

École Nationale Polytechnique



Département Électrotechnique

Mémoire de Master en Électrotechnique

Commande de deux machines asynchrones pentaphasées en série par un onduleur NPC à trois niveaux

Fouad CHERIET

Sous la direction de : M. L.NEZLI Pr

M. O.ZOUAID Dr

Présenté et soutenu le 18/06/2017

Composition du Jury :

Présidente	Mme. H.SAHRAOUI	Docteur ENP
Rapporteur/ Promoteur	Mr. L.NEZLI	Professeur ENP
Examineur	Mr T.ZEBBADJI	Docteur ENP

École Nationale Polytechnique



Département Électrotechnique

Mémoire de Master en Électrotechnique

Commande de deux machines asynchrones pentaphasées en série par un onduleur NPC à trois niveaux

Fouad CHERIET

Sous la direction de : M. L.NEZLI Pr

M. O.ZOUAID Dr

Présenté et soutenu le 18/06/2017

Composition du Jury :

Présidente	Mme. H.SAHRAOUI	Docteur ENP
Rapporteur/ Promoteur	Mr. L.NEZLI	Professeur ENP
Examineur	Mr T.ZEBBADJI	Docteur ENP

Dédicace

*A mes parents,
à mes frères, mes sœurs, et mes cousins
à toute ma famille,
à tous mes amis
je dédie ce mémoire.*

fouad

Remerciements

Nous remercions, avant tout, notre Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.

Nous remercions nos encadreur : Mr L.NEZLI Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et Mr O.ZOUID, pour leurs précieuses directives, leurs fructueux conseils, leurs courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.

Nous adressons nos chaleureux remerciements aux membres du jury qui ont bien voulu juger notre travail et nous honorer avec leur participation.

Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assurés nos cours pendant nos années d'études.

ملخص

في هذا العمل. قمنا بدراسة التحكم في مكنتين لا متزامنتين خماسيتا الطور مربوطين على التسلسل ومغذتان عن طريق موج ثلاث مستويات. في الشطر الثاني قمنا بالتحكم بمكنة عن طريق التحكم الشعاعي. أما في الشطر الأخير فقمنا بوضع نموذج رياضي لمكنتين لا متزامنتين خماسيتا الطور مربوطين على التسلسل ومغذتان عن طريق محول مصفوفي. حيث تأكدنا من ان قلب اطوار المكنة الثانية بشكل مناسب يسمح بالتحكم بكل مكنة على حدى.

كلمات مفتاحية. مكنة لا متزامنة خماسية الطور. نظام متعدد المكنات. قلب الاطوار. تحكم شعاعي. تعديل

Abstract

In this work, we studied the control of series-connected five-phase two induction motors supplied with matrix converter.

In the second part, we applied the vector control to control of Five-phase induction motor.

In the last part, we studied a multi-machine system composed of series-connected five-phase two induction motors, then we used the vector control of this system. We have found that an appropriate transposition of phase orders applied to the second machine allows the completely independent control of the two machines.

Keywords: Five-phase induction motor, multi-machine system, phase transposition, vector control.

Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié la commande de deux MAS pentaphasées en série alimentées par un onduleur NPC à trois niveaux.

Dans la première partie, nous avons abordé la commande vectorielle d'une MAS pentaphasée.

Dans la dernière partie, nous avons étudié un système multi-machine composé de deux MAS pentaphasées en série, ensuite nous avons abordé la commande vectorielle de ce système. Nous avons constaté qu'une transposition appropriée d'ordres de phases appliquée à la deuxième machine permet la commande complètement indépendante des deux machines.

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée, systèmes multi-machines, transposition de phases, commande vectorielle.

Table des matières

Table des figures

Liste de notations et des symboles

Introduction générale 10

Chapitre I : Commande vectorielle de la MAS pentaphasée

I.1 Introduction	12
I.2 Commande vectorielle par orientation de flux	12
I.2.1 Equations de la machine	14
I.2.2 Types de la commande vectorielle	13
I.2.2.1 Commande vectorielle directe	14
I.2.2.2 Commande vectorielle indirecte	14
I.2.3 Structure de la commande vectorielle	14
I.2.3.1 Bloc FOC	14
I.2.3.2 Bloc de découplage	15
I.2.3.4 Bloc de défluxage	16
I.2.4 Calculs des régulateurs	16
I.2.4.1 Régulateur du courant i_{ds}	16
I.2.4.1 Régulateur du courant i_{qs}	17
I.2.4.3 Régulateur de la vitesse Ω	17
I.3 Simulation et interprétation des résultats	18
I.3 Conclusion	20

Chapitre II: Modélisation et commande vectorielle de deux MAS pentaphasées en série

II.1 Introduction	22
II.2 Principe de la commande d'un système multi-machines	22
II.3 Présentation et modélisation du système	23
II.3 Modèle d'état du système	24
II.4 Commande vectorielle de deux MAS pentaphasées en série	25

II.4.1 Equations des deux machines	25
II.4.2 Structure de la commande vectorielle	25
II. 4.2.1 Bloc FOC	25
II. 4.2.2 Bloc de découplage	26
II. 4.2.3 Bloc de défluxage :	26
II.4.3 Calculs des régulateurs :	27
II.4.3.1 Régulateurs du courant i_d et i_x:	27
II.4.3.2 Régulateurs du courant i_q et i_y :	27
II.4.3.3 Régulateurs de la vitesse Ω_1 et Ω_2 :	28
II.5 Simulation et interprétation des résultats :	29
II.6 Conclusion :	31
Conclusion générale :	32
Bibliographie.....	33
Annexe	34

Table des figures

- Figure I. 1** : principe de la commande vectorielle 12
- Figure I. 2** : Orientation de flux 13
- Figure I. 3** : le bloc FOC 15
- Figure I. 4** : le bloc de découplage 15
- Figure I. 5** : le bloc de défluxage 16
- Figure I. 6** : Schéma fonctionnel de la régulation du courant ids 16
- Figure I. 7** : Schéma fonctionnel de la régulation du courant iqs 17
- Figure I. 8** : Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse 17
- Figure I. 9** : le schéma complet de la commande vectorielle..... 18
- Figure I. 10** : les résultats de la simulation 18
- Figure II. 1** : Connexion de deux machines pentaphasées en série 23
- Figure II. 2** : Schéma fonctionnel de la régulation du courantId..... 27
- Figure II. 3** : Schéma fonctionnel de la régulation du courant Iq..... 27
- Figure II. 4** : Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse..... 28
- Figure II. 5** : Schéma de la commande vectorielle de deux MAS pentaphasées en série..... 28
- Figure II. 6** : les résultats de simulation de la première machine 29
- Figure II. 7** : les résultats de simulation de la deuxième machine..... 30

Liste de notations et symboles

s, r	: Indice relatif au stator et rotor respectivement.
a, b, c, d, e	: Indices des phases statoriques et rotoriques dans la base naturelle.
d, q	: Indices des axes du repère de Park.
$V_{as} V_{bs} V_{cs} V_{ds} V_{es}$: Tensions des phases statoriques.
$V_{ar} V_{br} V_{cr} V_{dr} V_{er}$: Tensions des phases rotoriques.
$I_{as} I_{bs} I_{cs} I_{ds} I_{es}$: Courants des phases statoriques.
$I_{ar} I_{br} I_{cr} I_{dr} I_{er}$: Courants des phases rotoriques.
$\Phi_{as} \Phi_{bs} \Phi_{cs} \Phi_{ds} \Phi_{es}$: Flux des phases statoriques.
$\Phi_{ar} \Phi_{br} \Phi_{cr} \Phi_{dr} \Phi_{er}$: Flux des phases rotoriques
R_s, L_s	: Résistance et inductance propres d'une phase statorique
R_r, L_r	: Résistance et inductance propres d'une phase rotorique
$[L_{ss}]$: Matrice inductance statorique.
$[L_{rr}]$: Matrice inductance rotorique
$[M_{sr}]$: Matrice mutuelle stator/rotor
$[R_s]$: Matrice Résistance statorique
$[R_r]$: Matrice Résistance rotorique
L_{ls}	: Inductance de fuite d'une phase statorique.
L_{lr}	: Inductance de fuite d'une phase rotorique
$[P]$: Matrice de Park
$[T]$: Matrice de Concordia
$[R]$: Matrice de rotation
p	: Nombre de paires de pôles de la machine
J	: Moment d'inertie de la machine
f	: Coefficient de frottement
C_{em}	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant
Ω_r	: Vitesse de rotation mécanique
θ_r	: Position du rotor par rapport au stator
ω_s	: Pulsation électrique statorique
ω_r	: Pulsation électrique rotorique

g	: Glissement de la machine
f_s	: Fréquence statorique
f_r	: Fréquence rotorique
T_s	: Constante de temps statorique
T_r	: Constante de temps rotorique
σ	: Coefficient de fuites totales
f_{ij}	: Fonction de connexion d'un interrupteur

Introduction générale :

Les applications industrielles d'entraînement électrique nécessitent souvent un nombre de variateurs de vitesse. Les exemples incluent la robotique, la traction, les véhicules électriques, etc. La commande de ces multi-moteurs nécessite un contrôle indépendant de chaque moteur, la solution standard dans telles situations est de commander chaque machine par son propre onduleur et tous les onduleurs sont connectés à la même source DC, si un système multi-moteur comprend k machines triphasées, nécessite $3k$ bras d'onduleur. De nombreuses solutions ont donc été proposées pour réduire le nombre total de bras d'onduleur requis dans un système multi-machines, l'une de ces solutions est de connecter plusieurs machines en série.

Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse

Ce projet est consacré à la commande de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série et alimentées par un Onduleur NPC à trois niveaux.

Dans le premier chapitre, nous allons utiliser la commande vectorielle indirecte, pour commander une machine asynchrone pentaphasée et simuler le fonctionnement de la machine par SIMULINK.

Le deuxième chapitre sera consacré à la commande de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série, en commençant par la modélisation mathématique de deux machines en série, ce modèle sera validé par la simulation avec une alimentation par un convertisseur matriciel, puis on va utiliser la commande vectorielle pour commander séparément les deux machine

Chapitre I

Commande vectorielle de la MAS pentaphasée

I.1 Introduction :

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation en (Puissance et vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif et précisément la machine asynchrone. Toutefois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande, le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre [1].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [4].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. La méthode consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

I.2 Commande vectorielle par orientation de flux :

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 statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.[6]

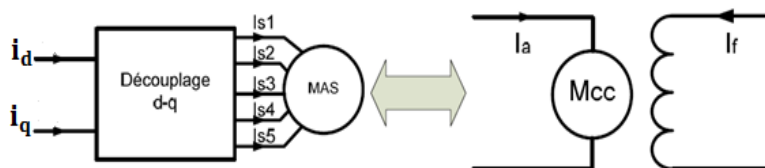


Figure I. 1 : principe de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par la composante directe du courant I_{ds} , et de régler le couple par la composante quadrature du courant I_{qs} , pour avoir le même comportement qu'une machine à courant continu, le repère de la transformation de Park doit être lié au champ tournant.

Comme le présente la figure (figI.1), un choix judicieux de l'angle de l'axe d'orientation du repère «d.q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante quadrature du flux.

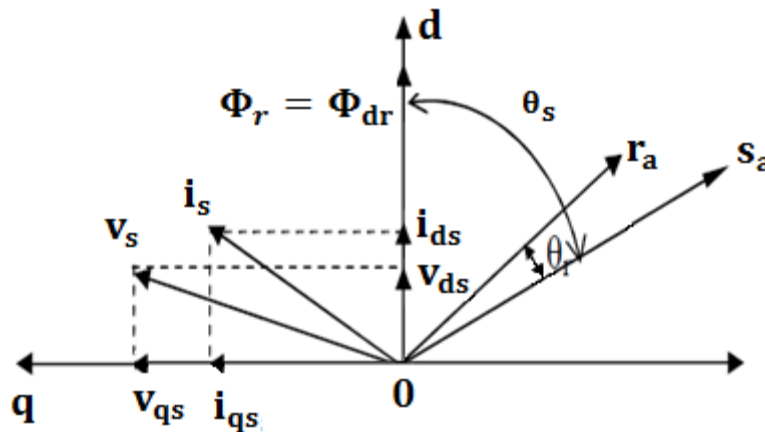


Figure I.2 : Orientation de flux

I.2.1 Equations de la machine :

L'orientation de flux rotorique Φ_r sur l'axe direct ($\Phi_{qr} = 0, \Phi_{dr} = \Phi_r$), nous permet d'exprimer les équations de la machine comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d^s}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \omega i_q^s + \frac{1}{\sigma L_s T_r L_r} L_m \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_d^s \\ \frac{di_q^s}{dt} = -\omega i_d^s - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_q^s - \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_q^s \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_d^s - \frac{1}{T_r} \Phi_r \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \Phi_d^r i_q^s \\ \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \end{cases} \quad (I.2)$$

I.2.2 Types de la commande vectorielle :

Il existe deux types de la commande vectorielle, directe et indirecte, les deux se différencient principalement par la méthode de détermination de l'angle de Park qui représente la phase du flux orienté dans le repère lié au stator.

I.2.2.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et sa phase, cette méthode de contrôle est ainsi appelée parce qu'une régulation du flux statorique s'est introduite par une boucle de contre-réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ces variations, donc elle doit être réalisée par la mesure du flux qui nécessite l'utilisation du capteur placé dans l'entrefer de la machine, opération généralement délicate à réaliser. Ces capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que la vibration et l'échauffement excessif. Les signaux captés sont entachés des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiques [8].

I.2.2.2 Commande vectorielle indirecte :

Cette méthode est ainsi appelée car on ne fait pas appel à une boucle de régulation du flux, mais elle consiste à utiliser directement l'amplitude de référence de flux Φ_r^* , et par conséquent elle ne nécessite pas l'utilisation du capteur ou d'estimation du flux statorique, pour cela elle très utiliser. Dans cette commande le vecteur du flux est estimé à partir de la mesure des courants rotorique et de la vitesse du rotor (ω_r), en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur du flux statorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température qui va varier surtout la constante de temps rotorique T_r [8].

I.2.3 Structure de la commande vectorielle :

I.2.3.1 Bloc FOC :

Le bloc de découplage (FOC) présenté sur la figure (figI.4) découple les grandeurs couplées et flux sur deux axes d et q, on obtient alors un modèle similaire à celui d'une MCC.

$$\begin{cases} i_d^{s*} = \frac{1}{L_m} (\Phi_r^* + T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt}) \\ i_q^{s*} = \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ \omega_{gl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_q^{s*}}{\Phi_r^*} \end{cases} \quad \Longrightarrow \quad \begin{cases} i_d^{s*} = \frac{\Phi_r^*}{L_m} (1 + T_r s) \\ i_q^{s*} = \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{em}^*}{\Phi_r^*} \\ \omega_{gl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_q^{s*}}{\Phi_r^*} \end{cases} \quad (I.3)$$

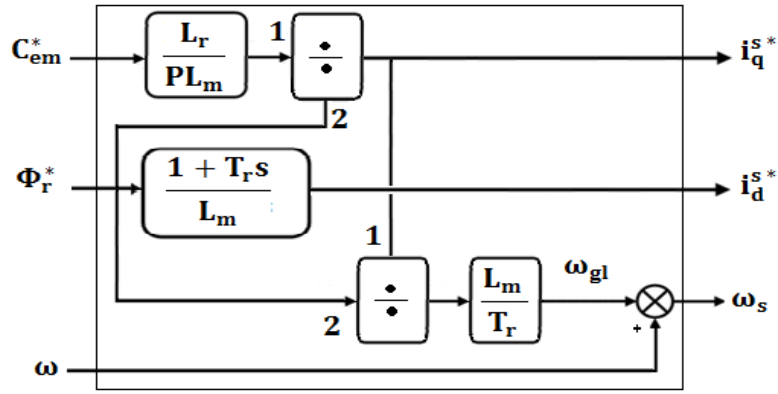


Figure I.3 : le bloc FOC

I.2.3.2 Bloc de découplage :

À partir des équations (I.1), on voit bien que les entrées de commande V_d^s et V_q^s ont une influence sur les courants i_d^s et i_q^s à la fois, pour cela il faut faire un découplage qui nous permet de commander une composante de courant avec une seule tension sans avoir un effet sur l'autre composante de courant, donc le pouvoir de commander le flux et le couple séparément, dans notre travail, on va utiliser la technique de découplage par compensation.

Les équations (I.1) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} v_d^s = v_{d1}^s + e_d^s \\ v_q^s = v_{q1}^s + e_q^s \end{cases} \tag{I.4}$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{d1}^s = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_d^s + \sigma L_s \frac{di_d^s}{dt} \\ v_{q1}^s = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_q^s + \sigma L_s \frac{di_q^s}{dt} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_d^s = -\omega i_q^s - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_r \\ e_q^s = \omega i_d^s + \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \end{cases}$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées :

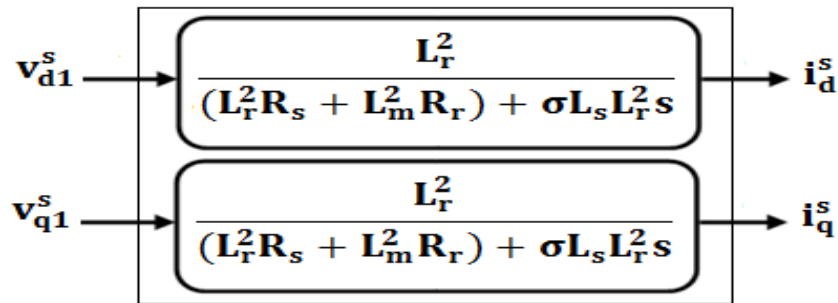


Figure I.4 : le bloc de découplage

Les tensions v_d^s et v_q^s sont reconstruites à partir de (v_{d1}^s, v_{q1}^s) et (e_d^s, e_q^s) .

I.2.3.4 Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction suivante:

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{rnom} & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}\Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (I.5)$$

Avec :

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

Ω_{nom} : Vitesse nominale.

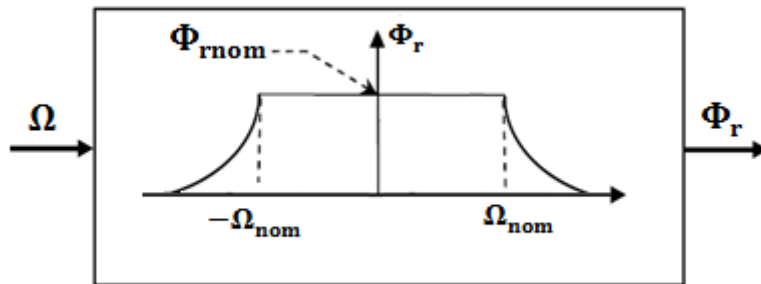


Figure I.5: bloc de défluxage

I.2.4 Calculs des régulateurs :

I.2.4.1 Régulateur du courant i_d^s :

La régulation de cette boucle se fait avec un régulateur PI, la boucle de régulation du courant i_d^s est représentée dans la figure suivante :

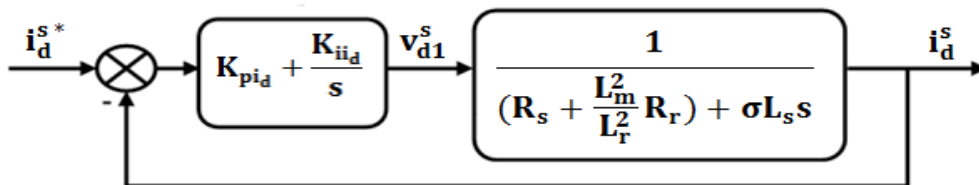


Figure I.6 : Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_d^s

On compense le pôle le plus lent ($\frac{(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r)}{\sigma L_s} + s$) avec le numérateur de la fonction de transfert de régulateur ($s + \frac{K_{ii}}{K_{pi}}$), on trouve :

$$\frac{K_{ii_d}}{K_{pi_d}} = \frac{\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right)}{\sigma L_s} \quad (I.6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de système devient :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{pi_d}} s} \quad \text{On pose :} \quad \tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pi_d}} \quad (I.7)$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{pi_d} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{ii_d} = \frac{\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right)}{\sigma L_s} K_{pi_d} \end{cases} \quad (I.8)$$

I.2.4.1 Régulateur du courant i_q^s :

On utilise la même méthode pour déterminer les coefficients de régulateur du courant i_q^s , le schéma de régulation est représenté dans la figure suivante :

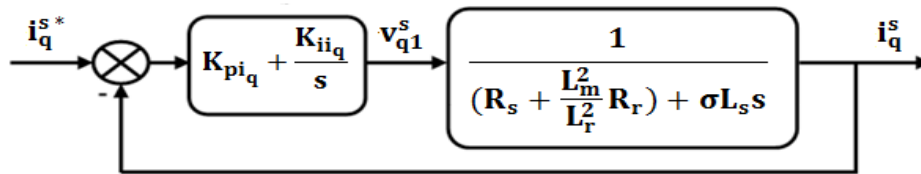


Figure I. 7 : Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_q^s

D'où :

$$\begin{cases} K_{pi_{i_q}} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{ii_{i_q}} = \frac{\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right)}{\sigma L_s} K_{pi_{i_q}} \end{cases} \quad (I.9)$$

I.2.4.3 Régulateur de la vitesse Ω :

Dans la régulation de vitesse, on va utiliser un régulateur IP, ce type de régulateur est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre, ce qui réduit les dépassements, seulement le signal d'erreur est intégré [1], la partie proportionnelle est appliquée à la sortie, la figure suivante présente la boucle de régulation de la vitesse :

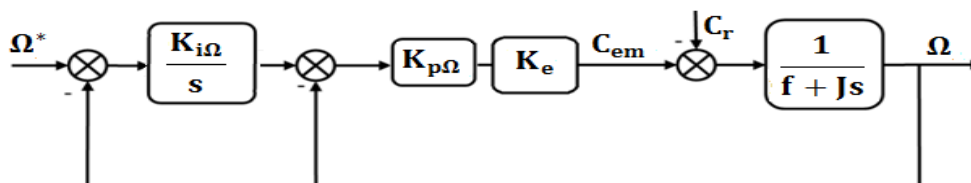


Figure I. 8 : Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse

À partir du schéma précédent on trouve l'expression suivante :

$$\Omega = \frac{K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_e K_{p\Omega} + f)s + K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_e K_{p\Omega} + f)s + K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} C_r \quad (I.10)$$

Avec :
$$K_e = \frac{PL_m \Phi_{ref}}{L_r}$$

La forme canonique d'un système de deuxième degré est donnée comme suit :
$$\frac{1}{\omega_n^2 s^2 + 2 \frac{\xi_n}{\omega_n} s + 1}$$

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_e K_{p\Omega} + f}{K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} = 2 \frac{\xi_n}{\omega_n} \end{cases} \implies \begin{cases} K_{i\Omega} = \frac{J \omega_n^2}{K_e K_{p\Omega}} \\ K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e} \left(2 \xi_n \omega_n - \frac{f}{J} \right) \end{cases} \quad (I.11)$$

Il faut choisir ω_n de telle façon à assurer que les boucles de régulations internes de courants sont plus rapides que la boucle de régulation externe de la vitesse.

Le schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS pentaphasées alimentée par un onduleur NPC trois niveaux est donné par la figure (figI.9) :

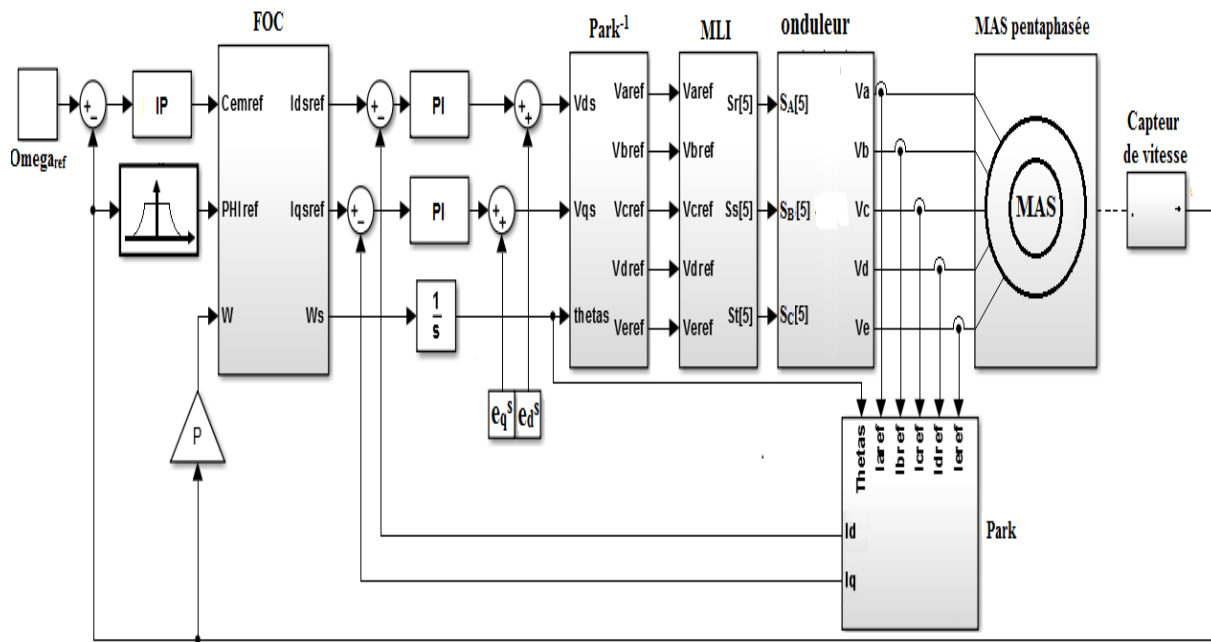


Figure I.9 : le schéma complet de la commande vectorielle

I.3 Simulation et interprétation des résultats :

Les résultats suivants présentent le fonctionnement avec deux sens de vitesse, les couples appliqués durant la simulation sont comme suit :

- Un couple de 10 N.m à partir de $t=1s$ à $t=1.5s$.
- Un couple de -10 N.m à partir de $t=3s$ à $t=3.5s$.

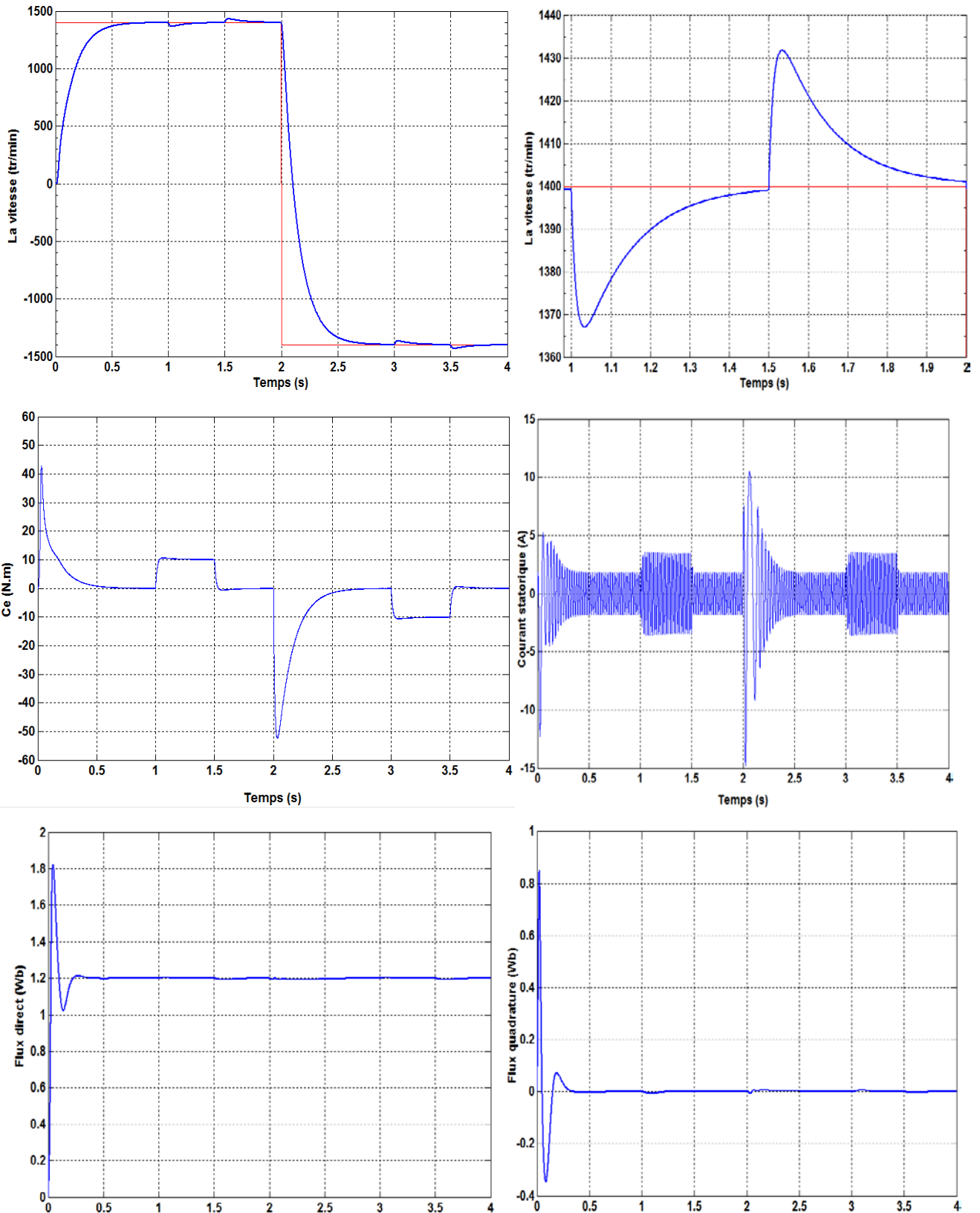


Figure I.9 : vitesse, couple, courant et les flux de la machine.

Interprétations :

- On remarque qu'au démarrage la vitesse converge vers la vitesse de référence sans dépassement, à l'instant $t=1s$ on applique un couple de 10 N.m, la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, et la vitesse rejoint la vitesse de référence. À l'instant $t=1.5s$ on enlève le couple, on voit que la vitesse présente une petite augmentation, puis elle se stabilise à sa valeur de référence.
- À l'instant $t=2s$ on inverse la vitesse, on remarque que la vitesse suit la consigne de référence, à l'instant $t=2.5$ on applique un couple résistant de 10 N.m, et on voit que la vitesse présente une chute puis elle reprend la vitesse de référence, à l'instant $t=3s$ on enlève le couple résistant, et on remarque que la vitesse augmente un peu puis elle reprend la vitesse de référence.
- On remarque que le couple suit exactement le couple de référence, avec une ondulation due à l'alimentation. Le flux direct Φ_{rd} aussi suit le flux de référence $\Phi_{réf} = 1.2 \text{ Wb}$ avec des petites perturbations provoquées par l'application de couple résistant et par l'inversion de vitesse. Le flux quadrature Φ_{rq} est toujours nul ce qui montre que le flux est orienté sur l'axe direct. Comme le flux direct, le flux quadrature présente des petites perturbations à cause de l'application de couple et l'inversion de vitesse.
- Les résultats précédents montrent la robustesse de la commande appliquée, mais elle présente toujours des inconvénients, l'inconvénient majeur est que les paramètres de régulateur dépendent avec les résistances et les inductances de la machine qui changent à cause de la température et la saturation, donc on risque de perdre la commande.

I.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone sont présentées. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les résultats obtenus par la commande proposée montrent sa robustesse vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température (résistance rotorique)

Chapitre II

Modélisation et commande vectorielle
de deux MAS pentaphasées en série.

II.1 Introduction :

Grâce aux avancées technologiques et aux moyens de calcul puissants, il est possible d'envisager des applications à vitesse variable de manière efficace où l'association des machines électriques et des convertisseurs trouvent de plus en plus d'applications dans les systèmes embarqués (traction, navires, sous-marins, véhicules, avions...etc.), où le gain en espace et en poids nécessite une attention très particulière. Un exemple des systèmes d'entraînements, qui combinent les avantages offerts par l'utilisation des machines multi-phases, de l'électronique de puissance et des moyens de calcul, est le système mono-convertisseur multi-machines qui permet de commander d'une manière complètement découplée plusieurs machines électriques dont les enroulements statoriques sont connectés en série [9].

Les SMM (systèmes Multi-machines /mono-convertisseurs) ont été récemment développés pour de nombreuses applications industrielles où plusieurs machines sont entraînées par un seul convertisseur. Cette classe de système offre une réduction du temps de conception, les coûts et l'optimisation du volume de systèmes. Plusieurs configurations sont développées et analysées afin de garantir la stabilité de fonctionnement lorsqu'une perturbation mécanique ou électrique apparaît [9].

Dans ce chapitre, nous intéressons en particulier à la modélisation et la commande indépendante des deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série et alimentées par un onduleur NPC trois niveaux. Ensuite on valide le modèle par une simulation sous logiciel MATLAB (Simulink).

II.2 Principe de la commande d'un système multi-machines :

Les principes de contrôle vectoriel permettent un contrôle indépendant du flux et du couple d'une machine à courant alternatif au moyen de seulement deux composants de courant d'axe stator (d-q). Cela signifie que dans les machines à courant alternatif avec un nombre de phase supérieur à trois, il existe des degrés supplémentaires de liberté. Cependant, ces degrés supplémentaires de liberté peuvent être utilisés pour contrôler d'autres machines indépendamment dans un système de multi-machines. Pour ce faire, il est nécessaire de connecter en série les enroulements de stator de toutes les machines multiphasées, avec une transposition de phase appropriée [10].

Un algorithme de contrôle vectoriel est ensuite appliqué à chaque machine séparément, les références totales de la tension de phase du convertisseur sont créées par la sommation des références individuelles de la tension de phase de la machine, et l'alimentation des enroulements de stator du multi-ensemble de machines est fournie à partir d'un seul convertisseur.

II.3 Présentation et modélisation du système :

L'utilisation d'une structure composée de multi-machines alimentés par un seul convertisseur, permet d'une part, de réduire le nombre de composants de puissance et de contrôle, et d'autre part, d'établir une commande indépendante pour chaque machine. Dans cette étude le système global est constitué de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série. Une nouvelle structure de propulsion est proposée. Elle est constituée d'un convertisseur matriciel alimentant en série les deux machines asynchrones pentaphasées.

La transposition de phase sur la figure (figII.1) est régie par l'exigence selon laquelle les courants de génération de flux/couple de la 1^{ère} machine apparaissent comme des courants qui ne contribuent pas à la production de flux et de couple dans la 2^{ème} machine [11], et vice-versa.

Les sorties de l'onduleur sont identifiées par les lettres majuscules A, B, C, D et E, tandis que les minuscules a, b, c, d et e identifier les phases des deux machines.

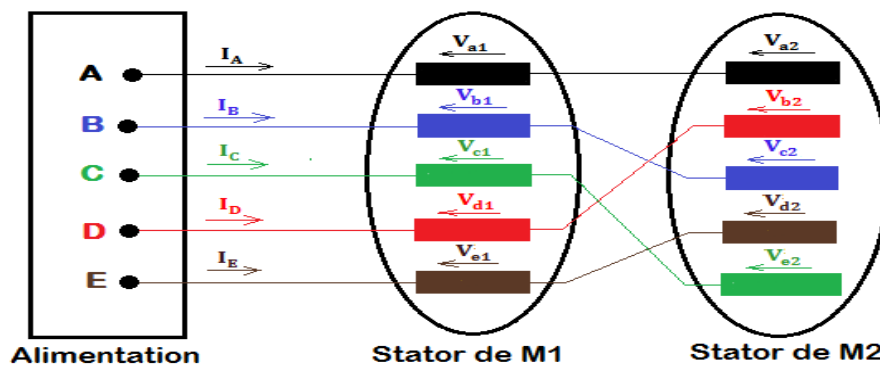


Figure II. 1 : Connexion de deux machines pentaphasées en série

Selon le schéma de raccordement de la (FigII.1), où les tensions de phase des deux machines sont définies, les tensions de convertisseur et la relation entre les courants de sortie de convertisseur et les courants des phases de deux machines sont donnés avec :

$$\begin{cases} V_A = V_{a1} + V_{a2} \\ V_B = V_{b1} + V_{c2} \\ V_C = V_{c1} + V_{e2} \\ V_D = V_{d1} + V_{b2} \\ V_E = V_{e1} + V_{d2} \end{cases} \quad \begin{cases} I_A = I_{a1} = I_{a2} \\ I_B = I_{b1} = I_{c2} \\ I_C = I_{c1} = I_{e2} \\ I_D = I_{d1} = I_{b2} \\ I_E = I_{e1} = I_{d2} \end{cases} \quad (II.1)$$

On applique la transformation de découplage [T] sur les équations (II.1) :

$$\begin{cases} V_\alpha = V_{\alpha 1} + V_{x2} \\ V_\beta = V_{\beta 1} - V_{y2} \\ V_x = V_{x1} + V_{\alpha 2} \\ V_y = V_{y1} + V_{\beta 2} \\ V_o = V_{o1} + V_{o2} \end{cases} \quad \begin{cases} I_\alpha = I_{\alpha 1} = I_{x2} \\ I_\beta = I_{\beta 1} = -I_{y2} \\ I_x = I_{x1} = I_{\alpha 2} \\ I_y = I_{y1} = I_{\beta 2} \\ I_o = I_{o1} = I_{o2} \end{cases} \quad (II.2)$$

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques sont projetées dans un repère tournant (d,q) décalé de θ par rapport au repère fixe (α, β), cette transformation se calcule à partir de la matrice de rotation R (dans chapitre I). La transformation est appliquée avec l'angle θ_1 pour les équations d-q statoriques pour la machine1, et avec l'angle θ_2 pour les équations x-y statoriques pour la machine2.

La partie électromagnétique du système d'entraînement peut alors être représentée avec des équations de premier ordre.

II.3 Modèle d'état du système :

Le système d'état des deux machines dans un référentiel lié au champ tournant est donné avec les dynamiques des courants statoriques et des flux rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

Modèle d'état de la 1^{ère} machine :

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 = A_1 X_1 + B_1 U_1 \quad & \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \\ \dot{\Phi}_{dr1} \\ \dot{\Phi}_{qr1} \end{bmatrix} \quad & [U_1] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \\ \\ \\ \left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \\ \dot{\Phi}_{dr1} \\ \dot{\Phi}_{qr1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 & \frac{L_{m1}}{L_1 T_{r1} L_{r1}} & \omega_{r1} \frac{L_{m1}}{L_1 L_{r1}} \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} & -\omega_{r1} \frac{L_{m1}}{L_1 L_{r1}} & \frac{L_{m1}}{L_1 T_{r1} L_{r1}} \\ \frac{L_{m1}}{T_{r1}} & 0 & -\frac{1}{T_{r1}} & (\omega_1 - \omega_{r1}) \\ 0 & \frac{L_{m1}}{T_{r1}} & -(\omega_1 - \omega_{r1}) & -\frac{1}{T_{r1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Phi_{dr1} \\ \Phi_{qr1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \\ J_1 \frac{d\Omega_{r1}}{dt} &= C_{em1} - C_{r1} - K_{f1} \Omega_{r1} \\ C_{em1} &= \frac{P_1 L_{m1}}{L_{r1}} (\Phi_{dr1} I_q - \Phi_{qr1} I_d) \end{aligned} \right. \quad (II.3) \end{aligned}$$

Modèle d'état de la 2^{ème} machine :

$$\dot{X}_2 = A_2 X_2 + B_2 U_2 \quad [\dot{X}_2] = \begin{bmatrix} \dot{I}_x \\ \dot{I}_y \\ \dot{\Phi}_{dr2} \\ \dot{\Phi}_{qr2} \end{bmatrix} \quad [U_2] = \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{I}_x \\ \dot{I}_y \\ \dot{\Phi}_{dr2} \\ \dot{\Phi}_{qr2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & \omega_2 & \frac{L_{m2}}{L_2 T_{r2} L_{r2}} & \omega_{r2} \frac{L_{m2}}{L_2 L_{r2}} \\ -\omega_2 & -\frac{R_2}{L_2} & -\omega_{r2} \frac{L_{m2}}{L_2 L_{r2}} & \frac{L_{m2}}{L_2 T_{r2} L_{r2}} \\ \frac{L_{m2}}{T_{r2}} & 0 & -\frac{1}{T_{r2}} & (\omega_2 - \omega_{r2}) \\ 0 & \frac{L_{m2}}{T_{r2}} & -(\omega_2 - \omega_{r2}) & -\frac{1}{T_{r2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \\ \Phi_{dr2} \\ \Phi_{qr2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} \\ J_2 \frac{d\Omega_{r2}}{dt} = C_{em2} - C_{r2} - K_{f2} \Omega_{r2} \\ C_{em2} = \frac{P_2 L_{m2}}{L_{r2}} (\Phi_{dr2} I_y - \Phi_{qr2} I_x) \end{cases} \quad (II.4)$$

Avec :

$$\begin{cases} R_1 = \left(R_{s1} + R_{s2} + \frac{L_{m1}^2}{T_{r1} L_{r1}} \right) \\ L_1 = (\sigma_1 L_{s1} + L_{l1}) \\ \sigma_1 = 1 - \frac{L_{m1}^2}{L_{s1} L_{r1}} \\ T_{r1} = \frac{L_{r1}}{R_{r1}} \end{cases} \quad \begin{cases} R_2 = \left(R_{s2} + R_{s1} + \frac{L_{m2}^2}{T_{r2} L_{r2}} \right) \\ L_2 = (\sigma_2 L_{s2} + L_{l1}) \\ \sigma_2 = 1 - \frac{L_{m2}^2}{L_{s2} L_{r2}} \\ T_{r2} = \frac{L_{r2}}{R_{r2}} \end{cases}$$

II.4 Commande vectorielle de deux MAS pentaphasées en série:

On procède exactement les mêmes étapes que pour la commande d'une seule machine.

II.4.1 Equations des deux machines :

Les deux machines peuvent être différenciées par les équations suivantes :

1^{ère} Machine :

2^{ème} Machine :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_1} \left[-R_1 I_d + \omega_1 L_1 I_q + \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \Phi_{r1} + V_d \right] \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_1} \left[-\omega_1 L_1 I_d - R_1 I_q - \omega_{r1} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \Phi_{r1} + V_q \right] \\ \frac{d\Phi_{r1}}{dt} = \frac{L_{m1}}{T_{r1}} I_d - \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{r1} \\ C_{em1} = \frac{P_1 L_{m1}}{L_{r1}} \Phi_{r1} I_q \end{cases} \quad \begin{cases} \frac{dI_x}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[-R_2 I_x + \omega_2 L_2 I_y + \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \Phi_{r2} + V_x \right] \\ \frac{dI_y}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[-\omega_2 L_2 I_x - R_2 I_y - \omega_{r2} \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \Phi_{r2} + V_y \right] \\ \frac{d\Phi_{r2}}{dt} = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} I_x - \frac{1}{T_{r2}} \Phi_{r2} \\ C_{em2} = \frac{P_2 L_{m2}}{L_{r2}} \Phi_{r2} I_y \end{cases}$$

II.4.2 Structure de la commande vectorielle :

V. 4.2.1 Bloc FOC :

L'équation (V.11) donne :

1^{ère} Machine :

2^{ème} Machine :

$$\begin{cases} i_d^* = \frac{\Phi_{r1}^*}{L_{m1}} (1 + T_{r1}S) \\ i_q^* = \frac{L_{r1}}{P_1 L_{m1}} \frac{C_{em1}}{\Phi_{r1}^*} \\ \omega_{gl1} = \frac{L_{m1}}{T_{r1}} \frac{i_q^*}{\Phi_{r1}^*} \end{cases} \quad \begin{cases} i_x^* = \frac{\Phi_{r2}^*}{L_{m2}} (1 + T_{r2}S) \\ i_y^* = \frac{L_{r2}}{P_2 L_{m2}} \frac{C_{em2}}{\Phi_{r2}^*} \\ \omega_{gl2} = \frac{L_{m2}}{T_{r2}} \frac{i_y^*}{\Phi_{r2}^*} \end{cases} \quad (II.5)$$

V. 4.2.2 Bloc de découplage :

Le découplage nous permet de commander une composante de courant avec une seule tension sans avoir un effet sur l'autre composante de courant, dans notre travail, on va utiliser la technique de découplage par compensation.

1^{ère} Machine :

2^{ème} Machine :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + e_{d1} \\ V_q = V_{q1} + e_{q1} \end{cases} \quad \begin{cases} V_x = V_{x1} + e_{x1} \\ V_y = V_{y1} + e_{y1} \end{cases} \quad (II.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_1 I_d + L_1 \frac{dI_d}{dt} \\ V_{q1} = R_1 I_q + L_1 \frac{dI_q}{dt} \\ e_{d1} = -\omega_1 L_1 I_q - \frac{L_{m1}}{T_{r1} L_{r1}} \Phi_{r1} \\ e_{q1} = \omega_1 L_1 I_d + \omega_{r1} \frac{L_{m1}}{L_{r1}} \Phi_{r1} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{x1} = R_2 I_x + L_2 \frac{dI_x}{dt} \\ V_{y1} = R_2 I_y + L_2 \frac{dI_y}{dt} \\ e_{x1} = -\omega_2 L_2 I_y - \frac{L_{m2}}{T_{r2} L_{r2}} \Phi_{r2} \\ e_{y1} = \omega_2 L_2 I_x + \omega_{r2} \frac{L_{m2}}{L_{r2}} \Phi_{r2} \end{cases}$$

V. 4.2.3 Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini pour les deux machines comme suit :

1^{ère} Machine :

2^{ème} Machine :

$$\begin{cases} \Phi_{r1} = \Phi_{r1nom} & \text{pour } |\Omega_1| < \Omega_{1nom} \\ \Phi_{r1} = \frac{\Phi_{r1nom} \Omega_{nom}}{|\Omega_1|} & \text{pour } |\Omega_1| > \Omega_{1nom} \end{cases} \quad \begin{cases} \Phi_{r2} = \Phi_{r2nom} & \text{pour } |\Omega_2| < \Omega_{2nom} \\ \Phi_{r2} = \frac{\Phi_{r2nom} \Omega_{nom}}{|\Omega_2|} & \text{pour } |\Omega_2| > \Omega_{2nom} \end{cases} \quad (II.7)$$

II.4.3 Calculs des régulateurs :

II.4.3.1 Régulateurs du courant I_d et I_x :

La (FigII.2) présente la boucle de régulation du courant I_d :



Figure II. 2 : Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_d

On compense le pole le plus lent on trouve :

$$\frac{K_{i_{i_d}}}{K_{p_{i_d}}} = \frac{R_1}{L_1} \tag{II.8}$$

Et par suite la fonction de transfert en boucle fermé de système devient :

$$F_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{L_1}{K_{p_{i_d}}}s} \quad ; \text{ On pose : } \tau_1 = \frac{L_1}{K_{p_{i_d}}} \tag{II.9}$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{p_{i_d}} = \frac{L_1}{\tau_1} \\ K_{i_{i_d}} = \frac{R_1}{L_1} K_{p_{i_d}} \end{cases} \tag{II.10}$$

Par conséquent le calcul de régulateur du courant I_x se fait par la même méthode :

$$\begin{cases} K_{p_{i_x}} = \frac{L_2}{\tau_2} \\ K_{i_{i_x}} = \frac{R_2}{L_2} K_{p_{i_x}} \end{cases} \tag{II.11}$$

II.4.3.2 Régulateurs du courant I_q et I_y :

Comme dans le chapitre IV les régulateurs du courant I_q et I_y sont calculés par la même méthode de calcul de régulateur du courant I_d , le schéma de régulation est représenté dans la (FigII.3).

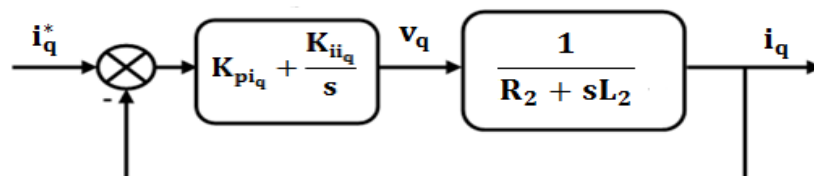


Figure II. 3 : Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_q

D'où :

$$\begin{cases} K_{piq} = \frac{L_1}{\tau_1} \\ K_{iix} = \frac{R_1}{L_1} K_{piq} \end{cases} \quad \begin{cases} K_{piy} = \frac{L_2}{\tau_2} \\ K_{iiy} = \frac{R_2}{L_2} K_{piy} \end{cases} \quad (II.12)$$

II.4.3.3 Régulateurs de la vitesse Ω_1 et Ω_2 :

La (FigII.4) présente la boucle de régulation de la vitesse Ω_1 :

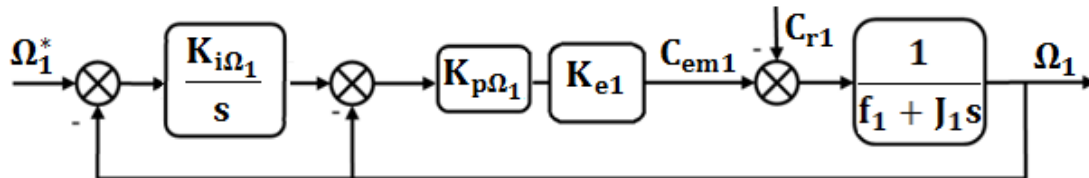


Figure II. 4 : Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse

A partir de la (FigII.4) on trouve l'expression suivante :

$$\Omega_1 = \frac{K_{e1} K_{p\Omega_1} K_{i\Omega_1}}{J_1 s^2 + (K_{e1} K_{p\Omega_1} + f_1) s + K_{e1} K_{p\Omega_1} K_{i\Omega_1}} \Omega_{ref1} - \frac{s}{J_1 s^2 + (K_{e1} K_{p\Omega_1} + f_1) s + K_{e1} K_{p\Omega_1} K_{i\Omega_1}} C_{r1} \quad (II.13)$$

Par identification avec la forme canonique d'un système deuxième ordre on trouve les coefficients de régulateur de Ω_1 (la même chose pour Ω_2) :

$$\begin{cases} K_{i\Omega_1} = \frac{J_1 \omega_{n1}^2}{K_{e1} K_{p\Omega_1}} \\ K_{p\Omega_1} = \frac{J_1}{K_{e1}} \left(2\xi_{n1} \omega_{n1} - \frac{f_1}{J_1} \right) \end{cases} \quad \begin{cases} K_{i\Omega_2} = \frac{J_2 \omega_{n2}^2}{K_{e2} K_{p\Omega_2}} \\ K_{p\Omega_2} = \frac{J_2}{K_{e2}} \left(2\xi_{n2} \omega_{n2} - \frac{f_2}{J_2} \right) \end{cases}$$

(II.21) Le schéma de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de deux MAS pentaphasées alimentées par un onduleur NPC est donné par la (figII.5) :

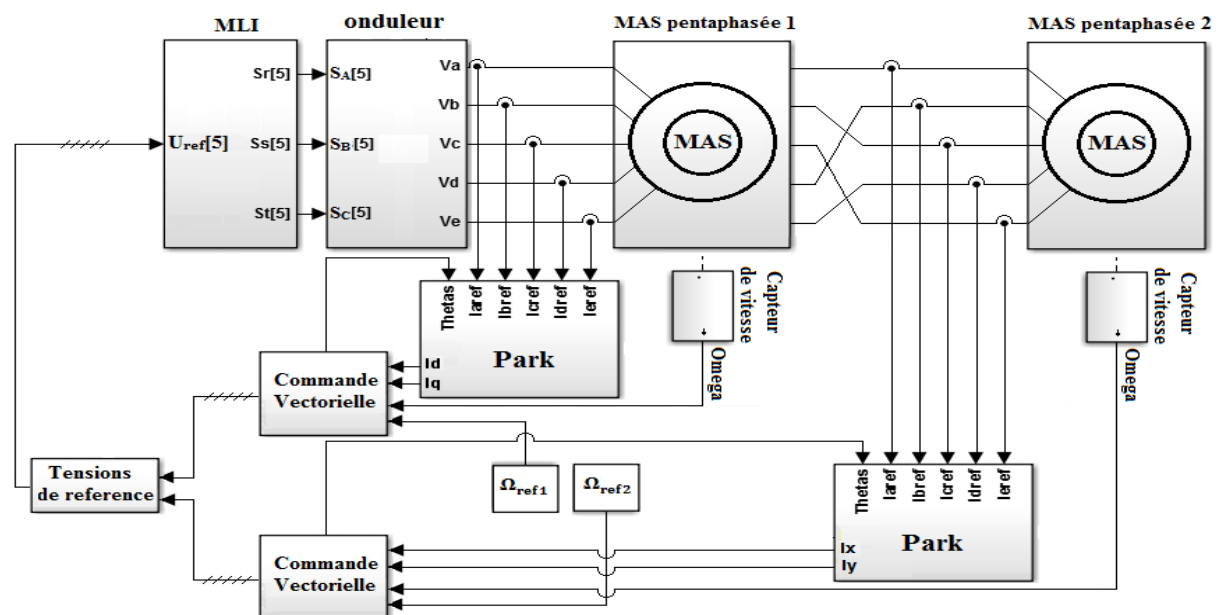


Figure II.5 : schéma de la commande vectorielle de deux MAS pentaphasée en série

V.II Simulation et interprétation des résultats :

Les résultats suivants présentent le fonctionnement de deux machines avec deux vitesses différentes avec l'inversion de vitesse, les couples appliqués pour chaque machine sont 10 N.m à partir de $t=1s$ à $t=1.5s$ et $-10 N.m$ à partir de $t=3s$ à $t=3.5s$.

Résultats de simulation pour la première machine :

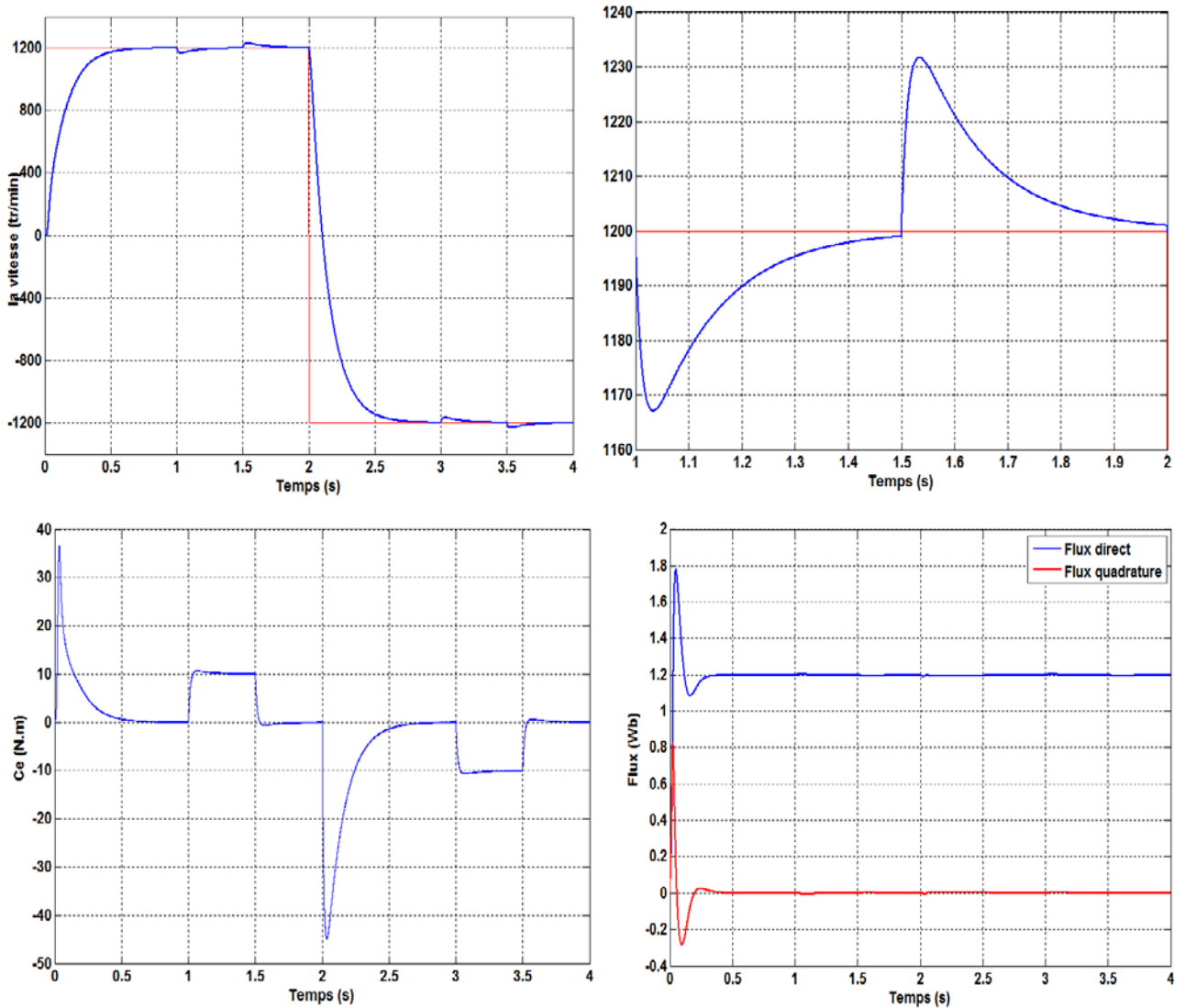


Figure II. 5 : la vitesse, le couple et les flux de la première machine

Résultats de simulation pour la deuxième machine :

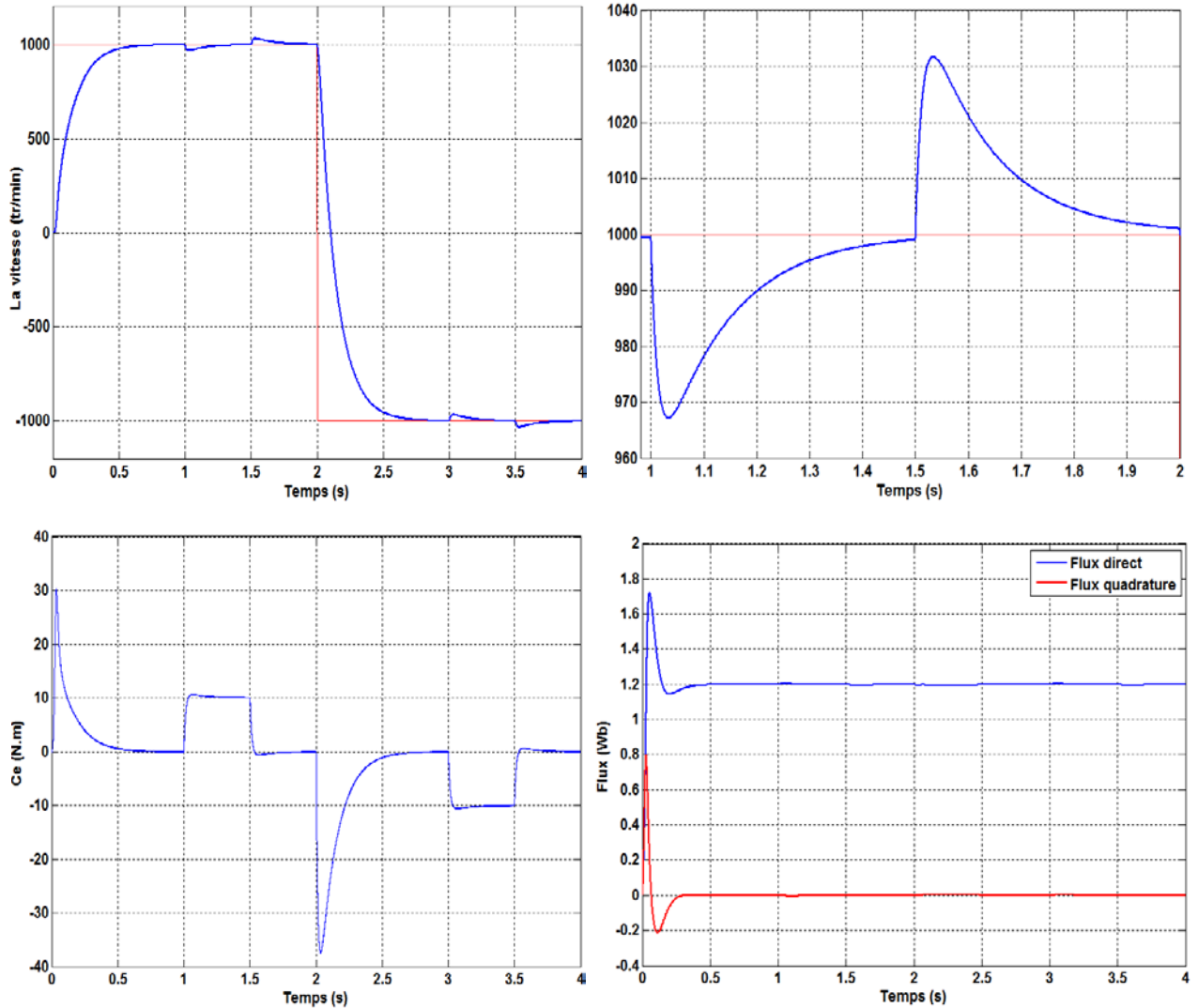


Figure II. 6 : la vitesse, le couple et les flux de la première machine

Interprétations :

- On voit bien que les deux machines suivent exactement les vitesses de références, la première machine tourne à la vitesse de 1200 (tr/min), et deuxième machine tourne à la vitesse de 1000 (tr/min), donc chaque machine est commandée séparément, ce qui conforme que la transposition de phase nous permette la commande de deux machines séparément. Lors de l'application de couple résistant à une machine, la vitesse de cette machine présente une petite chute qui est rejetée rapidement, et la vitesse rejoint la vitesse de référence. On enlève le couple, on voit que la vitesse présente une petite augmentation, puis elle se stabilise à sa valeur de référence. On voit aussi que les deux machines fonctionnent bien dans les deux sens de rotation.

- Le couple électromagnétique répond exactement au couple résistant appliqué pour les deux machines, avec une ondulation due à l'alimentation. Le flux direct Φ_{rd} de chaque machine aussi suit le flux de référence $\Phi_{réf} = 1.2 \text{ Wb}$ avec des petites perturbations provoquées par l'application de couple résistant et par l'inversion de vitesse. Le flux quadrature Φ_{rq} est toujours nul ce qui montre que le flux est orienté sur l'axe direct. Comme le flux direct, le flux quadrature présente des petites perturbations à cause de l'application de couple et l'inversion de vitesse.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle mathématique pour deux machines asynchrones pentaphasées montées en série avec la transposition des phases, cette transposition nous a permis d'avoir les composantes génératrices de couple de la première machine sur l'axe d-q, et celles de la deuxième machine sur l'axe x-y, cela nous permet de commander chaque machine séparément, puis on a utilisé un onduleur NPC pour l'alimentation, la simulation des résultats et l'affichage des performances des deux machines sont faites avec le SIMULINK.

Ensuite, on a appliqué la commande vectorielle sur les deux machines, avec cette technique on a commandé les deux machines à des vitesses différentes avec l'application des couples résistants, et l'inversion de vitesse, les résultats obtenus confirment le bon fonctionnement de la commande.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à la commande de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série avec une commande vectorielle en utilisant un onduleur.

Dans le premier chapitre, on a utilisé la commande vectorielle pour commander une seule machine par un convertisseur matricielle, dont on a obtenu un modèle semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée ce qui est nous a facilité la commande de la machine, au niveau de la simulation on a fait des tests en appliquant une charge sur le rotor de la machine, et aussi en inversant sa vitesse de rotation pour vérifier la robustesse de la commande appliquée.

Finalement, on a présenté deux machines asynchrones pentaphasées montées en série, et l'avantage de monter plusieurs machines en série. Par la suite, on a élaboré le modèle de deux machines en série dans le repère pentaphasé, puis le modèle de Park qui nous a permis d'avoir les composantes génératrices de couple de la première machine sur le repère d-q, les composantes génératrices de couple de la deuxième machine sur le repère x-y, donc d'offrir la possibilité de commander chaque machine d'une façon séparée. Pour la commande de chaque machine on a appliqué la commande vectorielle indirecte, les résultats obtenus ont montré la robustesse de la commande, soit en appliquant une charge sur les deux machines, soit en inversant la vitesse.

- [1] Lotfi Baghli . «**cours et notes de cours par lotfi Baghli**», Document consultable et téléchargeable sur site Web http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours_cmde_MAS.pdf.
- [2]. J.Chatelin, «**Machines électriques**», T1, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- [3]. G.Grel, G.Clerc, «**Actionneurs électriques**», Editions Eyrolles, France 1997.
- [4]. D. Siham, «**Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles**», Mémoire d'ingénieur université de Batna [2004],p111.
- [5]. D. Roye «**Modélisation, Contrôle Vectoriel Et DTC** », HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1.
- [6]. M. O. Mahmoudi «**La Commande De La Machine Asynchrone Alimentée En Tension** ». Thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger, 1999.
- [7]. R.J. Wai, J.D. Lee et K.M. Lin, « **Robust Decoupled Control of Direct Field Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics** », IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June2005 Page(s): 837 – 854.
- [8]. Mo.Mahmoudi, «**Commande des machines électriques**», document cours, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2016.
- [9]. Leila Parsa, «**On Advantages of Multi-Phase Machines**», IEEE, 2005, pages : 1574-1579.
- [10]. E. Levi, M. Jones and S.N. Vukosavic, «**Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings**» IEEE Proc. - Electric Power Applications, vol. 150, no.5, pp. 580-590, 2003.
- [11]. E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A.Toliyat, «**Operating principles of a novel multi-phase multi-motor vector controlled drive**», IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 19, no. 3, pp. 508-517, 2004.
- [12]. E.Levi, M.Jones, S.N.Vukosavic, and H.A.Toliyat, «**A novel concept of a multi-phase, multi-motor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter**», IEEE Trans. on Power Electronics, vol.19, 2004, pp. 320-335.
- [13].W. Ben Mabrouk, J. Belhadj, M. Pietrzak-David, «**Modelling and Control of electromechanical Multi machine System for Railway Traction**», 2nd International conference on Electrical Engineering Design and Technologies, ICEEDT, 8-10, 2008, Hammamet Tunisia.
- [14]. Toliyat, H.A., Rahimian, M.M., and Lipo, T.A. « **five phase reluctance motor with high specific torque**», IEEE Trans. Ind. Appl.1992, 28, (3), pp. 659–667
- [15]. Emil Levi, Martin Jones,Slobodan N. Vukosavic, and Hamid A. «**Toliyat, Steady-State Modeling of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives**», IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 44, NO. 5, September/October 2008

Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone pentaphasée utilisée :

A.1 Paramètres électriques

$V = 220 \text{ V}$	Tension nominale
$I_n = 3 \text{ A}$	Courant nominale
$R_s = 10 \ \Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3 \ \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$P=1.5 \text{ kW}$	Puissance nominale
$C_n = 10 \text{ N.m}$	Couple nominale

A.2 Paramètres mécaniques

$J = 0.03 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0001 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

A.3 Paramètres électromagnétiques

$p = 2$	Nombre de paires de pôle
---------	--------------------------