

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Mémoire de

Master en Electrotechnique

Présenté par :

KHIATI Ilyes

Intitulé :

Commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série

Soutenu le 17 juin 2015 à l'ENP

Membres du Jury d'examen

Président	L. Nezli	Professeur à l'ENP
Rapporteur	L. Nezli	Doctorant à l'ENP
Examineur	H. Sahraoui	Docteur à l'ENP
	D. Naaman	Docteur à l'ENP

ENP 2015

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)

10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

www.lre.enp.edu.dz www.enp.edu.dz

Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié la commande vectorielle indirecte deux MAS pentaphasées en série alimentées par un seul onduleur à trois niveaux. Après la présentation des machines polyphasées, nous avons entamé le modèle mathématique de la MAS pentaphasée. La transformation de Park a permis de réduire le modèle couplé de la machine à un modèle découplé plus simple à contrôler. Dans la deuxième partie, on a appliqué la commande vectorielle indirecte sur une machine pentaphasée. Dans la troisième partie, on a entamé la commande des deux machines connectées en série. Pour ce faire, on a appliqué une transposition des phases de la deuxième machine, après modélisation de ces deux machines alimentées par un onduleur trois-niveau, on a pu les commander indépendamment par la commande vectorielle indirecte. On a rajouté une boucle de régulation de vitesse, la commande a été calculée en utilisant le théorème de stabilité de *Lyapunov*

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée, système multi machines, commande vectorielle indirecte, Lyapunov

ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة التحكم الشعاعي الغير مباشر لماكنتين لامترامنتين خماسيتا الطور مربوطتين على التسلسل و مغذتان عن طريق موج خماسي الطور ذو ثلاثة مستويات، بعد تقديم الماكينات الخماسية الطور قمنا بوضع النموذج الرياضي لهم و لتغذيتهم، لإستعمال محولة بارك تمكنا من تقليص نموذج الماكينة لنموذج سهل التحكم. في الشطر الثاني طبقنا التحكم الشعاعي الغير مباشر على ماكينة لامترامنة خماسية الطور. في الشطر الثالث شرعنا في التحكم الشعاعي الغير مباشر على الماكنتين الامترامنتين حيث تأكدنا من أن القيلم بقلب أطوار الماكينة الثانية بشكل مناسب يسمح لنا بالتحكم الحر م التام لكل ماكينة على حدى.

كلمات مفتاحية : مكنة لامترامنة خماسية الطور، نظام متعدد تاماكينات، قلب الأطوار، تحكم شعاعي غير مباشر، ليابونوف

Abstract

In this work, we study the indirect field orientation control of two serie connected induction machines supplied by a multi-level inverter. After a brief presentation of multiphase machines, we worked out the mathematical model of the five phase induction machine supplied with a voltage inverter. We have used Park transformation to simplify the machine's model. In the second chapter, we applied the indirect field orientation principal to the five phase induction machine. In the third part, we introduced the control principal of two serie-connected induction machines, we observed that an appropriate transposition of phases permits independent control of two machines. We had the indirect field orientation control of two serie connected five phase machine supplied by a multi-level converter.

Keywords : five-phases induction machine, multi machine system, indirect field orientation control, Lyapunov

Table des matières

Résumé	i
Table des Matières	ii
Table des figures	iv
Liste de notations et symboles	v
Introduction générale	vii
1 Modélisation de la machine pentaphasée et de son alimentation	1
1.1 Généralités	1
1.2 Modélisation de la machine	2
1.2.1 Hypothèses	2
1.2.2 Modèle dans la base naturelle	2
1.2.3 Découplage de la machine	5
1.2.4 Matrice de rotation	7
1.3 Simulation de la machine	10
Interprétations :	10
1.4 Conclusion	11
2 Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée par Backstep- ping	13
2.1 Introduction à la commande vectorielle	13
2.2 Principe de la commande vectorielle	14
2.2.1 Modèle mathématique de la machine	15
2.3 Commande de vitesse	20
2.3.1 Stabilité de Lyapunov	20
2.3.2 Application sur la commande de vitesse	21
2.4 Conclusion	21
3 Commande de deux machines asynchrones connectées en série	23
3.1 Introduction	23
3.2 Principe de la commande de plusieurs machines en série	23
3.2.1 Transposition des phases et matrice de connexion	24
3.2.2 Application sur deux machines pentaphasées	26
3.3 Modélisation des deux machines en série	27
3.3.1 Équations statoriques	28

3.3.2	Équations rotoriques	29
3.4	Commande des deux machines	30
3.4.1	Régulation de vitesse	31
3.5	Simulation	32
3.5.1	Interprétations	33
3.6	Conclusion	33
	Conclusion générale	39
	A Paramètres de la machine étudiée	40
A.1	Paramètres électriques	40
A.2	Paramètres mécaniques	40
A.3	Paramètres électromagnétiques	40
	Bibliographie	41

Table des figures

1.1	Représentation de la machine dans la base naturelle	3
1.2	Transformation de découplage de la machine, représentation biphasée	7
1.3	Modèle dans le repère de Park	8
1.4	Représentation de l'association onduleur-machine	10
1.5	Simulation de l'association onduleur-machine	12
2.1	Orientation du flux rotorique	15
2.2	Schéma en bloc d'une machine à flux orienté $\lambda_q^r = 0$	16
2.3	Vecteurs de courant et flux rotoriques dans le repère lié au champ tournant	16
2.4	Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec orientation de flux indirecte	19
3.1	Connexion de $(n-1)/2$ machines connectées en série	24
3.2	Connexion de deux machines asynchrones pentaphasées en série	27
3.3	Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec application d'un couple résistant	35
3.4	Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec limitation de courant	36
3.5	Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec inversion de vitesse	37
3.6	Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec variation de la résistance statorique	38

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
α, β	Indices des axes de repère de <i>Concordia</i>
d, q	Indices des axes de repère de <i>Park</i>
$V_a^s, V_b^s, V_c^s, V_d^s, V_e^s$	Tensions de phases statoriques
$V_a^r, V_b^r, V_c^r, V_d^r, V_e^r$	Tensions de phases rotoriques
$i_a^s, i_b^s, i_c^s, i_d^s, i_e^s$	Courants de phases statoriques
$i_a^r, i_b^r, i_c^r, i_d^r, i_e^r$	Courants de phases rotoriques
$\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s, \lambda_d^s, \lambda_e^s$	Flux des phases statoriques
$\lambda_a^r, \lambda_b^r, \lambda_c^r, \lambda_d^r, \lambda_e^r$	Flux des phases rotoriques
λ^r	Amplitude de flux rotorique
R_s	Résistance d'une phase statorique
L_s	Inductance cyclique statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
M	Valeur maximum de l'inductance entre les phase du stator et du rotor
L_m	Inductance cyclique mutuelle
$[R_s]$	Matrice résistance statorique
$[R_r]$	Matrice résistance rotorique
$[L_{ss}]$	Matrice inductance statorique
$[L_{rr}]$	Matrice inductance rotorique
$[M_{sr}]$	Matrice mutuelle stator/rotor
$[T]$	Matrice de <i>Concordia</i>
$[R]$	Matrice de rotation
$[P]$	Matrice de <i>Park</i>

L_{ls}	Inductance de fuite d'une phase statorique
L_{lr}	Inductance de fuite d'une phase rotorique
p	Nombre de paires de pôles de la machine
J	Moment d'inertie de la machine
K_f	Coefficient de frottement
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistance
Ω_r	Vitesse de rotation mécanique
ω_s	Pulsation électrique statorique
ω_r	Pulsation électrique rotorique
θ	Position du rotor par rapport du stator
θ_r	Phase du flux rotorique
g	Glissement de la machine
f_s	Fréquence statorique
f_r	Fréquence rotorique
τ_s	Constante de temps statorique
τ_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de fuites totales

Introduction générale

La machine asynchrone à cage rotorique connaît un succès croissant depuis deux décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et synchrone dans de nombreuses applications industrielles et les transports. Les dernières générations de trains à grande vitesse en sont un exemple éloquent. Ce succès s'explique par une conception robuste réduisant les frais de maintenance et un coût de conception relativement moindre par rapport aux autres machines électriques. Mais il s'explique également par l'augmentation continue de la puissance de calcul des microprocesseurs permettant de contrôler en temps réel la machine asynchrone. En effet, le contrôle de cette machine s'avère difficile à cause de sa complexité fonctionnelle qui transparaît évidemment dans les modèles utilisés dans les stratégies de commande, et de la difficulté à mesurer certaines grandeurs fondamentales telles que le flux magnétique et le couple électromagnétique [1].

Les systèmes électriques d'actionnement et d'entraînement, utilisant des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension, permettent actuellement d'atteindre des performances statiques et dynamiques très élevées grâce à l'emploi des stratégies évoluées de pilotage du moteur, comme la commande vectorielle.

Dernièrement, on s'intéresse de plus en plus aux machines avec un nombre de phases supérieur à 3. Cela est dû aux nombreux avantages qu'offre l'utilisation de ces machines par rapport aux machines triphasées classiques. Elles permettent entre autres de répartir la puissance sur un nombre plus élevé de phases, ce qui réduit les courants qui parcourent les enroulements de la machine et simplifie la commutation des composants de l'onduleur d'alimentation. Elles offrent aussi un degré de liberté supplémentaire qui nous permettra de commander plusieurs machines en série indépendamment [1].

Dans ce projet, on détaillera la commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série, alimentées par un seul onduleur de tension. On commencera par établir un modèle mathématique de la machine pentaphasée, qu'on validera avec une simulation, ainsi

que le modèle de l'onduleur multi niveau qui servira à alimenter la machine dans un premier cas. Ces onduleurs ont l'avantage d'avoir une tension de sortie plus proche de la sinusoïde, et permettent de répartir la puissance sur les semi-conducteurs.

Dans le deuxième chapitre, on appliquera le principe de la commande vectorielle à orientation de flux rotorique sur une seule machine pentaphasée alimentée par un onduleur de tension, on utilisera le principe du *Backstepping* pour calculer la commande de la machine. On comparera les résultats obtenus par la méthode de *Lyapunov* et par mode de glissement.

Le troisième chapitre est consacré à la commande de deux machines en série. On détaillera au début le principe de la commande des deux machines, puis on appliquera le principe de la commande vectorielle à orientation de flux rotorique sur chaque machine, on utilisera le théorème de *Lyapunov* pour calculer la commande.

Puis finalement, on remplacera l'alimentation des machines par un convertisseur matriciel, en effet ces convertisseurs offrent bien des avantages par rapport aux onduleurs classiques qu'on détaillera par la suite. On pourra comparer les résultats obtenus dans le chapitre précédent.

Chapitre 1

Modélisation de la machine pentaphasée et de son alimentation

1.1 Généralités

Depuis longtemps qu'on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois "machines multiphasées ou polyphasées", ces machines ont fait l'objet d'un intérêt grandissant pour différentes raisons [2, 3] :

- Les enroulements statoriques polyphasés permettent de produire un champ avec des harmoniques d'amplitudes réduites, ce qui augmente le rendement de la machine.
- Dans le cas d'une coupure d'un bras du convertisseur, les machines triphasées deviennent incontrôlables, de fortes ondulations du couple seront engendrées, et nécessite l'aide d'une source externe pour démarrer. Ce qui n'est pas le cas avec les machines polyphasées.
- Dans le but de réduire le calibre des composants de l'ensemble convertisseur-machine, la segmentation de la puissance sur plusieurs phases est très recommandée, elle permet de réduire les courants en maintenant les mêmes tensions pour chaque phase sans changer la puissance totale délivrée par la machine.
- On peut améliorer le couple produit par la machine en injectant des harmoniques dans les courants statoriques (commande par injection du 3e harmonique)
- Diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleur.

1.2 Modélisation de la machine

La difficulté dans la commande de la machine asynchrone apparaît bien dans son modèle mathématique fortement couplé. Dans cette partie, on va étudier ce modèle dans la base naturelle puis on utilise le découplage selon le repère dq .

1.2.1 Hypothèses

Le fonctionnement de la machine asynchrone présente des phénomènes très complexes tels que les courants de Foucault ou la saturation. Ces phénomènes compliquent le modèle de la machine sans pour autant avoir un effet considérable sur son fonctionnement. C'est pour cela qu'on impose quelques hypothèses simplificatrices avant d'établir le modèle [1] :

- La machine est parfaitement symétrique.
- Les forces magnétomotrices créées par les différentes phases du stator et du rotor sont à répartition sinusoïdale.
- L'épaisseur de l'entrefer est constante, pas d'harmonique d'espace.
- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ne sont pas soumis au phénomène d'hystérésis et ne sont pas le siège des courants de Foucault (en pratique, le circuit magnétique est feuilleté pour limiter ces effets). Ceci permet de définir des inductances linéaires.
- L'effet de peau n'est pas pris en compte.
- La température dans le moteur reste constante, quel que soit le point de fonctionnement, ce qui conduit à des paramètres constants dans le modèle mathématique.

De ces hypothèses résulte :

- Additivité des flux associés aux différents courants.
- Utilisation d'inductances propres constantes.
- Variation sinusoïdale des mutuelles inductances.
- Représentation des flux d'induction par un vecteur spatial.

Donc, les hypothèses permettent de considérer que les comportements électriques et magnétiques sont totalement linéaires.

1.2.2 Modèle dans la base naturelle

Dans une machine pentaphasée, les cinq phases ont des axes magnétiques déphasés d'un angle électrique de 72° entre eux. Le rotor peut être à cage d'écureuil ou comportant un bobinage

similaire à celui du stator. Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations électriques de la machine sont données par [4] :

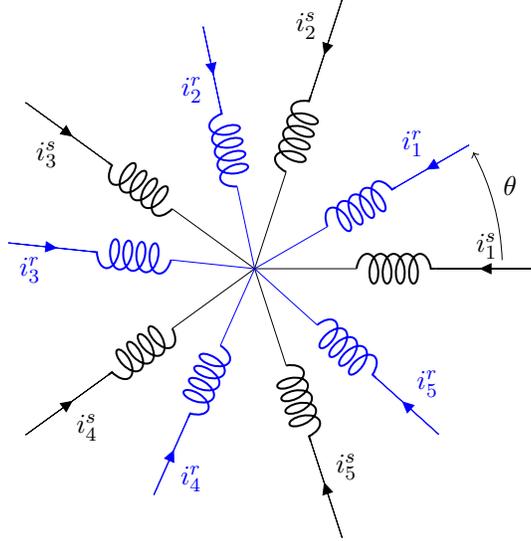


FIGURE 1.1: Représentation de la machine dans la base naturelle

$$[v_{abcde}^s] = [R_s][i_{abcde}^s] + \frac{d}{dt}[\lambda_{abcde}^s] \quad (1.1)$$

$$[v_{abcde}^r] = [R_r][i_{abcde}^r] + \frac{d}{dt}[\lambda_{abcde}^r] = 0 \quad (1.2)$$

$$[\lambda_{abcde}^s] = [L_s][i_{abcde}^s] + [L_{sr}][i_{abcde}^r] \quad (1.3)$$

$$[\lambda_{abcde}^r] = [L_r][i_{abcde}^r] + [L_{rs}][i_{abcde}^s] \quad (1.4)$$

On peut réécrire les équations (1.1) et (1.2) comme suit :

$$[v_{abcde}^s] = [R_s][i_{abcde}^s] + [L_s]\frac{d}{dt}[i_{abcde}^s] + \frac{d}{dt}[L_{sr}i_{abcde}^r] \quad (1.5)$$

$$[v_{abcde}^r] = [R_r][i_{abcde}^r] + [L_r]\frac{d}{dt}[i_{abcde}^r] + \frac{d}{dt}[L_{rs}i_{abcde}^s] = 0 \quad (1.6)$$

$$[v_{abcde}^s] = [v_a^s \ v_b^s \ v_c^s \ v_d^s \ v_e^s]^T \quad (1.7)$$

$$[v_{abcde}^r] = [v_a^r \ v_b^r \ v_c^r \ v_d^r \ v_e^r]^T \quad (1.8)$$

$$[i_{abcde}^s] = [i_a^s \ i_b^s \ i_c^s \ i_d^s \ i_e^s]^T \quad (1.9)$$

$$[i_{abcde}^r] = [i_a^r \ i_b^r \ i_c^r \ i_d^r \ i_e^r]^T \quad (1.10)$$

Les inductances statoriques et rotoriques peuvent être représentées sous une forme matricielle de même manière que pour une machine triphasée :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} & L_{ads} & L_{aes} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} & L_{bds} & L_{bes} \\ L_{cas} & L_{cbs} & L_{ccs} & L_{cds} & L_{ces} \\ L_{das} & L_{dbs} & L_{dcs} & L_{dds} & L_{des} \\ L_{eas} & L_{ebs} & L_{ecs} & L_{eds} & L_{ees} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Où $L_{aas} = L_{bbs} = L_{ccs} = L_{dds} = L_{ees}$ sont les inductances propres des phases a,b,c,d,e.

$L_{abs} = L_{bas} = L_{acs} = L_{cas} \dots$ etc, sont les inductances mutuelles entre phases. Pour la machine pentaphasée, en posant $\alpha = \frac{2\pi}{5}$, la matrice inductance dans (1.11) s'écrit :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{ls} + M & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{ls} + M \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

De la même façon la matrice inductance rotorique peut être écrite comme suit :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{aar} & L_{abr} & L_{acr} & L_{adr} & L_{aer} \\ L_{bar} & L_{bbr} & L_{bcr} & L_{bdr} & L_{ber} \\ L_{car} & L_{cbr} & L_{ccr} & L_{cdr} & L_{cer} \\ L_{dar} & L_{dbr} & L_{dcr} & L_{ddr} & L_{der} \\ L_{ear} & L_{ebr} & L_{ecr} & L_{edr} & L_{eer} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha & M \cos 2\alpha \\ M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{lr} + M & M \cos \alpha \\ M \cos \alpha & M \cos 2\alpha & M \cos 2\alpha & M \cos \alpha & L_{lr} + M \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

En posant θ l'angle entre l'axe magnétique de la phase 'a' au rotor et la même phase au stator, la matrice des inductances mutuelles prendra la forme suivante :

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) \\ \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) \\ \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) \\ \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \alpha) \\ \cos(\theta + \alpha) & \cos(\theta + 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Pour compléter le modèle, on rajoute l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (1.16)$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} i_{abcde}^s & i_{abcde}^r \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_{abcde}^s \\ i_{abcde}^r \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{abcde}^s]^T \frac{dL_{sr}}{dt} [i_{abcde}^r] \quad (1.18)$$

1.2.3 Découplage de la machine

Dans le modèle précédent, les tensions et courants statoriques sont exprimés dans un référentiel lié au stator. Quant aux tensions et courants rotoriques le sont dans un repère lié au rotor. Pour simplifier le modèle, une transformation nous permet d'exprimer le système dans une nouvelle base où les inductances mutuelles stator-rotor ne varient pas dans le temps. Pour ce faire, on utilise la matrice de découplage $[T]$ (transformée de *Concordia*), qui nous permet de remplacer cinq variables d'état, par leurs cinq composantes [5].

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 2\alpha & \sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos \alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin \alpha & \sin 3\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Les variables dans la nouvelle base sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} [v_{\alpha\beta xy0}^s] &= [T][v_{abcde}^s] \quad ; \quad [i_{\alpha\beta xy0}^s] = [T][i_{abcde}^s] \quad ; \quad [\lambda_{\alpha\beta xy0}^s] = [T][\lambda_{abcde}^s] \\ [v_{\alpha\beta xy0}^r] &= [T][v_{abcde}^r] \quad ; \quad [i_{\alpha\beta xy0}^r] = [T][i_{abcde}^r] \quad ; \quad [\lambda_{\alpha\beta xy0}^r] = [T][\lambda_{abcde}^r] \end{aligned} \quad (1.20)$$

Les équations (1.5) et (1.6) deviennent :

$$\begin{aligned} v_{\alpha}^s &= R_s i_{\alpha}^s + \frac{d\lambda_{\alpha}^s}{dt} = R_s i_{\alpha}^s + (L_{ls} + L_m) \frac{di_{\alpha}^s}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha}^r \cos \theta - i_{\beta}^r \sin \theta) \\ v_{\beta}^s &= R_s i_{\beta}^s + \frac{d\lambda_{\beta}^s}{dt} = R_s i_{\beta}^s + (L_{ls} + L_m) \frac{di_{\beta}^s}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha}^r \sin \theta + i_{\beta}^r \cos \theta) \\ v_x^s &= R_s i_x^s + \frac{d\lambda_x^s}{dt} = R_s i_x^s + L_{ls} \frac{di_x^s}{dt} \\ v_y^s &= R_s i_y^s + \frac{d\lambda_y^s}{dt} = R_s i_y^s + L_{ls} \frac{di_y^s}{dt} \\ v_0^s &= R_s i_0^s + \frac{d\lambda_0^s}{dt} = R_s i_0^s + L_{ls} \frac{di_0^s}{dt} \end{aligned} \quad (1.21)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned} v_{\alpha}^r &= R_r i_{\alpha}^r + \frac{d\lambda_{\alpha}^r}{dt} = R_r i_{\alpha}^r + (L_{lr} + L_m) \frac{di_{\alpha}^r}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha}^s \cos \theta - i_{\beta}^s \sin \theta) = 0 \\ v_{\beta}^r &= R_r i_{\beta}^r + \frac{d\lambda_{\beta}^r}{dt} = R_r i_{\beta}^r + (L_{lr} + L_m) \frac{di_{\beta}^r}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{\alpha}^s \sin \theta + i_{\beta}^s \cos \theta) = 0 \\ v_x^r &= R_r i_x^r + \frac{d\lambda_x^r}{dt} = R_r i_x^r + L_{lr} \frac{di_x^r}{dt} = 0 \\ v_y^r &= R_r i_y^r + \frac{d\lambda_y^r}{dt} = R_r i_y^r + L_{lr} \frac{di_y^r}{dt} = 0 \\ v_0^r &= R_r i_0^r + \frac{d\lambda_0^r}{dt} = R_r i_0^r + L_{lr} \frac{di_0^r}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (1.22)$$

En appliquant cette transformation sur les cinq courants statoriques, on obtient cinq composantes, on remarque à partir du système d'équations (1.21) et (1.22) que seulement les deux premiers courants sont responsables de la génération du flux magnétisant et du couple dans la machine. L'expression est donnée par [5] :

$$C_{em} = pM [\cos \theta (i_{\alpha}^r i_{\beta}^s - i_{\beta}^r i_{\alpha}^s) - \sin \theta (i_{\alpha}^r i_{\alpha}^s + i_{\beta}^r i_{\beta}^s)] \quad (1.23)$$

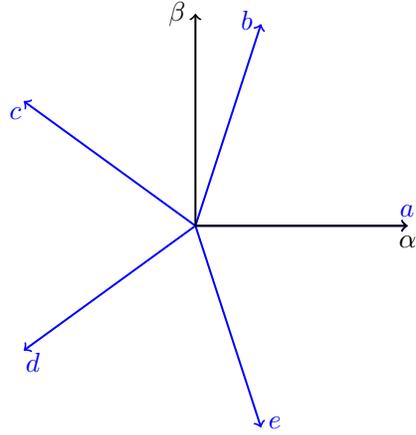


FIGURE 1.2: Transformation de découplage de la machine, représentation biphasee

1.2.4 Matrice de rotation

Il est à noter que la transformation précédente ne simplifie pas toutes les équations du modèle de la machine. Les inductances mutuelles rotor-stator dépendent toujours de la position θ . On utilise une autre transformation pour aboutir à un système avec des paramètres constants, indépendants de θ . Cependant, on n'appliquera cette transformation que sur les deux premières composantes, car elles sont les seules à engendrer le couple électromagnétique. Pour ce faire, les équations du système seront écrites dans un repère rotatif décalé de φ par rapport au stator, la matrice de transformation est comme suit :

$$[R(\varphi)] = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

La nouvelle matrice de passage (de la base naturelle) [4] :

$$[P(\varphi)] = [R(\varphi)] \times [T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \alpha) & \cos(\varphi - 2\alpha) & \cos(\varphi - 3\alpha) & \cos(\varphi - 4\alpha) \\ \sin(\varphi) & \sin(\varphi - \alpha) & \sin(\varphi - 2\alpha) & \sin(\varphi - 3\alpha) & \sin(\varphi - 4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(\alpha) & \cos(3\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(\alpha) & \sin(3\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

On procédera de la même façon au rotor avec un angle de décalage de $\varphi - \theta$ pour écrire ses équations dans le même repère que celles du stator. Donc du point de vue rotorique la matrice de passage est :

$$[P(\beta)] = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos(\beta - \alpha) & \cos(\beta - 2\alpha) & \cos(\beta - 3\alpha) & \cos(\beta - 4\alpha) \\ \sin(\beta) & \sin(\beta - \alpha) & \sin(\beta - 2\alpha) & \sin(\beta - 3\alpha) & \sin(\beta - 4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(\alpha) & \cos(3\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(\alpha) & \sin(3\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

ou $\beta = \varphi - \theta$

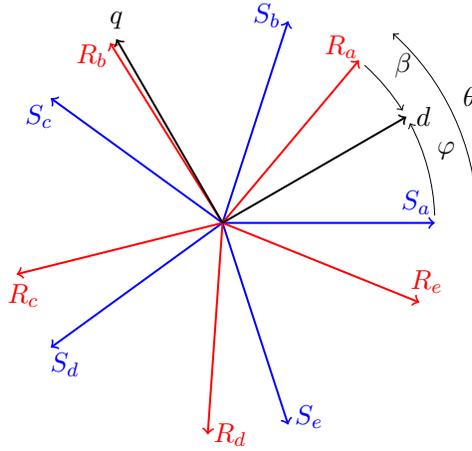


FIGURE 1.3: Modèle dans le repère de Park

Application de la transformation

En appliquant cette transformation sur les équations (1.1) et (1.2) on obtient [3] :

$$\begin{aligned} [P(\varphi)]^{-1}[v_{dq}^s] &= [R_s][P(\varphi)]^{-1}[i_{dq}^s] + \frac{d}{dt}([P(\varphi)]^{-1}\lambda_{dq}^s) \\ [P(\beta)]^{-1}[v_{dq}^r] &= [R_r][P(\beta)]^{-1}[i_{dq}^r] + \frac{d}{dt}([P(\beta)]^{-1}\lambda_{dq}^r) \end{aligned} \quad (1.27)$$

En multipliant ces équations par $[P(\varphi)]$ et $[P(\beta)]$ respectivement on aura :

$$\begin{aligned} [v_{dq}^s] &= [R_s][i_{dq}^s] + [P(\varphi)] \frac{d}{dt} ([P(\varphi)]^{-1} \lambda_{dq}^s) \\ [v_{dq}^r] &= [R_r][i_{dq}^r] + [P(\beta)] \frac{d}{dt} ([P(\beta)]^{-1} \lambda_{dq}^r) \end{aligned} \quad (1.28)$$

D'autre part

$$[P(\varphi)] \frac{d}{dt} ([P(\varphi)]^{-1}) = \frac{d\varphi}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & & \vdots \\ & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & & 0 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

En remplaçant dans le système (1.28), on trouve :

$$\begin{aligned} [v_{dq}^s] &= [R_s][i_{dq}^s] + \frac{d}{dt} [\lambda_{dq}^s] + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{dq}^s] \\ [v_{dq}^r] &= [R_r][i_{dq}^r] + \frac{d}{dt} [\lambda_{dq}^r] + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{dq}^r] \end{aligned} \quad (1.30)$$

D'où les équations électriques de la machine sous forme matricielle :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d^s \\ \lambda_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d^s \\ \lambda_q^s \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d^r \\ \lambda_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_g \\ \omega_g & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d^r \\ \lambda_q^r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.31)$$

Expressions des flux magnétiques

En procédant de la même façon pour les flux sur les équations (1.3) et (1.4) on aura [3] :

$$\begin{aligned} [\lambda_{dq}^s] &= [P(\varphi)][L_{ss}][P(\varphi)]^{-1}[i_{dq}^s] + [P(\varphi)][L_{sr}][P(\varphi)]^{-1}[i_{dq}^r] \\ [\lambda_{dq}^r] &= [P(\beta)][L_{rr}][P(\beta)]^{-1}[i_{dq}^r] + [P(\beta)][L_{rs}][P(\beta)]^{-1}[i_{dq}^s] \end{aligned} \quad (1.32)$$

Après développement matricielle, on trouve :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_d^s \\ \lambda_q^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \lambda_d^r \\ \lambda_q^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.33)$$

avec

$$\begin{aligned} L_s &= L_{ls} + \frac{5}{2}M \\ L_r &= L_{lr} + \frac{5}{2}M \\ L_m &= \frac{5}{2}M \end{aligned} \quad (1.34)$$

1.3 Simulation de la machine

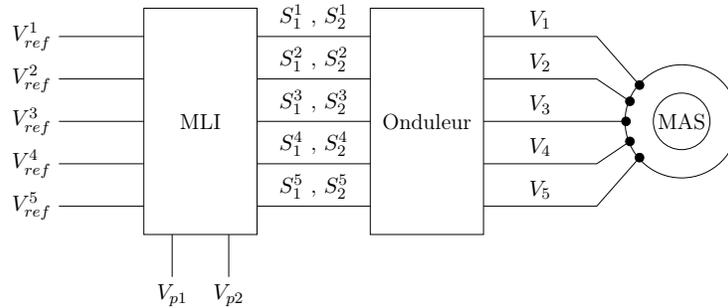


FIGURE 1.4: Représentation de l'association onduleur-machine

Avec un script Matlab, on peut faire une simulation de l'association onduleur-machine, les résultats obtenus sont représentés sur la Fig.1.5 :

Interprétations : On remarque des fluctuations au niveau du couple et des courants, cela est dû au fait que le signal en sortie de l'onduleur n'est pas parfaitement sinusoïdal et comporte des harmoniques d'ordre supérieur. Lors du démarrage, on remarque un appel de courant important. Sur le premier intervalle, la machine fonctionne à vide, le couple électromagnétique tendra vers une valeur presque nulle, de ce fait la machine tourne à très faible glissement et une vitesse très proche du synchronisme. La puissance absorbée par la machine durant cette période se compose de la puissance magnétisante nécessaire au circuit magnétique (c'est une énergie dite réactive), et d'une puissance active qui sert à compenser les pertes.

Après établissement du régime permanent, on applique une perturbation (charge) de $5N.m$ sur l'arbre du rotor. La vitesse de la machine diminue, donc le glissement augmente afin qu'elle puisse générer un couple électromagnétique plus important. Effectivement, ce dernier est proportionnel au glissement. D'autre part, on remarque une augmentation du courant (la puissance absorbée par la machine).

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a établi le modèle mathématique de la machine qui est nécessaire pour réaliser une commande. On a utilisé des transformations (changement de base) qui nous permettent d'avoir un modèle plus simple, avec seulement deux équations au lieu de cinq (réduction de l'ordre du système). La machine est alimentée par un onduleur, trois niveaux de type NPC, commandé avec une stratégie PDPWM, qui permet de réduire le taux d'harmonique en sortie. Cela dit, les tensions générées ne sont pas parfaitement sinusoïdales, qui résulte à des fluctuations dans le couple de la machine. Le résultat de simulation nous montre que la vitesse de la machine varie lorsque le couple sur son arbre augmente, d'où la nécessité de synthétiser une commande pour réguler la vitesse.

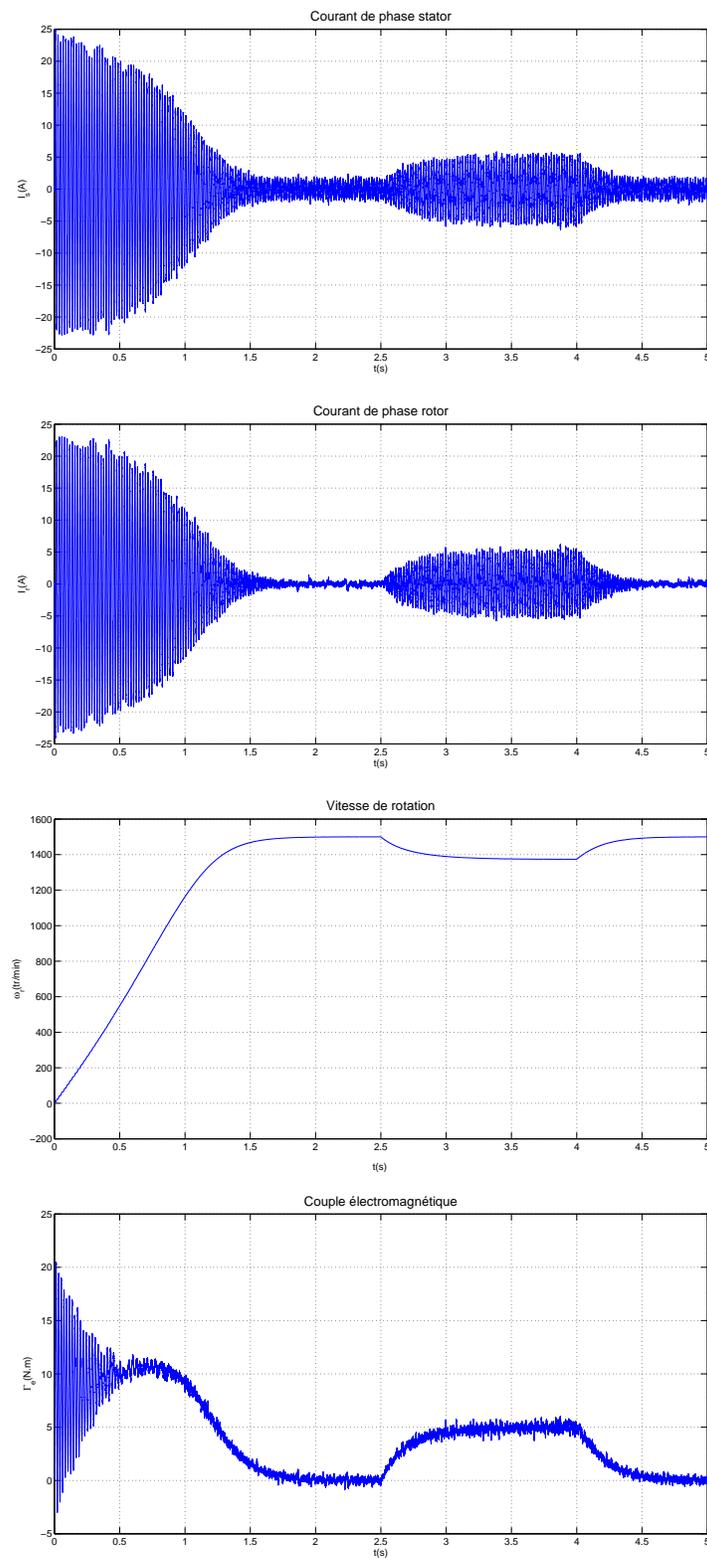


FIGURE 1.5: Simulation de l'association onduleur-machine

Chapitre 2

Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée par Backstepping

2.1 Introduction à la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle a été instauré pour la première fois en 1968 par *Haase*, effectivement il a réussi à démontrer qu'on pouvait, en utilisant la représentation de *Park*, aboutir à un modèle découplé plus simple. Cependant, faute de moyen, cette technique semblé irréalizable. Durant les années 80, l'avancée technologique dans le domaine des microprocesseurs et en électronique de puissance a permis de réaliser des systèmes pratiques de cette application. La complexité de la machine asynchrone se présente dans le couplage qui transparait dans son modèle mathématique. En effet, les courants rotoriques dépendent des courants statoriques (le rotor est alimenté par induction) et le couple est fonction des deux. Afin d'arriver au modèle de commande, on cherche à rapprocher le modèle à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, cette dernière est une référence dans ce domaine, car son couple dépend du flux inducteur (qui n'est fonction que de son courant) et du courant d'induit, qui sont totalement indépendants entre eux. Généralement on fixe le flux inducteur constant et on commande le couple grâce au courant d'induit. La machine à courant continu développe un couple maximum, car le flux d'excitation et le courant d'induit sont toujours perpendiculaires entre eux, on cherche à atteindre ces mêmes conditions optimales dans la machine asynchrone. Pour arriver à ça, il suffit

de choisir un changement de référentiel approprié. La différence entre une machine asynchrone à flux orienté et une machine à courant continu peut être illustrée par une simple analogie à un balai en équilibre sur les doigts d'une main ou tenu fermement par cette main respectivement. Dans les deux cas, ce balai peut être vu comme le vecteur qui représente le courant d'induit, et la main comme celui du flux d'excitation, qui doivent être maintenus perpendiculaires entre eux. Dans un état d'équilibre et en absence de toutes forces externes, ce balai est en équilibre sur la main. Cependant, si le porteur change de vitesse (régime dynamique), il aura besoin d'une certaine technique pour maintenir cette balance [1, 6].

2.2 Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique de la machine peut s'exprimer de différentes manières, mais toutes ces expressions reposent sur une forme mathématique commune : l'addition de deux produits. Chaque produit correspond à un couple issu d'une machine fictive d et une machine q . La singularité de cette relation conduit à une infinité de solutions pour répartir la valeur d'un couple de référence C_{ref} sur ces deux machines virtuelles. Mais, cette forme mathématique peut être significativement simplifiée en annulant un des deux termes.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (i_q^s \lambda_d^r - i_d^s \lambda_q^r)$$

La stratégie de la commande vectorielle consiste alors à orienter le repère de *Park* de manière à annuler la composante en quadrature du flux afin de simplifier l'expression mathématique du couple. Cette expression simplifiée est ensuite utilisée pour concevoir le contrôle du couple. Le contrôle de flux est réalisé sur la composante directe dans le repère de *Park*. On obtient alors une expression positive et simplifiée [6] :

$$\lambda_q^r = 0 \Rightarrow \lambda^r = \lambda_d^r \quad (2.1)$$

$$\frac{d\lambda_d^r}{dt} = 0 \quad (2.2)$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} i_q^s \lambda_d^r = p \frac{L_m}{L_r} i_q^s \lambda^r \quad (2.3)$$

Pour fixer à tout instant une valeur du couple, il convient de contrôler les composantes restantes du courant et du flux d'une façon indépendante. La valeur du couple permettra de répondre, par exemple à une contrainte de régulation de vitesse. Il convient également de fixer l'orientation du

repère de *Park*, c'est-à-dire de calculer l'angle θ_r afin d'imposer une orientation du repère qui vérifie l'annulation de la composante en quadrature du flux. La commande de la machine est faite pour un modèle simplifié pour lequel un des deux couples fictifs est nul. Pour commander la machine de la même façon que la MCC, on fixe la valeur du flux rotorique constante grâce à i_d^s , et on commande le couple électromagnétique de la machine avec i_q^s .

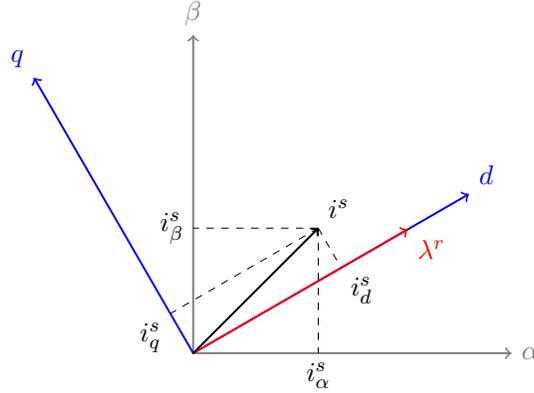


FIGURE 2.1: Orientation du flux rotorique

2.2.1 Modèle mathématique de la machine

Le modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le nouveau repère lié au champ tournant rotorique est donné par [7] :

$$\begin{aligned}
 v_d^s &= R_m i_d^s + \sigma L_s \frac{di_d^s}{dt} - \frac{L_m}{L_r T_r} \lambda_d^r - \omega \sigma L_s i_q^s \\
 v_q^s &= R_m i_q^s + \sigma L_s \frac{di_q^s}{dt} + \omega \sigma L_s i_d^s + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_d^r \\
 v_d^r &= -\frac{L_m}{T_r} i_d^s + \frac{1}{T_r} \lambda_d^r + \frac{d\lambda_d^r}{dt} = 0 \\
 v_q^r &= -\frac{L_m}{T_r} i_q^s + \omega_g \lambda_d^r = 0
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Le schéma en bloc de la machine après découplage est donné par la Fig.2.2. On remarque à partir de ce schéma que la réponse en couple est instantanée, contrairement à la réponse de flux qui a une certaine inertie avec une constante de temps τ_r . Si les conditions décrites par les équations (2.1) et (2.2) sont réalisées, on peut démontrer que $i_d^r = 0$, donc $i_{dq}^r = j i_q^r$. En même temps on aura $\lambda^r = \lambda_d^r$. Par conséquent, les vecteurs de courant et flux sont perpendiculaires entre eux, ce qui représente les conditions optimales pour la production du couple comme le montre la Fig.2.3.

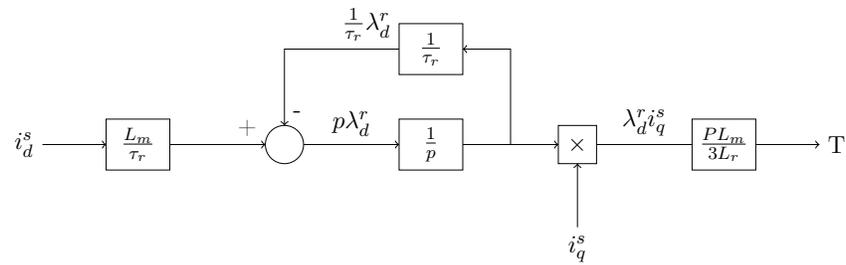
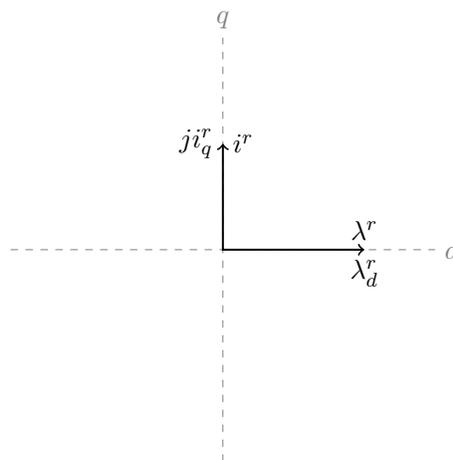
FIGURE 2.2: Schéma en bloc d'une machine à flux orienté $\lambda_q^r = 0$ 

FIGURE 2.3: Vecteurs de courant et flux rotoriques dans le repère lié au champ tournant

Pour commander la machine, on donne au système un flux et un couple (où vitesse) de référence. Le régulateur nous donne les courant direct et quadrature statoriques dans le repère lié au champ tournant. Pour passer des composantes $\alpha\beta$ aux composantes pentaphasées, on utilise l'inverse de la transformation de découplage utilisée dans le chapitre précédent, c'est une matrice avec des éléments constants. Cependant pour passer des composantes dq dans le repère lié au champ tournant aux composantes $\alpha\beta$ dans le repère fixe statorique, la matrice de passage (rotation) dépend de θ_r , la position du flux rotorique. C'est pour cela qu'on doit connaître la position du flux à chaque instant avec précision. Alors on distingue deux types de commande [1] :

Commande indirecte : La phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.

Commande directe : La phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique.

Dans une commande vectorielle directe, la position du flux peut être calculée directement grâce à des capteurs qui permettent de mesurer le flux magnétisant dans l'entrefer de la machine. Par contre, dans la commande indirecte la position du flux est une autre approche qui calcule la vitesse de glissement du moteur et l'impose sur ce dernier.

Si on note la vitesse de synchronisme qui permet de maintenir les vecteurs i^r et λ^r perpendiculaire par ω , l'expression de θ_r est comme suit :

$$\begin{aligned}\theta_r &= \int_0^t \omega dt = \int_0^t \omega_g dt + \int_0^t \omega_r dt \\ &= \int_0^t \omega_g dt + \theta\end{aligned}\tag{2.5}$$

où θ représente la position du rotor, qui peut être mesurée facilement grâce à des capteurs.

La valeur de la vitesse angulaire de glissement ω_g , peut être calculée à partir des équations rotoriques dans les conditions d'orientation de flux. On sait que $\lambda^r = \lambda_d^r$, donc :

$$i_d^r = \frac{1}{L_r}(\lambda_d^r - L_m i_d^s)\tag{2.6}$$

On remplace cette équation dans les équations rotoriques de la machine, on trouve :

$$\omega_g \tau_r \lambda_d^r = L_m i_q^s\tag{2.7}$$

Et finalement, la valeur estimée de la vitesse de glissement est :

$$\omega_g = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_q^s}{\lambda_r}\tag{2.8}$$

En régime permanent, on a :

$$\lambda^r = L_m i_d^s\tag{2.9}$$

Si on substitue dans l'expression Eq.2.7, on trouve :

$$\omega_g = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_q^s}{i_d^s}\tag{2.10}$$

Les variables i_d^s et i_q^s représentent les composantes de courants qui permettent de générer le flux et couple de la machine. Pour estimer la valeur du glissement, on utilisera les valeurs de courants de consigne qu'on donnera en entrée de la machine.

La relation entre le flux et le courant i_d^s est donnée par :

$$i_d^s = \frac{1 + \tau_r s}{L_m} \lambda^r \quad (2.11)$$

De plus, la relation entre le couple électromagnétique de la machine et le courant i_q^s est :

$$i_q^s = \frac{L_r}{pL_m} \frac{C_{em}}{\lambda^r} \quad (2.12)$$

Dans une commande vectorielle indirecte, la commande de couple et flux se fait sans boucle de régulation. On impose à la machine les courants qui nous permettent d'avoir les valeurs désirées de ces grandeurs, puis on calcule la vitesse de glissement pour obtenir la position du flux grâce à la formule Eq.2.5, et ainsi on pourra faire la transformation de rotation qui nous permettra de passer vers les composantes α, β

Le schéma d'une machine avec commande vectorielle indirecte est représenté sur la figure 2.4

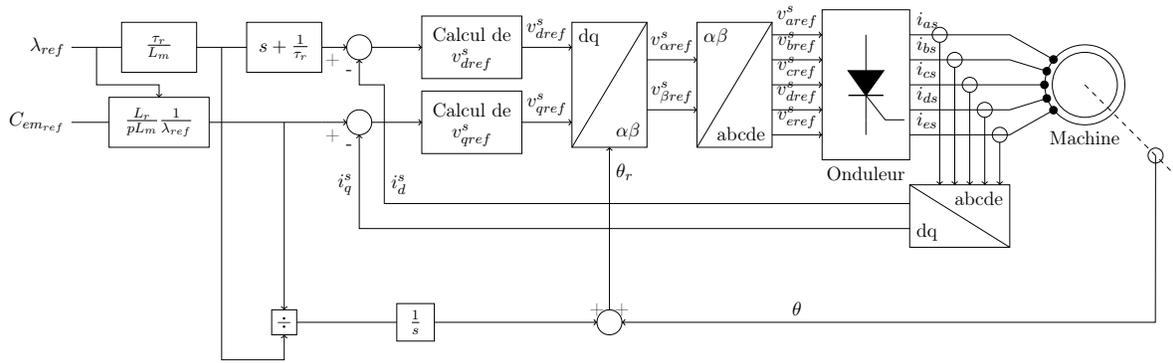


FIGURE 2.4: Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec orientation de flux indirecte

2.3 Commande de vitesse

Afin d'avoir une vitesse constante en sortie de la machine, on doit faire une régulation. On utilisera le théorème de stabilité au sens *Lyapunov* qui permet de faire la régulation de système non linéaire.

2.3.1 Stabilité de Lyapunov

Si tout mouvement d'un système issu d'un voisinage suffisamment petit d'un point d'équilibre x_e demeure au voisinage de ce point, alors x_e est dit stable au sens de *Lyapunov*. Le théorème central d'*Alexandre Lyapunov* dit qu'un système dynamique (décrit par une équation différentielle du type $\dot{x} = f(x, t)$) est stable (au sens de *Lyapunov*) en un point d'équilibre x_e si et seulement s'il existe une fonction qui vérifie certaines conditions précises et liées à la fonction f de l'équation différentielle et à x_e . Le problème de la stabilité se ramène donc à chercher une telle fonction (dite fonction de *Lyapunov*), souvent par tâtonnement. Les conditions que doit vérifier une fonction de *Lyapunov* du problème dynamique (purement mathématique) rappellent les conditions que doit vérifier l'énergie potentielle pour qu'il y ait stabilité d'un système physique. On distingue trois types de stabilité au sens de *Lyapunov* [8] :

Stabilité de *Lyapunov* : Si un système est éloigné de U dans un voisinage d'un point x_e reste dans ce voisinage, on dit que le système est stable au sens de *Lyapunov*.

Stabilité asymptotique : Quand le système est éloigné de U dans un voisinage d'un point x_e converge vers x_e , on dit que ce point est asymptotiquement stable.

Stabilité exponentielle : le système converge vers x_e plus rapidement.

Si, quelque soit le point de départ du système, celui-ci convergera vers une position d'équilibre x_e , on dit que le système est *globalement asymptotiquement stable*.

Lyapunov a démontré que pour prouver qu'un système est stable, il suffit de trouver une fonction $V(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ telle que :

- $V(x)$ est définie positive.
- $\dot{V}(x)$ est semi-définie négative, ou bien définie négative dans le cas de la stabilité asymptotique.

2.3.2 Application sur la commande de vitesse

Pour appliquer le théorème de *Lyapunov*, on commence par définir l'erreur sur la vitesse :

$$e_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega \quad (2.13)$$

La dérivée de celle-ci est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_\Omega &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \\ &= \dot{\Omega}_{ref} - \frac{C_{em}}{J} + \frac{K_f \Omega}{J} + \frac{C_r}{J} \end{aligned} \quad (2.14)$$

On peut choisir la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(e_\Omega) = \frac{1}{2} e_\Omega^2 \quad (2.15)$$

Cette fonction est définie positive, on doit choisir un couple de référence de sorte à garantir qu'elle soit définie négative. Pour faire cela, on majore la dérivée de cette fonction, par une autre fonction définie négative :

$$\dot{V}(e_\Omega) = e_\Omega \dot{e}_\Omega \quad (2.16)$$

$$e_\Omega \dot{e}_\Omega \leq -k_\Omega e_\Omega^2 \quad (2.17)$$

À partir de ces équations, on tire l'expression du couple électromagnétique de référence de la machine :

$$C_{ref} = J(\dot{\Omega}_{ref} + k_\Omega e_\Omega) + K_f \Omega + C_r \quad (2.18)$$

On remarque que dans cette expression apparaît le couple résistant qu'on applique sur l'arbre de la machine. Ce dernier peut être calculé si on connaît les variations de la vitesse du rotor et les courants statoriques de la machine.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a commencé par expliquer le principe de l'orientation de flux, qui consiste à placer l'axe d du repère de Park suivant le vecteur de flux rotorique.

Pour appliquer cette orientation, on a déduit une estimation de la position du flux rotorique pour faire la commande indirecte de la machine vectorielle. Cette commande donne moins de performance qu'une commande directe, mais a l'avantage d'être moins coûteuse et peut être utilisée sur toutes les machines asynchrones, car elle ne nécessite pas de capteur de flux.

Chapitre 3

Commande de deux machines asynchrones connectées en série

3.1 Introduction

Dans plusieurs applications industrielles telles qu'en traction électrique, on a généralement besoin de faire la commande de plusieurs machines électriques simultanément. Pour cela, on utilise une source de tension continue commune et un onduleur pour chaque machine. Les machines les plus souvent utilisées sont triphasées et chaque machine peut être commandée indépendamment à travers son alimentation (onduleur) [9].

Dans cette partie, on s'intéresse à la commande de plusieurs machines connectées en série. Cela nous permettra d'alimenter ce système par un seul montage onduleur et le commander par un seul circuit de commande. Pour ce faire, on utilisera les machines polyphasées. Les machines avec un nombre de phases supérieur offrent plus de degrés de liberté qu'une machine triphasée.

3.2 Principe de la commande de plusieurs machines en série

À partir du modèle de la machine pentaphasée développée dans les équations (1.21) (1.22), on remarque que seulement les composantes d, q sont responsables de la génération du couple dans la machine. Effectivement, le couplage stator rotor n'apparaît que dans les deux premières équations du modèle. D'autre part, on peut utiliser le reste des composantes x, y du courant statorique pour commander d'autres machines connectées en série. Néanmoins, pour que la commande

de ses machines soit complètement indépendante, il faut que le courant qui génère le couple électromagnétique d'une machine ne produise pas de champ tournant dans les autres machines. C'est à dire, ce qu'une machine voit comme composantes d, q , apparaît dans les composantes x, y d'une autre machine et vice versa. Dans ce cas, la commande se fera de façon indépendante et notre système sera alimenté par un seul onduleur de tension. À cet effet, on utilise une certaine transposition de phase lors de la connexion des enroulements statoriques des machines connectées en série [9].

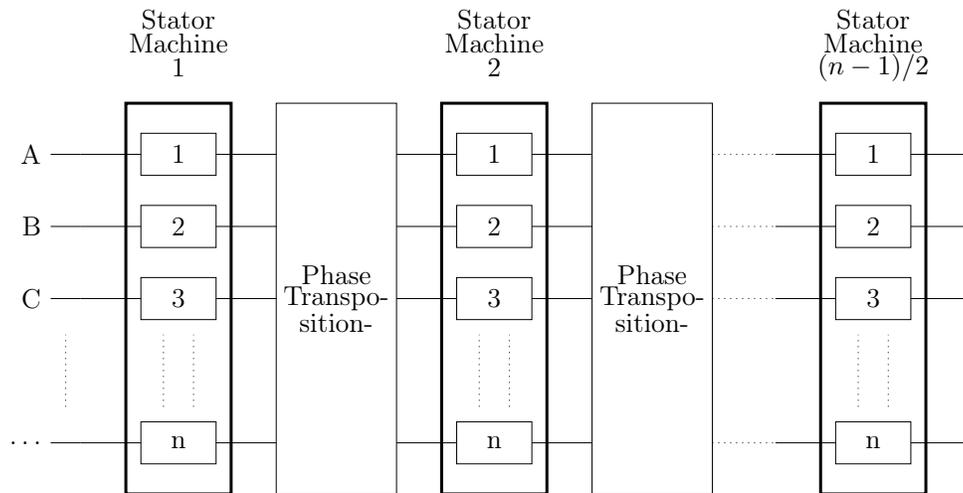


FIGURE 3.1: Connexion de $(n-1)/2$ machines connectées en série

3.2.1 Transposition des phases et matrice de connexion

On utilise la matrice de découplage (3.1) pour déduire la transposition des phases qui nous permettra d'atteindre notre objectif (commande indépendante). Les premières phases de toutes les machines sont connectées directement en série, la transposition de la première phase est de 0 degrés, car les termes de la première colonne de la matrice sont tous égaux à 0 ou 1 (même valeur). Par contre, la deuxième phase de la première machine sera connectée à la troisième phase de la deuxième machine et à la quatrième de la troisième machine et ainsi de suite. On transpose avec un pas de $\alpha = \frac{2\pi}{n}$ pour chaque machine, car la deuxième colonne de la matrice de découplage contient des termes en cosinus et sinus avec un déphasage spatial de $\alpha, 2\alpha, 3\alpha \dots$ etc. De la même manière, la troisième phase sera reliée à la cinquième phase de la deuxième machine. On transpose avec un pas de $, 2\alpha$ car la troisième colonne de la matrice contient des termes en cosinus et sinus avec un déphasage spatial de $2\alpha, 4\alpha, 6\alpha \dots$ etc. et ainsi de suite avec les phases

restantes [10].

$$C = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \cdots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \cdots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \cdots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \cdots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \cdots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \cdots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\ \cdots & \cdots \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

En procédant de la même façon, les composantes $x_{(i-1)}, y_{(i-1)}$ dans la première machine représentent les composantes d, q qui génèrent le couple de la i -ème machine. On peut écrire une table de connexion, ou appelée aussi matrice de connexion. Dans un cas général où on a "n" phases, les connexions se feront comme le montre la table 3.1. Si le numéro de la phase est supérieur à n , on soustrait $j \times n$ à cette valeur pour la ramener entre 1 et n . Pour simplifier, on peut représenter

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
M1	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	...
M2	a	b+1	c+2	d+3	e+4	f+5	g+6	h+7	i+8	j+9	k+10	...
M3	a	b+2	c+4	d+6	e+8	f+10	g+12	h+14	i+16	j+18	k+20	...
M4	a	b+3	c+6	d+9	e+12	f+15	g+18	h+21	i+24	j+27	k+30	...
M5	a	b+4	c+8	d+12	e+16	f+20	g+24	h+28	i+32	j+36	k+40	...
...

TABLE 3.1: Table de connexion pour le cas de n phases

cette transposition avec des équations symboliques. On notera les machines $M1, M2, \dots, Mk$. Les phases de chaque machine $1, 2, 3, \dots, n$ et les phases de la source $SP_1, SP_2, SP_3, \dots, SP_n$. La représentation est comme suit [9] :

$$\begin{aligned}
 SP_1 &= M1_1 \rightarrow M2_1 \rightarrow M3_1 \rightarrow \cdots \rightarrow Mk_1 \\
 SP_2 &= M1_2 \rightarrow M2_{2+1} \rightarrow M3_{2+2} \rightarrow \cdots \rightarrow Mk_{2+(k-1)} \\
 SP_3 &= M1_3 \rightarrow M2_{3+2} \rightarrow M3_{3+4} \rightarrow \cdots \rightarrow Mk_{3+2(k-1)} \\
 &\vdots \\
 SP_n &= M1_n \rightarrow M2_{n+(n-1)} \rightarrow M3_{n+2(n-1)} \rightarrow \cdots \rightarrow Mk_{n+(k-1)(n-1)}
 \end{aligned} \quad (3.2)$$

De façon générale, on peut écrire :

$$SP_j = \sum_{i=1}^k M_{i_{j+(i-1)(j-1)}} \quad j = 1, 2, 3 \dots n \quad (3.3)$$

On notera que l'utilisation du symbole \sum dans ce cas est symbolique (pour montrer les connexions des phases). Le nombre de phases de la première machine est fixé et égal à n , par contre pour les autres machines, il va dépendre de la matrice de connexion (il peut être inférieur à " n ")

3.2.2 Application sur deux machines pentaphasées

Dans notre cas, on applique sur deux machines pentaphasées $n = 5$. La table de connexion précédente devient :

	A	B	C	D	E
M1	1	2	3	4	5
M2	1	3	5	2	4

$$\begin{aligned}
 SP_1 &= M1_1 \rightarrow M2_1 \\
 SP_2 &= M1_2 \rightarrow M2_3 \\
 SP_3 &= M1_3 \rightarrow M2_5 \\
 SP_4 &= M1_4 \rightarrow M2_2 \\
 SP_5 &= M1_5 \rightarrow M2_4
 \end{aligned} \quad (3.4)$$

À partir de ces équations, on peut tirer les équations de tension du système, on a :

$$\begin{aligned}
 v_a &= v_{1a} + v_{2a} & i_a &= i_{1a} = i_{2a} \\
 v_b &= v_{1b} + v_{2c} & i_b &= i_{1b} = i_{2c} \\
 v_c &= v_{1c} + v_{2e} & i_c &= i_{1c} = i_{2e} \\
 v_d &= v_{1d} + v_{2b} & i_d &= i_{1d} = i_{2b} \\
 v_e &= v_{1e} + v_{2d} & i_e &= i_{1e} = i_{2d}
 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Le montage se fera comme illustré sur fig.3.2 :

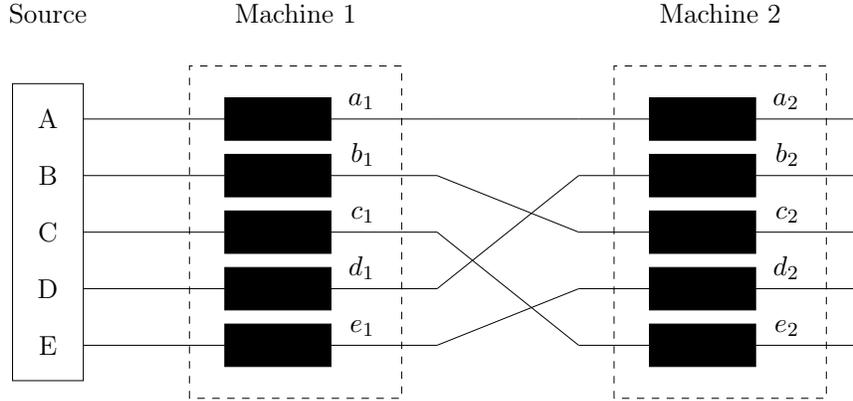


FIGURE 3.2: Connexion de deux machines asynchrones pentaphasées en série

3.3 Modélisation des deux machines en série

On cherche à trouver un modèle mathématique qui décrit les deux machines reliées en série. Dans le chapitre 1, on a trouvé le modèle d'une machine seule, ce modèle est composé d'équations de tensions de la machine exprimées dans le repère α, β ou d, q . Dans le cas de deux machines, il nous suffit de sommer les tensions qui sont en série, on doit tout d'abord exprimer les composantes de courant de la deuxième machine en fonction des composantes de la première. À partir de la table de connexion, on a [10] :

$$\begin{bmatrix} i_{2a}^s \\ i_{2b}^s \\ i_{2c}^s \\ i_{2d}^s \\ i_{2e}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a}^s \\ i_{1b}^s \\ i_{1c}^s \\ i_{1d}^s \\ i_{1e}^s \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

On applique la transformation de découplage sur ces équations :

$$[T] \begin{bmatrix} i_{2a}^s \\ i_{2b}^s \\ i_{2c}^s \\ i_{2d}^s \\ i_{2e}^s \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a}^s \\ i_{1b}^s \\ i_{1c}^s \\ i_{1d}^s \\ i_{1e}^s \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_{2\alpha}^s \\ i_{2\beta}^s \\ i_{2x}^s \\ i_{2y}^s \\ i_{20}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos 2\alpha & \cos \alpha & \cos \alpha & \cos 2\alpha \\ 0 & \sin 2\alpha & \sin \alpha & \sin \alpha & \sin 2\alpha \\ 1 & \cos 4\alpha & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos 1\alpha \\ 0 & \sin 4\alpha & \sin 3\alpha & \sin 2\alpha & \sin \alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a}^s \\ i_{1b}^s \\ i_{1c}^s \\ i_{1d}^s \\ i_{1e}^s \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{1\alpha}^s \\ i_{1\beta}^s \\ i_{1x}^s \\ i_{1y}^s \\ i_{10}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{2x}^s \\ -i_{2y}^s \\ i_{2\alpha}^s \\ i_{2\beta}^s \\ i_{20}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha}^s \\ i_{\beta}^s \\ i_x^s \\ i_y^s \\ i_0^s \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Donc le modèle des deux machines en série est donné par :

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= v_{1\alpha} + v_{2x} \\ v_{\beta} &= v_{1\beta} - v_{2y} \\ v_x &= v_{1x} + v_{2\alpha} \\ v_y &= v_{1y} + v_{2\beta} \\ v_0 &= v_{10} + v_{20} \end{aligned} \quad (3.10)$$

3.3.1 Équations statoriques

On remplace les équations en utilisant (1.21), on trouve [10] :

$$\begin{aligned} v_{\alpha}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{\alpha}^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_1})\frac{di_{\alpha}^s}{dt} + L_{m_1}\frac{d}{dt}(i_{1\alpha}^r \cos \theta_1 - i_{1\beta}^r \sin \theta_1) \\ v_{\beta}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{\beta}^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_1})\frac{di_{\beta}^s}{dt} + L_{m_1}\frac{d}{dt}(i_{1\alpha}^r \sin \theta_1 + i_{1\beta}^r \cos \theta_1) \\ v_x^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_x^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_2})\frac{di_x^s}{dt} + L_{m_2}\frac{d}{dt}(i_{2\alpha}^r \cos \theta_2 - i_{2\beta}^r \sin \theta_2) \\ v_y^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_y^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_2})\frac{di_y^s}{dt} + L_{m_2}\frac{d}{dt}(i_{2\alpha}^r \sin \theta_2 + i_{2\beta}^r \cos \theta_2) \\ v_0^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_0^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2})\frac{di_0^s}{dt} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Pour passer aux composantes d, q , on applique la transformation de rotation avec un angle θ_{r1} pour la première machine et θ_{r2} pour la deuxième. Le modèle en d, q est donné par :

$$\begin{aligned}
v_{d_1}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{d_1}^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_1})\frac{di_{d_1}^s}{dt} + L_{m_1}i_{d_1}^r \\
&\quad - \omega_{s_1}[(L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_1})i_{q_1}^s + L_{m_1}i_{q_1}^r] \\
v_{q_1}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{q_1}^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_1})\frac{di_{q_1}^s}{dt} + L_{m_1}i_{q_1}^r \\
&\quad + \omega_{s_1}[(L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_1})i_{d_1}^s + L_{m_1}i_{d_1}^r] \\
v_{d_2}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{d_2}^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_2})\frac{di_{d_2}^s}{dt} + L_{m_2}i_{d_2}^r \\
&\quad - \omega_{s_2}[(L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_2})i_{q_2}^s + L_{m_2}i_{q_2}^r] \\
v_{q_2}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{q_2}^s + (L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_2})\frac{di_{q_2}^s}{dt} + L_{m_2}i_{q_2}^r \\
&\quad + \omega_{s_2}[(L_{ls_1} + L_{ls_2} + L_{m_2})i_{d_2}^s + L_{m_2}i_{d_2}^r]
\end{aligned} \tag{3.12}$$

3.3.2 Équations rotoriques

Comme le couplage électromagnétique est absent dans les équations en x, y de chaque machine, on néglige ces équations pour le rotor. En effet, ces composantes n'induisent aucun courant rotorique, même remarque en ce qui concerne la composante homopolaire. Par conséquent, les équations rotoriques pour chaque machine sont les mêmes que dans le cas d'une seule machine, comme suit [9] :

$$\begin{aligned}
v_{1d}^r &= R_{r_1}i_{d_1}^r + L_{r_1}\frac{di_{1d}^r}{dt} + L_{m_1}\frac{di_d^s}{dt} - \omega_{g_1}[L_{r_1}i_{1q}^r + L_{m_1}i_q^s] = 0 \\
v_{1q}^r &= R_{r_1}i_{q_1}^r + L_{r_1}\frac{di_{1q}^r}{dt} + L_{m_1}\frac{di_q^s}{dt} + \omega_{g_1}[L_{r_1}i_{1d}^r + L_{m_1}i_d^s] = 0 \\
v_{d_2}^r &= R_{r_2}i_{d_2}^r + L_{r_2}\frac{di_{d_2}^r}{dt} + L_{m_2}\frac{di_{d_2}^s}{dt} - \omega_{g_2}[L_{r_2}i_{q_2}^r + L_{m_2}i_{q_2}^s] = 0 \\
v_{q_2}^r &= R_{r_2}i_{q_2}^r + L_{r_2}\frac{di_{q_2}^r}{dt} + L_{m_2}\frac{di_{q_2}^s}{dt} + \omega_{g_2}[L_{r_2}i_{d_2}^r + L_{m_2}i_{d_2}^s] = 0
\end{aligned} \tag{3.13}$$

avec :

- ω_1 : Vitesse de rotation du repère de *Park* dans la première machine
- ω_2 : Vitesse de rotation du repère de *Park* dans la deuxième machine
- ω_{r_1} : Vitesse de rotation rotorique de la première machine

– ω_{r_2} : Vitesse de rotation rotorique de la deuxième machine

– $\omega_{g_1} = \omega_1 - \omega_{r_1}$ et $\omega_{g_2} = \omega_2 - \omega_{r_2}$

On peut réécrire ces équations sous une forme complexe plus compacte :

$$\begin{aligned}
v_{dq_1}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{dq_1}^s + (L_{s_1} + L_{ls_2})\frac{di_{dq_1}^s}{dt} + L_{m_1}\frac{di_{dq_1}^r}{dt} \\
&\quad + j\omega_1[(L_{s_1} + L_{ls_2})i_{dq_1}^s + L_{m_1}i_{dq_1}^r] \\
v_{dq_2}^s &= (R_{s_1} + R_{s_2})i_{dq_2}^s + (L_{s_1} + L_{ls_2})\frac{di_{dq_2}^s}{dt} + L_{m_1}\frac{di_{dq_2}^r}{dt} \\
&\quad + j\omega_2[(L_{s_1} + L_{ls_2})i_{dq_2}^s + L_{m_1}i_{dq_2}^r] \\
v_{dq_1}^r &= R_{r_1}i_{dq_1}^r + L_{r_1}\frac{di_{dq_1}^r}{dt} + L_{m_1}\frac{di_{dq_1}^s}{dt} + j\omega_{g_1}[L_{r_1}i_{dq_1}^r + L_{m_1}i_{dq_1}^s] = 0 \\
v_{dq_2}^r &= R_{r_2}i_{dq_2}^r + L_{r_2}\frac{di_{dq_2}^r}{dt} + L_{m_2}\frac{di_{dq_2}^s}{dt} + j\omega_{g_2}[L_{r_2}i_{dq_2}^r + L_{m_2}i_{dq_2}^s] = 0
\end{aligned} \tag{3.14}$$

avec :

$$\begin{aligned}
L_{s_1} &= L_{ls_1} + L_{m_1} & L_{s_2} &= L_{ls_2} + L_{m_2} \\
v_{dq}^s &= v_d^s + jv_q^s & v_{xy}^s &= v_x^s + jv_y^s \\
v_{dq_1}^r &= v_{d_1}^r + jv_{q_1}^r & v_{dq_2}^r &= v_{d_2}^r + jv_{q_2}^r \\
i_{dq_1}^s &= i_{d_1}^s + ji_{q_1}^s & i_{dq_2}^s &= i_{d_2}^s + ji_{q_2}^s \\
i_{dq_1}^r &= i_{d_1}^r + ji_{q_1}^r & i_{dq_2}^r &= i_{d_2}^r + ji_{q_2}^r
\end{aligned} \tag{3.15}$$

3.4 Commande des deux machines

Pour commander les deux machines, on utilise la même procédure de régulation faite pour une seule machine (Chapitre 2), on l'applique pour chaque machine indépendamment.

En utilisant le théorème de Lyapunov, on commence par calculer les couples électromagnétiques de chaque machine, à partir de ces courants, on peut avoir les courants de quadratures de chaque machine. Puis on utilisant l'expression Eq.2.11, on peut calculer les courants directs à partir des valeurs de flux de référence. Comme chaque machine utilise deux composantes pour générer son couple, on aura quatre composantes (d, q, x, y) . On utilise le même algorithme d'estimation pour les positions du flux rotoriques. Quand on obtient cette phase, on peut faire la transformation de rotation pour passer aux composantes α, β, x, y , avec lesquels on commandera notre onduleur.

3.4.1 Régulation de vitesse

Pour cette partie, on considère chaque machine individuellement :

Machine I

On définit les erreurs sur les références comme suit :

$$e_{\Omega_1} = \Omega_{ref1} - \Omega_1 \quad (3.16)$$

la dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\dot{e}_{\omega_1} = \dot{\Omega}_{ref1} - \dot{\Omega}_1 \quad (3.17)$$

On remplace dans les équations précédentes on trouve :

$$\dot{e}_{\omega_1} = \dot{\Omega}_{ref1} - \frac{C_{em1}}{J_1} + \frac{C_{r1}}{J_1} + \frac{K_{f1}}{J_1} \Omega_1 \quad (3.18)$$

On choisit la fonction de *Lyapunov* définie positive suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_{\omega_1}^2 \quad (3.19)$$

On doit choisir le couple électromagnétique de références de sorte à avoir une dérivée définie négative :

$$\dot{V}_1 = e_{\omega_1} \dot{e}_{\omega_1} \quad (3.20)$$

on majore la fonction dérivée pour garantir la deuxième condition de *Lyapunov*, on pose :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -k_{\omega_1} e_{\omega_1}^2 \\ e_{\omega_1} \dot{e}_{\omega_1} &\leq -k_{\omega_1} e_{\omega_1}^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

Machine II

Respectivement, pour la deuxième machine on écrit :

$$e_{\omega_2} = \Omega_{ref2} - \Omega_2 \quad (3.22)$$

les dérivées de cette erreur est donnée par :

$$\dot{e}_{\omega_2} = \dot{\Omega}_{ref_2} - \dot{\Omega}_2 \quad (3.23)$$

En remplaçant dans les équations précédentes, on trouve :

$$\dot{e}_{\omega_2} = \dot{\Omega}_{ref_2} - \frac{C_{em2}}{J_2} + \frac{C_{r2}}{J_2} + \frac{K_{f2}}{J_2} \Omega_2 \quad (3.24)$$

On choisit la fonction de *Lyapunov* définie positive suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_{\omega_2}^2 \quad (3.25)$$

On doit choisir le couple électromagnétique de références de sorte à avoir une dérivée définie négative :

$$\dot{V}_2 = e_{\omega_2} \dot{e}_{\omega_2} \quad (3.26)$$

on majore la fonction dérivée pour garantir la deuxième condition de *Lyapunov*, on pose :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_{\omega_2} e_{\omega_2}^2 \\ e_{\omega_2} \dot{e}_{\omega_2} &\leq -k_{\omega_2} e_{\omega_2}^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

On peut en déduire au final les couples de référence

$$\begin{aligned} \dot{e}_{\omega_1} &= -k_{\omega_1} e_{\omega_1} \\ \dot{e}_{\omega_2} &= -k_{\omega_2} e_{\omega_2} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Donc :

$$\begin{aligned} C_{ref_1} &= J_1(\dot{\Omega}_{ref_1} + k_{\Omega_1} e_{\Omega_1}) + K_{f_1} \Omega_1 + C_{r_1} \\ C_{ref_2} &= J_2(\dot{\Omega}_{ref_2} + k_{\Omega_2} e_{\Omega_2}) + K_{f_2} \Omega_2 + C_{r_2} \end{aligned} \quad (3.29)$$

3.5 Simulation

On a fait un programme *MATLAB* qui permet de simuler la commande sur deux machines. On a choisi des machines de mêmes puissances, mais cette commande peut être utilisée pour des machines différentes. Les résultats obtenus sont montrés sur Fig.3.3. On a fait une inversion de vitesse, pour voir le comportement des machines durant cette phase transitoire.

3.5.1 Interprétations

La commande a bien réussi à réguler les vitesses des deux machines de façon complètement indépendante. On voit bien que la première machine tourne à $1400tr/min$ et la deuxième à $1200tr/min$. On a toujours un pic assez élevé sur le couple électromagnétique lors du démarrage de la machine, qui engendre un appel de courant important. On peut le réduire grâce à une limitation de courant. Le flux atteint bien la valeur imposée par la commande très rapidement (constante de temps faible) pour chaque machine. La présence d'ondulations dans le couple électromagnétique de la machine est principalement due à la forme du signal de sortie de l'onduleur qui n'est pas parfaitement sinusoïdal et au fait que la position du couple est estimée, on peut avoir un petit décalage par rapport à l'axe réel.

On a appliqué une perturbation sur les deux machines pour voir la réaction du système. Les vitesses des deux machines décroissent puis remontent pour reprendre les valeurs des consignes. Les couples électromagnétiques des deux machines augmentent pour compenser les couples résistants dus aux perturbations appliquées.

D'autre part, on remarque les fréquences des courants statoriques qui sont imposés par l'algorithme de la commande vectorielle, en effet on remarque que les courants sur les axes D et Q n'ont pas la même fréquence que les courants sur X et Y, cela est dû au fait que les deux machines ne tournent pas à la même vitesse. Sur fig.3.4, on a utilisé une limitation de courant. On voit bien que le couple de démarrage ainsi que le courant sont limités par cette commande, ce qui permet de protéger la machine. Ainsi on peut choisir des gains plus grands pour les calculateurs sans risque d'endommager la machine, et on aura une réponse encore plus rapide aux perturbations. Sur Fig.3.5, on a fait une inversion de vitesse pour voir le comportement de la machine, on a gardé la limitation de courant dans ce cas. En effet lors de l'inversion l'appel de courant est très important.

Au final, on a fait une simulation avec variation de la résistance rotorique sur la figure 3.6, on voit bien que la machine garde sa vitesse de consigne. La régulation avec le théorème de stabilité de *Lyapunov* est robuste.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a utilisé le principe de la commande vectorielle pour commander deux machines asynchrones connectées en série. Pour y arriver, on a utilisé une certaine transposition

de phases qu'on a déduite de la matrice de découplage du modèle de la machine. Avec cette méthode, on a pu commander les deux machines de façon complètement indépendante. On a utilisé le théorème de *Lyapunov* pour faire une boucle de régulation de vitesse pour la commande vectorielle indirecte.

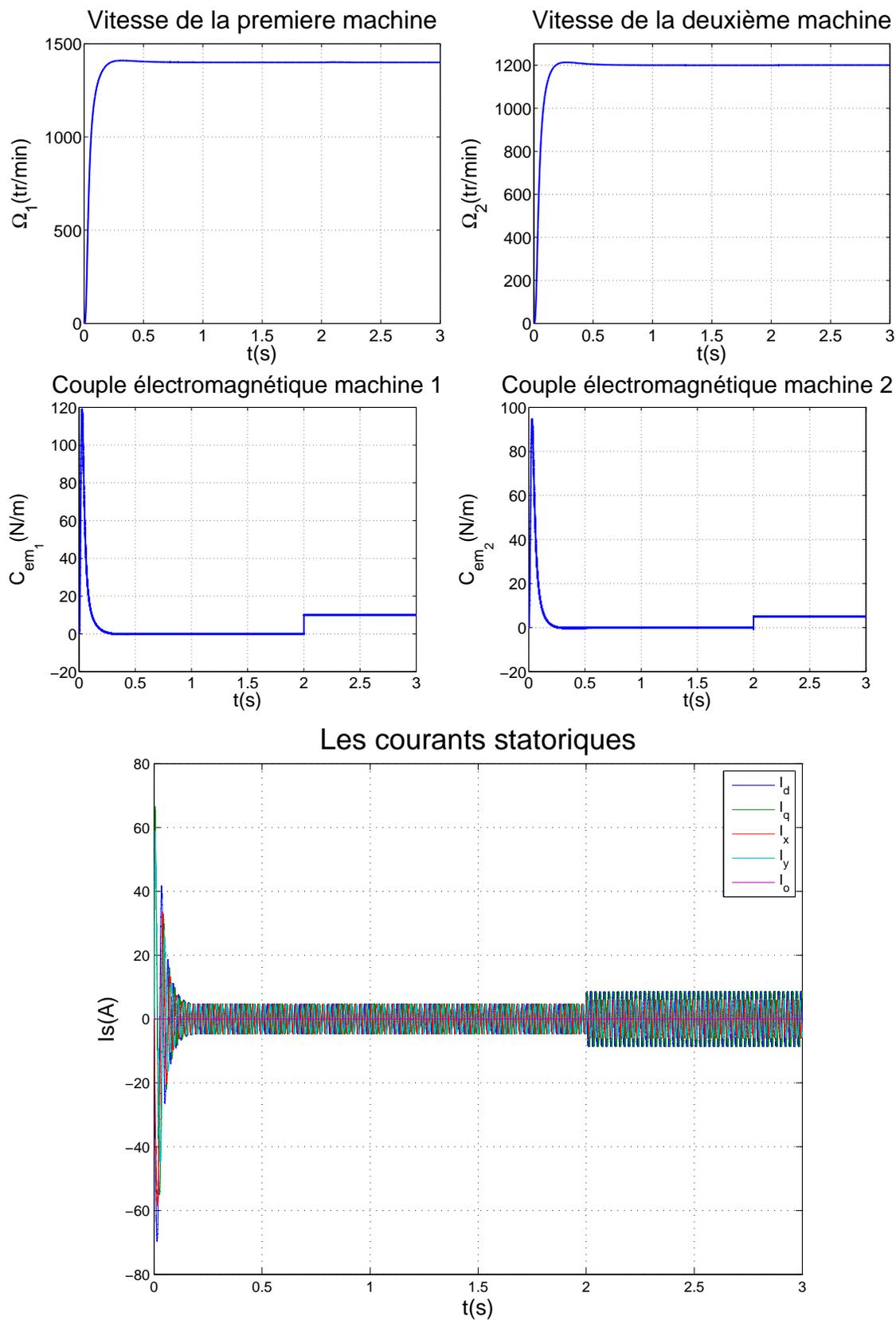


FIGURE 3.3: Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec application d'un couple résistant

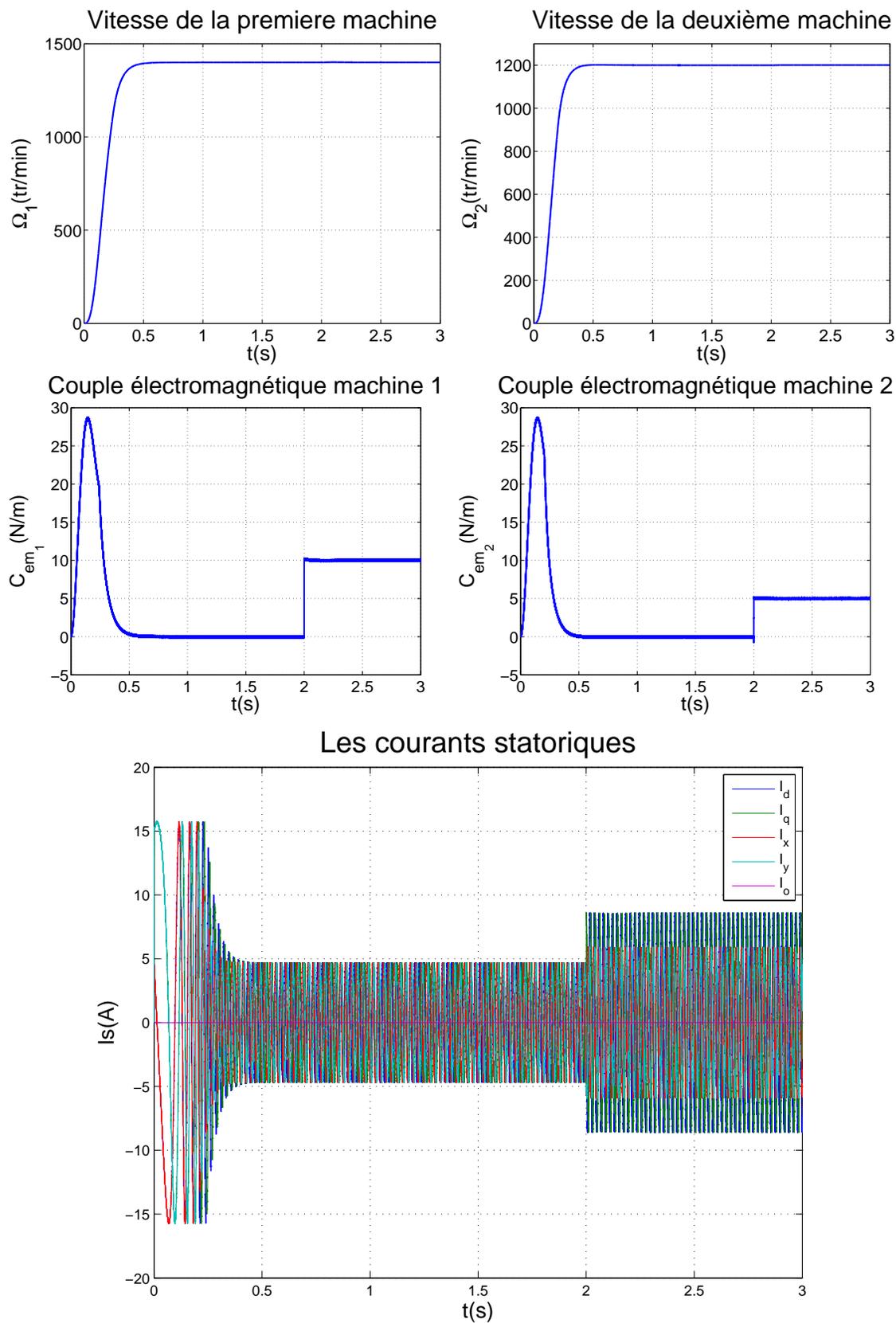


FIGURE 3.4: Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec limitation de courant

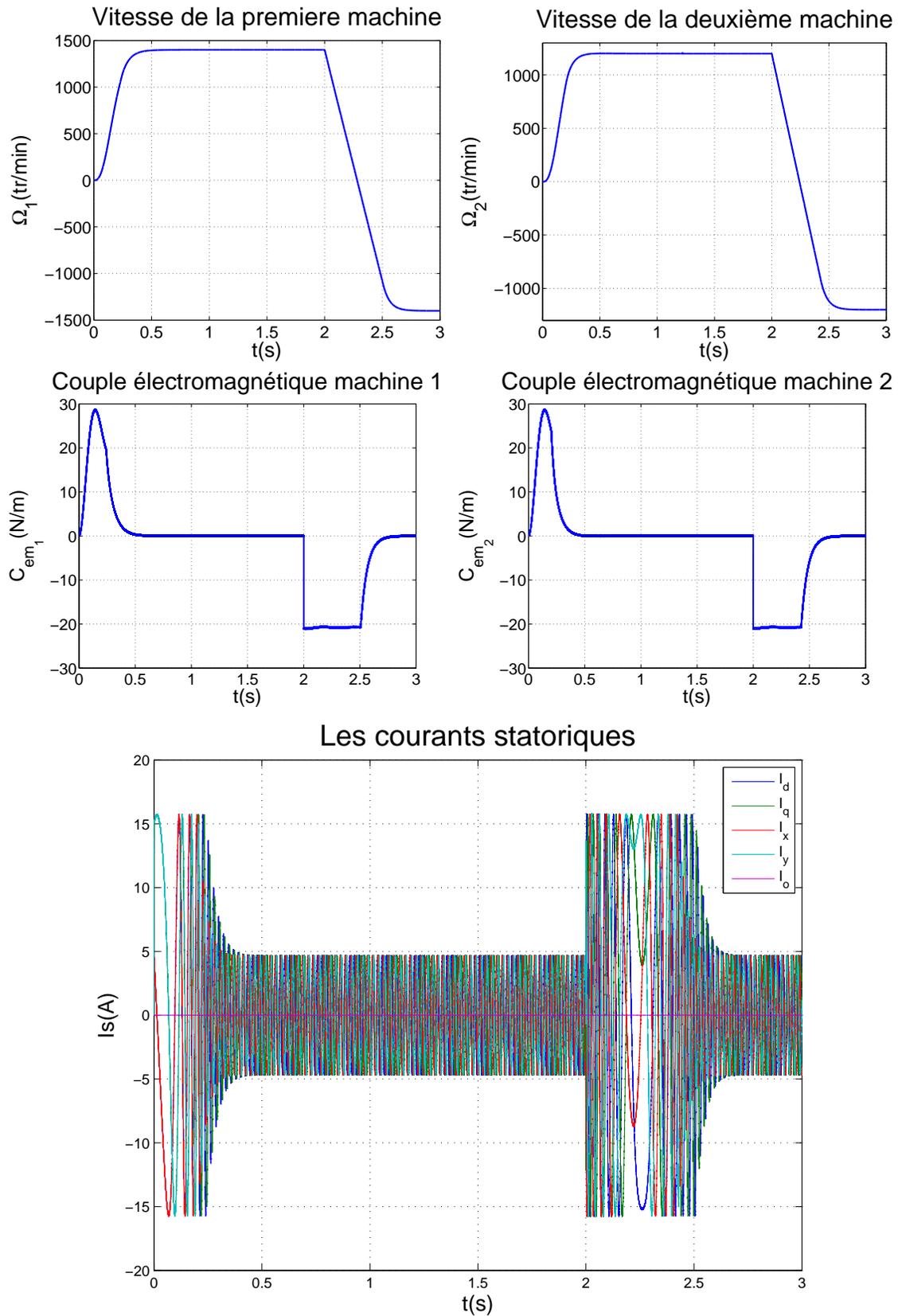


FIGURE 3.5: Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec inversion de vitesse

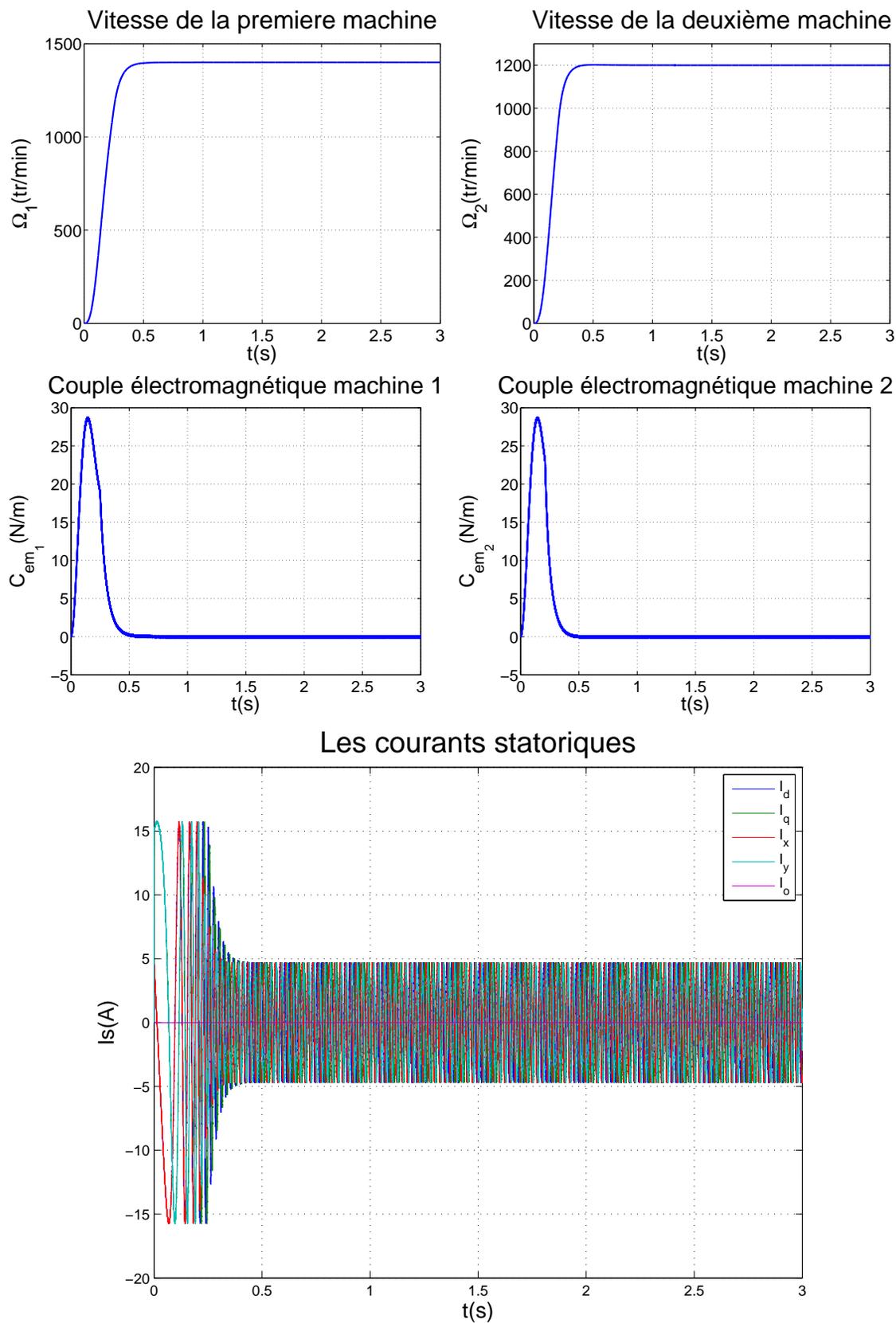


FIGURE 3.6: Simulation de la commande indirecte de deux machines en série avec variation de la résistance statorique

Conclusion générale

Dans ce travail, on s'est intéressé à la commande vectorielle d'un système composé de deux machines asynchrones pentaphasées montées en série alimentées par un onduleur trois niveaux.

Tout d'abord, on a commencé par décrire le modèle mathématique de la machine pentaphasée, qui prend une forme très complexe et fortement couplée dans la base naturelle, un tel système s'avère assez complexe à commander. C'est pour cela qu'on utilise la transformation de découplage généralisée qui nous donne un modèle avec des coefficients constants dans le temps et permet de réduire le nombre d'équations à manipuler.

Le modèle de la machine établi, on a appliqué le principe de l'orientation de flux rotorique, qui consiste à aligner l'axe " d " du repère tournant de *Park* avec le vecteur de flux rotorique, cette technique simplifie d'autant plus le modèle qui deviendra semblable à celui d'une machine à courant continu. L'élément clé de cette technique reste la détermination de la position du flux rotorique. On a fait une commande indirecte, donc on a estimé la position de flux. Cette méthode est moins robuste que la commande directe, mais elle a l'avantage d'être moins coûteuse et peut être utilisée sur toutes les machines asynchrones. On a rajouté une boucle de régulation, qui nous permet de commander la vitesse de la machine. La commande a été calculée en utilisant le théorème de stabilité de *Lyapunov*.

On a utilisé cette commande indirecte pour faire la commande de deux machines en série, pour ce faire on utilise des machines pentaphasées, car elles offrent un degré de liberté supplémentaire par rapport aux machines triphasées, moyennant une certaine transposition de phase. On a pu commander les deux machines de façon indépendante. La loi de commande a été calculée en utilisant la même procédure décrite pour une seule machine, appliquée sur chaque machine, donc on a 4 composantes de courant. Les résultats obtenus avec une commande indirecte sont très proches des résultats qu'on a eus en utilisant la commande directe, cependant cette technique reste très sensible par rapport à la résistance rotorique.

Annexe A

Paramètres de la machine étudiée

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée :

A.1 Paramètres électriques

Connection	étoile
Tension nominale	100V
Résistance du stator	1.26Ω
Résistance du rotor	1.03Ω
Inductance de fuite statorique	4.76mH
Inductance de fuite rotorique	1.70mH
Inductance magnétisante	151.5mH
Puissance électrique	2kW

A.2 Paramètres mécaniques

Moment d'inertie	0.04Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.0001SI

A.3 Paramètres électromagnétiques

Nombre de paires de pôles 2

Bibliographie

- [1] P.Degobert J.P.Hautier B.Robyns, B.François. *Commande vectorielle de la machine asynchrone*. Editions Technip, 2007.
- [2] F.Profumo H.A.Toliat E.Levi, R.Bojoi and S.Williamson. Multiphase induction motor drives. *The Institution of Engineering and Technology*, (4), July 2007.
- [3] REZAOUI Mohamed Mounir. *Commande d'un moteur asynchrone pentaphasé alimenté par convertisseur matriciel*. Mémoire magistère, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [4] Mukhtar Ahmad. *High Performance AC Drives : Modelling Analysis and Control*. Springer.
- [5] M.Jones E.Levi and S.N.Vukosavic. Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings. *IEEE*, (5), September 2003.
- [6] Andrzej M. Trzynadlowski. *The Field orientation principle in control of induction motors*. Boston : Kluwer academic publishers, 1994.
- [7] S.Mekhtoub. *Cours Régimes transitoires des machines électriques, 5ème année Electrotechnique*.
- [8] Petar Kokotović Miroslav Kristić, Ioannis Kanellakopoulos. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. Simon Haykin, 1995.
- [9] Emil Levi. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE transaction on power electronics*, 2004.
- [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.-Electr. Power Appl*, 2003.