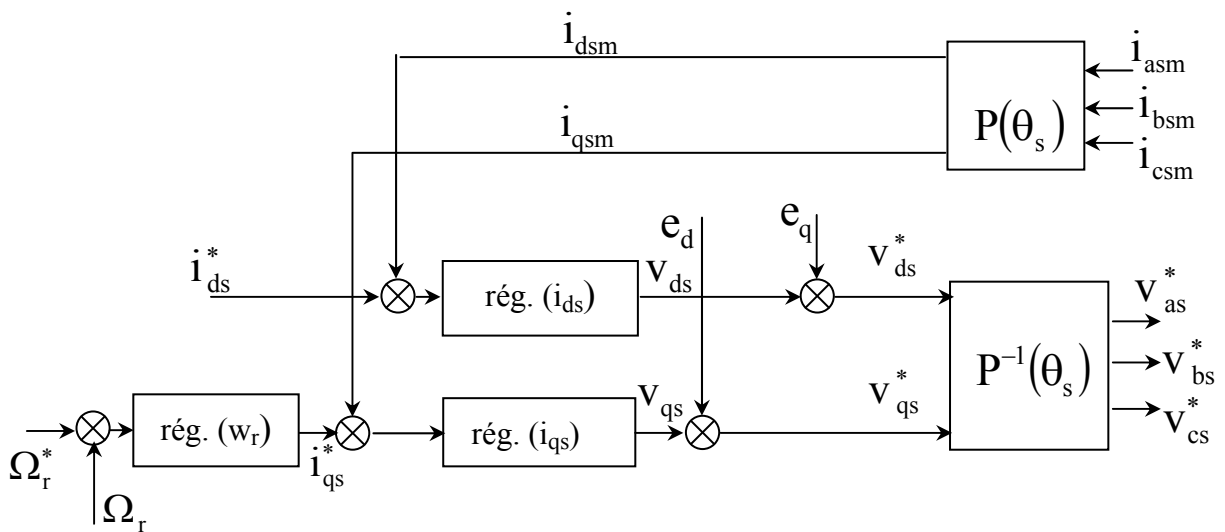


Fig. IV.11 architecture fonctionnelle du contrôle

Notre objectif consiste à déterminer les actions exercées sur les grandeurs de réglage V_{ds} et V_{qs} . Ces actions ne sont autres que les sorties V_{ds}^* et V_{qs}^* des correcteurs représentant respectivement les valeurs instantanées souhaitées pour les tensions de réglage après découplage.

B.1. Correction Proportionnelle Intégrale PI

La machine étant découplée selon deux axes d et q, la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucles interne et externe Figure (IV.12).

La composante du courant sur l'axe (d) contrôlera le flux rotorique et celle sur l'axe (q) contrôlera le couple.

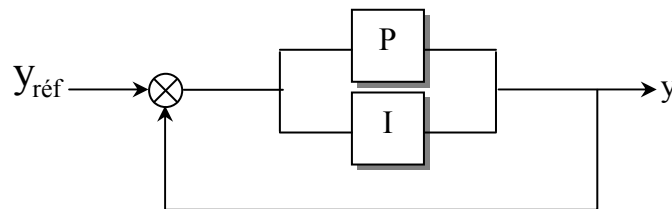


Fig. IV.12 régulateur PI

- L'action proportionnelle (P) exercée par le facteur k_p
- L'action intégrale (I) exercée par la fonction $\frac{k_i}{s}$

B.1.1 La régulation suivant l'axe "d"

Pour la régulation du courant i_{ds} , la boucle de régulation correspondante est schématisée par la figure suivante :

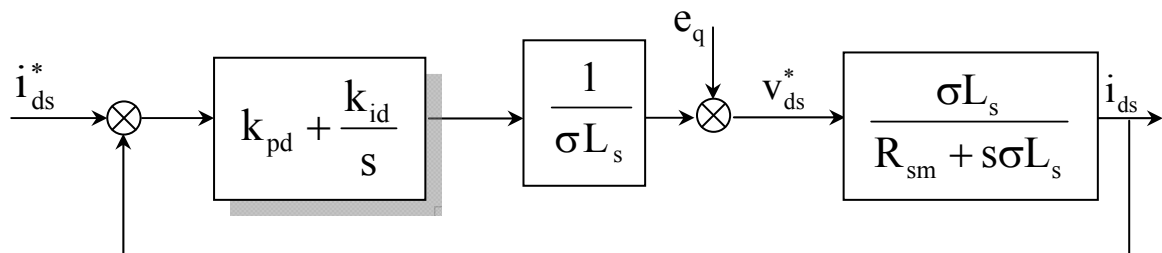


Fig. IV.13 boucle de régulation du courant i_{ds}

Sachant que la boucle interne, plus rapide, à déjà atteint la valeur de référence désirée. Supposant que le système est parfaitement découplé ($e_q = 0$), la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$F_{ids} = \frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = k_{pd} \cdot \frac{s + \frac{k_{id}}{k_{pd}}}{s} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}} \quad (IV.25)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\frac{k_{id}}{k_{pd}} = \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}$ la fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$G_{ids} = \frac{F_{ids}}{1 + F_{ids}} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{k_{pd}} \cdot s} \quad (IV.26)$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est : $\tau = \frac{\sigma L_s}{k_{pd}}$

Afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2\text{ms}$ sera choisi d'où :

$$\begin{cases} k_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ k_{id} = k_{pd} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (IV.27)$$

B.1.2. La régulation suivant l'axe "q"

Du système d'équation (IV.14) on a :

$$\dot{i}_{qs} = \frac{\frac{v_{qs}}{\sigma L_s} - e_d}{s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}} \quad (IV.28)$$

L'équation mécanique:

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - k_f \Omega_r \quad (IV.29)$$

Après découplage l'équation du couple peut s'écrire :

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r^* i_{qs} = k_e i_{qs}$$

avec :

$$k_e = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r^* \quad (IV.30)$$

On remarque que sur l'axe « q », nous avons une boucle externe Ω_r , ainsi le couple est commandé uniquement par \dot{i}_{qs} . La fonction de transfert de la boucle externe est :

$$\frac{\Omega_r}{\dot{i}_{qs}} = \frac{k_e}{J.s + k_f} \quad (IV.31)$$

De l'équation (IV.28) on remarque qu'une action sur i_{qs} prend un certain retard par rapport à v_{qs} . Ce qui nécessite une boucle de régulation interne pour le courant \dot{i}_{qs} .

La boucle de régulation du courant \dot{i}_{qs} se présente comme suite :

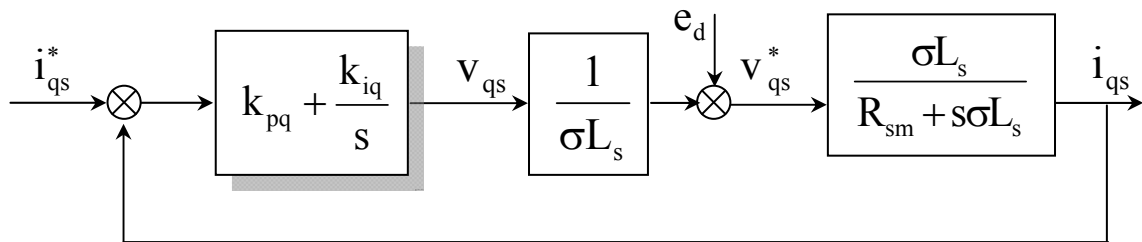


Fig. IV.14 boucle de régulation du courant i_{qs}

On constate que le courant \dot{i}_{qs} à la même dynamique que le courant \dot{i}_{ds} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ k_{iq} = k_{pq} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (IV.32)$$

Avec : $\tau = 2ms$

Le schéma fonctionnel de régulation de vitesse est donné par la boucle de régulation globale suivante :

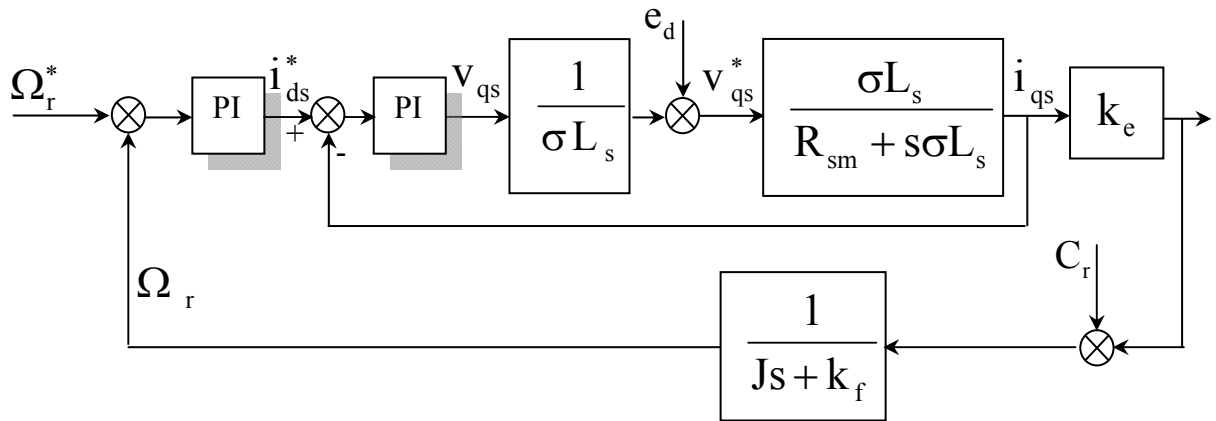


FIG.IV.15 boucle de régulation globale

En régime permanent ($\Omega_r = \Omega_r^*$), la poursuite se fait à une dynamique dépendant des

paramètres du régulateur $\frac{J}{k_p k_e}$ et le rejet de perturbation se fera à la dynamique du

système car. $\frac{J}{k_p k_e} < \frac{J}{k_f}$

Considérant le courant \dot{i}_{qs} est parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{\Omega} = \frac{\Omega_r}{\Omega_r^*} = \frac{k_e k_{p\Omega}}{J.s} \cdot \frac{s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}}}{s + \frac{k_f}{J}} \quad (\text{IV.33})$$

Après compensation de pôle $\frac{k_f}{J} = \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}}$, la fonction de transfert en boucle fermée et

donnée par :

$$G_{\Omega} = \frac{F_{\Omega}}{1+F_{\Omega}} = \frac{1}{1 + \frac{J}{k_{p\Omega} k_e} .s} \quad (\text{IV.34})$$

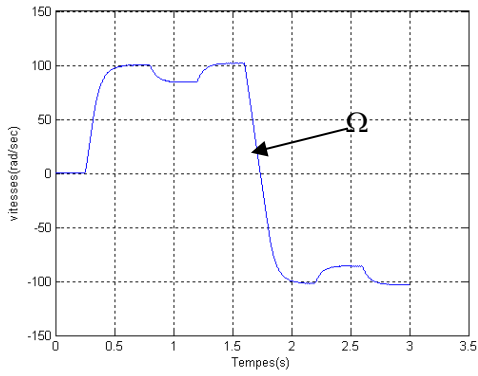
Le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence, on prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que le courant.

$$\tau_{\Omega} = \frac{J}{k_{p\Omega} k_e} = 50\tau$$

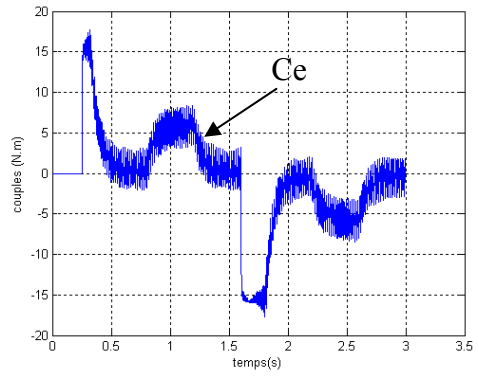
Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{p\Omega} = \frac{J}{k_e \cdot 50 \cdot \tau} \\ \text{et} \\ k_{i\Omega} = \frac{k_{p\Omega} \cdot k_f}{J} \end{array} \right. \quad (\text{IV.35})$$

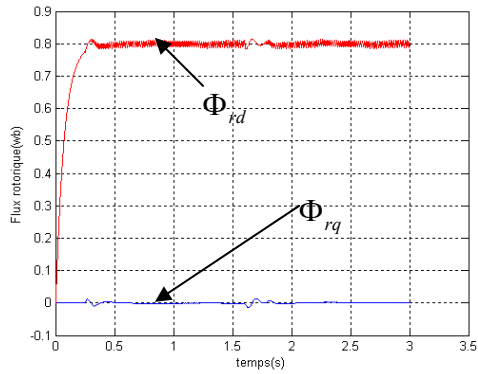
B.1.3. Résultats de simulation



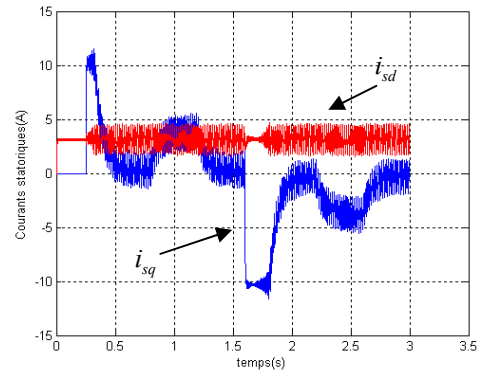
La vitesse de rotation



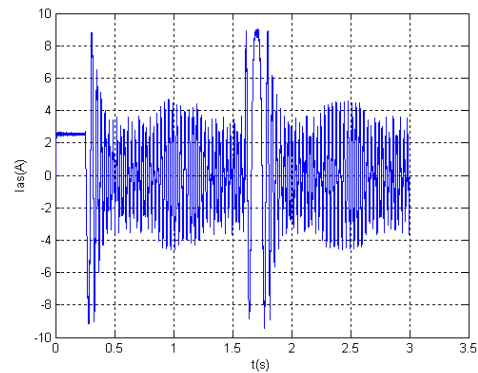
Le couple électromagnétique



Le flux rotorique



Le courant direct et quadratique



Le courant statorique

Fig.IV.16 commandes vectorielles indirectes de la machine asynchrone (alimentée par convertisseur matriciel) Réponse à l'échelon de vitesse de 100 rad/s puis d'une inversion de sens de rotation à partir de 1.5 sec cas du régulateur PI

B.2. correcteur intégral proportionnel IP

Le correcteur IP a été appliqué pour la commande des moteurs asynchrones en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbation).

Le schéma fonctionnel du régulateur IP est représenté sur la figure suivante :

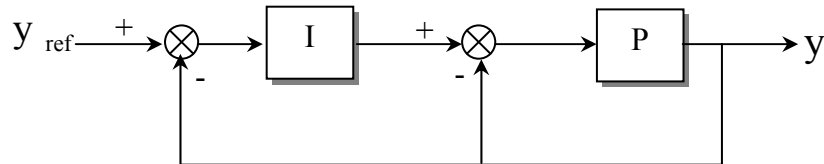


Fig. IV.17 régulateur IP

Comme pour les régulateurs PI, on déterminera les paramètres des régulateurs selon chacun des axes d et q.

B.2.1. la régulation suivant l'axe "d"

Pour la régulation du courant \dot{i}_{ds} , le schéma de régulation est donné par la figure (IV.18)

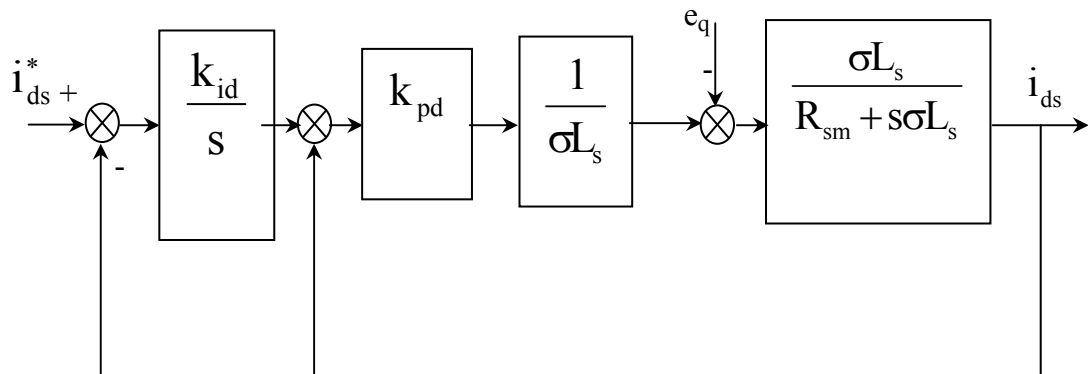


Fig. IV.18 boucle de régulation du courant \dot{i}_{ds}

Le courant \dot{i}_{ds} , s'écrit :

$$\dot{i}_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{k_{pd} k_{id} \dot{i}_d^* - e_q \cdot s}{s^2 + \frac{1}{\sigma L_s} (R_{sm} \cdot s + k_{pd} \cdot s + k_{pq} k_{id})} \quad (IV.36)$$

En supposant le système parfaitement découplé ($e_q = 0$), la fonction de transfert en boucle fermée est de la forme suivante :

$$G_{ids} = \frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{k_{pd} k_{id}}{s^2 + \left(\frac{R_{sm} + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id} k_{pd}}{\sigma L_s}} \quad (IV.37)$$

Par identification à un système du second ordre de fonction de transfert :

$$F(s) = \frac{k \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (IV.38)$$

On aura :

$$k_{pd} = 2\zeta \omega_n \sigma L_s - R_{sm}$$

et

$$k_{id} = \frac{\omega_n^2 \sigma L_s}{k_{pd}}$$

(IV.39)

B.2.2. la régulation suivant l'axe "q"

Pour la régulation du courant \dot{i}_{qs} (boucle interne), le schéma de régulation est donné par la figure (IV.19)

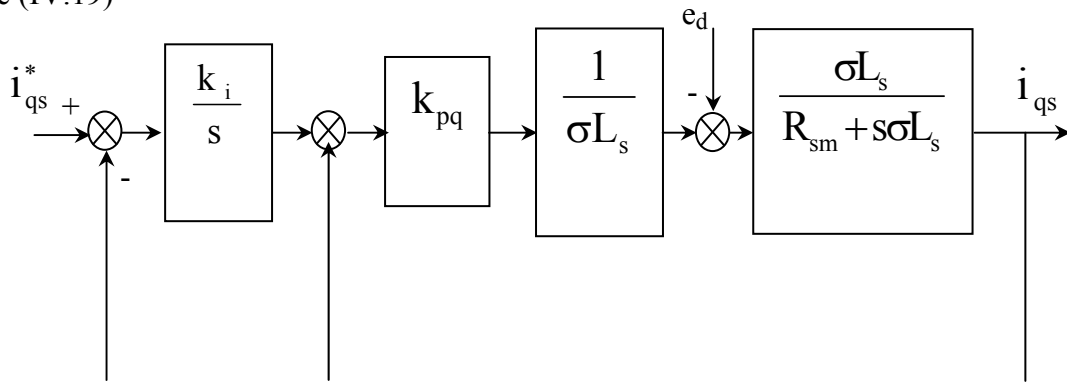


Fig. IV.19 boucle de régulation du courant i_{qs}

Quand à la régulation sur l'axe q, nous faisons de même pour le courant \dot{i}_{qs} nous obtenons les paramètres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{pq} = 2\zeta\omega_n \sigma L_s - R_{sm} \\ \text{et} \\ k_{iq} = \frac{\omega_n^2 \sigma L_s}{k_{pq}} \end{array} \right. \quad (IV.40)$$

La régulation de la vitesse (boucle externe), est donnée par le schéma global suivant :

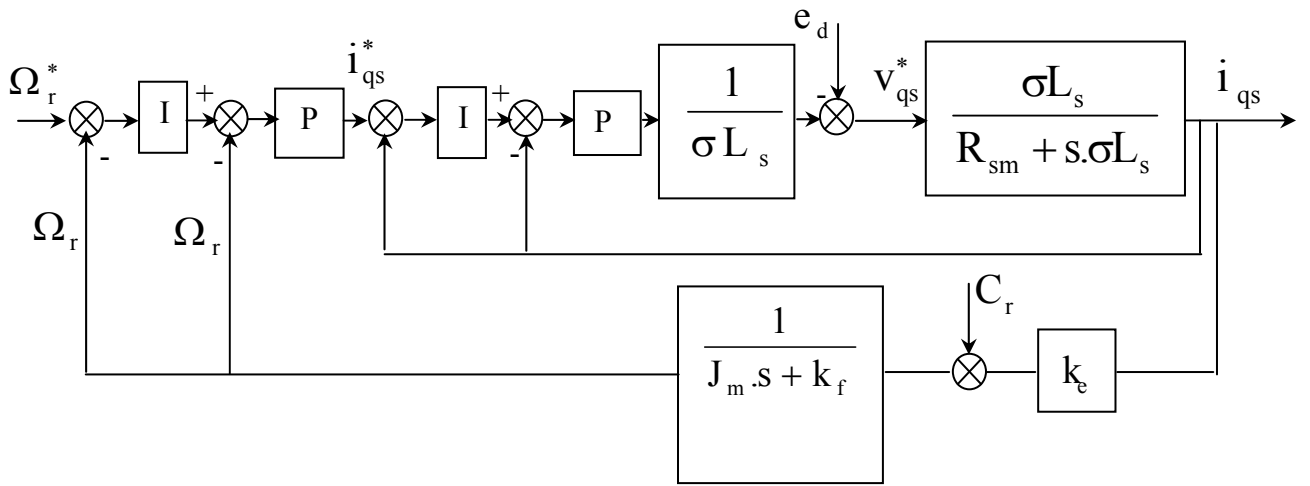


Fig. IV.20 boucle de régulation globale.

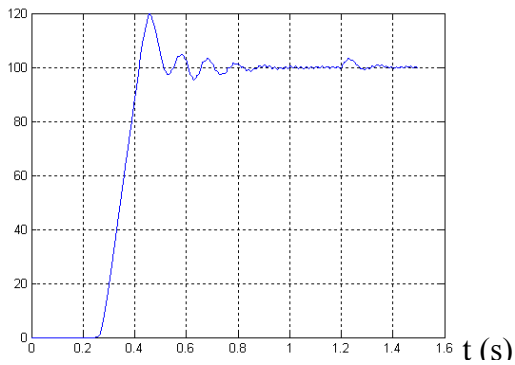
$$G_{\Omega} = \frac{\Omega_r}{\Omega_r^*} = \frac{\frac{k_e k_{p\Omega} k_{i\Omega}}{J}}{s^2 + \left(\frac{k_f + k_{p\Omega} k_e}{J} \right) s + \frac{k_e k_{p\Omega} k_{i\Omega}}{J}} \quad (IV.41)$$

Par comparaison avec le système du second ordre (IV.38), on aura :

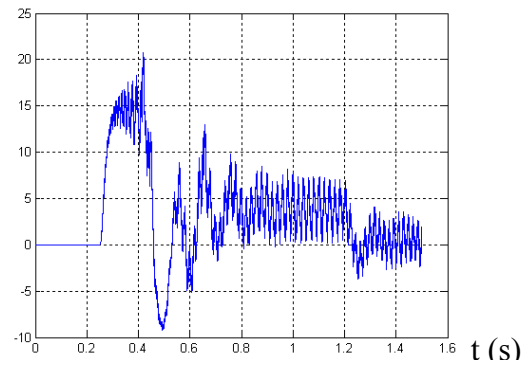
$$\left\{ \begin{array}{l} k_{p\Omega} = \frac{2\zeta\omega_n J - k_f}{k_e} \\ \text{et} \\ k_{i\Omega} = \frac{\omega_n^2 J}{k_e k_{p\Omega}} \end{array} \right. \quad (IV.42)$$

Pour mettre en évidence la rapidité de la boucle interne du courant par rapport à la boucle externe de vitesse. Nous imposons la dynamique des courant à $\omega_n = 800 \text{ rad/s}$ pour les courant \dot{i}_{qs} et \dot{i}_{qs} , $\omega_n = \frac{\omega_n}{50}$ pour la vitesse, ainsi la machine a le temps de se magnétiser et d'atteindre donc la référence de flux. On choisie le taux d'amortissement $\xi = 0.7$.

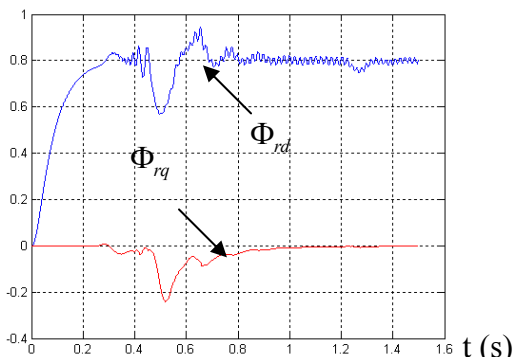
B.2.3. Résultats de simulation



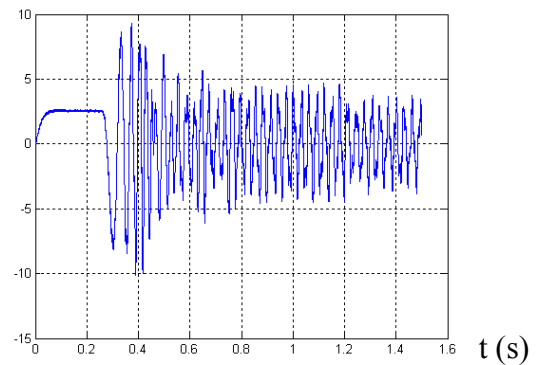
La vitesse de rotation



Le couple électromagnétique



Le flux rotorique



Le courant statorique

Fig.IV.21 réponse de la commande vectorielle par la méthode indirect (alimentation par convertisseur matriciel) cas du régulateur IP.

C/. Interprétation des résultats de simulation

Pour illustrer le fonctionnement du système alimenté par un convertisseur matriciel, plusieurs résultats de simulation sont présentés sur les figures précédentes.

Sur toutes les figures on vérifie que, comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations du couple. La composante \dot{i}_{sd} est une image du flux et la composante \dot{i}_{sq} est une image du couple.

La réponse indicielle indiquée sur la figure (IV.16) ne présente pas de dépassement, le temps de réponse est de 0.45 sec, la chute de vitesse $\Delta\omega_r$ lors de l'application de la perturbation est de 15%, et le temps mis pour rattraper la valeur de référence est très lent dans le cas des régulateurs PI.

Lors des inversions du sens de rotation, les fréquences des courants et des tensions statoriques passent par zéro et le sens de rotation du champ s'inverse.

Les résultats (IV.16) et (IV.21) montre que le régulateur PI calculé ne compense pas rapidement la perturbation.

Par ailleurs, le régulateur IP réalise la régulation, la poursuite et aussi une amélioration de la réponse de la vitesse.

IV.4. CONCLUSION

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leurs performances dynamiques.

Dans ce chapitre, l'étude par la simulation numérique de la commande vectorielle des systèmes d'entraînement à MAS alimentée par des convertisseurs matriciels commandés par la technique a été effectuée. On a vu la commande vectorielle par orientation du flux rotorique qui réalise le découplage total entre le contrôle du flux et celui du couple. On a étudié les deux méthodes de la commande vectorielle ; directes et indirectes.

Pour la méthode indirecte, le régulateur PI ne compense pas rapidement la perturbation par rapport à régulateur IP. Par ailleurs, ce dernier réalise la régulation, la poursuite et aussi une amélioration de la réponse de la vitesse.

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre du travail présenté dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'application des convertisseurs matriciels à la commande des machines à courant alternatif (MAS). A cet effet, nous avons utilisé l'environnement SIMULINK du logiciel MATLAB pour la réalisation de ce travail.

Nous avons associé un convertisseur matriciel à la machine utilisées (MAS) en utilisant la technique de commande pour celui-ci à savoir, l'algorithme de Venturini avec la commande vectorielle de ce dernier.

Après la présentation de l'évolution des systèmes d'entrainements des machines à courant alternatif dans le premier chapitre, nous avons étudié, dans le deuxième, les performances du convertisseur matriciel lorsque ce dernier est alimenté par des tensions triphasées équilibrées en entrée et la sortie étant constituée par une charge inductive. Les résultats obtenus ont montré que le convertisseur matriciel peut remplacer les autres types de convertisseur comme le cycloconvertisseur, l'onduleur MLI de tension et le système conventionnel redresseur-onduleur, vu les avantages procurés comme l'inexistence du bus continu intermédiaire ainsi que le faible nombre d'interrupteurs utilisés par rapport au cycloconvertisseur. L'utilisation de la stratégie de commande du convertisseur matriciel, pour différentes fréquences de sortie, ont donnés des résultats satisfaisants vu la bonne qualité des spectres obtenus ainsi que l'absence de la limite de la fréquence de sortie par rapport au cycloconvertisseur.

Au troisième chapitre, nous avons étudié l'utilisation du convertisseur matriciel pour l'alimentation des machines à courant alternatif (MAS) en boucle ouverte, ceci en appliquant toujours la technique de contrôle du convertisseur. Les résultats obtenus avec le modèle de la machine ont montré, en plus que le modèle de la machine présente un système multi variable non linéaire fortement couplé, que l'alimentation des machines à courant alternatif par un convertisseur matriciel n'est pas seulement possible mais même une excellente alternative.

Dans le quatrième chapitre, la commande vectorielle de la machine alimentée par le convertisseur matriciel commandé par la technique de modulation a été étudiée, l'algorithme de Venturini a été utilisé avec la commande vectorielle directe et indirecte. Les résultats obtenus nous ont permis de montrer la possibilité de l'utilisation des convertisseurs matriciels pour l'entrainement des machines à courant alternatif par la technique du flux orienté. Nous avons pu constater aussi qu'on pouvait utiliser cette technique de modulation ; ce qui veut dire

que le critère de choix de la technique de modulation revient à la simplicité de la réalisation, le coût de celle-ci ainsi que des performances attendues.

En perspectives de ce travail, on pourra envisager plusieurs études plus accentuées sur ce domaine, à savoir :

- Etendre l'utilisation des méthodes développées dans le cadre de ce travail pour le contrôle des machines à courant alternatif à plusieurs enroulements telles que : la machine Asynchrone à Double Alimentation et la machine Synchrone Double Etoile,etc.
- Etudier l'efficacité des modulations proposées dans le cas d'une entrée déséquilibrée du convertisseur matriciel .
- La mise en œuvre sur un banc d'essais des méthodes développées dans ce travail.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone

$$U_n = 220/380,50(\text{Hz})$$

$$n = 1450 \text{ tr/mn}$$

$$P_n = 1.5 \text{ K.w}$$

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

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0.258 \text{ H}$$

$$R_s = 4.85 \text{ Ohm}$$

$$R_r = 3.805 \text{ Ohm}$$

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$$

$$F = 0.001$$

$$P = 2$$

Paramètres de la charge R-L

$$R = 1 \text{ Ohm}$$

$$L = 0.03 \text{ H}$$

Références bibliographiques

- [1] **G.BORNARD et al**, « commande des moteurs asynchrones: modélisation, contrôle vectoriel et DTC», hermès Sciences Europe Ltd, Vol.1, 2000.
- [2] **W.LEONARD**, « Control of Electrical Drives »,Springer, Verlag, 1985.
- [3] **A.SCHUSTER**, « Commende, Réglage et Optimisation d'un Convertisseur Matriciel pour Entraînements par Moteur Asynchrone», Thèse de Doctorat de l'EPFL, LEI, Lausanne, 1998.
- [4] **T.REKIOUA**, « Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents », Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 1991.
- [5] **A. FAIDALLAH**, « contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones», Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, 1996.
- [6] **H.BUHLER**, « Réglage de systèmes d'Electronique de puissance », presses polytechniques et Universitaires, Romandes, Vol. 2, 1997.
- [7] **S. BOUCHIKER**, «Contribution à la conception des lois de commande d'un Convertisseur statique généralisé »,Thèse de doctorat de l'univ. Paris6, France, 1996.
- [8] **M. A. OUHROUCHE**, « EKF-Based On-Line Tuning of Rotor Time-Constant in an Induction Motor Vector Control », International Journal of Power and energy Systems, Vol.20,N°2, 2000.
- [9] **J. HAMMAN and F. MERWE**, « Voltage-Harmonics Generated Voltage-Fed Inverters Using PWM Natural Sampling », IEEE Trans. On Power Electron., Vol.3, N°3, pp. 297-302, sept. 1995.
- [10] **W. A. HILL, R. A. TURTON, R. J. DUNGAN and C. L. SCHWALM**, « A Vector Controlled Cycloconverter Drive for an Icebreaker », IEEE Trans, On Industry Applications, Vol. IA-23, N°6,pp.1036-1042, November/December 1987.
- [11] **H. ISIKIWA and Y. MURAI**, « A New Series Resonant DC-Link AC/AC PWM Converter », IEEE Trans. On Ind. Applicat., Vol.35, N°6, pp. 1433-1439, Nov./dec., 1987.
- [12] **M.G. B. VENTURINI**, « A New Sine Wave In Sine Wave Out Conversion Technique which Eliminates Reactive Elements », in Proc. Powercom'80 Conf., Vol.7, pp. E3-1-E3-15,1980.
- [13] **M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA**, « The Generalized Transformer : A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor », Proc. Of PESC Conf. Rec., pp. 242-252,1980.
-

- [14] **M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA**, « Solid-State Power Conversion : A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis », IEEE Trans. On Circuit and Systems, Vol. CAS-28, N°4, pp. 319-330, April 1981.
- [15] **M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA**, « Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of Nine-Switch Direct AC-AC Converters », in Proc. Of PESC'88, Rec., pp. 1284-1291, 1988.
- [16] **M.G. B. VENTURINI and A. ALESINA**, « Analysis and Design of Optimum Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters », IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 4, N°1, pp. 101-112, January 1989.
- [17] **S. BOUCHIKER, G. A. CAPOLINO and M. POLOUJADOFF**, « vector Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix Converter », in IEEE Trans. On Power Electron., Vol. 13, N°6, pp. 1089-1099, Nov 1998.
- [18] **S. SUNTER and J. C. CLARE**, « A True Four Quadrant Matrix Converter Induction Motor Drive with Servo Performance », PESC, Baveno, Italy, pp. 146-151, June 1996.
- [19] **H. TRABELSI**, « commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par Convertisseur Direct de fréquence », mémoire de magister, Univ. A.R./Mira, LTII, Bejaïa, 2002.
- [20] **J.K. KANG, H. HARA, A. HAVA, E. YAMAMOTO, E. WATANABL and T. KUNE**, « The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions », in IEEE Trans. On Power Electron., Vol. 17, N°5, pp. 721-730, Sept 2002.
- [21] **D. CASADEI, G. SERRA and A. TANI**, « A General Approach for the Analysis of the Input Power Quality in Matrix Converter », in IEEE Trans. On Power Electron., Vol. 13, N°5, pp. 882-891, Sept 1998.
- [22] **P. NIELSEN, F. BLAABJERG and J. K. PEDERSEN**, « New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives », IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 35, N°5, pp. 1150-1161, Sept/October 1999.
- [23] **L. EMPRINGHAM, P. W. WHEELER and J. C. CLARE**, « Bi-Directional Switch Current Commutation for Matrix Converter Applications », EPE'99, European Conference on Power Electronics and applications. Lausanne, Suisse, 7-9 Septembre 1999.
- [24] **L. GONTHIER, T. LEQUEU and C. ANCEAU**, « Application de la démarche d'intégration Fonctionnelle: Intégration d'un Interrupteur MOS à tenue Inverse en Tension et Définition d'une Cellule de Commutation pour le cas Alternatif », EPF'98. Belfort, France, pp. 15-20, 1998.
- [25] **C.L. NEFT, and C.D. SCHAUDER**, « Theory and design of a 30-hp Matrix Converter », in IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 28, N°3, pp. 546-551, May/June 1998.
-

- [26] **P.NIELSEN, F. BLAABJERG and J.K. PEDERSEN**, « Space vector Modulated Matrix Converter with Minimized Number of Switching's and Feed forward Compensation of Input Voltage Unbalance », Proc. Of Pow. Electron., Drives and Energy Systems For Industrial Growth PEDES'96. Vol.2, pp. 833-839, 1996.
- [27] **J.OYAMA, T. HIGUCHI, E. YAMADA, T. KOGA, and T. LIPO**, « New Control and Strategy for Matrix Converter », in IEEE. pp. 360-367, 1989.
- [28] **M.KAZERANI and B. T. OOL**, « Feasibility of Both Vector Control and Displacement Factor Correction by Voltage Source Type AC-AC Matrix Converter », IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 42, N°5, pp. 524-530, October 1995.
- [29] **T. MATSUO, S. BERNET, R.S. COLBY and T. A. LIPO**, « Modeling and Simulation of Matrix Converter/Induction Motor Drive », Conference Record IMACS'96, St. Nazaire, France, September 17-18-19,1996.
- [30] **C. KLUMPNER, P. NIELSEN, I. BOLDEA and F. BLAABJERG**, « A New Matrix Converter-Motor(MCM) for Industry Applications », in Proc. Of IAS'00, Vol. 3, pp. 1394-1402, 2002.
- [31] **SOUAD CHAOUACH**, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction son capteur de vitesse », Thèse de doctorat, univ de Batna .2005.
- [32] **PATRICK BRUNET**, « Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones », Thèse de doctorat, LTEG Henri Brisson.2005.
-