

Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à trois niveaux à structure parallèle

Vector control of a three-level parallel structure UPS powered asynchronous machine

N.BENCHOUIA^{#1}, B.SOLTANI², B.MADI³, M.SAAIDIA⁴

*# 1,2Département de Génie Mécanique,
Faculté des sciences et de la Technologie,
Université Mohamed-Chérif Messaadia Souk Ahras, 41000, Algeria*

[1.n.benchouia@univ-soukahras.dz](mailto:n.benchouia@univ-soukahras.dz)

[2.soltanib2@gmail.com](mailto:soltanib2@gmail.com)

³Département de Génie Mécanique,

*Faculté de la Technologie,
Université 20 aout 1955, Skikda, 21000 Algeria*

2b_madi2000@yahoo.fr

⁴Département de Génie électrique,

*Faculté des sciences et de la Technologie,
Université Mohamed-Chérif Messaadia Souk Ahras, 41000, Algeria*

m.saaidia@univ-soukahras.dz

Résumé :

Ce présent travail est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone ; avec orientation du flux rotorique. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. En effet, la méthode directe d'orientation du flux a été développée pour un réglage classique de vitesse. À travers les résultats de simulation obtenus, nous avons noté un bon comportement de celui-ci pour les différents tests effectués, toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations du couple de charge et à leur temps de rejet. Mais ce qui le pénalise fortement est essentiellement sa faible robustesse vis-à-vis des variations du moment d'inertie et surtout face à celles de l'inductance rotorique. En effet la réponse de vitesse est légèrement affectée, et pour les changements de l'inductance rotorique, le découplage de la machine se détériore.

Mots-clés : Moteur asynchrone, commande vectorielle, régulateur PI.

Summary :

This work is dedicated to the vector control of the asynchronous machine; with orientation of the rotor flow. This technique makes it possible to decouple the control of the flow from that of the torque, similar to that of the dc machine with separate excitation. Indeed, the direct flow orientation method has been developed for a conventional speed control. Through the simulation results obtained, we noted a good behavior of this one for the various tests carried out, however shortcomings were observed concerning the sensitivity to disturbances of the load torque and their rejection time. But what strongly penalizes it is essentially its low robustness vis-à-vis the variations of the moment of inertia and especially compared to those of the rotor inductance. In fact the speed response is slightly affected, and for the changes of the rotor inductance, the decoupling of the machine deteriorates.

Keywords: Asynchronous motor, vector control, PI regulator.

I. Introduction

La difficulté de la commande de la machine asynchrone réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques [1,2]. En effet, avec les progrès en électronique de puissance, il est aujourd'hui possible d'appliquer les commandes découplées aux machines asynchrones. Ces commandes ont pour objectif

d'obtenir les performances excellentes de la machine à courant continu, sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique [2].

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieure de la machine de celui du couple. Elle s'embble avoir la capacité d'obtenir de la machine asynchrone les meilleurs performances dynamiques, tout en ayant une loi de commande de mise en œuvre simple.

A l'exception du cas de la désexcitation, on peut dire que la machine asynchrone fonctionne quasiment toujours à flux nominal, de manière à garantir à tout instant les meilleurs performances dynamiques [3].

II. Modélisation de la machine

I-2-Structure d'une alimentation par orientation de flux

La machine asynchrone présente une structure non linéaire et fortement couplée. Elle peut être découplée en alimentant celle-ci par une source de tension commandée par le bloc à flux orienté. Cette structure de commande est obtenue par inversion de l'un des modèles de la machine par orientation du flux [4]. Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la machine asynchrone alimentée en tension (couple et flux), nous proposons le schéma de commande représenté à la Figure1.

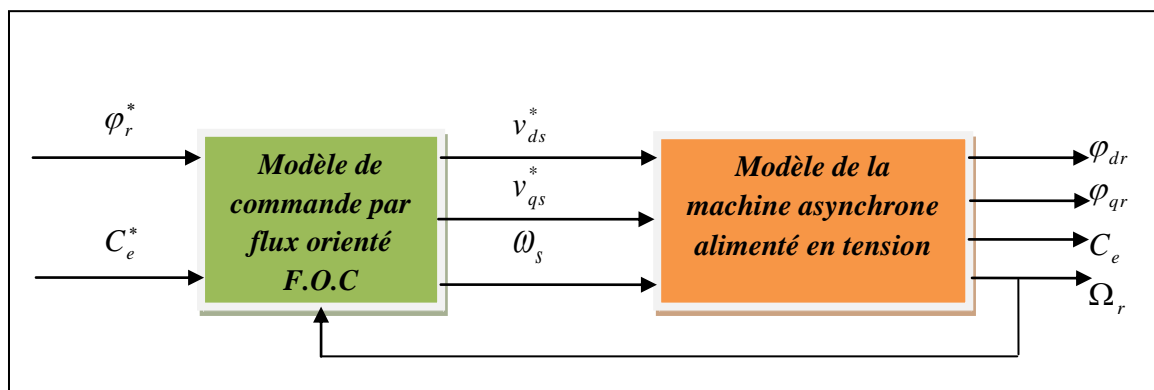


Fig. 1: Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC)

III. Commande vectorielle par orientation du flux Rotorique

III. I-Principe de la commande vectorielle

La commande vectoreille est basée sur la notion élémentaire de l'électromagnétisme : « la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par vecteur champ .

Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ données quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ. Si ce principe est applicable aux machines à courant continue qui sont naturellement découplées, il n'en n'est pas de même pour la machine asynchrone ou l'angle entre le champ tournant du stator et du rotor varie avec la charge.[3,4].

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

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe dq que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi \\ \varphi_q = 0 \end{cases} \quad (1)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [3,4,5].

En imposant $\varphi_{qr} = 0$, $\varphi_{dr} = \varphi_r$, les équations de la machines dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} + v_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \varphi_r + v_{qs} \right) \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M i_{ds} \\ \omega_{sl} = \left(\frac{M}{T_r} \right) \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \varphi_r \end{pmatrix} \\ \omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \end{cases} \quad (2)$$

L'équation mécanique est exprimée comme suit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (3)$$

Le couple électromagnétique de la machine s'écrit alors :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \varphi_{dr} i_{qs} \quad (4)$$

Le couple est maximal à tout instant car le courant d'induit i_{qs} et l'inducteur i_{ds} sont toujours perpendiculaires (figure 2) et peuvent être commandés indépendamment, on déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone sera similaire à celui de la Machine à courant continu à excitation séparée.

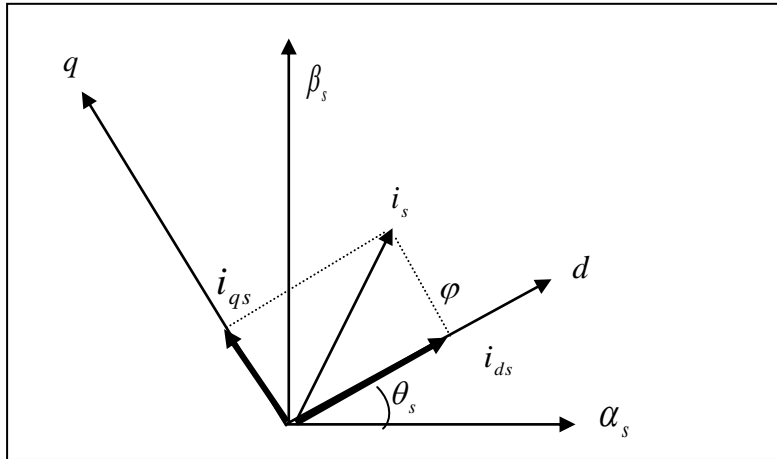


Fig. 2 : Principe de la commande vectorielle

Après passage par une transformation de Laplace le système d'équations (II-1) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = (R_s + P\sigma L_s)i_{ds} + P\frac{M}{L_r}\varphi_r - \omega_s\sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + P\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s\sigma L_s i_{ds} \\ \varphi_r = \frac{M}{1 + PT_r}i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r\varphi_r}i_{qs} \end{cases} \quad (5)$$

En régime permanent nous exprimons le flux rotorique par

$$\varphi_r = Mi_{ds} \quad (6)$$

III.2. Commande par orientation du flux directe

Cette méthode concerne la connaissance du flux (module et phase) est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux.

En effet, dans la commande vectorielle direct, l'angle de Park $s\alpha$ est calculé directement à partir de l'information du flux donné par la figure 3 .Le flux magnétique peut être mesuré directement à l'aide de capteurs basés sur l'effet Hal ou estimé à partir des tensions et des courants statorique. Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux sont entachés d'harmoniques d'encoches et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. Ainsi, l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux augmente considérablement le coût de sa fabrication et le rend plus fragile.

Dans ce cas, on fait appel à des estimateurs ou on effectue des mesures qui sont sensibles aux variations de la constante de temps rotorique [6,7].

Dans la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique et la vitesse de rotation sont contrôlés par contre réaction. La figure3 présente l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension ou le flux est contrôlé directement.

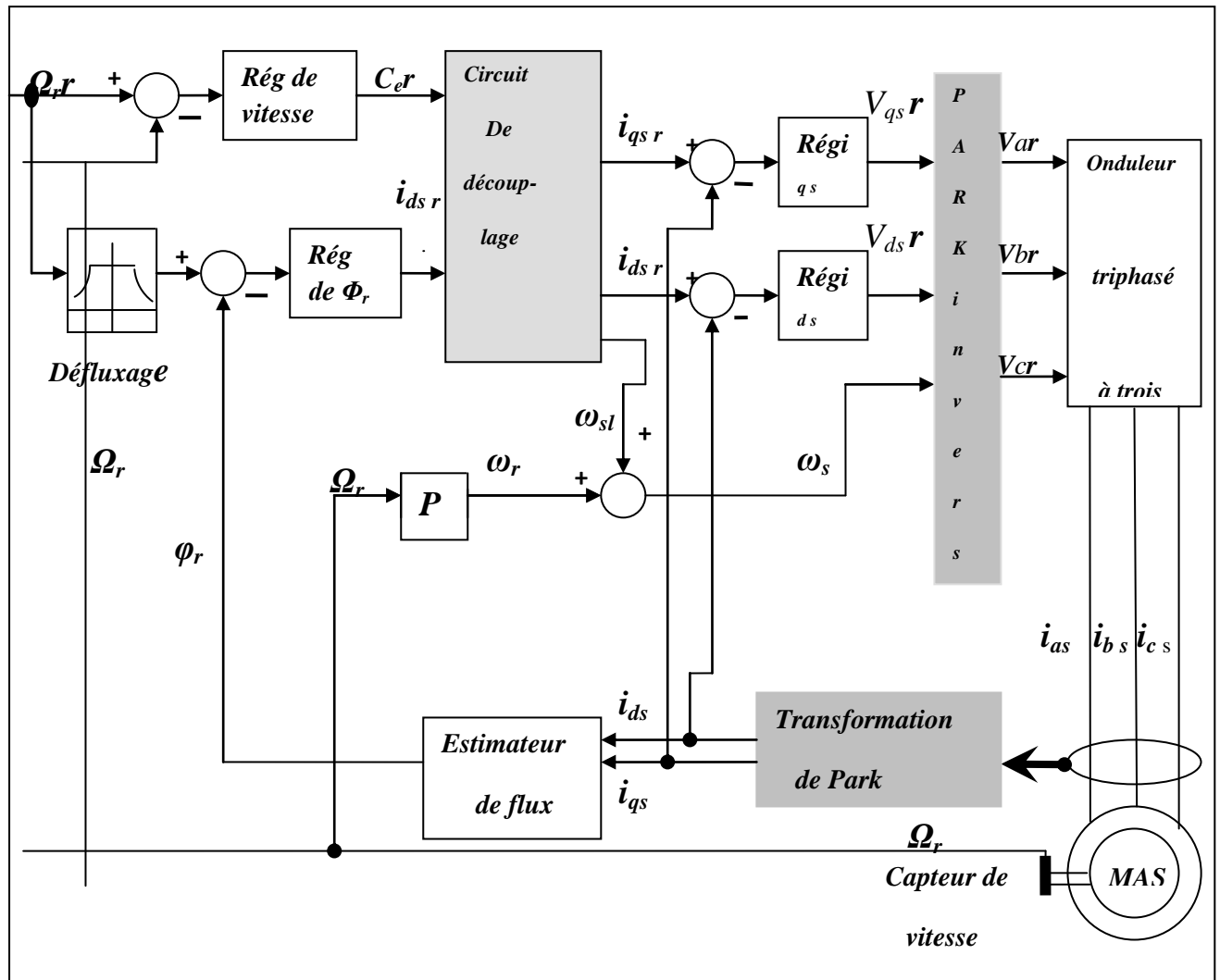


Fig.3 : Asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par la méthode du flux orienté direct.

III.2.1. Défluxage

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire, car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse [9]. Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_m & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\phi_m \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (7)$$

III.2.2. Calcul des régulateurs

Pour le calcul des régulateurs, nous utiliserons la méthode dite « par compensation des pôles », parce que le système est de premier ordre.

III.2.3. Régulateurs de courant

Considérons les deux premières équations du système (Fig3), exprimées en fonction de la variable de LAPLACE (S) :

$$(\sigma T_s . S + 1) i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} . S . \varphi_r \quad (8)$$

$$(\sigma T_s . S + 1) i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s \left(\sigma T_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} . \varphi_r \right) \quad (9)$$

➤ **Boucle de courant i_{qs}**

✚ En posant :

$$U_{pq} = -\omega_s \left(\sigma T_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} . \varphi_r \right) \quad (10)$$

$$(\sigma T_s . S + 1) i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} + U_{pq} \quad (11)$$

$$i_{qs} = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s S)} . V_{qs} + \frac{1}{1 + \sigma T_s . S} . U_{pq} \quad (12)$$

Il est clair que la fonction de transfert du courant i_{qs} est de type zéro, c'est pourquoi le régulateur G_{qs} doit être de type 1 afin d'annuler l'erreur statique en régime permanent.

$$G_{qs}(s) = \frac{1 + S.T_{n3}}{S.T_{i3}} \quad (13)$$

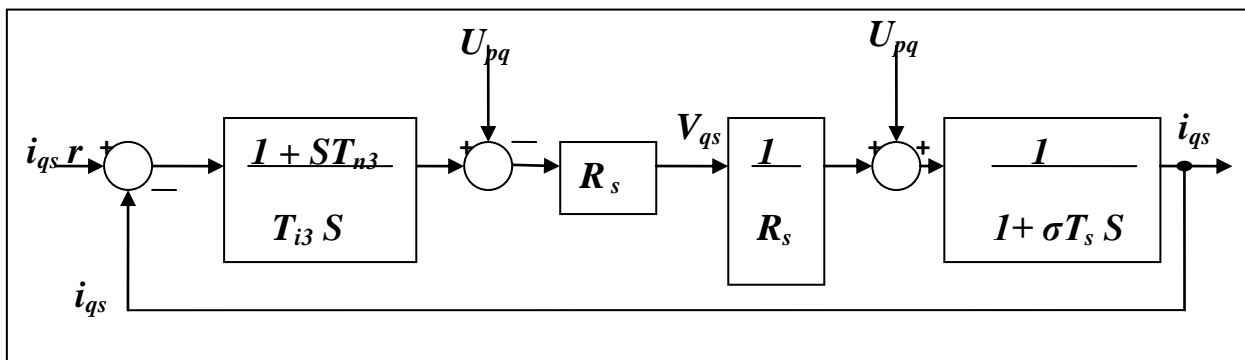


Fig.4: Boucle de courant i_{qs} de la machine asynchrone triphasée

✚ En posant: $T_{n3} = \sigma . T_s$

Ainsi après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte de l'ensemble régulateur-processus se simplifie et s'exprime par la relation suivante :

$$G_{qs} = \frac{1}{S.T_{i3}} \quad (14)$$

La boucle de courant i_{qs} peut être simplifier comme suite :

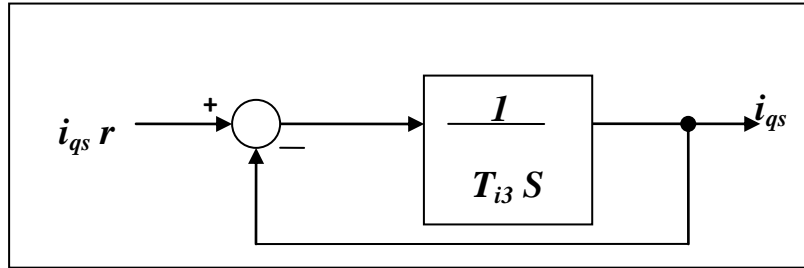


Fig.5 : Boucle de courant i_{qs} de la machine asynchrone triphasée

La fonction de transfert en boucle fermée est déterminée de la manière suivante :

$$G_{Fq} = \frac{G_{Oq}}{1 + G_{Oq}} \quad (15)$$

$$G_{Fq}(s) = \frac{1}{1 + S.T_{i3}} \quad (16)$$

✚ En posant : $\tau_q = \frac{\sigma T_s}{10} = T_{i3}$

La fonction de transfert précédente prend la nouvelle forme :

On choisie la constante de temps telle que :

$$G_{Fq} = \frac{1}{1 + S.\tau_q} \quad (17)$$

➤ **Boucle de courant i_{ds}**

✚ En posant :

$$U_{pd} = \omega_s \cdot \sigma T_s i_{qs} \quad (18)$$

$$(\sigma T_s \cdot S + 1) i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + U_{pd} \quad (19)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s S)} \cdot V_{ds} + \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot S} \cdot U_{pd} \quad (20)$$

Il est claire que la fonction de transfert du courant i_{qs} est de type zéro, c'est pourquoi le régulateur G_{qs} doit être de type 1 afin d'annuler l'erreur statique en régime permanent.

$$G_{qs}(s) = \frac{1 + S.T_{n4}}{S.T_{i4}} \quad (21)$$

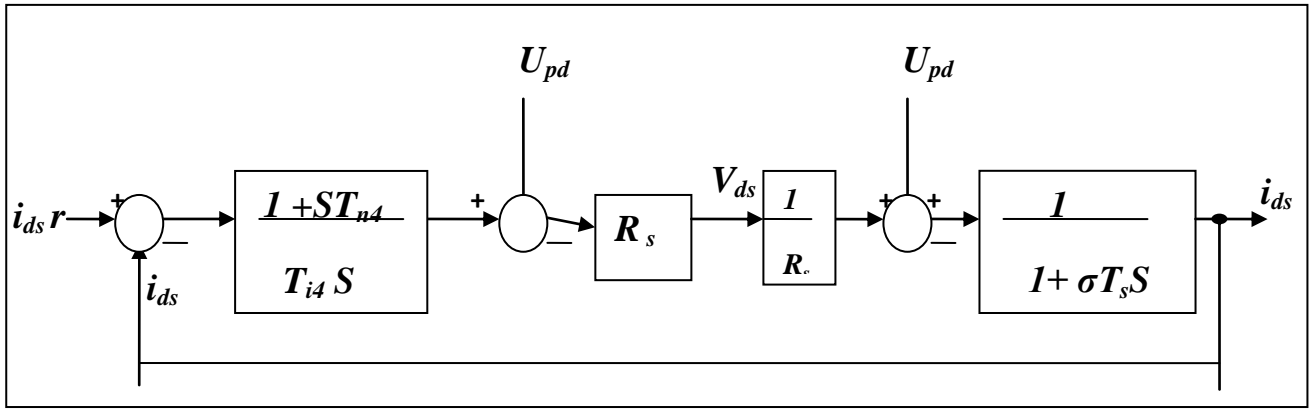


Fig.5 : Boucle de courant i_{ds} de la machine asynchrone triphasée

Pour les constantes de temps:

✚ En posant : $T_{n4} = \sigma T_s$

Ainsi après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte de l'ensemble régulateur-processus se simplifie et s'exprime par la relation suivante :

$$G_{qs} = \frac{1}{S.T_{i3}} \quad (22)$$

La boucle de courant i_{ds} peut être simplifier comme suite :

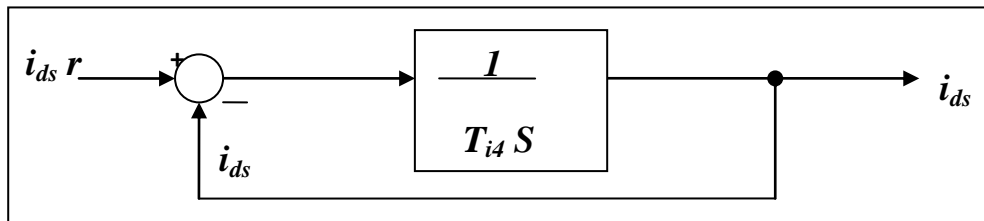


Fig.6 : Boucle de courant i_{ds} de la machine asynchrone triphasée

La fonction de transfert en boucle fermée est déterminée de la manière suivante :

$$G_{Fd}(S) = \frac{1/S.T_{i4}}{1 + 1/S.T_{i4}} \quad (23)$$

$$G_{Fd}(S) = \frac{1}{1 + S.T_{i4}} \quad (24)$$

✚ En posant : $\tau_d = \frac{\sigma T_s}{10} = T_{i4}$

La fonction de transfert précédente en boucle fermée prend la nouvelle forme suivante :

$$G_{Fd} = \frac{1}{1 + S.\tau_d} \quad (25)$$

Nous remarquons que les constantes de temps τ_q et τ_d sont égales et par conséquent les fonctions de transfert en boucle fermée des deux boucles de courants i_{qs} et i_{ds} aussi :
Donc $G_{Fq} = G_{Fd}$.

III.2.4. boucle de flux

Du système d'équation (5) on a :

$$\varphi_r = \frac{M}{1 + T_r \cdot S} i_{ds} \quad (26)$$

La fonction de transfert du flux est de type zéro, c'est pourquoi on utilise un régulateur de type 1 pour éliminer l'erreur statique en régime permanent :

$$G_{\Omega}(s) = \frac{1 + ST_{n2}}{ST_{i2}} \quad (27)$$

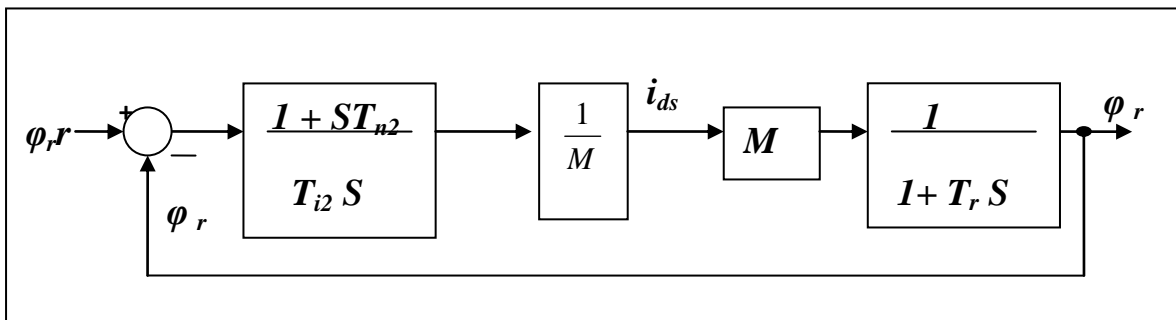


Fig.7 : Boucle de flux φ_r de la machine asynchrone triphasée

✚ En posant : $T_{n2} = T_r$

Ainsi après compensation la fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivante :

$$G_{O\varphi} = \frac{1}{ST_{i2}} \quad (28)$$

En considérant le schéma bloc de la figure ci-dessus, la fonction de transfert en boucle fermée est déterminée de la manière suivante :

$$G_{F\varphi}(S) = \frac{\varphi_r}{\varphi_{rref}} = \frac{1/S.T_{i2}}{1 + 1/S.T_{i2}} \quad (29)$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée de flux est :

$$G_{F\varphi} = \frac{1}{1 + ST_{i2}} \quad (30)$$

✚ En posant : $\tau_{\varphi} = T_{i2}$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de flux, sera exprimée par la nouvelle relation :

$$G_{F\phi} = \frac{1}{1 + S.\tau_{\phi}} \quad (31)$$

Finalement, la détermination de la fonction de transfert en boucle fermée nous a permis de calculer la constante de temps du régulateur :

$$T_{i2} = \tau_{\phi}$$

III.2.5. Boucle de vitesse

L'équation de mouvement (3) du groupe machine asynchrone- machine entraînée peut s'écrire de la façon suivante :

$$C_e - C_r = f_r \cdot \Omega_r + J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (32)$$

En utilisant la variable (S) de LAPLACE, l'équation ci-dessus peut s'écrire comme suit :

$$(f_r + JS)\Omega_r = C_e - C_r \quad (33)$$

La fonction de transfert par rapport au couple électromagnétique du groupe machine asynchrone – machine entraînée est exprimée par la relation suivante :

$$\frac{\Omega_r}{C_e} = \frac{1}{J.S + f_r} \quad (34)$$

La fonction de transfert ci-dessus est du type 1 .Pour éliminer l'erreur statique en régime permanent il faut utiliser un régulateur de type proportionnel intégrale (PI) donc :

$$G_{\Omega}(s) = \frac{1 + S.T_{ni}}{S.T_{il}} \quad (35)$$

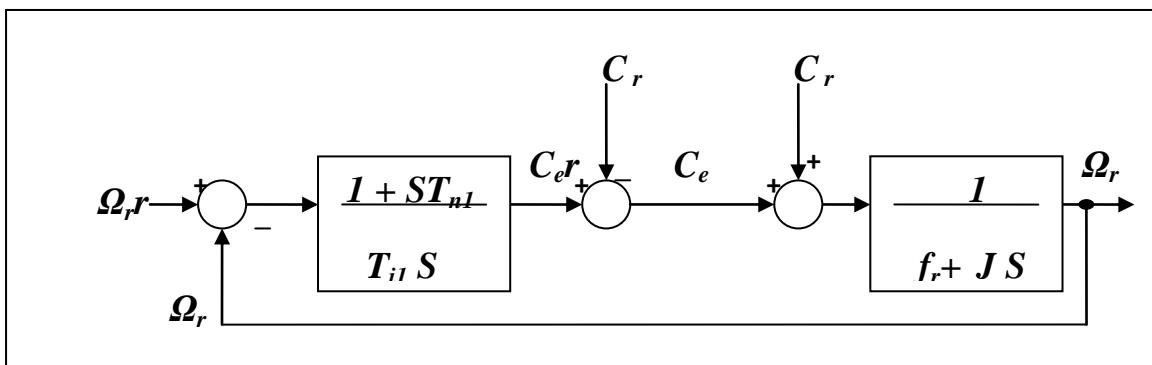


Fig.8: Boucle de vitesse Ω_r de la machine asynchrone triphasée

En divisant le numérateur et dénominateur de la fonction de transfert (36) par le coefficient de frottement f_r , nous obtenons l'expression suivante :

$$\frac{\Omega_r}{C_e} = \frac{1}{f_r(1 + S \cdot \frac{J}{f_r})} \quad (36)$$

On pose la constante mécanique : $\tau_m = J/f_r$

Ainsi après compensation, le schéma bloc de la boucle de vitesse de la machine asynchrone prend la nouvelle structure représentée par la figure (9) :

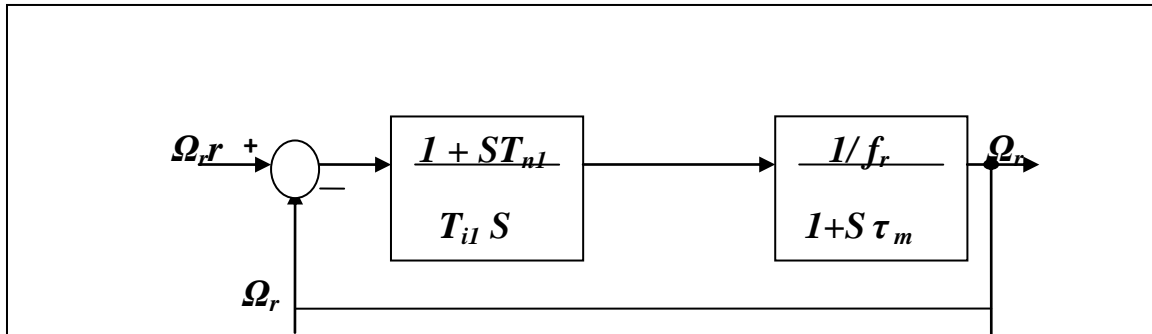


Fig.9 : Boucle de vitesse Ω_r de la machine asynchrone triphasée

La fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivante :

$$G_{ov}(S) = \frac{1}{T_{il} f_r S} \quad (37)$$

Nous pouvons alors représenter la boucle de vitesse par le schéma bloc suivante

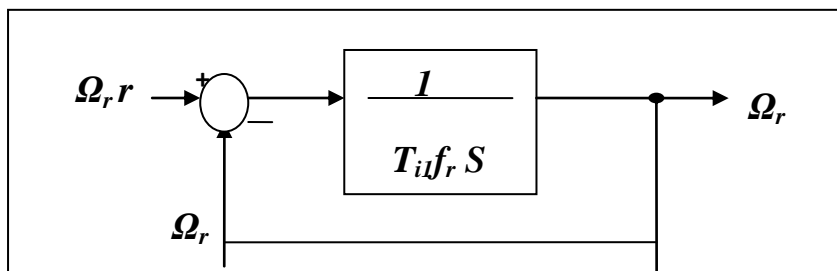


Fig.10 : Boucle de vitesse Ω_r de la machin asynchrone triphasée

En considérant le schéma bloc de la figure ci-dessus ,la fonction de transfert en boucle fermée est déterminée de la manière suivante :

$$G_{FV}(S) = \frac{\Omega_r}{\Omega_{rref}} = \frac{G_{ov}}{1 + G_{ov}} \quad (38)$$

On trouve :

$$G_{FV}(S) = \frac{1}{1 + T_{il} f_r S} \quad (39)$$

✚ En posant : $\tau_{em} = f_r T_{il}$

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de vitesse, sera exprimée par la nouvelle relation :

$$G_{FV} = \frac{1}{1 + S \cdot \tau_{em}} \quad (40)$$

Finalement, la détermination de la fonction de transfert en boucle fermée nous a permis de calculer la constante de temps du régulateur : $T_{il} = \tau_{em} / f_r$

IV. Résultats de simulation

Dans cette section, nous étudierons les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à trois niveaux à structure parallèle en utilisant la commande vectorielle directe.

En effectuant des essais de simulation numérique, nous allons voir l'évolution :

- de la vitesse angulaire de rotation .
- du couple électromagnétique.
- des tensions et des courant statoriques ($V_{ds}, V_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, i_A$)

Et ce, pendant une inversion du sens de marche, sans et avec limitation du couple électromagnétique de référence.

Nous rappelons que, pour la commande en tension, l'onduleur est piloté par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

La figure (11) montre l'évolution de la vitesse angulaire de rotation et du couple électromagnétique pendant une inversion de sens de marche, avec limitation du couple de référence.

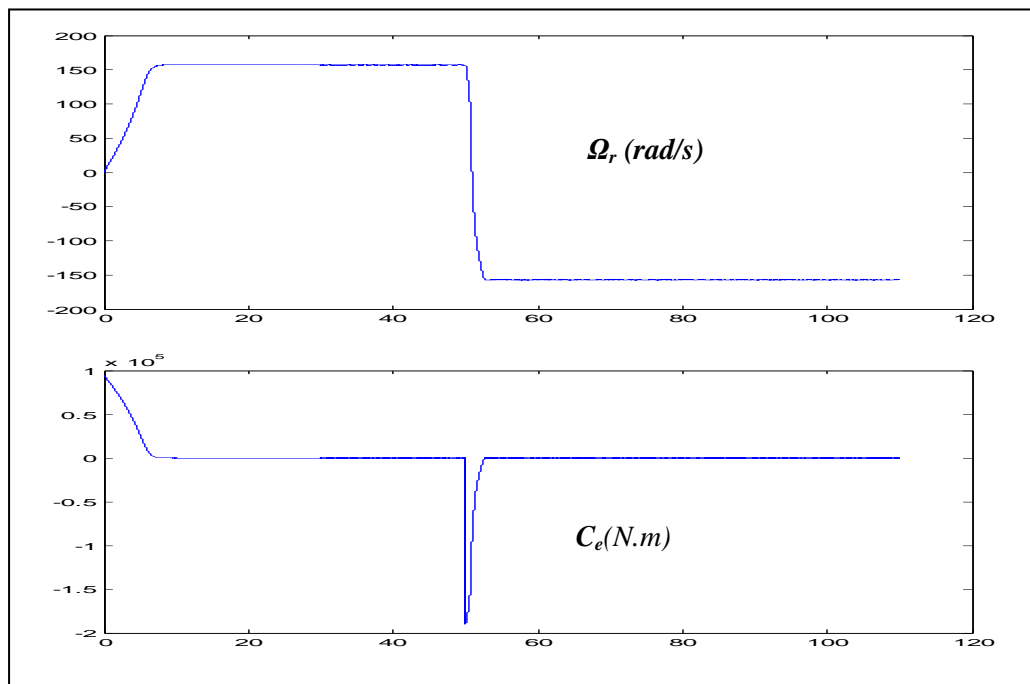


Fig.11 :Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique pendant une inversion de sens de rotation de 157 à -157 rd/s (avec limitation du couple du couple de référence $-100 < C_{em\ ref} < 100$ N.m)

En examinons les courbes de la figure (11), nous obtenons les résultats suivants :

-La vitesse réelle suit sa référence après un temps de réponse de 1.5 s pour le premier sens de marche .Pour le deuxième sens de marche, la vitesse de référence est atteinte après un temps de réponse de 4s.

-Le couple électromagnétique se stabilise à 1.5 s et à 4s respectivement pour le premier et le deuxième sens de rotation.

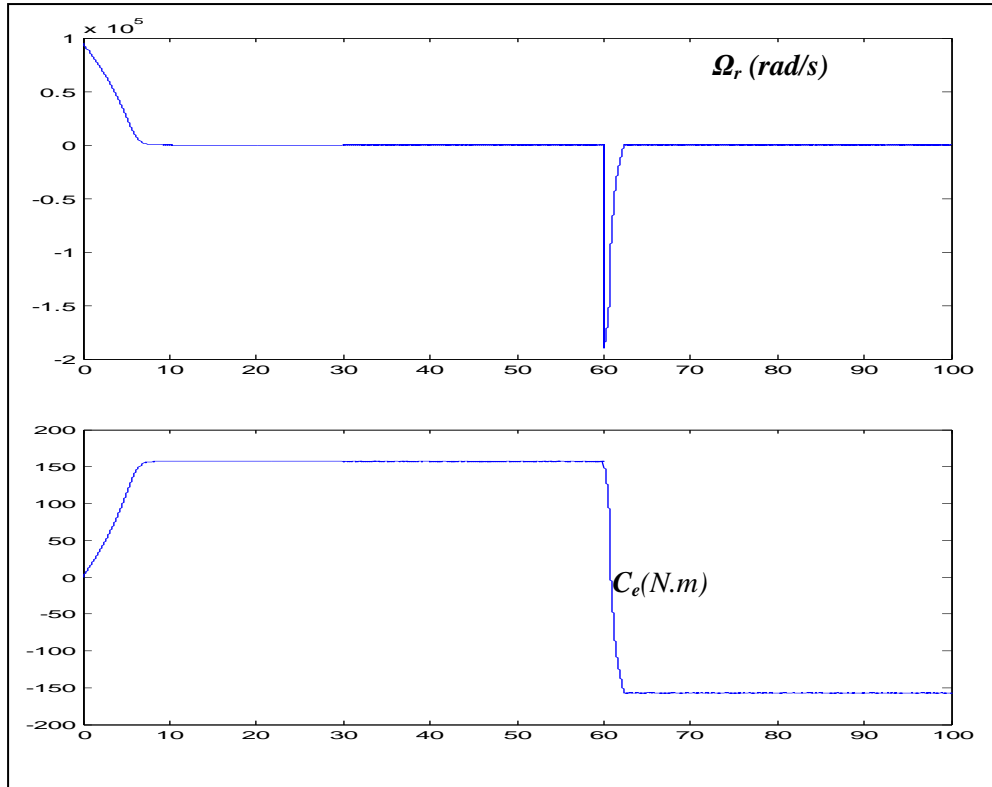


Fig.12:Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique pendant une inversion de sens de rotation de 157 à -157 rd/s (sans limitation du couple du couple de référence)

En examinons les courbes de la figure (12), nous obtenons les résultats suivants :

-La vitesse réelle suit sa référence après un temps de réponse de 1.3 s pour le premier sens de marche .Pour le deuxième sens de marche, la vitesse de référence est atteinte après un temps de réponse de 2.4s.

-Le couple électromagnétique se stabilise à 1.5 s et à 4s respectivement pour le premier et le deuxième sens de rotation.

Il est clair que la saturation du couple de référence entraîne un retard de la réponse qui peut être important.

D'après ces résultats, nous déduisons que la limitation du couple électromagnétique dans le circuit de réglage assure le découplage entre le flux et le couple électromagnétique même en régime transitoire.

La figure (12) montre les courbes représentant les variations des tensions statoriques V_{ds} , V_{qs} , des courants statoriques i_{ds} , i_{qs} et i_a pendant une inversion de sens de rotation (150 à -150 rd/s) et sans limitation de couple de référence

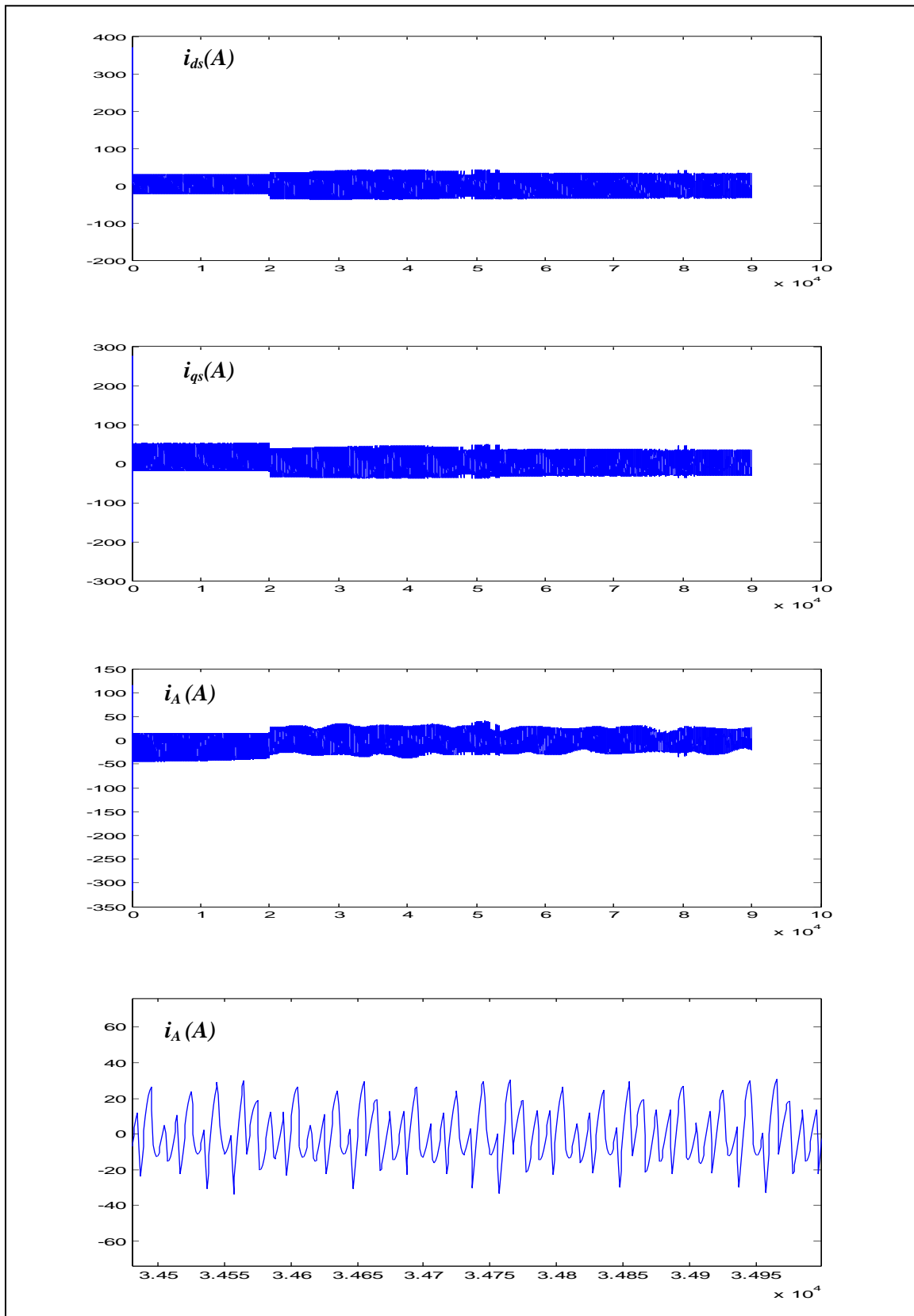


Fig.13 : Evolution des courants i_{ds} , i_{qs} et i_a pendant une inversion de sens de rotation de 157 à -157 rd/s (sans limitation du couple du couple de référence)

En, comparant les résultats obtenus avec ceux de la figure (13), nous constatons que :

-Le flux rotorique φ_r est commandé par la composante directe du courant statorique i_{ds} .

-Le couple électromagnétique C_e est commandé par la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} .

V. Conclusion

Dans ce travail, nous avons présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée par orientation de flux rotorique directe et indirecte. Nous avons également présenté les deux types de commande de la machine : La commande en courant et la commande en tension. Pour la commande en tension, l'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant la machine asynchrone, est pilotée par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses triangulaire symétriques et bipolaire.

D'après les résultats de simulations obtenus, nous pouvons déduire que :

-Le flux rotorique est commandé par la composante directe du courant statorique i_{ds} .

-Le couple électromagnétique est commandé par la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} .

-Le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est presque parfait avec limitation du couple électromagnétique est presque parfait avec limitation du couple électromagnétique de référence.

Les résultats de simulation montrent également que le variateur de vitesse présente de bonnes performances dynamiques quand il est contrôlé en vitesse. Les résultats de simulation que nous avons présentés montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances.

Nous déduisons que l'emploi de la commande vectorielle à rendu l'ensemble onduleur machine asynchrone assimilable à la machine à courant continu du point de vue facilité de commande.

En perspective, nous proposons la commande intelligente sur les régulateurs Neuro- flous avec une implémentation en temps réel est nécessaire.

Références

[1]. M. O. MAHMOUDI, « Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ », Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique, ENP, 1999.

[2]. P. VAS. « Vector Control of AC Machines », Clarendon Press Oxford. 1990.

[3] M.KHERBOUCHE «Minimisation des courants statoriques par l'optimisation de niveau de flux dans une machine à induction commandée par la méthode de flux orienté ». ENP, 2005.

[4] A. ZERROUG« Contribution à la modélisation et la commande d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure parallèle. Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée ». Thèse de Magistère, FHC 2001.

[5] J.P.CARON-J.P.HAUTIER. « Modélisation et commande de la machine asynchrone» .Edition TECHNIP ,Paris, 1995.

[6] B. DOUINE « Commande vectorielle directe de la machine asynchrone : estimation de flux et de Vitesse »Rapport de stage de D.E.A.INPL-1994.

[7] A. MEROUFEL, M.K.FELLAH, Y. RAMDANI, A.BENAISSA « Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté par un commutateur de courant à MLI » International conférence on Electrical Engineering ICEE2000, Boumerdès, 04-06Novembre2000.

Paramètres de la machine asynchrone étudié :

La machine asynchrone triphasée étudié est à rotor en court circuit

-La puissance nominale :	210 Kw
-La tension nominale :	5500 Volts
-La fréquence nominale :	50 Hz
-Le nombre de paire de pôles :	2
-Le courant nominale :	26 A
-La vitesse nominale :	1480 tr/ mn
-Le couple critique (C_{max} / C_d) :	2.6
-Le couple nominale :	1355.65 N.m
-Le rendement :	96.2 (%)
-Facteur de puissance :	0.915
-Moment de giration ($MD^2 / 4$) :	121 Kg.m ²
-Classe d'isolation :	F
-Résistance statorique par phase R_s	4.34 Ω
-Résistance rotorique par phase R_r	4.38 Ω
-Inductance cyclique statorique par phase L_s	0.276 H
-Inductance cyclique rotorique par phase L_r	0.279 H
-Inductance mutuelle cyclique M	0.25 H
-Coefficient de frottement f_r	0.001136 N.m /rd.s