

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département Génie Electrique
Laboratoire des Machines Electriques

Mémoire de Magister en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

**MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE PAR L'OPTIMISATION DU
NIVEAU DE FLUX DANS UNE MACHINE A INDUCTION COMMANDEE PAR
LA METHODE DE FLUX ORIENTE**

Par

M. KHERBOUCHE MOHAMED
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de L'USTHB

Soutenue publiquement le 13 Décembre 2005 devant le jury d'Examen

Président M ^f	R. IBTIOUEN	(professeur à ENP)
Rapporteurs	M ^f R. TAHMI	(chargé de cours à l'ENP)
	M ^{elle} A. BOUKHELIFA	(chargé de cours à l'USTHB)
Examineurs	M ^f O. TOUHAMI	(professeur à l'ENP)
	M ^f S. MEKHTOUB	(Maître de conférence à l'ENP)

Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Hassen Badie, El Harrach, Alger

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail

A mes chère parents,

A mon frère (Zohier) et mes sœurs (Faiza et Lynda).

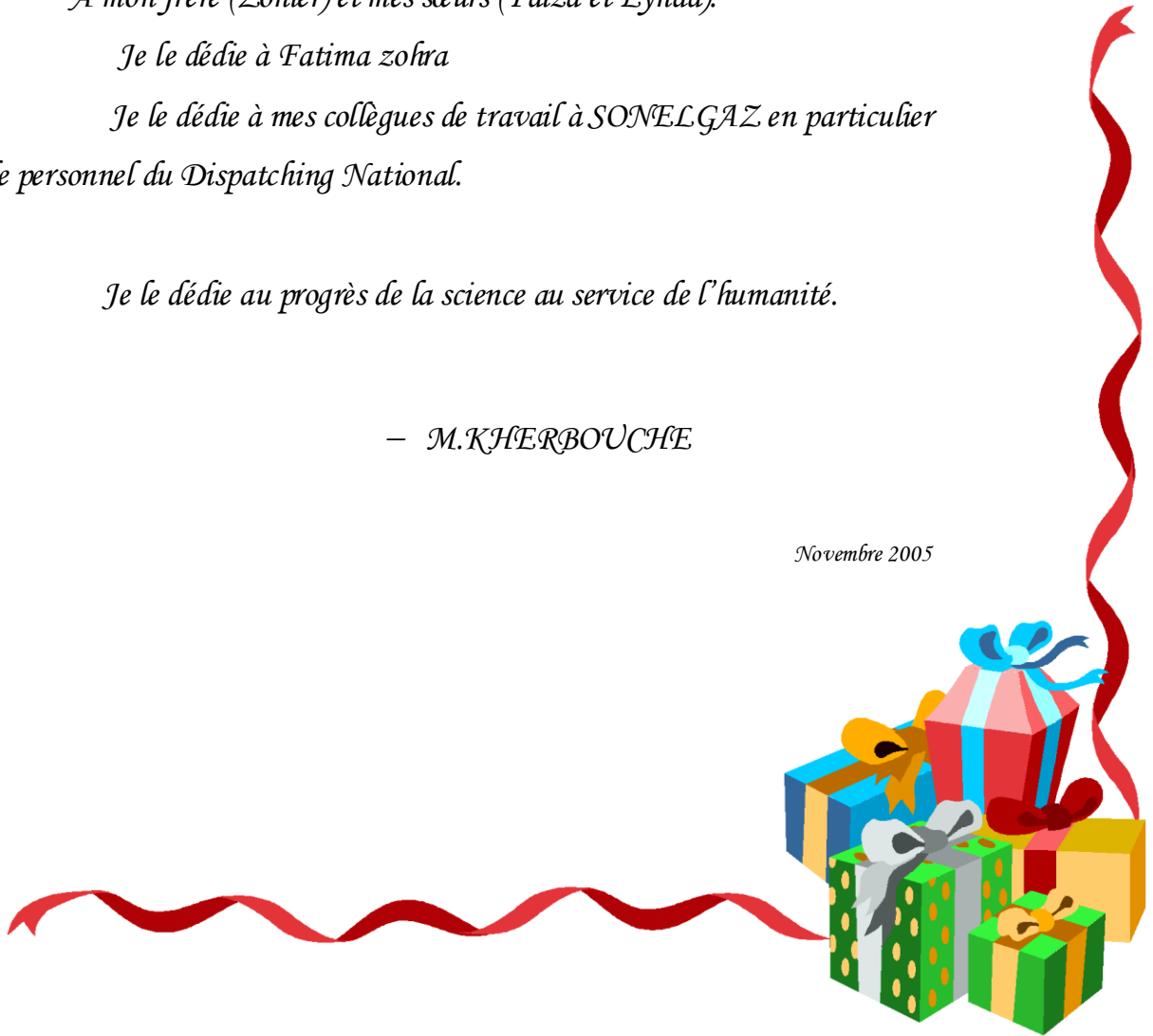
Je le dédie à Fatima zohra

*Je le dédie à mes collègues de travail à SONELGAZ en particulier
le personnel du Dispatching National.*

Je le dédie au progrès de la science au service de l'humanité.

– M.KHERBOUCHE

Novembre 2005



Avant propos



Je tiens profondément à remercier tout d'abord DIEU l'unique qui a permis à ce travail de voir la lumière.

*Les travaux de recherche dans le cadre de ce mémoire sont effectués au sein du Laboratoire de Machines Electriques du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous La direction de Mr **R. TAHMI** chargé de cours à l'ENP et Melle **A. BOUKHELIFA**, Chargé de cours à l'USTHB.. Ces derniers trouveront ici le témoignage de ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour leurs soutiens, conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer, et leurs apports sur le plan scientifique et personnel tout le long de ce travail.*

*Je remercie très vivement Mr **R. Ibtouen**, Professeur à l'Ecole nationale polytechnique d'Alger, pour son apport personnel et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.*

*Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Mr **O. Touhami**, Professeur à l'Ecole Nationale polytechnique d'Alger et Mr **S. MAKHTOUB**, Maître de conférence dans le même établissement d'avoir accepté de participer à ce jury.*

*Mes remerciements vont également à Mr **M. Manaa**, Maître Assistant à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B), et **K. YAZID** chargé de cours dans la même Université pour leurs aide constante et amicale qu'ils m'ont apportée tout au long de ce travail*

Mes remerciements vont également :

Plusieurs personnes ont contribuées de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, je ne serais les nommer toutes, mais je tiens à leurs exprimer mes vives remerciements.



SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre I : MODELISATION DE LA COMMANDE A INDUCTION

I-1. INTRODUCTION.....3

I-2 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE A INDUCTION.....3

I-2.1 Equations de la machine à induction en régime linéaire.....4

I-2.2 Transformation de Park.....6

I-2.3 Choix du référentiel.....10

I-2.3.1 Référentiel lié au champ tournant.....10

I-3 CAUSES DE VARIATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE
ASYNCHRONE12

I-3.1 Variation des résistances.....12

I-3.1.1 Effet thermique.....12

I-3.1.2 Effet pelliculaire.....13

I-3.2 Variation des inductances.....13

I-4 CONCLUSION13

Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE A INDUCTION

II-1. INTRODUCTION.....14

II-2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE14

II- 3. METHODE DE CONTROLE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE16

II-3.1 Méthode Directe.....17

II-3.2 Méthode indirecte.....17

II- 4 STRUCTURE D'UNE ALIMENTATION PAR ORIENTATION DU FLUX.....17

II- 5 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX
ROTORIQUE.....18

II- 6 SIMULATION NUMERIQUE.....22

II-7 COMMANDE VECTORIELLE A NIVEAU DE FLUX VARIABLE.....25

II-7.1 Introduction.....25

II-8 PRINCIPE DE LA COMMANDE A FLUX VARIABLE.....25

II-8.1 Principe.....25

II-9 CHOIX DE LA PLAGE DE VARIATION DU NIVEAU DE FLUX DANS LA MACHINE POUR LE FONCTIONNEMENT A NIVEAU DE FLUX VARIABLE.....26

II.10 CONCLUSION.....26

Chapitre III : MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE DANS UNE MACHINE A INDUCTION PAR L'OPTIMISATION DU NIVEAU DU FLUX

III-1 INTRODUCTION.....28

III-2 EQUATION DU COURANT STATORIQUE.....28

III-3 CHOIX DU CRITERE.....29

III-4 MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE EN REGIME PERMANENT...29

III-5 RESULTATS DE SIMULATION.....31

III-6 COMPARAISON AVEC LA METHODE CLASSIQUE A FLUX NOMINAL34

III-6.1 Interprétation des résultats de la simulation.....39

III-7 SENSIBILITE DE LA COMMANDE VIS A VIS DE VARIATION DES PARAMETRES.....39

III-7.1 Interprétation des résultats de la simulation.....42

III-8 CONCLUSION.....42

Chapitre IV : MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE PAR LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE

IV-1 INTRODUCTION.....44

IV-2 MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE PAR LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE.....44

IV-3 CONTRAINTE SUR LES VARIABLES45

IV-4 ORGANISATION DU PROGRAMME.....46

IV-5 APPLIQUATION DE LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE A LA COMMANDE.....50

IV-6 SIMULATION NUMERIQUE.....51

IV-7 COMPARAISON DES RESULTATS DE SIMULATION DAS LE CAS DE L'OPTIMISATIONLE EN REGIME PERMANENT ET LA ROGRAMMATION DYNAMIQUE.....	54
IV-7.1 Interprétation des résultats de simulation.....	59
IV-8 SENSIBILITE DE LA COMMANDE VIS A VIS DE VARIATION DES PARAMETRES.....	59
IV-8.1 Interprétation des résultats de simulation.....	62
IV-9 CONCLUSION.....	62
CONCLUSION GENERALE.....	63
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	66



*INTRODUCTION
GENERALE*

INTRODUCTION GENERALE

Initialement, le moteur à courant continu a été privilégié pour le choix d'un groupe « convertisseur statique – machine électrique ». Les équations caractéristique de son fonctionnement se prêtent particulièrement bien à une commande dynamique rapide, précise et moins coûteuse que celle d'une machine à courant alternatif. Néanmoins, ce moteur présente intrinsèquement une faiblesse liée à son collecteur mécanique. En effet, ce collecteur augmente l'encombrement de la machine, ainsi que son coût de fabrication et d'entretien. Il limite aussi sa vitesse de rotation, et pose des difficultés d'utilisation pour les très grandes puissances [1].

Les différents inconvénients du moteur à courant continu ont orienté le choix d'un servomoteur vers les servomoteurs à commutateur électronique. L'absence de collecteur mécanique dans un moteur synchrone à aimant permanent assure sa robustesse, et grâce à l'auto pilotage, sa commande devient similaire à celle d'un moteur à courant continu. Mais l'utilisation des aimants au rotor augmente le coût de ce type de machine et trouve ses limites dans des conditions de fonctionnement sévères : température élevées ou surcharges importantes. A ces inconvénients s'ajoute aussi le phénomène encore mal connu du vieillissement des aimants permanents utilisés dans les machines synchrones [4] [5] [6][7][8].

Ces pourquoi, on s'oriente vers la machine asynchrone à cage d'écureuil, de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et en entretien. De plus, elle supporte des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 ou 7 fois son couple nominal.

Par contre, il faut reconnaître que sa commande en vitesse variable est plus complexe que celle d'une machine synchrone. En effet, une des caractéristiques de ce moteur est qu'il ne fournit aucun renseignement direct les courant induits au rotor. Mais on peut remédié aujourd'hui à cet inconvénient, grâce à l'essor de l'électronique, par une bonne élaboration d'estimateur en temps réel des grandeurs non mesurables de la machine.

Ainsi la machine asynchrone à cage associée à son convertisseur statique avec son organe de commande numérique offre une solution de plus en plus avantageuse en termes financiers, de longévité et de performances dynamiques. Ceci explique l'utilisation croissante de cette machine dans l'industrie [1].

Notre travail a consisté à optimiser la commande de la machine asynchrone dans le but de réduire son courant statorique au minimum. L'utilisation courante de cette machine dans le cas des puissances élevées, donne une importance particulière à cette étude. Cette

optimisation est faite par le choix de l'état magnétique dans la machine en considérant les deux régimes de fonctionnement : permanent et transitoire.

Associé à son onduleur autonome, le moteur asynchrone peut être commandé par différentes lois [9]. La non linéarité de son modèle de fonctionnement exige une commande complexe. Dans l'objectif d'utiliser une stratégie de commande la plus simple possible, nous proposons de commander notre machine de la même façon qu'un moteur à courant continu à excitation séparée avec un contrôle découplé du couple et du flux. Parmi les techniques existantes pour commander une machine asynchrone, on peut utiliser la méthode dite à flux orienté [10]. Celle-ci semble actuellement avoir la capacité d'obtenir de la machine asynchrone les meilleures performances dynamique, tout en ayant une loi de commande de mise en œuvre simple.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone, cette modélisation a pour objectif d'aboutir à un modèle adapté à la commande.

Dans le deuxième chapitre sera décrit le modèle de la machine asynchrone dans le repère tournant lié au flux rotorique. Ensuite nous utiliserons ce modèle pour décrire la méthode utilisée pour commander la machine. En régime permanent, les grandeurs caractéristiques de la machine sont constantes dans un régime lié au champ tournant. C'est pourquoi nous réaliserons l'asservissement des ces grandeurs (flux, courant) dans le repère lié au flux rotorique.

La minimisation des courants statoriques en régime permanent sera abordée dans le troisième chapitre. On cherchera à optimiser le niveau de flux magnétique au rotor en s'appuyant sur une stratégie d'optimisation que nous allons proposer. Une comparaison entre la méthode classique (à flux constant) et cette méthode sera présentée. La sensibilité de la commande à flux optimal vis-à-vis des variations des paramètres de la machine sera abordé dans ce chapitre.

Le quatrième chapitre est consacré à l'optimisation des courants statoriques en régime transitoire. C'est la programmation dynamique qui sera utilisée pour réaliser cette optimisation. Pour voir les performances de cette méthode d'optimisation, nous l'avons comparé avec la méthode à flux variable en régime permanent. L'effet de variation des paramètres sur la robustesse de la commande sera abordé également dans ce chapitre.

*MODELISATION DE
LA MACHINE A
INDUCTION EN
REGIME LINEAIRE.*

I-1 INTRODUCTION

La machine à induction comme actionneur, est l'un des plus complexes à commander puisque le couple que développe cette machine dépend des courants évoluant dans la cage. Ces courants sont, par construction de la machine, inaccessibles.

Cette machine est un système complexe, non linéaire, avec un couplage entre les variables principales. Cette non linéarité et cette complexité des propriétés dynamiques du système exigent une commande complexe. Ceci nous conduit à chercher une commande aussi simple que possible, dans le but de commander notre machine de la même façon qu'un moteur à courant continu à excitation séparée avec un contrôle découplé du couple et du flux. Une des méthodes les plus utilisées et des plus performantes est la commande vectorielle par orientation du flux [1][2][3].

Pour simuler et commander la machine à partir des équations dynamiques, on se base sur certaines hypothèses simplificatrices :

- On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice (structure sinusoïdale).
- On suppose le circuit magnétique parfaitement feuilleté : seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- Les variations des résistances R_s et R_r en fonction de la température sont très lentes à l'échelle des autres grandeurs

I-2 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE A INDUCTION

La figure (I-1) décrit les trois enroulements statoriques sur les axes statoriques (A, B,C), et les enroulements rotoriques qui représentent la cage sur les axes rotoriques (a,b,c). Le repère diphasé fixe du stator est représenté par les deux axes α et β .

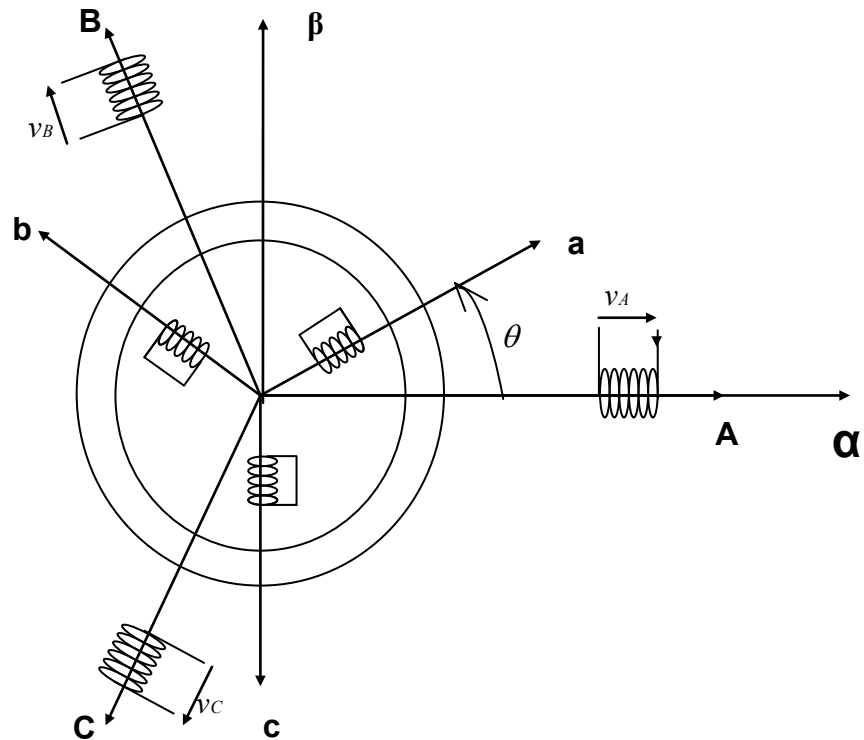


Figure I-1 : Représentation schématique de la machine à induction

I-2.1 EQUATIONS DE LA MACHINE A INDUCTION EN REGIME LINEAIRE

Les enroulements des trois phases statorique et rotorique dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en figure (I-1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique A et la phase rotorique a.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I-1)$$

Pour les 3 phases statoriques on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{ABCS}] = R_s [i_{ABCS}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{ABCS}] \quad (I-2)$$

La résistance statorique étant la même pour les 3 phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

De même pour le rotor :

$$[V_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases .

Exemple : cas de la phase A du stator :

$$\varphi_{AS} = l_S i_{AS} + m_S i_{BS} + m_S i_{CS} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{I-4})$$

En écriture matriciel elle donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{AS} \\ \varphi_{BS} \\ \varphi_{CS} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_S & l_S & m_S & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_S & m_S & l_S & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_2 & m_1 & m_3 & m_r & l_r & m_r \\ m_3 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{AS} \\ i_{BS} \\ i_{CS} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-5})$$

Ou :

l_S est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_S est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phases statorique et une phase rotorique.

$$m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \quad (\text{I-6})$$

$$m_2 = m_{sr} \cos(\theta - 2\pi / 3) \quad (\text{I-7})$$

$$m_3 = m_{sr} \cos(\theta + 2\pi / 3) \quad (\text{I-8})$$

Ce modèle présente certains inconvénients :

- Les éléments de la matrice $[M]$ ne sont pas constants, ils dépendent de l'angle de rotation θ_r du rotor.

- Les matrices sont d'ordre six (système à six équations), ce qui augmente considérablement la taille de mémoire et le temps de calcul. Ceci nous conduit à considérer le modèle triphasé-biphasé suivant.

I-2.2 TRANSFORMATION DE PARK

Pour résoudre le problème posé par la dépendance des inductances mutuelles de l'angle de rotation, on transforme le système initial d'équations. Pour cela on change les variables réelles de la machine tout en gardant le principe de l'invariance de la puissance [1][4][5][6][7].

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé -diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère ABC vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère ABC (Figure I-1), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park (Figure I-2).

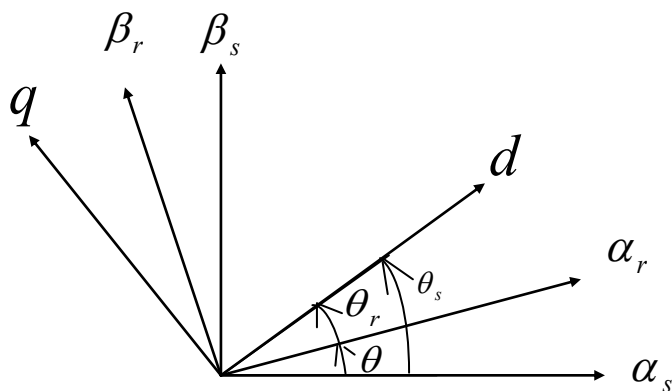


Figure I-2 Transformation de R. H Park

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (I-9)$$

On peut définir une matrice $[P_1]$ qui nous permet de passer des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes $X_{\alpha\beta 0}$ du système diphasé, tournant à la même vitesse (repère stationnaire) :

Les grandeurs statoriques sont transformées de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Sous la forme condensée : $[X_{\alpha\beta 0}] = [P_1] \cdot [X_{abc}]$.

Avec :

$$[P_1] = \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

A partir de la figure (I,2), on peut faire le passage des variables physiques liées au stator (α_1, β_1) et au rotor (α_2, β_2) à des variables de calcul correspondant à un système de coordonnées (d, q) tournant à la vitesse: $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$. On peut donc définir une matrice $[P_2]$ qui permet le passage du repère (α, β, o) au repère (d, q, o) tel que :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Sous la forme condensée : $[X_{dq0}] = [P_2][X_{\alpha\beta 0}]$.

Avec :

$$[P_2] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans la théorie de **PARK**, on utilise la transformation unique permettant le passage direct du système triphasé au système diphasé tournant, cette transformation est notée par $[P]$ d'où :

$$[P] = [P_1].[P_2].$$

Alors :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Avec : $[P(\theta)]$ appelée matrice de **PARK** normalisée.

Sous la forme condensée en à :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)].[X_{abc}].$$

D'où :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}.$$

Les équations des tensions deviennent :

$$[v_{dqs}] = [P(\theta_s)] [v_{ABC}] \quad (\text{I-14})$$

$$[v_{dqr}] = [P(\theta_r)] [v_{abc}] \quad (\text{I-15})$$

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqs} \\ \varphi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

Pour les flux :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

et les tensions :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

A son tour le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{I-19})$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{I-20})$$

Avec:

J : Moment d'inertie

C_r : Couple résistant

C_f : Couple de frottement

$$\text{avec } C_f = k_f \Omega_r$$

k_f : Coefficient de frottement

I-2.3 CHOIX DU REFERENTIEL

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de PARK θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ de tournant.

Le champ tournant est créé par le bobinage statorique qui tourne au synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. Le vecteur champ tournant permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quant à lui est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui « glisse » par rapport au champ tournant. Mais en régime permanent, les deux flux statorique et rotorique tournent à la même vitesse au synchronisme [1][5].

I-2.3.1 Référentiel lié au champ tournant

On se place dans un repère lié au champ tournant :

Notons que $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ est la pulsation statorique. De même, nous noterons $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$ la pulsation mécanique.

Nous pouvons alors écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (I-21) \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{array} \right. \quad (I-22)$$

En manipulant les équations (I-21) et (I-22) on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_s \left(\sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \right) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_s \left[\frac{M}{L_r} \varphi_{dr} + \sigma L_s i_{ds} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} - \omega_{sl} \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (I-23)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Pour commander et observer le comportement de la machine asynchrone, une représentation d'état est nécessaire. Pour cela nous avons considéré le vecteur d'état qui est constitué des courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}), des flux rotoriques ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) et la vitesse de rotation (Ω_r).

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I-24)$$

Avec:

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

$$A = \begin{bmatrix} R_s + \left(\frac{M^2}{L_r T_r} \right) & \omega_s & \frac{M}{L_r T_r} & \frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{\omega_s}{\sigma L_s} & R_s + \left(\frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{M \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{L_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

C'est ce modèle que nous utiliserons par la suite. Certains résultats de simulation sont donnés par les travaux [1][4][5][8].

I-3 CAUSES DE VARIATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE

ASYNCHRONE

I-3.1 Variations des résistances

L'échauffement des enroulements et des barres du rotor provoque un accroissement respectivement des résistances statoriques et rotoriques. On sait effectivement que la résistivité d'un conducteur varie avec la température ; elle augmente avec la température dans la plupart des cas, et on peut en général représenter sa variation par la relation suivante :

$$R = R_0 (1 + \alpha T) \quad (I-27)$$

Ou α est le coefficient de température et T la température en degré Celsius. Dans le cas de la machine à induction, les enroulements statoriques sont en cuivre, le coefficient α vaut alors $4,1.10^{-3}$ et les barres rotoriques en aluminium $\alpha = 4.10^{-3}$. Pour ces deux matériaux le coefficient de température est proche de la valeur utilisée par [12].

I-3.2 Effet pelliculaire

La résistance des barres augmente avec la valeur de la fréquence des courants rotoriques. Une augmentation de la fréquence entraîne un refoulement des courants à la périphérie des barres. La variation de la résistance des barres est calculée numériquement à l'aide d'une méthode d'éléments finis [12].

Dans notre simulation nous avons travaillé avec une fréquence industrielle de 50Hz ce qui nous permet de négliger ce phénomène [5][12]. Néanmoins, le but de cette commande est de contrôler à tout instant le glissement de la machine donc de la fréquence des courants rotoriques. Dans ces conditions, la fréquence ne dépasse pas quelques Hz, quelque soit le couple. Il n'est pas nécessaire de prendre en considération ce phénomène dans le modèle de la machine asynchrone [5][12].

I-3.3 Variations des inductances

La variation des inductances est causée par la saturation des matériaux ferromagnétiques de la machine. La dynamique de cette variation et celle des courants ne peut être considérée comme lente [12].

I-4 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de présenter une description mathématique de différentes grandeurs de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère à deux axes. Cette modélisation nous a montré un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique en charge quand cette machine est alimentée par une source de tension. Ce qui rend la commande de la machine compliquée et les performances dynamiques plutôt médiocres.

Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre le contrôle de flux et du couple indépendant afin d'améliorer leurs performances en régime dynamique. La solution la plus appropriée est d'orienter le flux désiré suivant l'axe directe « d » du référentiel (d, q) tournant à la vitesse du synchronisme. Le chapitre suivant nous servira à présenter les principales méthodes de commande basées sur ce principe.



*COMMANDE
VECTORIELLE DE
LAMACHINE A
INDUCTION*

II.1 INTRODUCTION

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu au chapitre I (I.19) que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants.

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du couple et du flux rend sa commande aisée. On se trouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieur de la machine de celui du couple. Elle s'embles avoir la capacité d'obtenir de la machine asynchrone les meilleures performances dynamiques, tout en ayant une loi de commande de mise en œuvre simple [1][4].

A l'exception du cas de la désexcitation, on peut dire que la machine asynchrone fonctionne quasiment toujours à flux nominal, de manière à garantir à tout instant les meilleures performances dynamiques. Nous montrerons ici qu'un fonctionnement à flux variable permet d'améliorer et d'optimiser en régime établi un certain critère choisi sans dégrader significativement les performances dynamiques [1][12].

II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La commande vectorielle est basée sur la notion élémentaire de l'électromagnétisme : « la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par vecteur champ [4][9].

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

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

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

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi \\ \varphi_q = 0 \end{cases}$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [1][4][5]

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

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

L'équation mécanique est exprimée comme suit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (\text{II.2})$$

Le couple électromagnétique de la machine s'écris alors :

$$C_e = p \left(\frac{M}{L_r} \right) \varphi_{dr} i_{qs} \quad (\text{II.3})$$

Le couple est maximal à tout instant car le courant d'induit i_{qs} et l'inducteur i_{ds} sont toujours perpendiculaires (figure II.1) et peuvent être commandés indépendamment, on déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone sera similaire à celui de la Machine à courant continu à excitation séparée

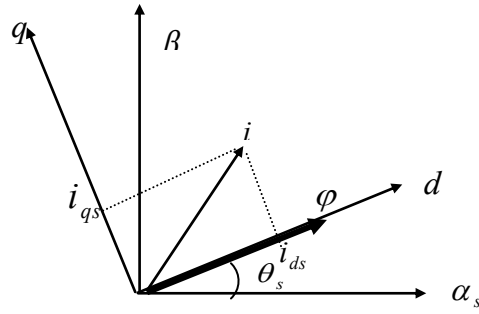


Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle

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

$$\begin{cases} v_{ds} = (R_s + P\sigma L_s)i_{ds} + P\frac{M}{L_r}\varphi_r - \omega_s\sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + P\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s\sigma L_s i_{ds} \\ \varphi_r = \frac{M}{1+PT_r}i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r}\varphi_r \end{cases} \quad (II.4)$$

En régime permanent nous exprimons le flux rotorique par :

$$\varphi_r = Mi_{ds} \quad (II.5)$$

II. 3 METHODE DE CONTROLE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position du flux à orienté à tout instant et de faire coïncider avec l'axe directe « d » tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux θ_s ainsi que son amplitude $|\varphi_r|$:

- La commande directe ou cet angle est mesuré électriquement [9][13][14][15]
- La commande indirecte ou cet angle est estimé à partir d'une relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté [16][17][18][19][20][21][22]

II.3.1 Méthode directe

Cette méthode est basée sur la mesure directe de la position et l'amplitude du flux à orienté. L'utilisation des capteurs de flux rend cette méthode moins utilisée car ces derniers devraient être installés au moment de la fabrication de la machine ; en outre, leurs utilisations nécessitent, pour les traitements de signaux des appareils très fragile et coûteux. Les avantages du moteur asynchrone, simplicité et robustesse ainsi que son faible coût, sont alors perdus [20][21][23].

II.3.2 Méthode indirecte

L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais, seulement, sa position [20][21] ; c'est pourquoi cette méthode est la plus utilisée, comme illustre certain travaux [18][24][25][26][27][28].

II.4 STRUCTURE D'UNE ALIMENTATION PAR ORIENTATION DU FLUX

La machine asynchrone présente une structure non linéaire et fortement couplée. Elle peut être découplée en alimentant celle-ci par une source de tension commandée par le bloc à flux orienté. Cette structure de commande est obtenue par inversion de l'un des modèles de la machine par orientation du flux [5]. Afin de montrer qu'effectivement la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage des grandeurs réelles de la machine asynchrone alimentée en tension (couple et flux), nous proposons le schéma de commande représenté à la Figure II.2.

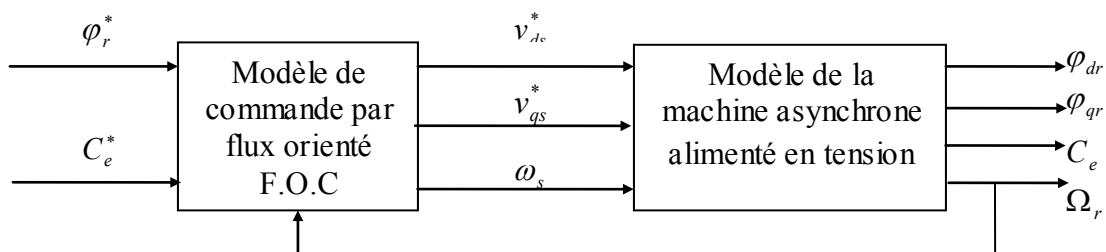


Figure II.2 : Schéma de la structure d'une commande par flux orienté (FOC)

II.5 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

Le principe de cette commande est donné par le schéma ci-dessous

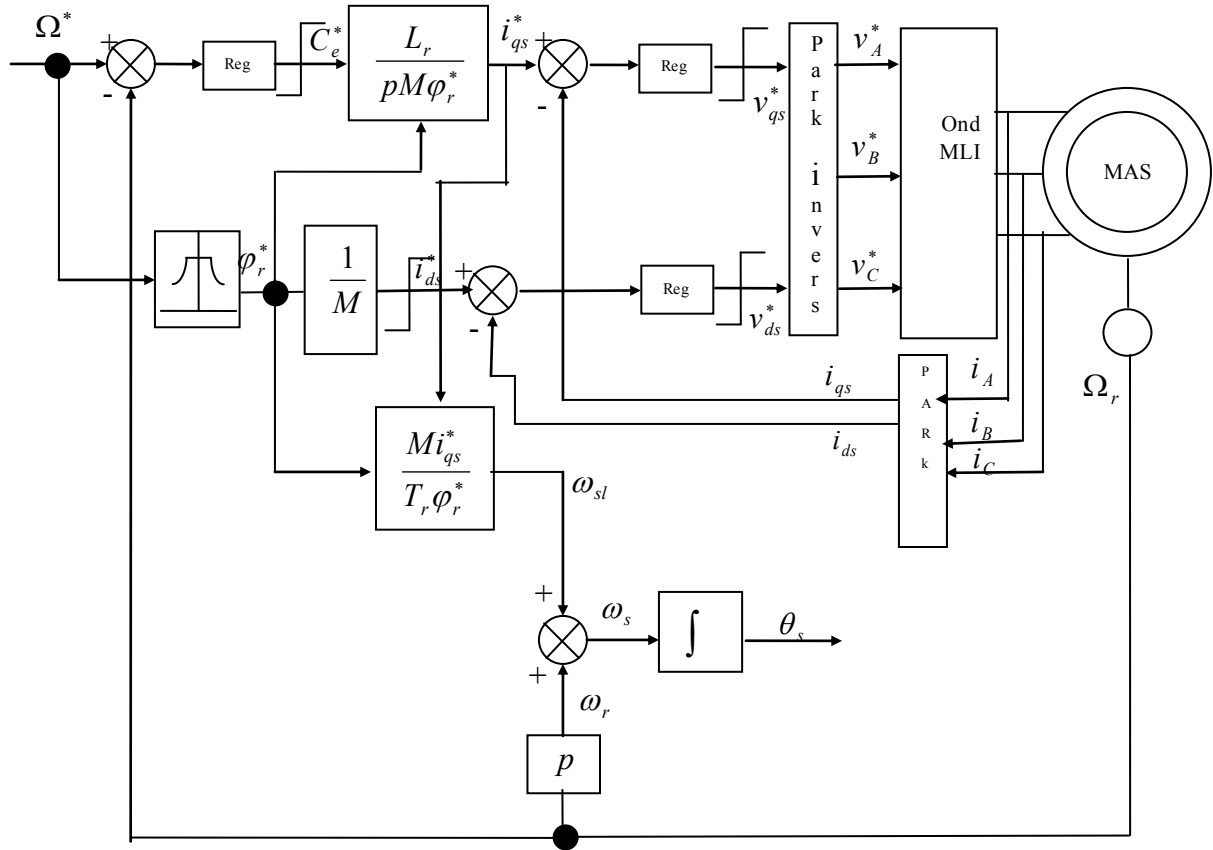


Figure II.3 : Schéma bloc de la commande indirecte avec régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante : $\theta_s = \int \omega_{sl} dt + \theta_r$.

La figure II.3 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{ds} et i_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence i_{qs}^* . Ce dernier est

comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence v_{qs}^* .

On parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{ds} . Le courant i_{ds}^* est calculé à partir du flux à imposé. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « dé fluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximale que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de dé fluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique ou l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale.

La sortie du régulateur de i_{ds} donne la tension de référence v_{ds}^* . Les deux tensions de références v_{ds}^* et v_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $v_{\alpha s}^*$ et $v_{\beta s}^*$, à l'aide de la transformation de Park.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs v_A^* , v_B^* et v_C^* .

Après transformation de PARK des courants i_A , i_B et i_C nous obtenons les courants i_{ds} et i_{qs} , qu'on utilise pour la régulation des courants.

En parallèle, la pulsation statorique puis l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique Ω_r et du calcul de la pulsation du glissement ω_{sl} . C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverses.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées, on voit apparaître principalement deux paramètres : M et T_r . Ils lient le flux rotorique et le courant i_{ds} qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer θ_s .

Une surestimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique conduisent respectivement à une surexcitation ou une sous-excitation de la machine. Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer. Il en résulte une dégradation des performances dynamiques, voire une instabilité du système. On perd alors le contrôle vectoriel. Cette dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine peut être réduite en utilisant une commande directe [4]

Par rapport au schéma (figure II.3), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes dq complètement découplés.

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement par rapport à i_{ds} et i_{qs} s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = (R_s + p\sigma L_s)i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s + p\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \varphi_r = \frac{M}{1 + pT_r} i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

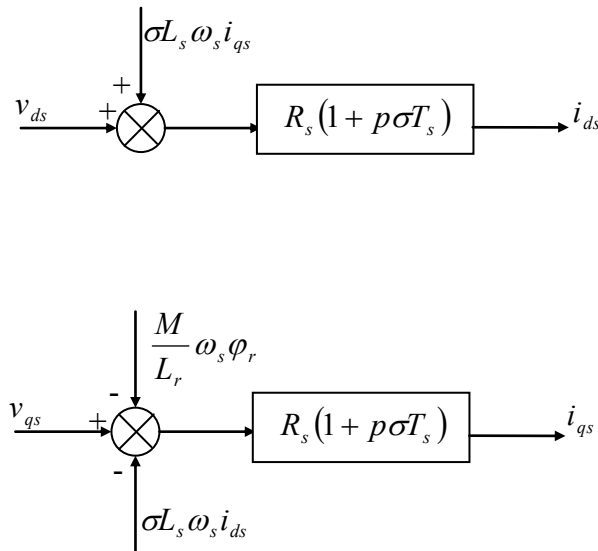


Figure II.4 : Modèle de la machine

Les termes $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r$ et $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes dq .

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulations d'axes d et q comme le montre la figure II.5.

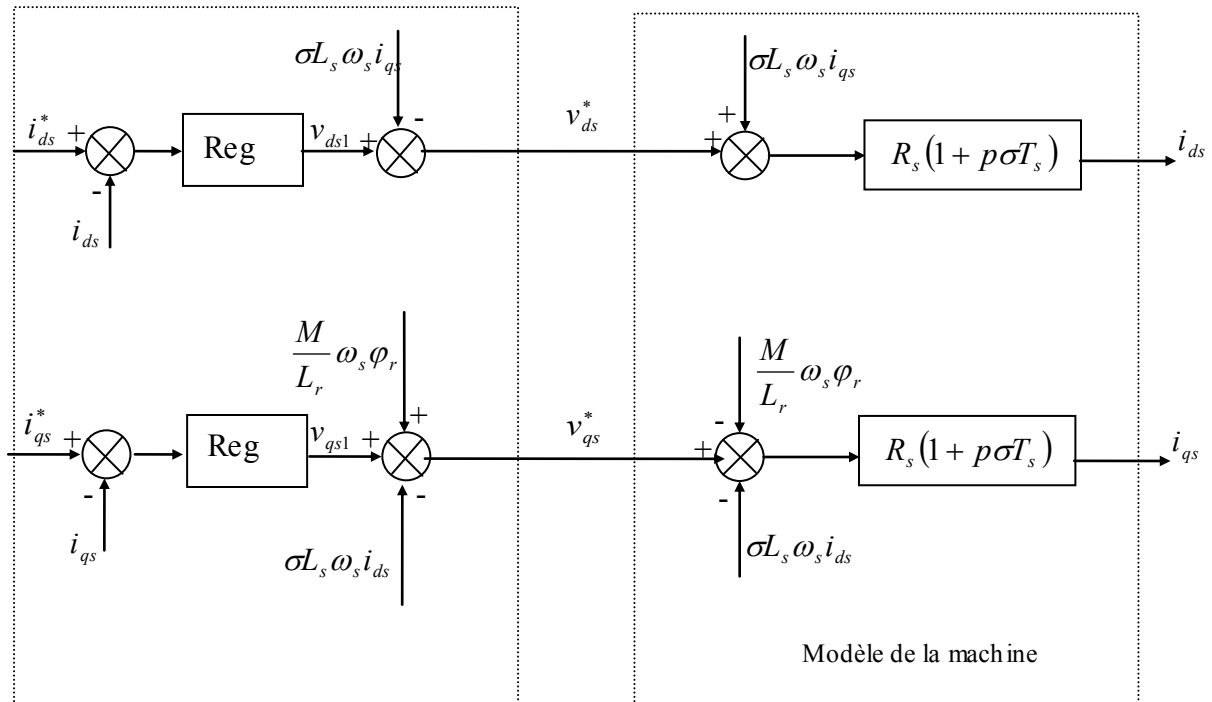


Figure II.5 : Découplage par addition des termes de compensation

On abouti alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

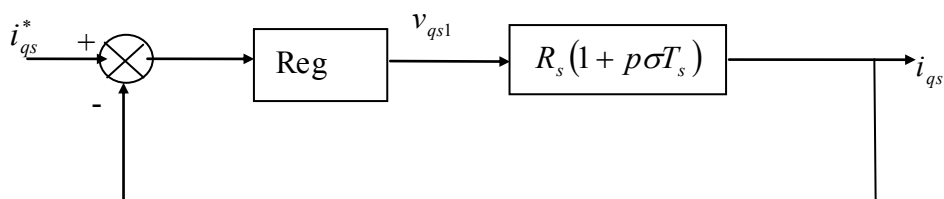


Figure II.6 : Boucle de régulation i_{qs} après découplage

II.6 : SIMULATION NUMERIQUE

La simulation est effectuée en utilisant le logiciel MATLAB

Les performances dynamiques d'un système d'actionnement utilisant une machine asynchrone sont caractérisées par la rapidité de sa réponse vis-à-vis du changement de la consigne et sa robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures (charge).

Le but assigné est de déterminer, par des simulations les performances globales que l'on peut obtenir avec la commande étudiée. Les paramètres de la machine utilisées en simulations sont tirés de la référence [11]. Le comportement vis-à-vis de la variation de la consigne de vitesse et de la charge seront ainsi examinés.

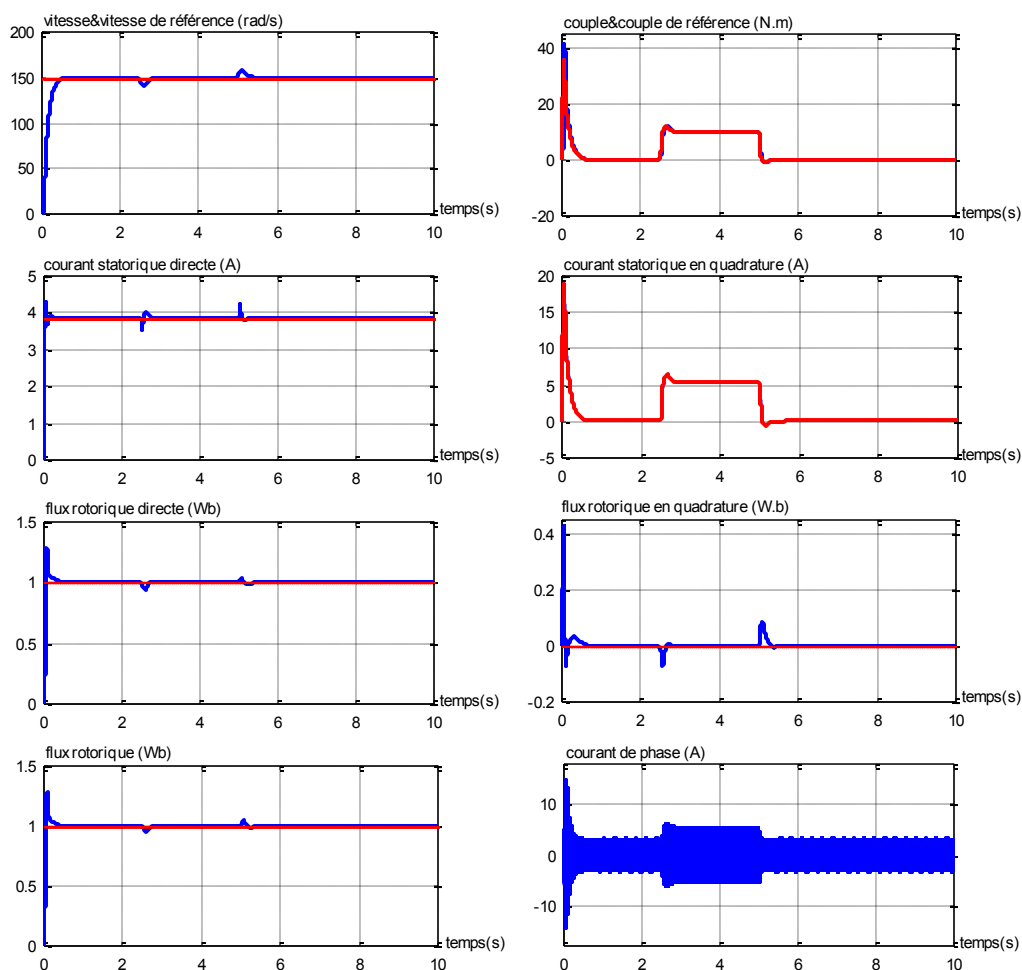


Figure II.7 : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux constant pour Une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application d'un couple de charge à $t=2.5s$

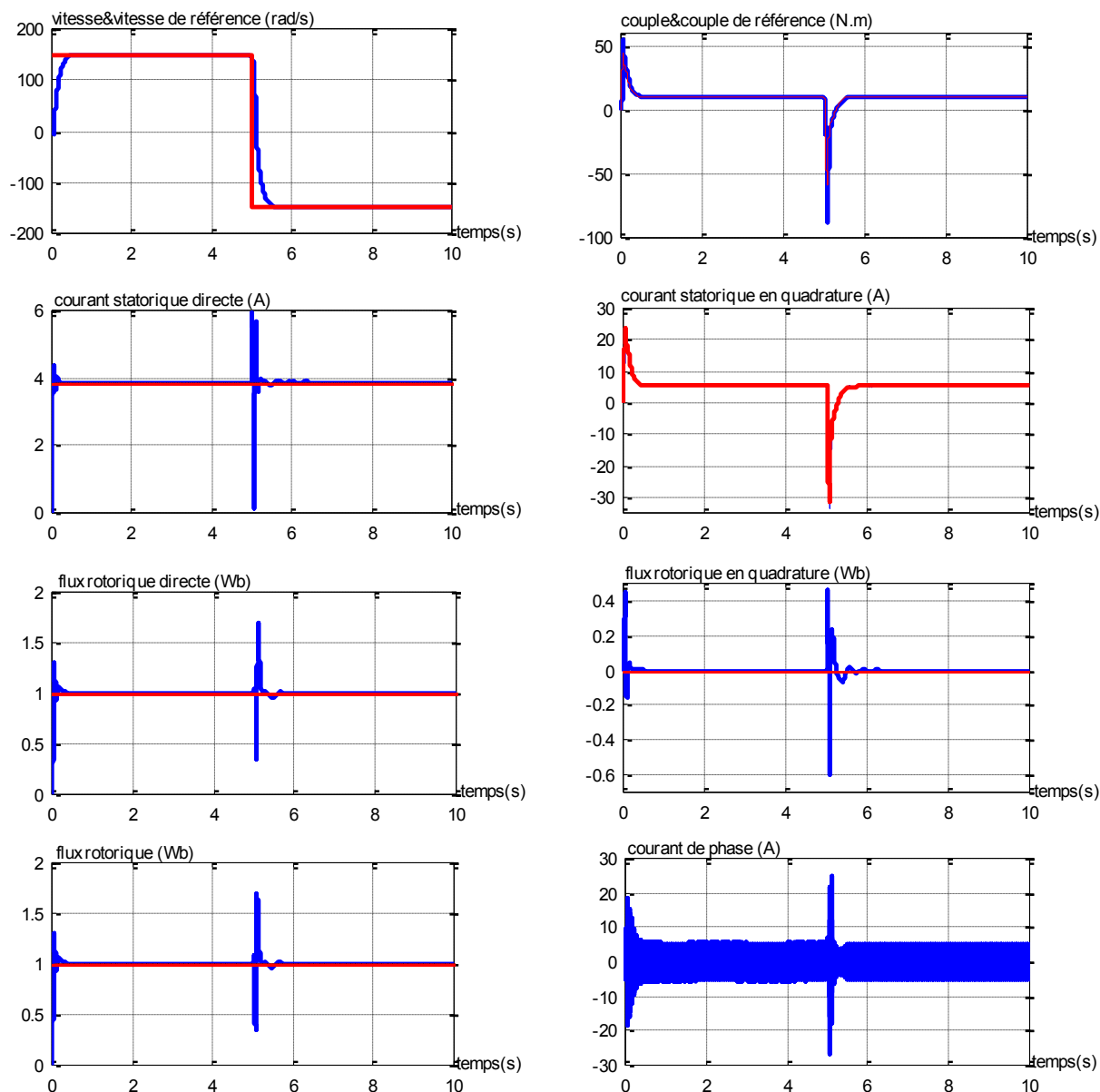


Figure II.8 : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte avec démarrage en Charge (10 N.m) et inversion de la consigne de vitesse égale à la vitesse nominale à ($t = 5$ s)

La figure II.7, montre le comportement de la machine asynchrone commandée vectoriellement lors d'un démarrage à vide avec application d'une charge égale à 10 N.m (nominale) à $t = 2.5$ s. Pour un échelon de vitesse égale à la vitesse nominale (150rad/s), la vitesse de la machine rejoint sa référence à l'instant $t = 0.35$ s. Le régulateur de vitesse élimine la perturbation appliquée à la machine dans un temps de 0.2s, ce qui donne une idée sur la robustesse de la commande. Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence,

hormis la période de démarrage où il y a une différence entre le couple de référence et celui de la machine à cause de l'initialisation du flux rotorique. On voit une parfaite orientation du flux rotorique :

le flux φ_{dr} est maintenu à sa valeur de référence et le flux φ_{qr} est maintenu à zéro avec un temps d'initialisation de 0.14s. Les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} suivent aussi leurs références.

Le courant de phase i_A atteint un maximum de 14.5 A au démarrage.

La figure II.8, correspond à un démarrage en charge avec une inversion de sens de rotation à $t=5s$.

À $t = 5s$, la référence de vitesse va changer de 150 rad/s à -150 rad/s, la vitesse suit avec une accélération maximale fixée par la limitation en sortie du régulateur de vitesse. Pour cette machine la valeur maximale que peut avoir le courant i_{qs}^* au transitoire est de 24 A.

Le courant i_{qs} suit parfaitement sa référence durant tout l'essai.

Une fois que la vitesse atteint la consigne, le régulateur de vitesse demande qu'un faible courant i_{qs}^* de manière à lutter uniquement contre la charge appliquée et les frottements.

On voit également que le courant i_{ds} reste constant en régime permanent et égale à sa référence ($i_{ds}^* = 3.87 A$), les fluctuations au moment de l'inversion de la vitesse sont à cause de l'initialisation du flux rotorique qui est de 0.5s.

À l'issue de cette simulation, nous avons constaté qu'effectivement cette technique de commande permet de découpler le flux et le couple de sorte que la composante directe du courant contrôle le flux et sa composante en quadrature contrôle le couple. Ceci permet d'obtenir des performances dynamique élevées similaires à celles de la machine à courant continu.

À l'exception du cas de la désexcitation, nous pouvons dire que les machines asynchrones fonctionnent quasiment toujours à flux constant, de manière à garantir à tout instant les meilleures performances dynamiques. Néanmoins, ce fonctionnement est mauvais du point de vue énergétique. C'est pour cette raison que nous sommes intéressés à la commande à flux variable.

II.7 COMMANDE VECTORIELLE A NIVEAU DE FLUX VARIABLE

II.7.1 Introduction

Dans la commande vectorielle à flux nominale, le fait de maintenir le flux à sa valeur nominale nous permet d'obtenir le couple maximum délivrable par le moteur en un minimum de temps. A cet avantage s'ajoute la simplicité de la commande, parce qu'un seul courant est ainsi variable. De ce fait, pour réguler le couple on n'a contrôler le courant statorique i_{qs} .

Cependant à ces avantages du point de vue des performances dynamiques, il faut opposer le fonctionnement non optimal vis-à-vis d'autres critères, tels que les pertes, le courant absorbé, le facteur de puissance ou le rendement de la machine. Afin d'obtenir une commande qui assure de bonnes performances dynamiques et qui nous permette à la fois d'optimiser un critère énergétique, nous proposons d'appliquer la commande vectorielle à niveau de flux variable [1][12][17][18][29][30][31][32].

En effet, le couple électromagnétique à imposer par la commande est défini par le produit de deux variables, qui sont le flux φ_r et le courant i_{qs} . Nous gagnons alors avec la commande à flux variable un degré de liberté, à savoir le niveau de flux, puisque seul le produit des deux grandeurs (courant et flux) est imposé pour assurer le couple. Ceci nous permet d'optimiser un critère supplémentaire en ne dégradant pas significativement les performances dynamiques comme nous verrons par la suite.

II.8 PRINCIPE DE LA COMMANDE A FLUX VARIABLE

II.8.1 Principe

Le seul changement dans cette méthode par rapport à la méthode classique se trouve au niveau de la boucle de régulation de flux. Dans ce principe de commande le flux de référence n'est plus constant, par contre est une fonction qui varie entre deux grandeurs (flux optimal et flux minimal). Le flux optimal est obtenu à travers le critère à minimiser et le flux minimal c'est le flux rémanent.

Une référence du couple C_e^* est délivrée par une boucle de régulation supérieure de vitesse.

Alors qu'une consigne de flux φ_r^* est imposé résultante d'une des méthodes d'optimisation des courants statoriques que nous présenterons dans le chapitre III. Cette dernière consigne est maintenue constante à sa valeur nominale dans le commande à flux orienté classique, tant que la valeur absolue de la vitesse est inférieur à la vitesse nominale

La référence de courant statorique en quadrature i_{qs}^* est obtenue à partir de l'équation :

$$i_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{pM\varphi_r} \quad (\text{II-7})$$

II.9 CHOIX DE LA PLAGE DE VARIATION DU NIVEAU DE FLUX DANS LA MACHINE POUR LE FONCTIONNEMENT A NIVEAU DE FLUX VARIABLE

Lors du fonctionnement à niveau de flux variable, le flux variera de façon à ce qu'il reste optimal vis-à-vis d'un certain critère à minimiser ou à maximiser (comme on va voir dans le chapitre III). Mais cette variation doit être limitée. Il est inutile pour la valeur maximale de ce flux de monter au delà de la valeur nominale afin de ne pas saturer excessivement la machine. Donc nous avons déjà :

$$(\varphi_r)_{Max} = (\varphi_r)_{Nom}$$

Et pour la valeur minimale qu'on peut imposer au niveau de flux, elle ne peut pas être nulle parce que de toute façon le niveau de flux ne sera pas nul pratiquement dans la machine.

Pour arriver à une limitation minimale du niveau de flux, nous tenons compte des travaux présentés par [1][12]. Qui ont déterminé cette limitation de telle sorte à éviter les grandes variations des paramètres utilisés dans cette commande. Ainsi, nous poserons :

$$(\varphi_r)_{Min} = 20\%(\varphi_r)_{Nom}$$

Donc la plage de variation du flux dans la machine pour le fonctionnement à niveau de flux variable sera pour nous tout au long de cette étude :

$$20\%(\varphi_r)_{Nom} \leq \varphi_r \leq (\varphi_r)_{Nom}$$

II.10 CONCLUSION

Le contrôle vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique. Il permet un réglage précis du couple de la machine et même d'assurer un couple à vitesse nulle. Le contrôle vectoriel exige une puissance de calcul qui est à la portée des DPS et micro-contrôleurs actuels.

D'après les résultats de simulations (figure II.7 et II.8) on peut dire qu'on a les mêmes performances dynamiques que celles des machines à courants continus à excitation séparée ou le courant d'induit est l'image du couple électromagnétique c'est le cas du courant i_{qs} et le courant inducteur est l'image du flux c'est le courant i_{ds} dans le contrôle vectoriel.

Le fonctionnement à flux variable est une alternative à la commande vectorielle classique. Nous avons donné son principe et les raisons qui nous ont amener à l'utilisé.

*MINIMISATION DU
COURANT
STATORIQUE PAR
L'OPTIMISATION DU
NIVEAU DE FLUX
DANS LA MACHINE A
INDUCTION.*

III.1 INTRODUCTION

A l'exception de la région d'affaiblissement du flux, la commande vectorielle maintient le flux constant à sa valeur nominale ce qui permet d'obtenir un couple maximum dans les entraînement électrique à vitesse variable. Ce fonctionnement optimal du point de vue des performances dynamiques ne l'est pas du point de vue d'autres critères, tels que les pertes, le courant absorbé, le facteur de puissance ou le rendement.

Pour obtenir une commande de bonnes performances dynamiques et qui permet à la fois d'optimiser un critère énergétique, certains travaux proposent d'appliquer la commande à flux variable [1][33][34][35]. Ce fonctionnement permet d'optimiser en régime quelconque un certain critère sans dégrader significativement les performances dynamiques.

Plusieurs critères ont été proposés, on peut citer celui de l'énergie magnétique emmagasinée par la machine, du facteur de puissance ou du courant absorbé [35].

Dans notre travail, le critère que nous proposons d'étudier consiste en la minimisation du courant absorbé par la machine par deux méthodes d'optimisation.

Après avoir défini ce critère, nous optimisons le niveau de flux magnétique au rotor qui le minimise [36].

III.2 EQUATION DU COURANT STATORIQUE

Le courant statorique dans une machine à induction, exprimé en fonction de ses deux composantes directe i_{ds} et en quadrature i_{qs} est donné par la relation suivante [34][37]:

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (\text{III-1})$$

avec :

$$i_{ds}^2 = \frac{\varphi_r^2}{M^2} \quad (\text{III-2})$$

$$i_{qs}^2 = \frac{C_e^2 L_r^2}{p^2 M^2 \varphi_r^2} \quad (\text{III-3})$$

En remplaçant les expressions (III-2) et (III-3) dans celle de i_s , nous obtenons la relation du courant en fonction du flux φ_r

$$i_s = \sqrt{\frac{\varphi_r^2}{M^2} + \frac{C_e^2 L_r^2}{p^2 M^2 \varphi_r^2}} \quad (\text{III-4})$$

III.3 CHOIX DU CRITERE

A.Boukhelifa, A.Chériti, R.Ibtiouen, O.Touhami [34] sont intéressés à la minimisation des pertes par effet joule dans une machine asynchrone par l'optimisation du niveau de flux. J.Rmirez [35] s'est intéressé à l'étude des pertes dans la machine. Il a proposé un critère qui tient compte des pertes par effet Joule et les pertes fer. Un critère proposé par S.I Selem, Canudas De Wit C [37] et Canudas DE Wit C., Selem S.I. [38] consiste à minimiser l'énergie magnétique emmagasinée par la machine. L'étude de ce critère montre qu'alors pour les couples supérieurs à 30% de la valeur nominale, le courant absorbé par la machine est plus important que dans le cas à flux constant, ce qui présente une augmentation des pertes par effet Joule et une diminution du rendement de la machine.

D'autre part, une autre étude proposée par Seleme S.I, Mendes E, Canudas DE Wit C et Razek [39] prend en compte en plus de l'énergie emmagasinée par la machine, le critère par effet Joule statorique et rotorique. Ce même critère est étudié par Mendes E.[12]. En minimisant ce critère, on définit pour la commande les valeurs optimales des courants statoriques qui minimisent les pertes. Ce critère fournit une valeur autre que la valeur nominale pour le flux rotorique à imposer dans la machine. Il permet d'obtenir un facteur de puissance maximum et un rendement quasi-maximum pour un couple délivré allant de zéro au couple nominale.

Le critère que nous nous proposons d'étudier consiste en la minimisation du courant statorique. Il est défini par l'équation (III-4).

III.4 MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE EN REGIME PERMANENT

Le courant statorique exprimée en fonction du flux peut s'écrire sous la forme :

$$i_s = \sqrt{K_1 \phi_r^2 + \frac{K_2 C_e^2}{\phi_r^2}} \quad (\text{III-5})$$

$$\text{Avec : } K_1 = \frac{1}{M^2} \text{ et } K_2 = \frac{L_r^2}{p^2 M^2}$$

M : C'est l'inductance mutuelle

Le flux optimal qui assure le courant minimal est obtenu en résolvant l'équation :

$$\frac{\partial i_s}{\partial \phi_r} = 0 \quad (\text{III-6})$$

Après dérivation de l'équation (III-5) on obtient :

$$K_1 \varphi_r - \frac{K_2 C_e^2}{\varphi_r^3} = 0 \quad (\text{III-7})$$

La résolution de l'équation (III-7) nous donne le flux optimal. Ce flux s'écrit :

$$\Rightarrow \varphi_{ropt} = \left(\frac{K_2}{K_1} \right)^{1/4} \sqrt{|C_e|} \quad (\text{III-8})$$

Il s'écrit aussi :

$$\varphi_{ropt} = K \sqrt{|C_e|} \quad (\text{III-9})$$

Avec : $K = \left(\frac{K_2}{K_1} \right)^{1/4}$

La priorité de la machine n'est pas de minimiser le courant statorique mais de délivrer le couple désirer. Pour cette raison, dans une commande à flux orienté, le courant i_{qs}^* à imposer dans la machine est donné par :

$$i_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{pM\varphi_r} \quad (\text{III-10})$$

Et le courant i_{ds}^* est fourni par le correcteur de la boucle d'asservissement du flux φ_r afin de maintenir ou d'amener ce flux dans l'état désiré. De plus, nous imposons au niveau de flux de ne pas être plus petit qu'une certaine valeur $\varphi_{r \min}$ comme nous l'avons précisé dans le Chapitre II. Le niveau de flux à imposer dans la machine s'exprime alors par :

$$\text{Si } \varphi_{ropt} > \varphi_{r \min} \quad \text{alors } \varphi_r^* = \varphi_{ropt}$$

$$\text{Sinon } \varphi_r^* = \varphi_{r \min}$$

Le principe de cette méthode est résumé schématiquement sur la figure (III.1) ci-dessous. Le seul changement de cette méthode se trouve au niveau de la boucle de régulation de flux. Dans ce principe de commande le flux de référence n'est plus constant comme dans le cas de la commande classique. Nous constatons que le flux de référence n'est plus une constante mais il évolue entre une valeur minimale φ_{\min} et autre optimale. Le courant statorique directe de référence est fournit par le correcteur de flux.

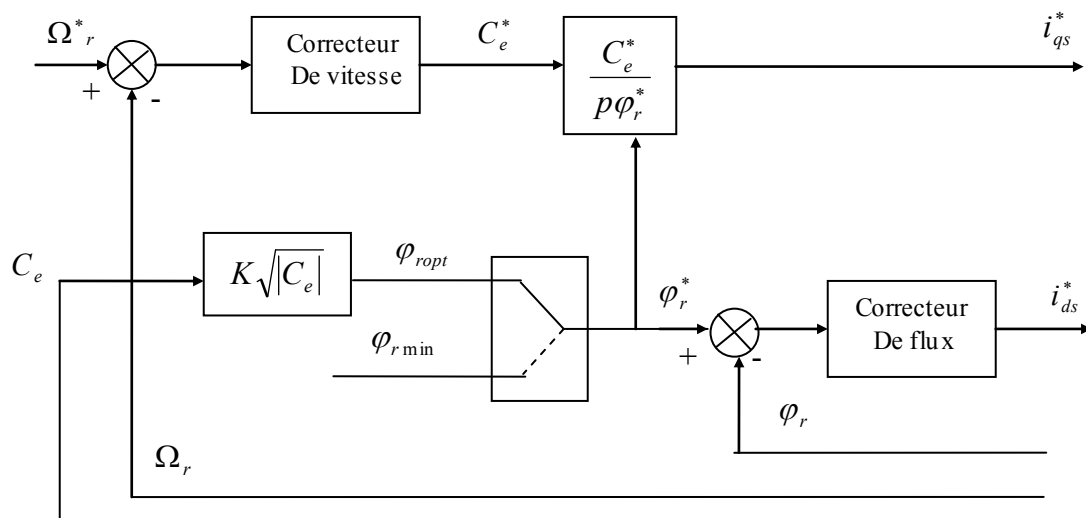


Figure III.1 Principe de la commande optimale en régime permanent

III.5 RESULTATS DE SIMULATION

Le fonctionnement à flux optimal est décrit par les résultats de simulation donné par les figures III.2 et III.3. Le but est d'observer le critère à minimiser et tout autres paramètres intéressants. Nous avons simulé deux essais pour cette méthode à savoir :

- Un essai de démarrage à vide pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation durant l'intervalle de temps 2.5 et 5 s
- Un essai de démarrage encharge pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et inversion de sens de rotation à $t = 5s$

Pour prouver l'efficacité de cette méthode d'optimisation, nous comparons les résultats de simulation avec ceux obtenus par la méthode vectorielle classique.

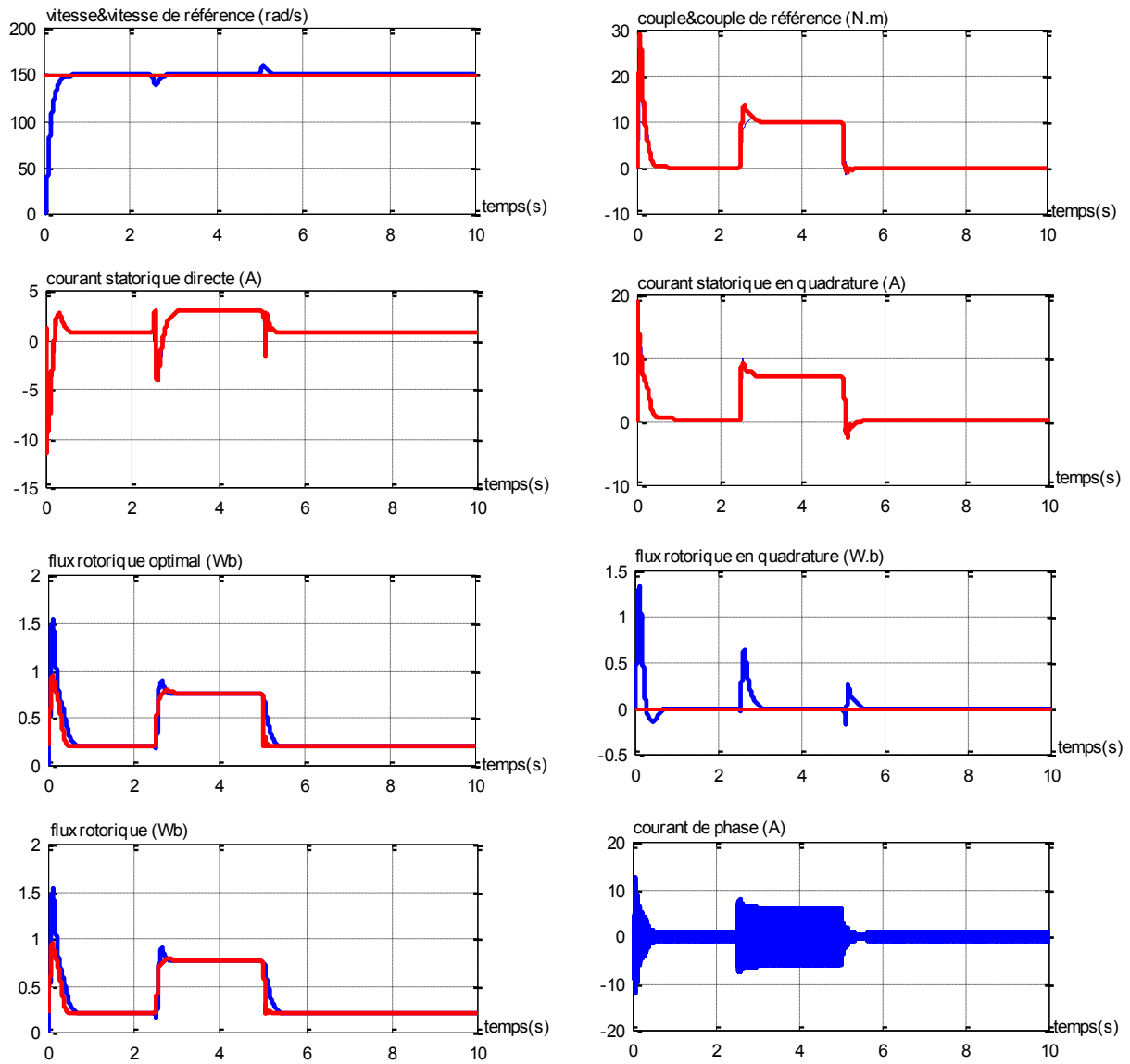


Figure III.2 Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux optimal avec un démarrage à vide pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation à ($t=2.5$ s)

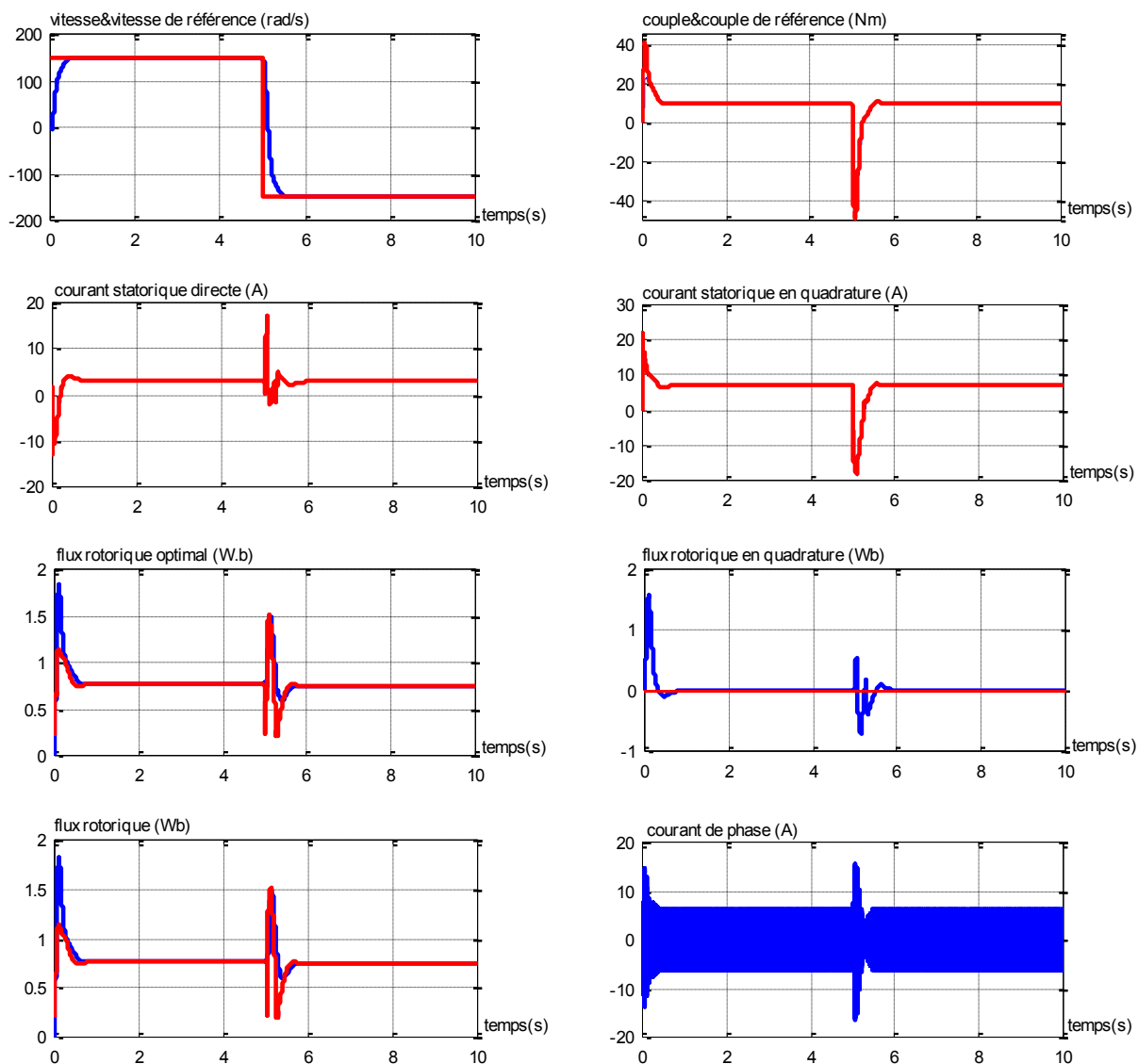


Figure III.3 : Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux optimal avec Démarrage en Charge (10 N.m) et inversion de la consigne de vitesse égale à la Vitesse nominale à ($t = 5s$)

Dans notre cas d'étude, le flux à imposé dans la machine est calculé à partir de l'expression (III-8), il est bien évident que dans ce cas la commande sera optimale pendant les intervalles de temps ou le régime permanent est atteint. Ces résultats montrent aussi que le découplage est peut affecté et que la quadrature entre les deux composantes du flux est maintenue en régime permanent. Nous constatons que le flux n'est plus constant

III.6 COMPARAISON AVEC LA METHODE CLASSIQUE A FLUX NOMINAL

La comparaison est effectuée avec plusieurs essais. Les résultats sont représentés dans les figures (III.4, III.5, III.6, III.7 et III.8). Dans toutes ces figures sont représentés les courants statoriques : de phase, directe et en quadrature.

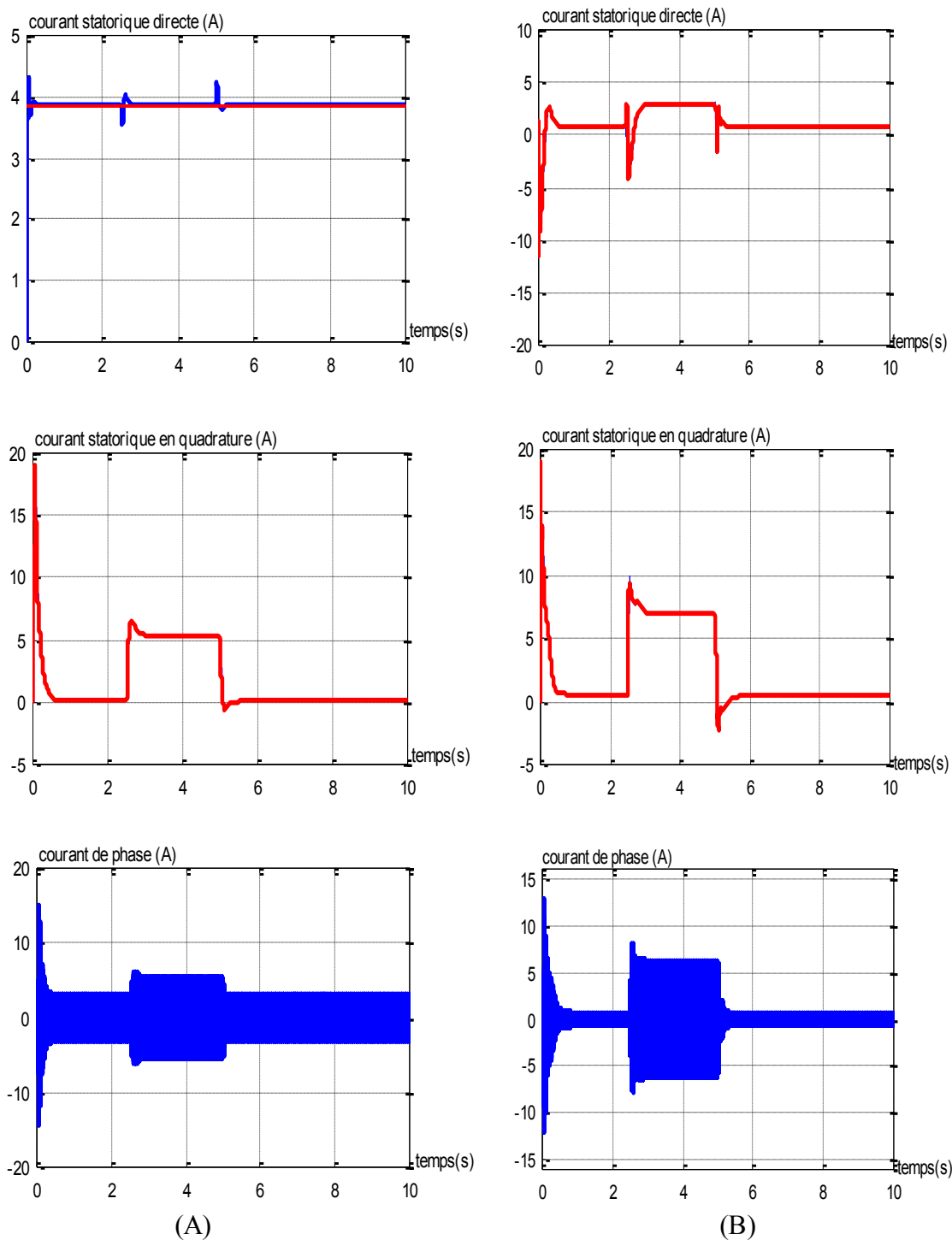


Figure III.4 Démarrage à vide avec perturbation de charge
 (A) : Flux constant
 (B) : Flux optimal

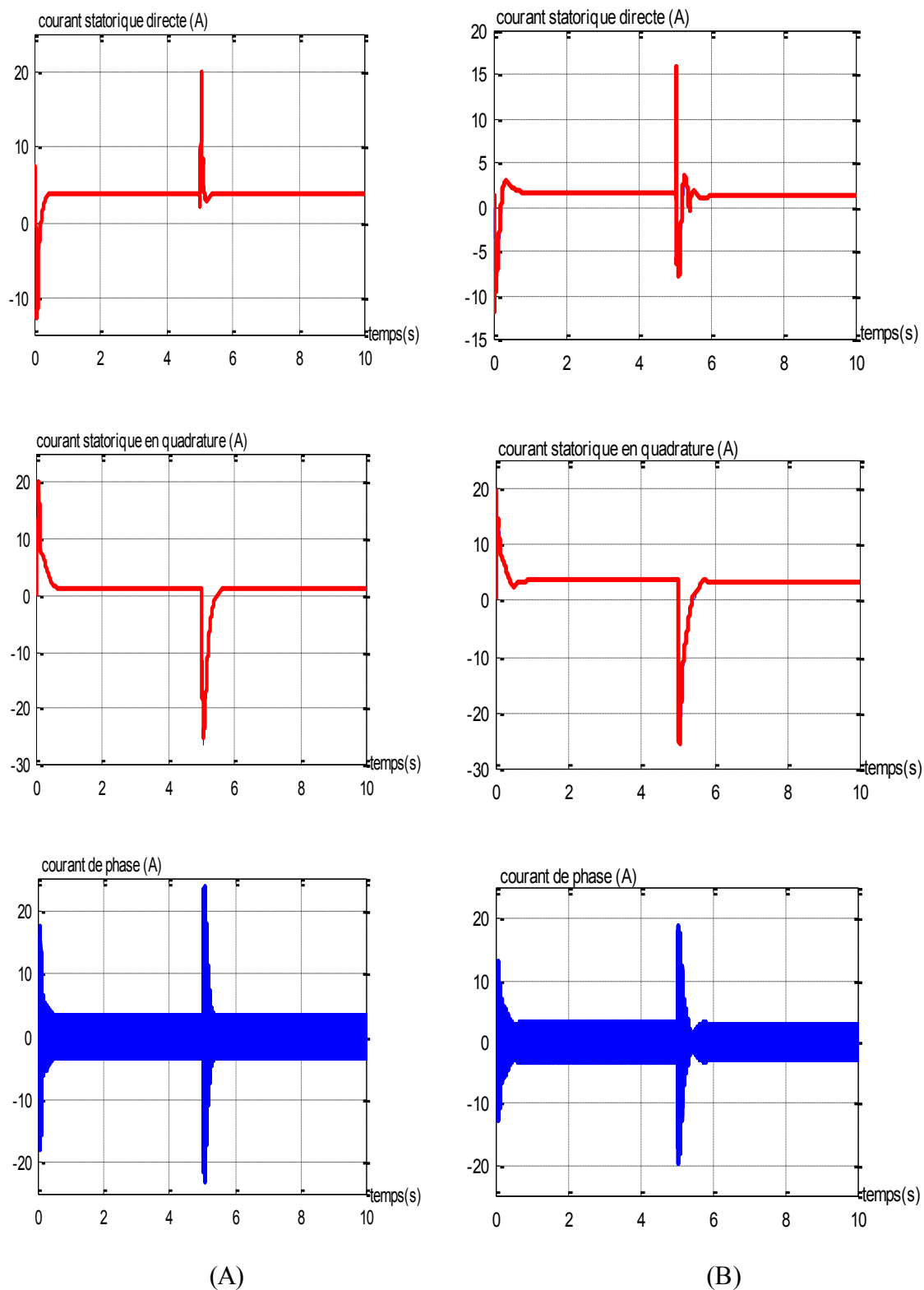


Figure III.5 : Démarrage à 25% de la charge nominale avec inversion de sens de rotation à $t=5s$

(A) : Flux constant
 (B) : Flux optimal

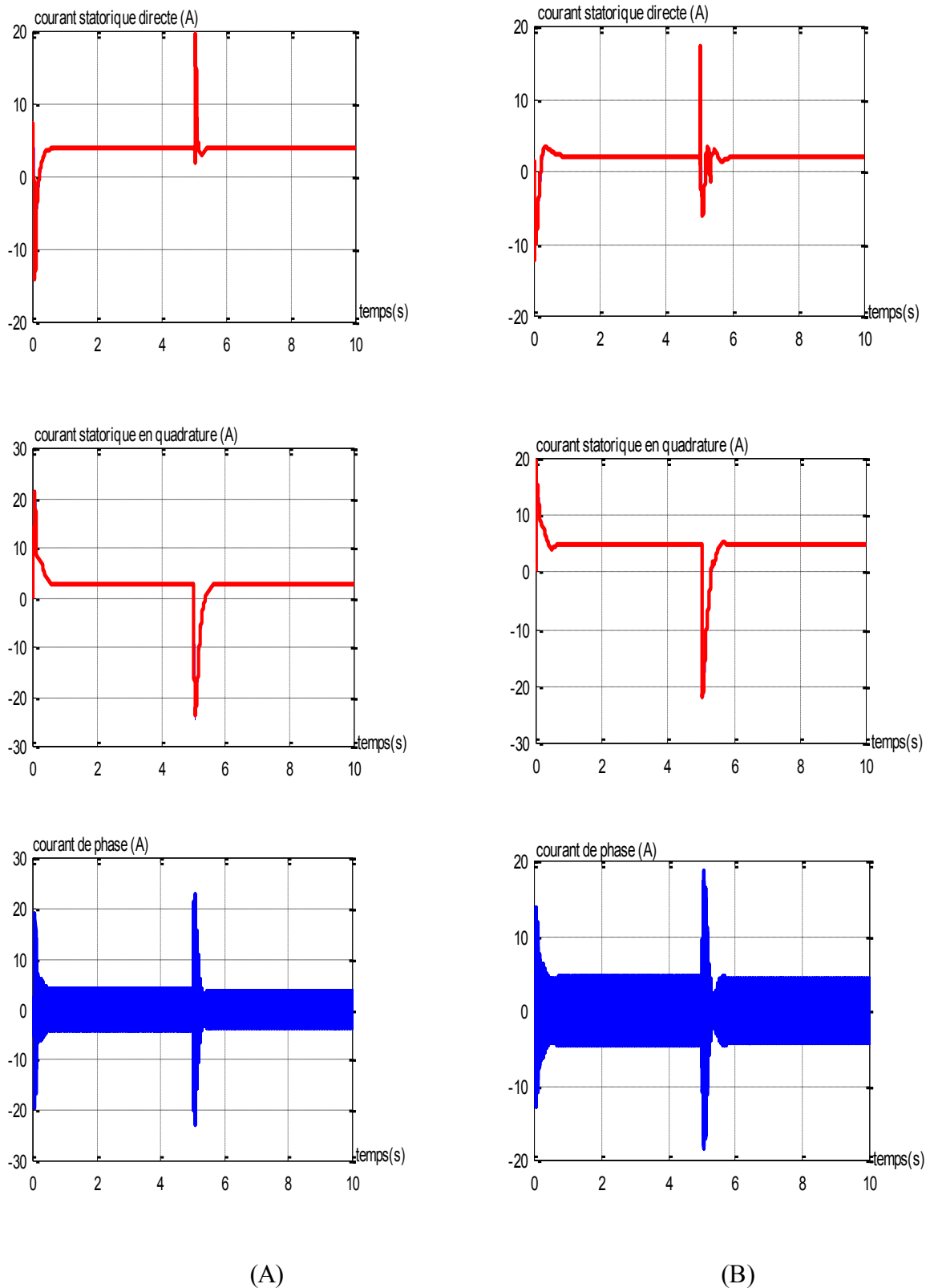


Figure III.6 : Démarrage à 50% de la charge nominale avec inversion de sens de rotation à $t=5s$
 (A) : Flux constant
 (B) : Flux optimal

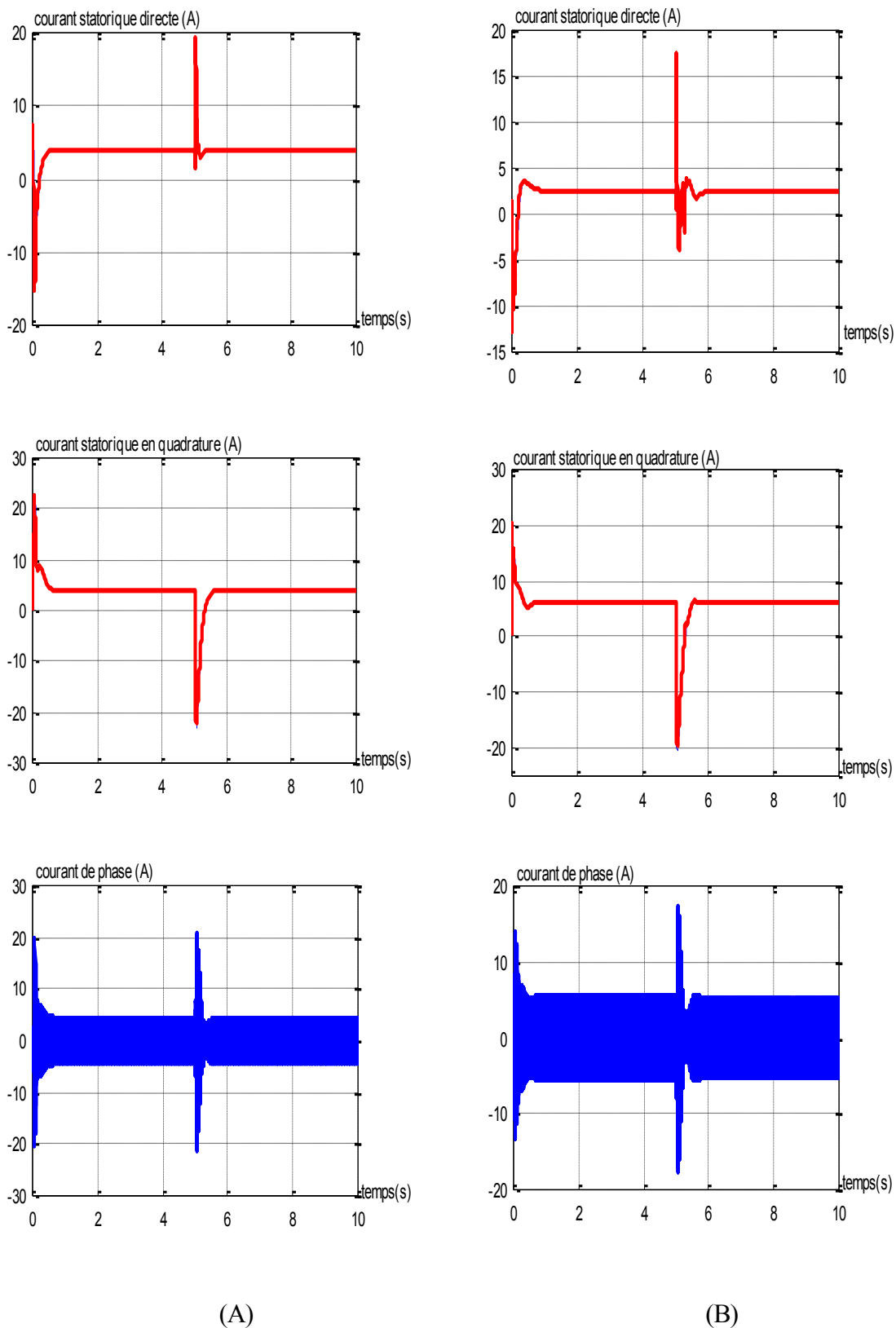


Figure III.7 : Démarrage à 75% de la charge nominale avec inversion de sens de rotation à $t=5s$

(A) : Flux constant
 (B) : Flux optimal

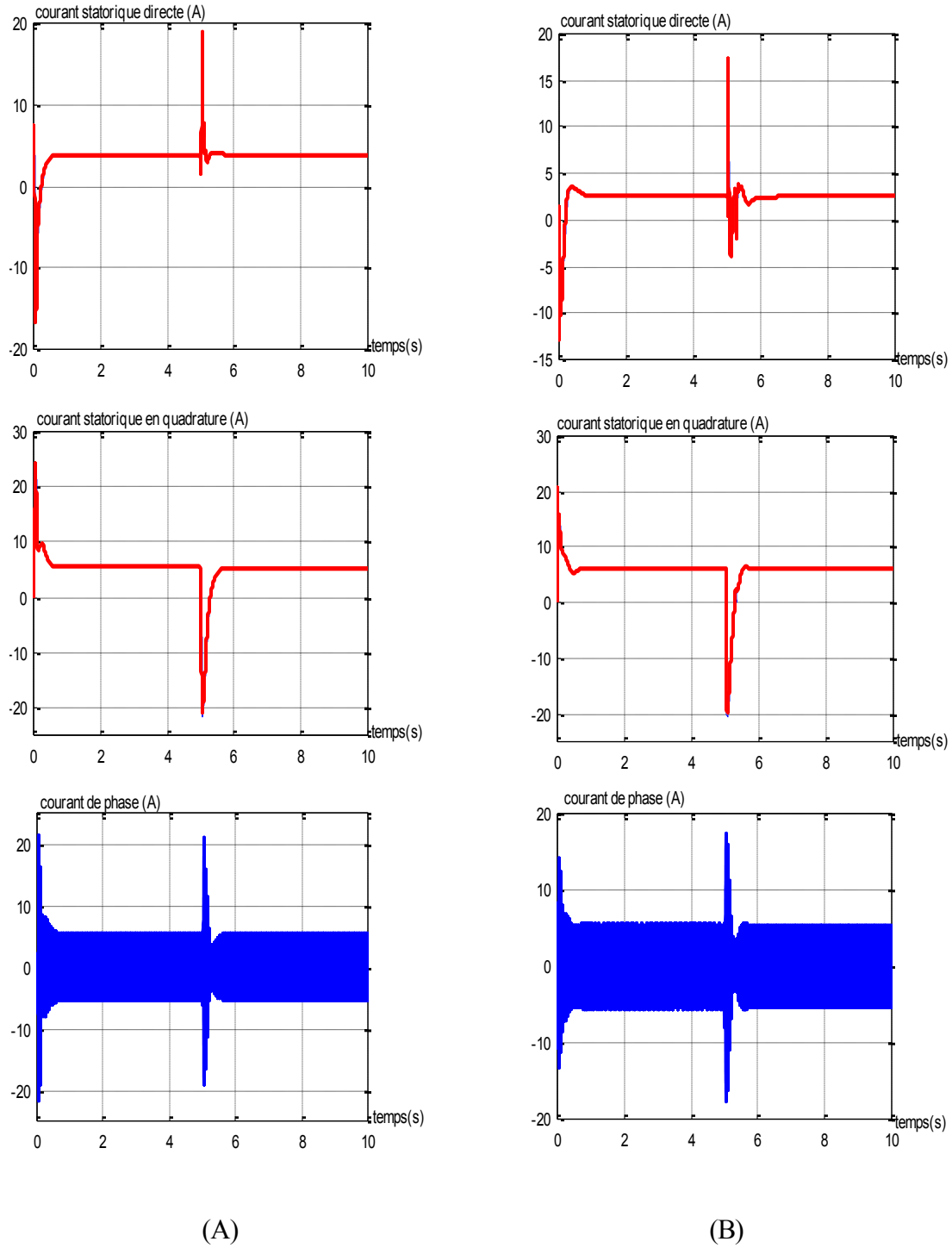


Figure III.8 Démarrage à charge nominale avec inversion de sens de rotation à $t=5s$

(A) : Flux constant
(B) : Flux optimal

III.6.1 Interprétation des résultats de la simulation

Pour prouver l'efficacité de cette méthode d'optimisation, nous la comparons avec la méthode classique utilisée, les figures III.4 et III.5 représentent les courant statoriques directe et en quadrature avec le courant absorbé. Nous avons fait un agrandissement de ces courbes pour mieux illustrer la minimisation en régime permanent. Nous remarquons ainsi que la méthode d'optimisation proposée présente des valeurs directe réduites considérablement en régime permanent par rapport à la méthode classique (0.9A/4A) voir (Figures III.4 et III.5).

On voit bien aussi que le courant absorbé par la machine est très minime à flux optimal par rapport à flux constant (1A/5A). Par contre il apparaît que cette méthode d'optimisation n'est plus optimale pour un couple de charge supérieure ou égale 30% du couple nominal (figures III.6, III.7 et III.8). Ces résultats montrent que le fonctionnement à flux optimal est très intéressant pour des charges inférieures à 30% de la charge nominale.

III.7 SENSIBILITE DE LA COMMANDE VIS A VIS DE VARIATION DES PARAMETRES

Nous allons étudier par simulation l'effet de la variation de la résistance rotorique et l'inductance mutuelle sur la robustesse de la commande à flux optimal en régime permanent. Nous avons vu dans le chapitre I les causes de variation des ces paramètres. Nous allons varier les valeurs de la résistance rotorique et de l'inductance mutuelle à $t=5s$.

Les figures III.9 et III.10 illustres bien les erreurs sur les composantes directes et en quadrature du flux rotorique ainsi sur son orientation.

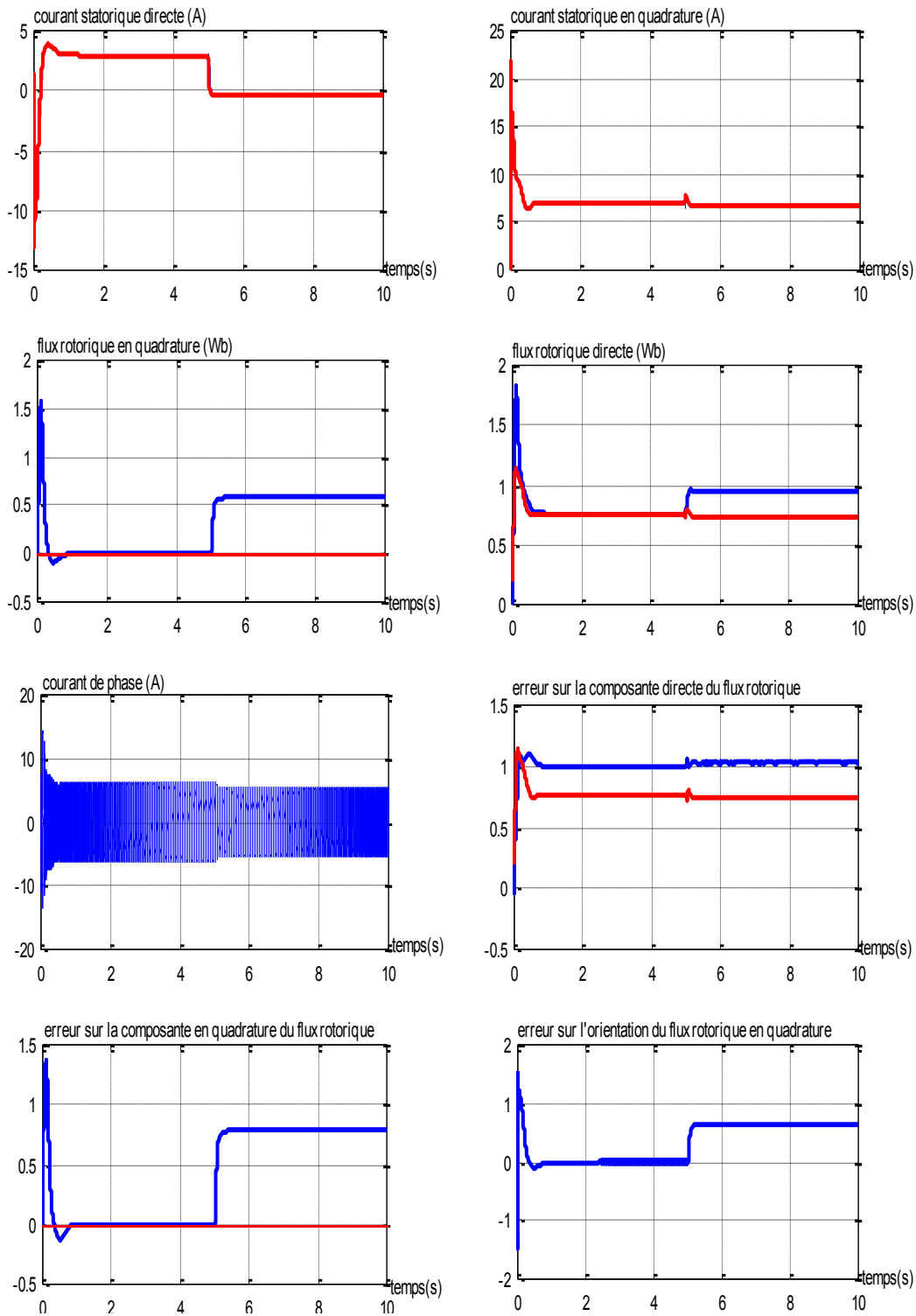


Figure III.9 Résultats de simulation de la commande optimale en régime permanent pour un Démarrage à pleine charge avec une vitesse égale à la vitesse nominale pour ($R_r=1.5R_r^*$)

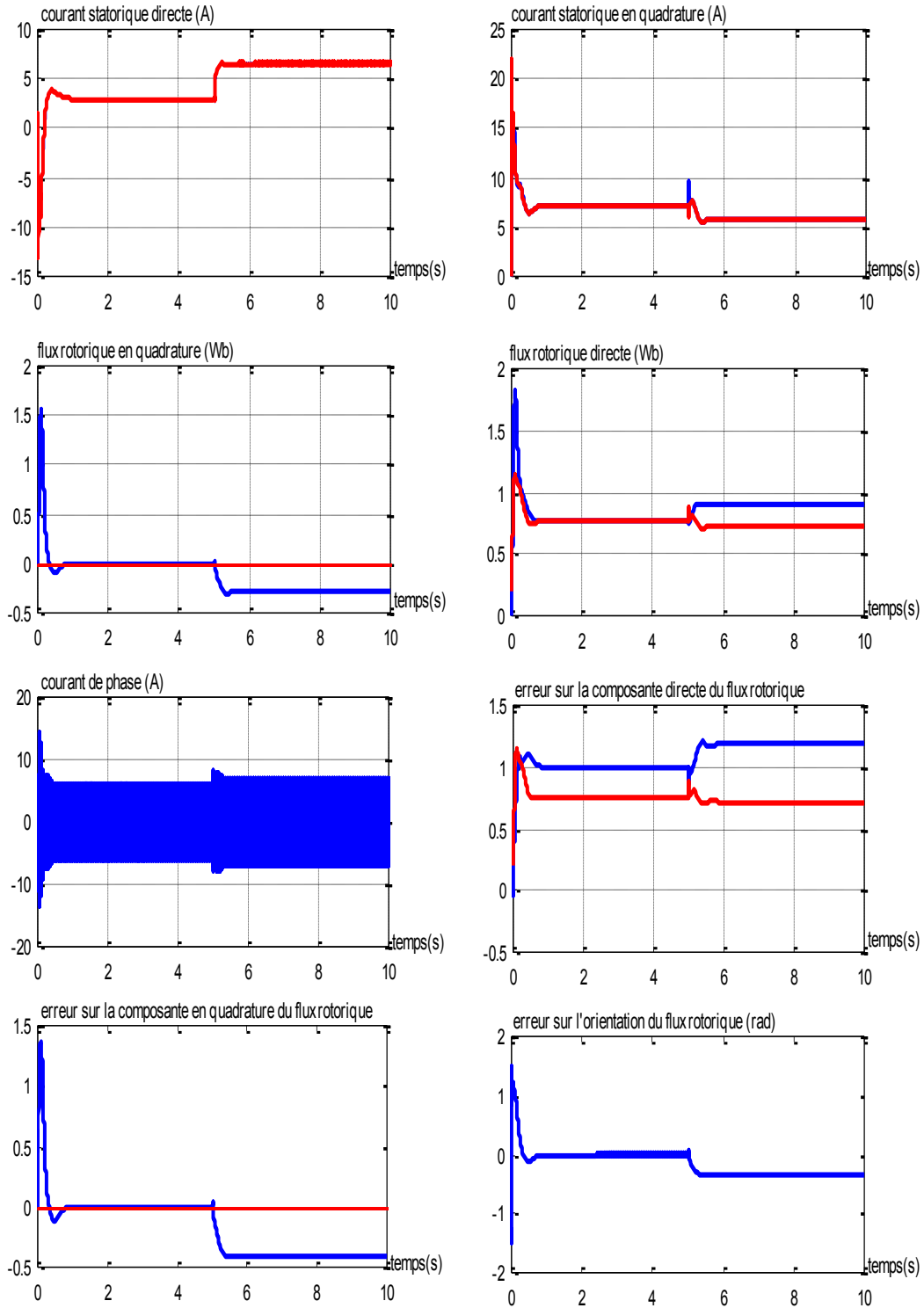


Figure III.10 Résultats de simulation de la commande optimale en régime permanent pour un démarrage à pleine charge avec une vitesse égale à la vitesse nominale pour ($L_m=0.8L_m^*$)

III.7.1 Interprétation des résultats de simulation

Pour la Figure III.9, nous constatons que lors de l'augmentation de la résistance rotorique à $t=5s$ les flux s'écartent de leurs références, ce qui nous conduit à dire que la commande a perdu ces performances dynamiques. Nous remarquons aussi, que le courant i_{ds} et le courant de phase subissent une diminution, le courant i_{qs} n'est pas tellement affecté.

Dans la figure III.10, on remarque toujours que les flux s'écartent de leurs références lors d'une diminution de l'inductance mutuelle, par contre le courant i_{ds} subit une augmentation avec le courant de phase, ce qui provoque un échauffement excessif de la machine. Le courant en quadrature subit à son tour une diminution.

Dans les deux cas de figure la commande perd ces performances dynamiques

Les différentes erreurs sont données comme suit :

1.a Augmentation de la résistance rotorique de 50% :

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r}=0.78 ; \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r}=0.026 ; \rho=Arct\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right)=0.65rad$$

1.b Diminution de L'inductance mutuelle de 20% :

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r}=-0.4 ; \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r}=0.18 ; \rho=Arct\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right)=-0.33rad$$

III.8 CONCLUSION

La méthode alternative proposée consiste à faire évoluer l'état magnétique de la machine en fonction du point de fonctionnement afin de minimiser un critère donné. Les résultats de simulations montrent que les performances dynamiques sont sensiblement identiques dans le cas du fonctionnement à flux nominal et flux variable.

De façon générale, nous pouvons conclure que cette méthode d'optimisation de commande, a minimisé le courant statorique pendant les intervalles du régime permanent. De ce fait, et elle sera surtout intéressante dans les applications ou les régimes transitoires ne demande pas de fort couple (<30% du couple nominal), ou bien dans des applications ayant peu de régime transitoires. Pour une optimisation pour tout le régime de fonctionnement, nous proposons d'appliquer la programmation dynamique. Dans ce cas de fonctionnement nous ne considérant plus la première dérivé du courant nul.

Au vu des résultats obtenus, nous avons constaté que la commande vectorielle perd ces performances dynamiques lors de variation des paramètres.

*MINIMISATION DU
COURANT
STATORIQUE PAR LA
PROGRAMMATION
DYNAMIQUE*

IV.1 INTRODUCTION

La méthode que nous présentons dans ce chapitre, appelée programmation dynamique, peut aussi être vue comme une application du principe suivant : « pour résoudre un problème, il faut le décomposer en sous-problèmes ». En effet, à l'origine d'un algorithme inspiré par la programmation dynamique, il ya souvent une définition récursive, comme pour la méthode « diviser pour régner ». Cependant, en général, les algorithmes de programmation dynamique ne font d'appels récursifs. Ils stockent plutôt les solutions de leurs sous-problèmes dans une matrice ou une table, et il serait plus juste d'appeler la méthode « tabulation dynamique ». En particulier, si nous devons résoudre un problème d'optimisation par la programmation dynamique, il est essentiel qu'il existe un lien entre les solutions optimales des sous-problèmes et la solution optimale du problème lui-même [1][41].

IV.2 MINIMISATION DU COURANT STATORIQUE PAR LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE

Au cours du développement de la première méthode d'optimisation III-4, et afin d'arriver au niveau de flux qui assure un courant minimum en régime permanent, nous avons annulé la dérivée première du courant i_s par rapport au flux φ_r . Afin de simplifier le développement, les constantes K_1 et K_2 étaient considérées indépendantes du flux lors de cette dérivation. Pour chercher maintenant à optimiser le courant statorique sans cette approximation et ne plus simplement considérer le régime permanent, nous sommes obligés de faire appel à d'autres méthodes d'optimisation comme la programmation dynamique.

Par définition, la programmation dynamique, avec le calcul des variations et les méthodes de programmation non linéaires, est l'une des trois principales approches des problèmes d'optimisation dynamique. Elle considère l'optimisation comme résultat d'une succession de décisions optimales, et recherche donc la trajectoire optimale en la décomposant en plusieurs tronçons et en étudiant successivement les variations de chacun d'eux.

Le principe général de la programmation dynamique peut s'énoncer sous la forme suivante : « Une politique optimale a la propriété qu'à un instant donné, quelles que soient les décisions précédentes, les décisions qui restent à prendre constituent la politique optimale pour l'état résultant des décisions précédentes »[1][42].

Afin de bien illustrer le principe de cette méthode, nous pouvons résumer les éléments d'un problème de programmation dynamique :

-Le problème dans cette méthode est décomposé en plusieurs étapes (N étapes).

A chaque étape, une décision doit être prise.

-A la fin de l'étape n, le système que nous optimisons est entièrement caractérisé par une grandeur appelée état, et noté X(n). L'état dans notre cas est le flux φ_r .

IV.3 CONTRAINTE SUR LES VARIABLES

- **Sur l'état :** l'état de notre système représenté par le flux rotorique φ_r est limité comme suit :

$$0 < (\varphi_r)_{\min} \leq \varphi_r \leq (\varphi_r)_{\max} = (\varphi_r)_{nom} \quad (IV-1)$$

Nous choisissons $(\varphi_r)_{\max}$ égale à la valeur nominale de flux φ_r utilisé par la méthode de commande classique à flux nominal. Par contre pour $(\varphi_r)_{\min}$, nous allons déterminer plus tard, dans ce paragraphe même, sa valeur en tenant compte des autres contraintes sur l'état.

Sur la commande : La commande u doit être comprise entre deux limites u_{\min} et u_{\max} . Dans le cas de l'alimentation utilisée, nous limitons l'amplitude du courant statorique (I_s) à une valeur maximale $(I_s)_{\max}$, c'est le courant maximum que peut délivrer l'onduleur qui détermine cette valeur. Pour notre cas on prend $(I_s)_{\max} = 24A$.

Le courant (I_s) est exprimé dans le repère $d - q$ d'où :

$$I_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (IV-2)$$

La composante i_{qs} du courant statorique est imposée, d'après l'expression du couple (II-3), par le choix du flux φ_r et du couple désiré. Donc de (V-2) nous pouvons écrire :

$$(i_{ds})_{\max} = u_{\max} = \sqrt{(I_s)_{\max}^2 - i_{qs}^2} \quad (IV-3)$$

En remplaçant le courant i_{qs} par sa valeur tirée de (II-3) nous obtenons :

$$(i_{ds})_{\max} = u_{\max} = \sqrt{(I_s)_{\max}^2 - \frac{C_e^2 * L_r^2}{P^2 * M^2 * \varphi_r^2}} = -u_{\min} \quad (IV-4)$$

-Autre contrainte sur l'état : La seule contrainte sur le couple est :

$$C_e \leq P \left(\frac{M}{L_r} \right) (\varphi_r)_{\max} (i_{qs})_{\max} \quad (\text{IV-5})$$

et nous pouvons conclure en disant que la commande en vitesse peut demander un couple jusqu'à $(C_e)_{\max}$, au quel nous aurons :

$$X_{\max} = (\varphi_r)_{\max} \quad (\text{IV-6})$$

A chaque instant t, on doit pouvoir imposer le couple désiré $C_e(t)$. Or le courant $|i_{qs}|$ ne peut pas dépasser la valeur $(i_{qs})_{\max}$, d'où d'après l'équation (II-3) :

$$X_{\min}(t) = \frac{|C_e(t)L_r|}{PM(i_{qs})_{\max}} \quad (\text{IV-7})$$

Avec :

$$|C_e| \leq (C_e)_{\max}, \text{ et } X_{\min} \geq 20\%(\varphi_r)_{\max} \quad (\text{IV-8})$$

-Contrainte sur les valeurs initiale et finale de l'état : Pour que l'optimisation soit faite sur tous les cycles de fonctionnement de durée T, il faut que les valeurs initiale et finale de l'état soient identiques d'où :

$$\varphi_r(t=0) = \varphi_r(T) \quad (\text{IV-9})$$

donc

$$\varphi_r(n=0) = \varphi_r(n=N) \quad (\text{IV-10})$$

IV.4 ORGANISATION DU PROGRAMME

Pour un cycle de fonctionnement de 10s, nous décomposons les dix secondes en N étape. L'indice n représente le numéro de l'étape avec : $n = 1, 2, 3, \dots, N$.

A la fin de chaque étape, l'état X a une certaine marge de valeurs possible qui correspondent aux valeurs que peut prendre le niveau de flux (équation IV-1). Nous avons déterminé, dans le paragraphe précédent, la valeur maximale X_{\max} . Il nous reste qu'à utiliser l'équation (IV-6) à chaque étape pour calculer la valeur minimale X_{\min} . La marge $[X_{\min} \rightarrow X_{\max}]$ peut être divisée en M subdivisions. Ainsi, nous aurons M+1 état possibles à la fin de chaque étape. Nous utilisons m comme indice représentant le numéro de l'état avec : $m \in [0, 1, \dots, M]$.

A l'exception de l'étape finale, à la fin d'une étape donnée s , les valeurs possibles de l'état X sont :

$$X(m,s) = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{M} m + X_{\min} \quad (IV-11)$$

Nous représentons, dans la figure V.1, les étapes de notre problème avec les subdivisions de calcul possibles de l'état dans chaque étape, rassemblés dans une grande matrice appelée matrice d'état $X(M+1, N+1)$. Dans cette matrice, nous remarquons la prise en compte de la contrainte sur les valeurs initiales et finales de l'état qui valent $X(i,0)$ [1].

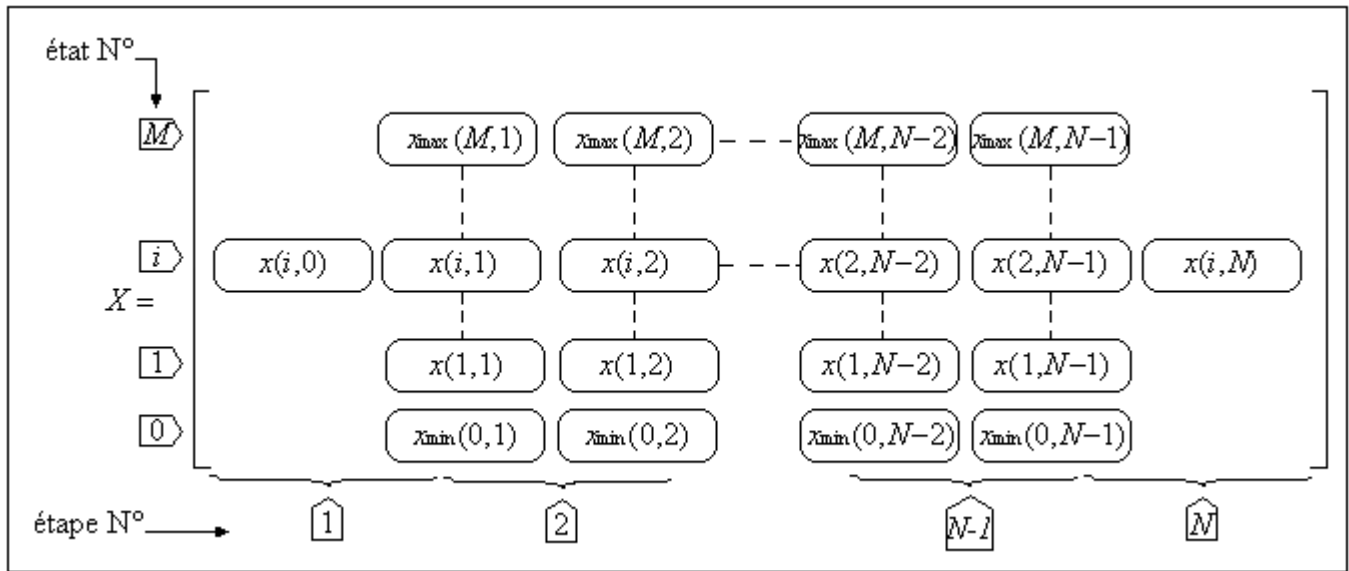


Figure IV.1 Présentation matricielle de l'état

L'optimisation de l'étape 1

Le programme calcule les courants pour arriver aux états $X(m,1)$ pour toutes les valeurs possibles de m de 0 jusqu'à M , en partant évidemment de l'état initial unique $X(i,0)$. La recherche du courant minimal n'aura pas lieu lors du traitement de cette étape. Le programme mémorise, tout simplement, les courants calculés dans une matrice $I_s(M+1, N)$ que nous appelons matrice de courant. Les $M+1$ éléments de la première colonne dans cette matrice sont schématisés dans la figure IV.2. Ils sont obtenus de la façon suivante :

$I_s(m,1)$ = le courant d'arrivé de l'état initial $X(i,0)$ à l'état $X(m,1)$ avec $m = 0, 1, \dots, M$

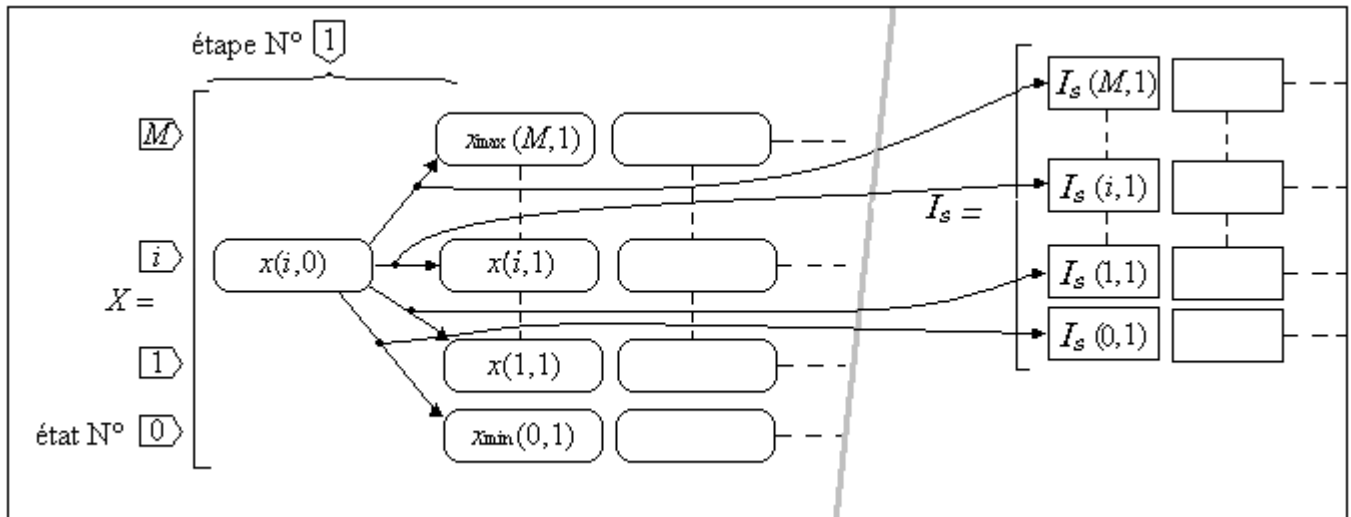


Figure VI.2 Construction de la première colonne de la matrice du courant I_s à la première étape d'optimisation

Dans une troisième matrice $D(M+1,N)$, appelée matrice des indices, nous mémorisons la position (la ligne) de l'état de départ qui a assuré le minimum de courant. Pour cette étape d'optimisation, nous avons $D(m,1)=i$ pour toute valeur de $m = 0,1,\dots, M$.

L'optimisation de l'étape n

Le traitement répétitif commence à partir de l'étape $n=2$. Etape par étape, le programme doit chercher à chaque état d'arrivée, le courant minimum pour y parvenir à partir de l'un des états possibles de l'étape précédente. En effet, tous les états intermédiaire possibles doivent être envisagés car nous ne savons pas à l'avance par le quel passera la trajectoire optimale [baba]

Considérons, comme exemple sur la figure V.3, la cas ou $n=s$ et $m=p$. Nous avons donc à optimiser dans cet exemple l'arrivée à l'état $X(p,s)$. Nous calculons les courants pour arriver à cet état de tous les états $X(m,s-1)$ pour $m = 0,1,\dots, M$. Soit $X(2,s-1)$ l'état de départ qui nous assure le minimum de courant. Nous mémorisons donc ce courant dans $I(p,s)$, et on plus dans $I(p,s)$ nous stockons la position de départ (2). Ainsi, nous pouvons conclure que pour une étape quelconque s ($2 \leq s \leq N$), la matrice du courant I est obtenue de la façon suivante :

$I(m,s)$ = le courant minimum nécessaire pour arrivée à l'état $X(m,s)$ à partir de l'un de tous les états possibles de l'étape précédente $s-1$ avec $m = 0,1,\dots, M$.

Par contre pour la matrice D , nous écrivons :

$D(m,s)$ = le niveau de l'état de l'étape $s-1$ qui assure le courant minimum nécessaire pour arrivée à l'état $X(m,s)$ avec $m = 0,1,\dots,M$

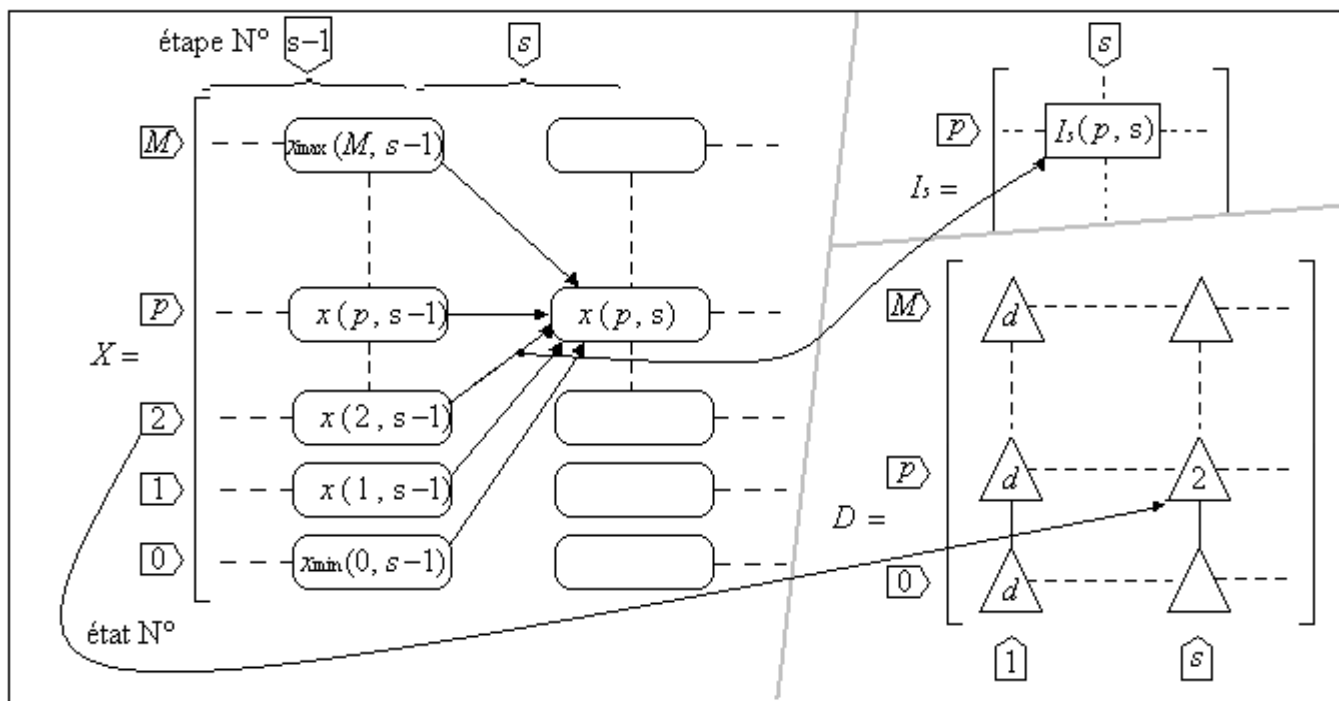


Figure IV. 3 Construction de la matrice des indices D et celle du courant I_s à l'état p de l'étape s

La procédure d'optimisation procède ainsi étape par étape en mémorisant les résultats des étapes antérieures : l'optimisation de l'étape n utilise les résultats obtenus de l'étape $n-1$.

A la fin de l'optimisation, le courant total minimisé sera $I_s(i,N)$ de la matrice du courant.

La trajectoire optimale de l'état X , qui est pour nous le niveau de flux, est déduite à partir de la matrice D dans le sens inverse de l'optimisation. En effet, cette trajectoire se retrouve à partir de la relation de récurrence suivante :

$$\{X_{opt}(N)=D(i,N)$$

V-12

$$\{X_{opt}(n)=D(X_{opt}(n+1),n)$$

Avec : $n = N-1, N-2, \dots, 1, 0$.

De cette équation, nous obtenons le vecteur des indices optimaux X_{opt} de dimension N . Pour atteindre le but final et arriver à la trajectoire de flux optimal recherchée $\varphi_{r(opt)}$, il ne nous reste qu'à utiliser l'équation suivante pour calculer le vecteur de ce flux à partir du vecteur X_{opt} .

$$\varphi_{r(opt)} = \frac{X_{\max} - X_{\max}(n)}{M} X_{opt}(n) + X_{\min} \quad \text{V-13}$$

IV.5 APPLICATION DE LA PROGRAMMATION DYNAMIQUE A LA COMMANDE

Dans notre commande, nous utilisons la programmation dynamique comme méthode « intelligente » pour examiner toutes les trajectoires possibles que peut prendre le flux φ_r afin d'optimiser les conditions de fonctionnement et de sélectionner la trajectoire qui minimise le critère choisi [1]. Un des grands avantages de la programmation dynamique est qu'elle peut tenir compte des systèmes non linéaire et considérer les contraintes statiques. Par contre, elle a deux grands inconvénients à savoir : un temps de calcul important, ce qui implique, dans notre cas, que la trajectoire du flux recherché ne peut pas être calculée en temps réel. Le deuxième inconvénient c'est la nécessité de connaître à l'avance des valeurs précises pour quelques grandeurs. Par exemple, dans notre cas, pour appliquer cette méthode, on doit connaître à l'avance la trajectoire de la vitesse ainsi que le couple. Ce qui n'est pas toujours évident de les connaître à l'avance dans toutes les applications. Ce qui fait que cette méthode peut être utilisée seulement dans les applications où la trajectoire de la vitesse connue à l'avance (des applications périodiques) [1].

Nous commençons donc par la définition de la consigne de vitesse souhaitée et du couple de charge à appliquer, qui sont connus pour notre cas. L'optimisation nous donne, à la fin, le vecteur $\varphi_{r(opt)}$ de N éléments contenant la trajectoire optimale du flux rotorique φ_r . Nous donnons sur la figure IV.4, le principe général de cette méthode d'optimisation.

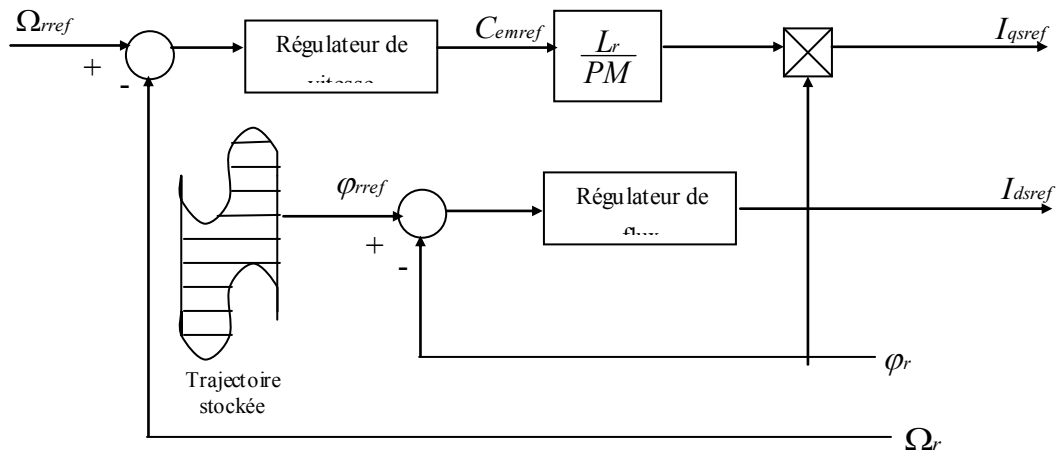


Figure IV.4 Principe de la commande optimisée par la programmation dynamique

IV.6 SIMULATION NUMERIQUE

Afin de voir les performances de cette méthode d'optimisation, nous avons effectués des simulations numériques pour les mêmes essais utilisés dans la méthode précédente. Ces deux essais sont les suivants :

- Un essai de démarrage à vide pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation à t compris entre 1 et 1.5 s
- Un essai de démarrage en charge pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et inversion de sens de rotation à $t = 1$ s

Après avoir simulé ces deux essais, nous allons effectués une comparaison avec la méthode d'optimisation en régime permanent.

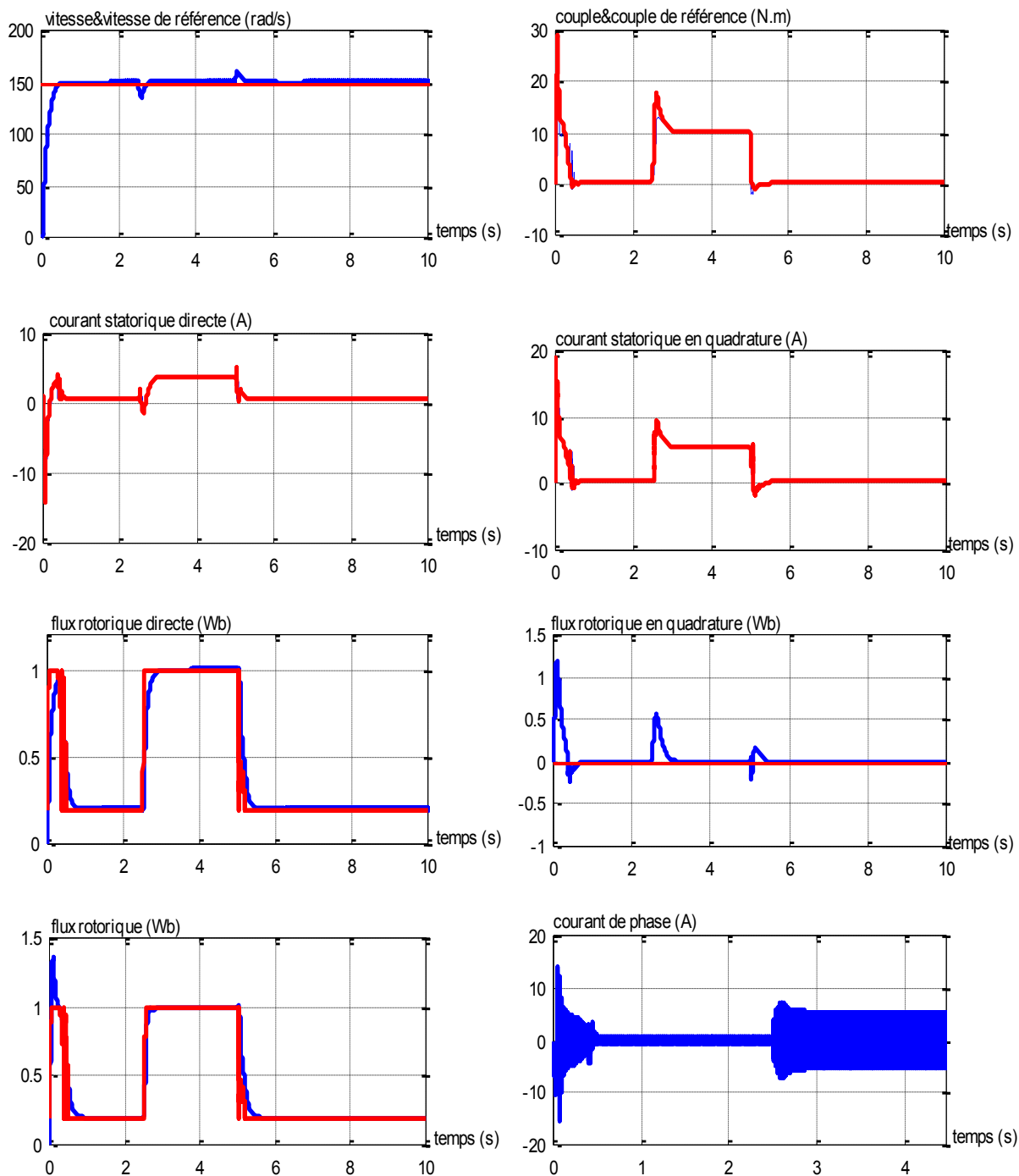


Figure IV.5 Résultats de simulation pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation de 10 N.m à (t=2.5s)

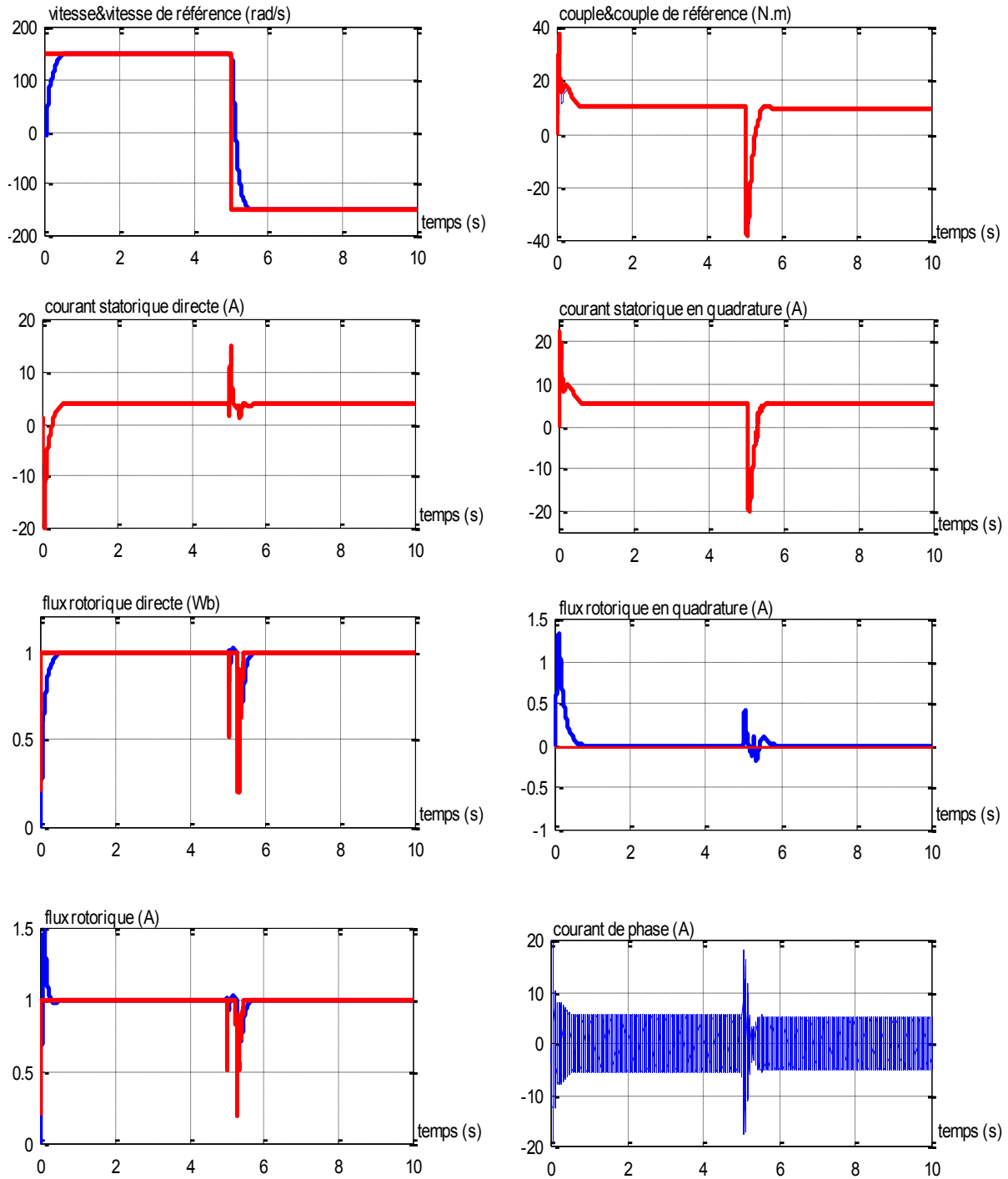


Figure IV.6 Résultats de simulation pour un démarrage en charge avec inversion de vitesse à ($t=5\text{s}$)

IV.7 COMPARAISON DES RESULTATS DE SIMULATION DAS LE CAS DE L'OPTIMISATIONLE EN REGIME PERMANENT ET LA ROGRAMMATION DYNAMIQUE

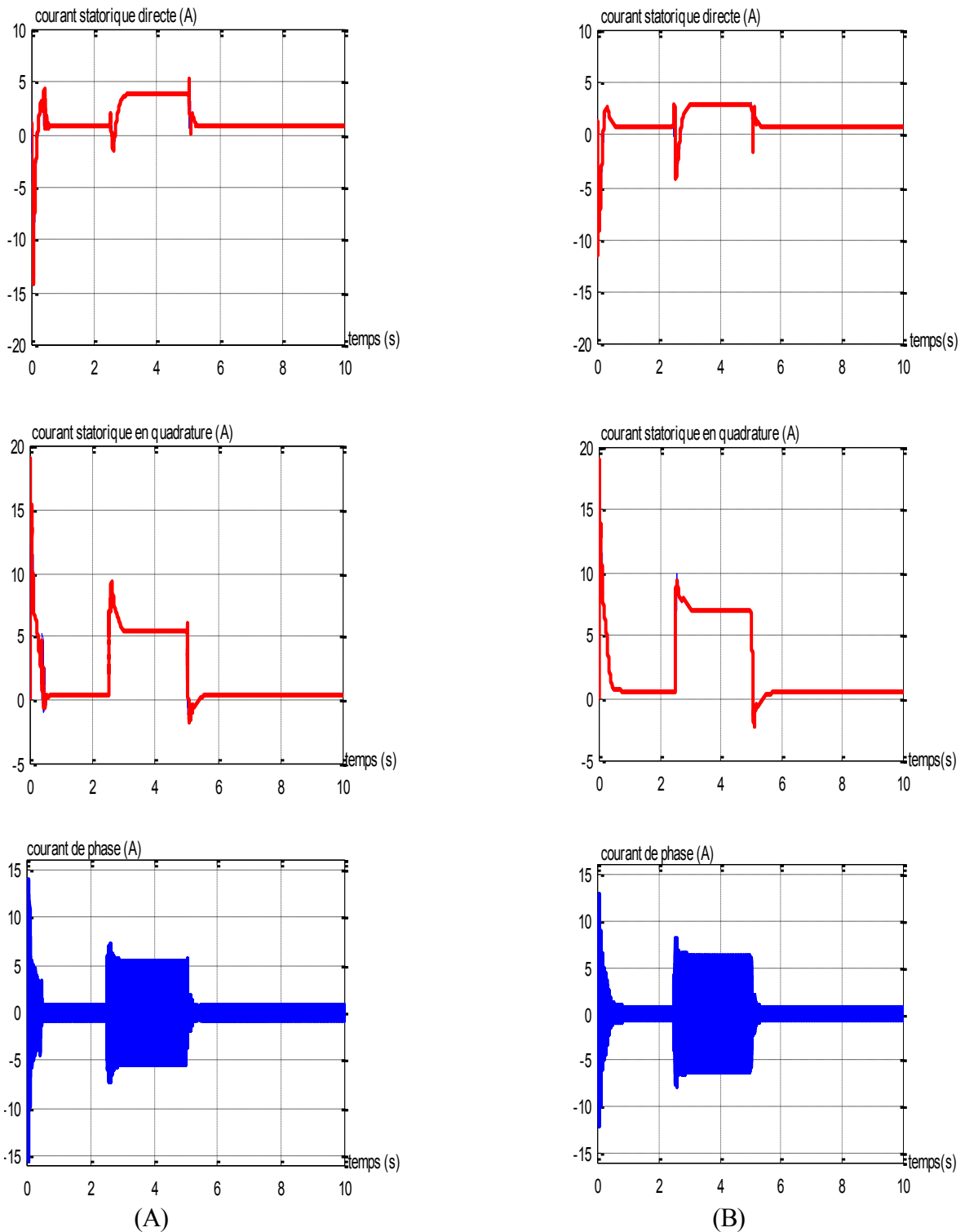


Figure IV.7 Démarrage à vide avec application d'un couple de charge de 10 Nm à $t=2.5$ s
(A) : programmation dynamique
(B) : Optimisation en régime permanent

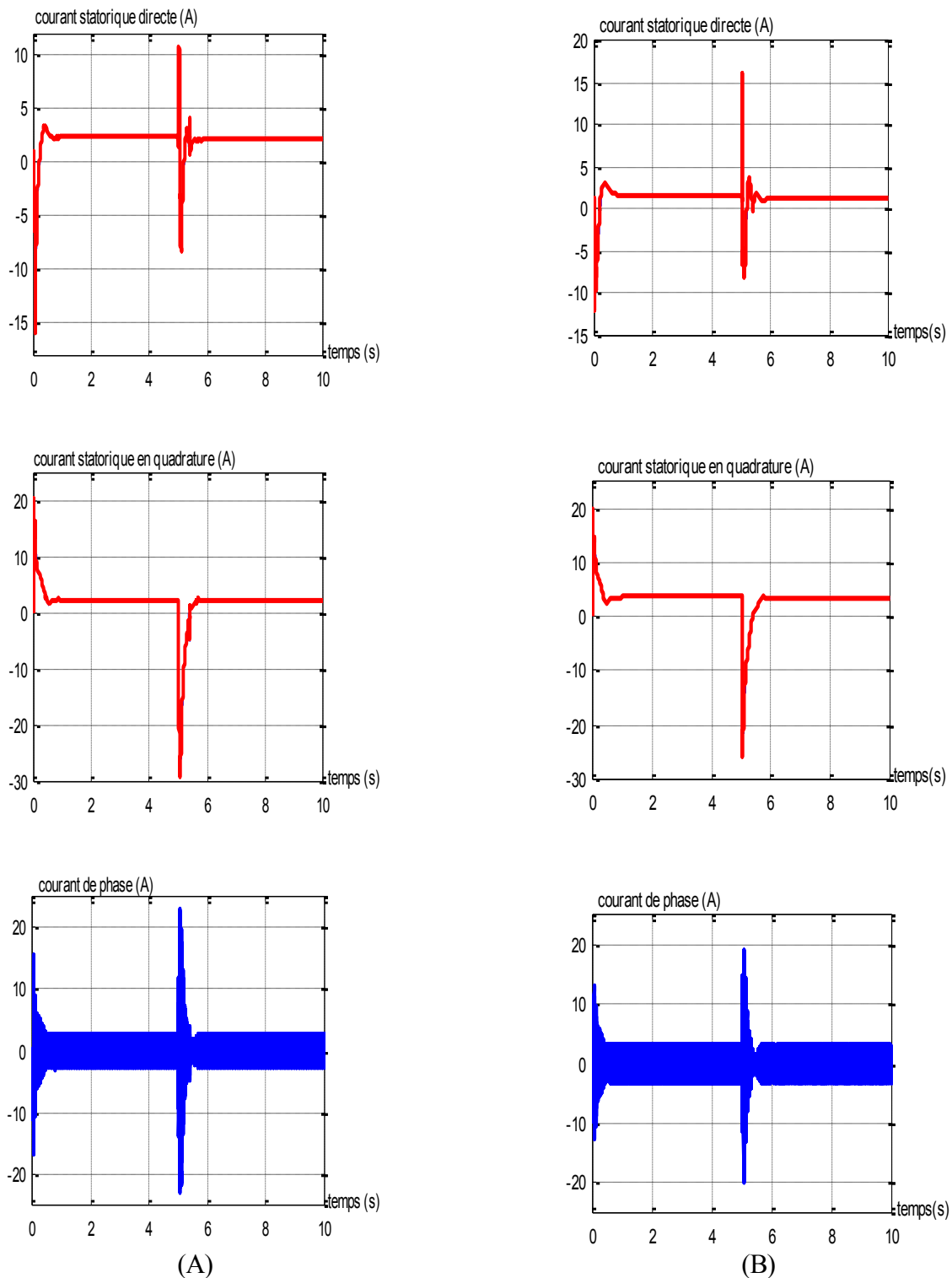


Figure IV.8 Démarrage à 25% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5$ s

(A) : Programmation dynamique

(B) : Optimisation en régime permanent

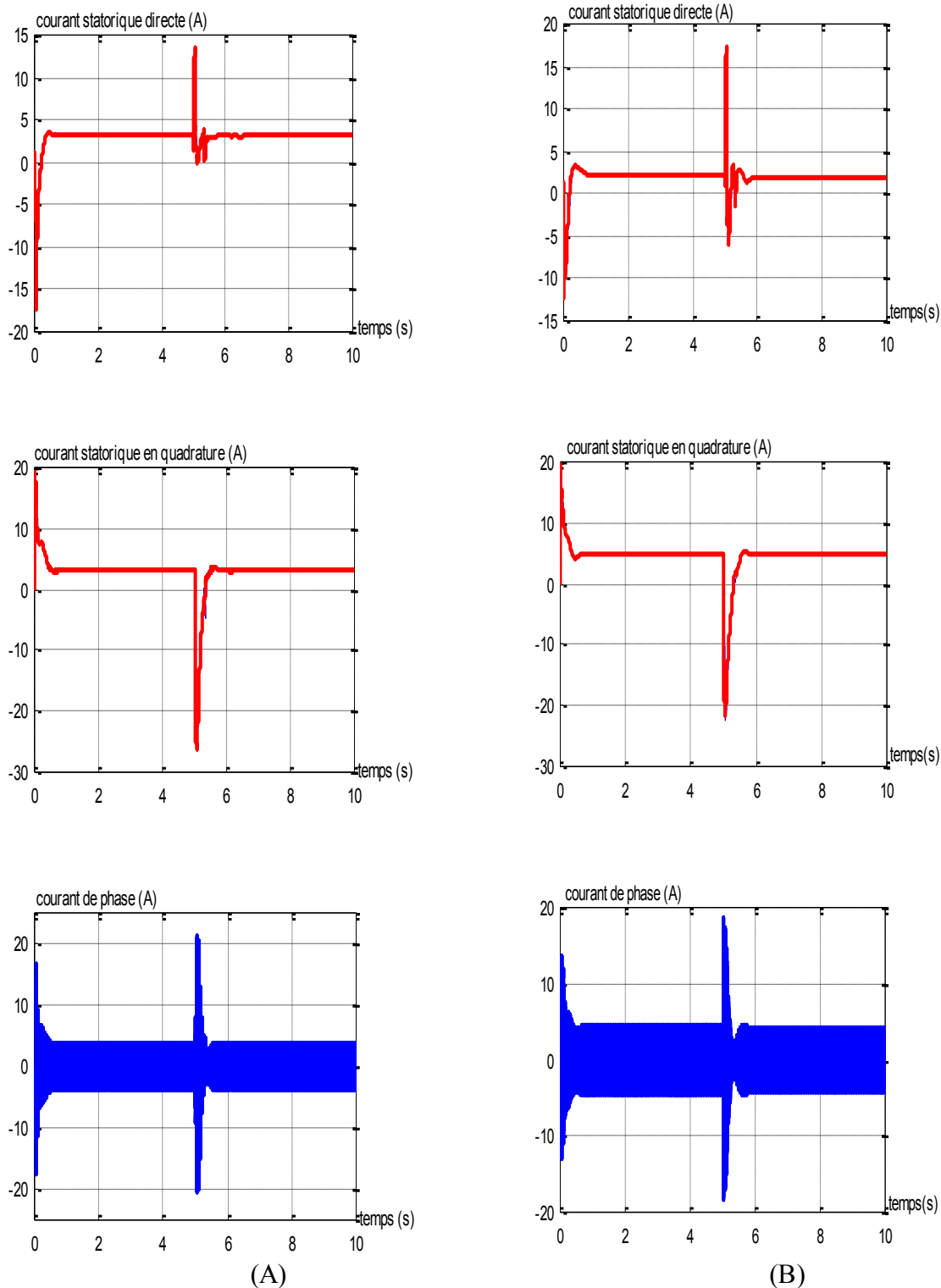


Figure IV.9 Démarrage à 50% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$

- (A) : Programmation dynamique
- (B) : Optimisation en régime permanent

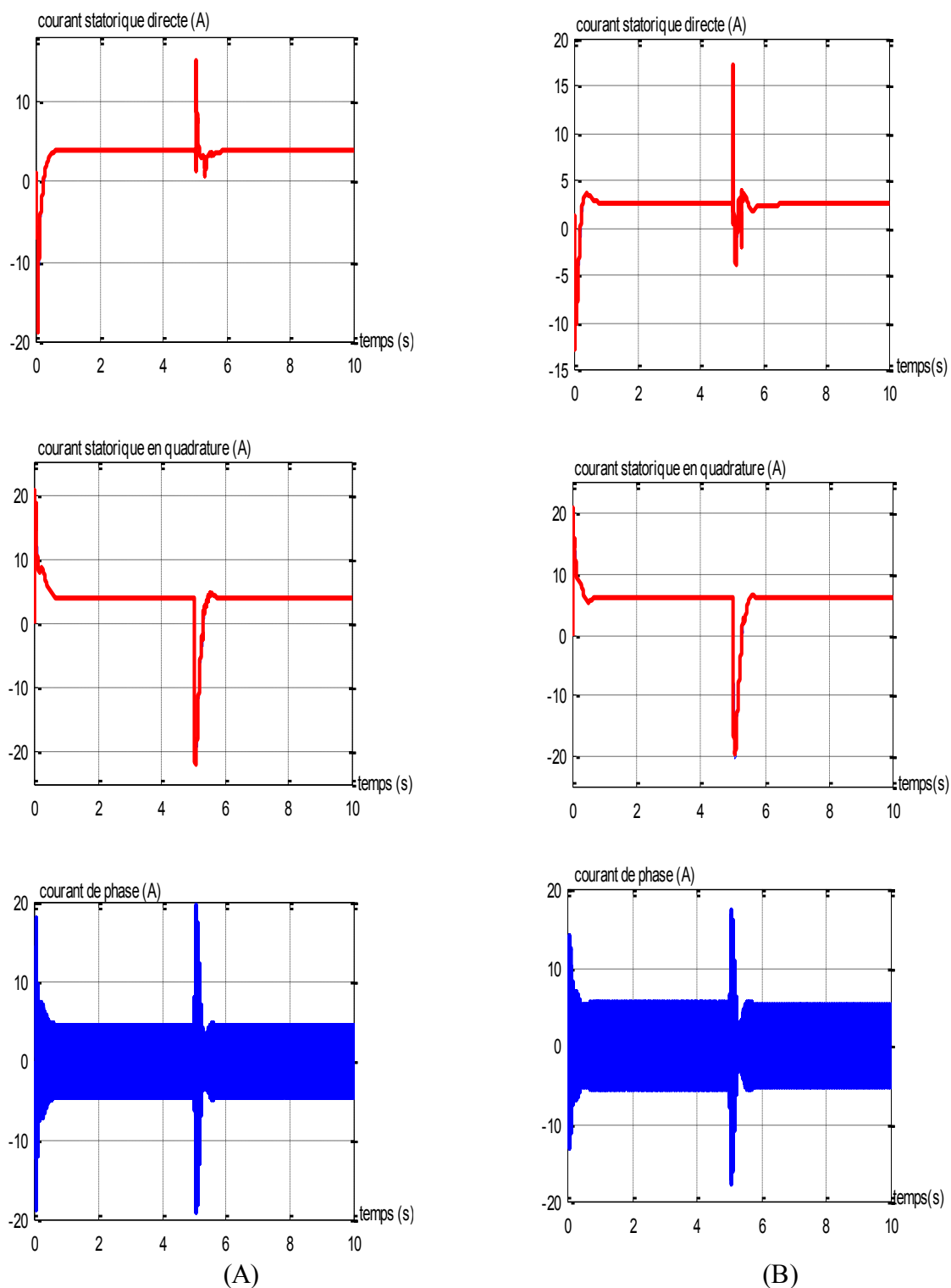


Figure IV.10 Démarrage à 75% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5$ s

(A) : Programmation dynamique

(B) : Optimisation en régime permanent

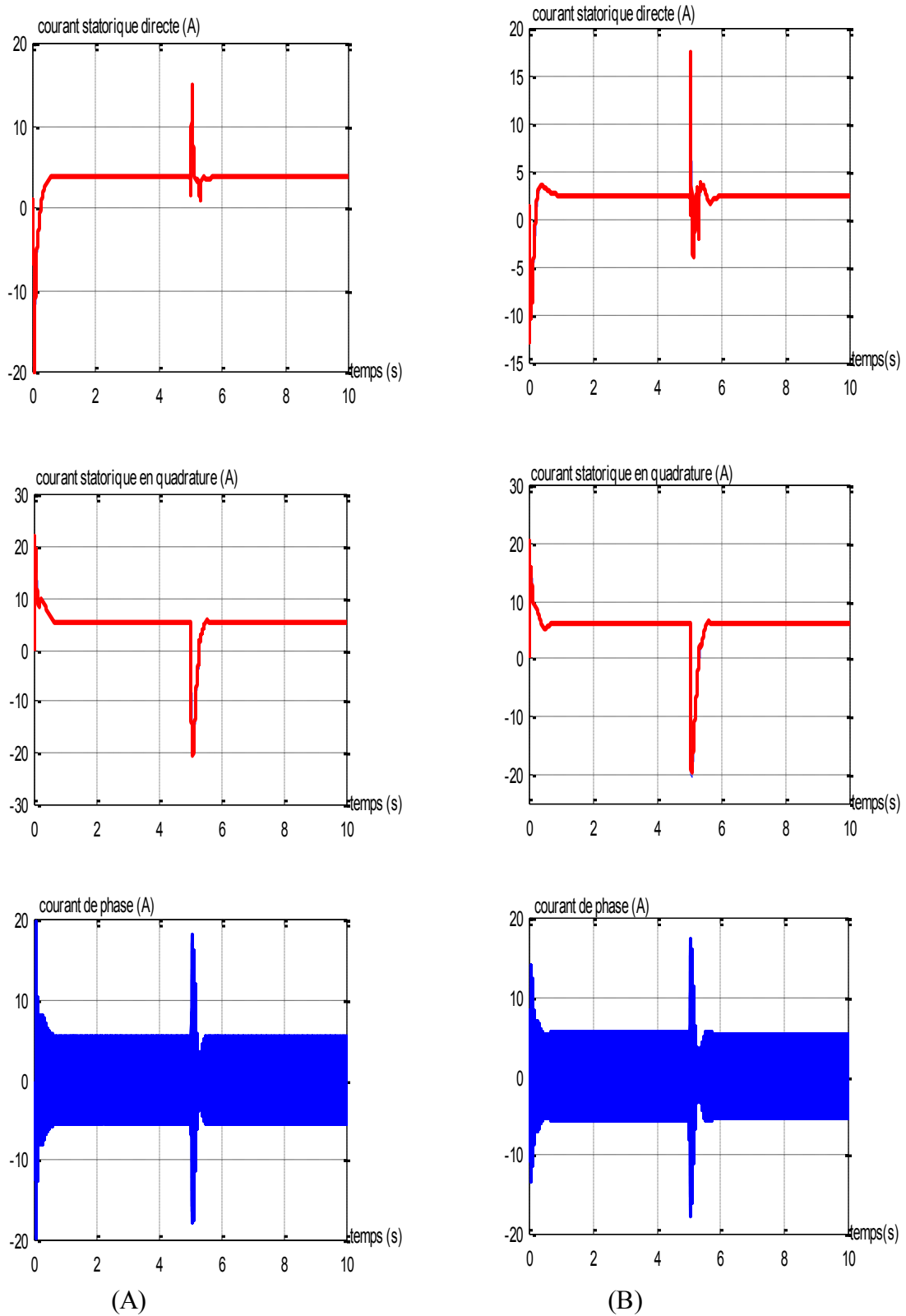


Figure IV.11 Démarrage à charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$

(A) : Programmation dynamique

(B) : Optimisation en régime permanent

IV.7.1 Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats obtenus dans les Figures IV.5 et IV.6, nous constatons que les grandeurs de la machine suivent parfaitement leurs références en régime permanent avec des petites perturbations au transitoire. Nous remarquons aussi la variation instantanée du flux de référence en régime transitoire. Ce qui confirme l'avantage de la programmation dynamique qui sélectionne la trajectoire optimale. Tout comme les méthodes précédentes, l'allure du couple électromagnétique est similaire à celle du courant I_{qs} ainsi l'allure du flux ϕ_r qui est semblable à celle du courant I_{ds} . Donc, le découplage est obtenu par cette commande.

Nous avons représenté une comparaison entre l'optimisation du courant statorique en régime permanent (B) et en régime transitoire (programmation dynamique (A)). Dans les deux méthodes d'optimisation, le flux est variable. On voit bien que l'optimisation est meilleur dans le cas (A), ou le courant absorbé est toujours inférieur par rapport au courant représenté en (B).

Le courant statorique suivant l'axe d représenté en (A) est supérieur à celui représenté en (B) par contre le courant statorique suivant l'axe q est inférieur, c'est-à-dire pour avoir un couple électromagnétique maximum, l'augmentation du courant directe est compensé par la réduction du courant en quadrature et par conséquent le courant absorbé par la machine. Donc on peut conclure que l'optimisation par la programmation dynamique est meilleure et intéressante par rapport à celle en régime permanent.

IV.8 SENSIBILITE DE LA COMMANDE VIS A VIS DE VARIATION DES PARAMETRES

Nous allons étudier par simulation l'effet de la variation de la résistance rotorique et l'inductance mutuelle sur la robustesse de la commande à flux optimal en régime permanent. Nous avons vu les causes de variation des paramètres de la machine asynchrone dans le chapitre I. Nous allons varier les valeurs de la résistance rotorique et de l'inductance mutuelle à $t=5s$.

Les figures IV.5 et IV.6 illustres bien les erreurs sur les composantes directes et en quadrature du flux rotorique ainsi sur son orientation.

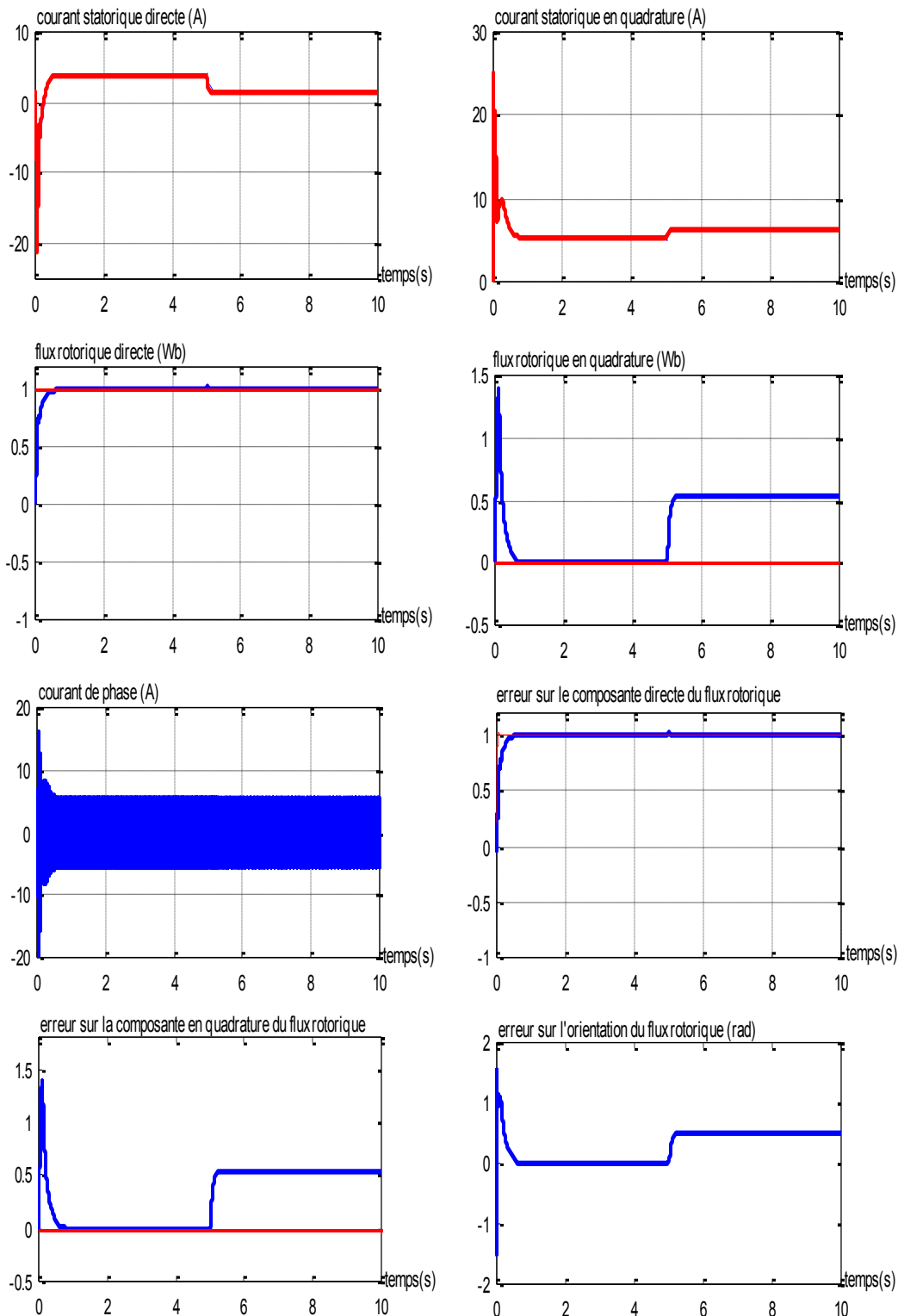


Figure IV.5 Résultats de simulation de la commande optimale en régime dynamique pour un démarrage à pleine charge avec une vitesse égale à la vitesse nominale pour ($R_r=1.5R_r^*$)

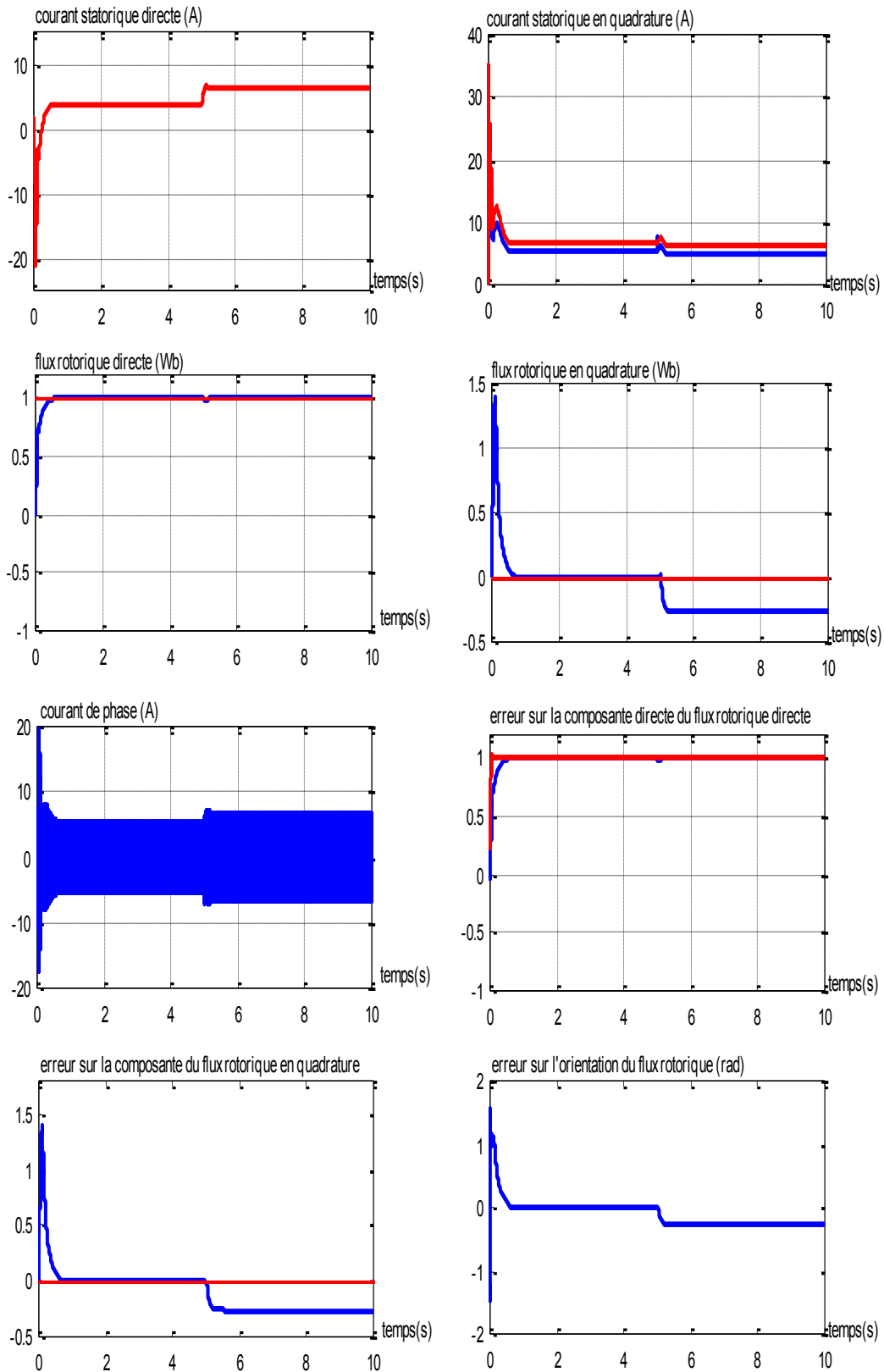


Figure IV.6 Résultats de simulation de la commande optimale en régime dynamique pour un démarrage à pleine charge avec une vitesse égale à la vitesse nominale pour ($L_m=0.8L_m^*$)

IV.8.1 Interprétation des résultats de simulation

Pour la Figure IV.5, nous constatons lors de l'augmentation de la résistance rotorique à $t = 5s$ le flux en quadrature s'écarte de sa référence, par contre le flux suivant l'axe directe n'est pas affecté. Même ce dernier n'est pas affecté par cette perturbation, les performances dynamiques de la commande sont perdues car le flux en quadrature n'est plus nul. Nous remarquons aussi, que le courant i_{ds} subit une diminution, et le courant i_{qs} subit une légère augmentation.

Dans la figure IV.6, on remarque toujours que le flux en quadrature s'écarte de sa référence lors d'une diminution de l'inductance mutuelle, par contre le flux directe n'est pas affecté par cette diminution. Le courant i_{ds} et le courant de phase subissent une augmentation. Le courant en quadrature subit à son tour une légère diminution. Les performances dynamiques de la commande sont perdues de nouveau.

Les différentes erreurs sont données comme suit :

1.a Augmentation de la résistance rotorique de 50% :

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r} = 0.54 ; \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r} = 0 ; \rho = \text{Arct}\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right) = 0.49\text{rad}$$

2.a Diminution de L'inductance mutuelle de 20% :

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r} = -0.26 ; \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r} = 0 ; \rho = \text{Arct}\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right) = -0.25\text{rad}$$

IV.9 CONCLUSION

Cette méthode d'optimisation nous a permis d'optimiser le courant statorique dans les deux régimes de fonctionnement. Les résultats obtenus prouvent l'efficacité de cette méthode d'optimisation. Et la limitation du domaine d'application ne se pose pas comme dans le cas de l'optimisation en régime permanent. Malgré ces avantages point de vue énergétique, la méthode reste sensible aux variations des paramètres de la machine.



*CONCLUSION
GENERALE*

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude par simulation de deux méthodes d'optimisation de la commande d'une machine asynchrone. Cette optimisation est réalisée par le choix de l'état magnétique, en régime permanent comme en régime transitoire de fonctionnement.

Après avoir modéliser cette machine associée ou non à son convertisseur, nous avons obtenu un modèle de représentation qui permet de s'adapter au type de commande voulu.

La méthode de la commande de la machine asynchrone qui fait actuellement l'unanimité dans la communauté scientifique est la méthode dite à flux orienté. Cette stratégie s'appuie sur l'orientation du flux rotorique selon l'axe « d » du repère de PARK. De ce fait, elle peut commander séparément le couple électromagnétique et le flux.

Classiquement, dans cette méthode de commande, nous cherchons à maintenir l'état magnétique à sa valeur nominale afin d'obtenir les meilleurs performances dynamiques. Nous avons exposé une méthode alternative qui consiste à faire évoluer l'état magnétique de la machine en fonction du point de fonctionnement, afin de minimiser un critère donné qui est pour notre cas le courant statorique absorbé. Cette stratégie est très intéressante du point de vue de l'optimisation énergétique.

Nous avons étudié, comme première stratégie d'optimisation, une méthode qui permet de minimiser le courant statorique absorbé en régime permanent, tout en la validant par des simulations. Nous avons montré, par une comparaison avec la méthode classique de commande à niveau de flux nominal, les avantages et les inconvénients de cette première méthode. En effet, cette méthode a bien minimisé le courant statorique pendant les intervalles du régime permanent. Cette dernière qui a l'avantage d'être aisément implantable dans une commande, sera surtout intéressante dans les applications ou les régimes transitoires ne demandent pas de forts couple. Pour notre machine, cette commande sera intéressante pour des couples inférieurs 3 N.m.

CONCLUSION GENERALE

Afin de réaliser une optimisation énergétique en régime quelconque, nous avons développé une méthode d'optimisation utilisant la programmation dynamique. Cette méthode a assuré des grands avantages énergétiques sur tout l'intervalle de fonctionnement.

La méthode par flux orienté exige une connaissance parfaite des paramètres internes de la machine à tout instant. Au vu des résultats obtenus, nous avons constaté que la variation de la résistance rotorique et l'inductance mutuelle influent sur la commande et dégrade ces performances dynamiques. Nous pouvons conclure que la commande vectorielle reste toujours sensible aux variations des paramètres quelque soit le mode de fonctionnement à flux constant ou variable. Une adaptation des paramètres s'impose.

Le critère choisi dans ce travail était le courant statorique, mais d'autres méthodes d'optimisations existent peuvent être utilisées avec peu de modification, pour optimiser d'autres critères, tels que le facteur de puissance, la minimisation des pertes joules, augmentation du facteur de puissance.

Nous avons essayé au cours de ce travail de commander la machine asynchrone, par une commande vectorielle en utilisant un flux optimal. Nous avons réussi à atteindre notre objectif en minimisant le courant statorique au maximum. Mais de nombreuses études restent encore à faire, pour améliorer ces résultats.



*PARAMETRES
DE LA
MACHINE*

Paramètres de la machine

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs numériques</i>
Tension nominale.	220/380 [V]
Courant nominal.	6.7/3.7 [A]
Puissance nominale.	1.5 [Kw]
Nombre de paire de pole : (p).	2
Résistance statorique : (R_s).	4.85 [Ω]
Résistance rotorique : (R_r).	3.805 [Ω]
Inductance cyclique statorique : (L_s).	0.274 [H]
Inductance cyclique rotorique : (L_r).	0.274 [H]
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor : (L_m).	0.258 [H]
Moment d'inertie : (J).	0.031 [Kg.m ²]
Coefficient de frottement visqueux : (K_f).	0.001136 [Nm/rd/s].
Vitesse nominale : (N_n).	1420 [tr/min]
Flux nominal : (ϕ_{hn}).	1 [Wb]
Fréquence du réseau : (f).	50 [Hz]



BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. BABA.
« Optimisation du flux dans la machine à induction par une commande vectorielle : Minimisation des pertes ». Thèse de Doctorat de l'Université PIERRE et MARIE CURIE (PARIS VI), spécialité : Génie électrique, Janvier 1997.
- [2] LOUIS J.P.
« Actionneur électrique de la modélisation à la commande »
Commande des machines électriques
Journée E.E.A. Toulouse – 1991
- [3] LOUIS J.P.
« Modèle de la commande de la machine asynchrone (Flux orienté) ».
Cours de DEA de génie électrique, 1989.
- [4] L.BAGHLI
« Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique flou, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques ». Thèse de Doctorat de l'université HENRI POINCAR (NANCY1), Janvier 1999
- [5] K. YAZID.
« Commande vectorielle avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique ». Thèse de Magistère, USTHB 1996.
- [6] J. CHATELAIN.
« Machines électriques », Vol 2 .Edition DUNOD, 1982.
- [7] P. BARRET.
« Régimes transitoires des machines électriques tournantes » .Edition EYROLLES, 1982.
- [8] M. KHERBOUCHE & M. HAMMOUDI.
« Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension ». P.F.E. Dép. de Génie électrique USTHB 1998.
- [9] F. BLASCHE.
« The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines ». Siemens Revue, May 1972.
- [10] W. LEONHARD.
« Control of Electrical drives ». Editeur Springer-Verlag 1985.
- [11] M. BOUSSAK
« Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction », Thèse de doctorat de l'Université de Paris6, Juin 1989.
- [12] E. MENDES.
« Contribution à l'étude de servomoteurs a induction. Etude et mise en œuvre de commandes numériques a flux orienté et adaptatives ». Thèse de Doctorat de l'Université de PARIS 6, spécialité : Sciences physiques (Electrotechnique), Octobre 1993.

- [13] A. BILLINI, G.FIGALLI, G.ULLIVI
« A microcomputer based field oriented control of induction motors» Proc. Intern. Conf. on Electrical machines, Munchen 1986 pp. 652-665
- [14] B.K BOSE
« Power electronics and AC drives» pentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey 1986
- [15] D.S ZINGER, F. PROFUMO, T.A LIPPO
« A direct field-oriented controller for induction motor drives using tappedstator windings» IEEE trans. Ind. Appl., vol.5, N°4 Ocb. 1990 pp.446-453
- [16] R. W. DE DONCKER
«Prameter sensitivity of indirect Universal indirect field-oriented controllers» IEEE trans. Pow. Electr., vol.9 N°4, july 1994, pp. 367-376
- [17] L. FAA, CHANG-MING L.
«Control of indirect field-oriented induction motor drives considering the effects of dead-time and parameter variations», IEEE trans. Ind. Appl., vol.40, N°5, Oct. 1993, pp.486-495.
- [18] FU YAQUN
« Commande vectorielle des machines à courant alternative : étude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs » Thèse de doctorat en sciences appliquées, Université catholique de Louvain, Déc. 1995
- [19] FU YAYUAN
« Commande découplée et adaptative des machines asynchrones triphasées » Thèse de doctorat d'état, Université Montpellier II, 1991.
- [20] LAJOIE-MAZENCE
« Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance » EDF, Direction des études et recherche, janvier 1992, 92 NI R 0002, pp 1-35.
- [21] M. PIETRAZAK-DAVID, B.FORNEL
« Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle », journée SEE, Lille, 1992.
- [22] P VAS
« Vector contorl of AC machine »
Oxford/UK : Clarendon, press 1990.
- [23] M. OUADGHIRI
« Contribution à la commande vectorielle des moteurs asynchrones alimentés par un onduleur de tension: comparaison des méthodes d'estimation du flux rotorique et de la vitesse », Thèse de doctorat en sciences appliquées, faculté polytechnique de Mons, Jan. 1995.
- [24] B.K. BOSE
« Recent advances in power electronics », IEEE Trans. Electr., vol.7, N°1, Jan. 1992, pp. 2-16

- [25] A. A. GANJI, P. LATAIRE
«Rotor time constant compensation of an induction motor in indirect vector controlled drives», EPE'95, Sevilla, pp. 1.431-1.436.
- [26] R.D. LORENZ, D.B. LAWSON
Flux and torque decoupling control for fieldweakened operation of field oriented induction machines", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.26, N°3, March./April 1990, pp. 290-295.
- [27] P.C. SEN, E. HO
«High-performance decoupling control techniques for various rotating field machines», IEEE Trans. Ind. Electr., vol.42, N°1, Feb. 1995, pp. 40-49
- [28] Z. KANG WU, EG. STANGAS
«Feed forward field orientation control of an induction motor using a PWM voltage: source inverter standardized single-board computers», IEEE Trans. Ind. Electr., vol.35, N°1, Feb. 1988, pp. 75-79.
- [29] BISWAS S.K, SATHIAKUMAR S. and VITHAYATHIL J.
«High efficiency direct torque control scheme for a CSI fed induction motor drive». IEEE Trans. on industry Applications, Vol. 22, pp. 216-221, 1986.
- [30] LORENZ R.D., YANG S.M
«Efficiency-optimized flux trajectories for closed-cycle operation of field-orientation induction machines drives», IEEE Trans. on industry Applications, vol.28. N°3 pp. 574-580, May/June 1992.
- [31] LORENZ R.D., TANG S.M
« AC induction servo sizing for motion control application via loss minimizing real-time flux control», IEEE trans. on industry Application, vol.28, N°3, pp. 589-593, May/June 1992.
- [32] SELEM S.I., MENDES E., CANUDAS DE WIT C. and RAZEK A.
«Experimental validation of the minimum energy approach for induction motor control», IEEE SMC'93, Le Touquet, France, 17-20 Octobers 1993.
- [33] A. BOUKHELIFA & M. KHERBOUCHE & A. CHERITI R. & IBTIOUEN & O. TOUHAMI R. &TAHMI.
« Stator current minimization in induction machine ». Modelling and simulation international AMES, Lyon, France, July 2004.
- [34] A. BOUKHELIFA & A. CHERITE & R. IBTIOUEN & O. TOUHAMI
« Minimisation des pertes par effet joule dans une machine asynchrone par l'optimisation du niveau de flux ». ICEE, Boumerdes, 2003, 25-26 May
- [35] J. RAMIREZ
« Contribution à la commande Optimale des machines Asynchrones » Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Octobre 98

[36] A. BOUKHELIFA & M. KHERBOUCHE & A. CHERITI R. & IBTIOUEN & O. TOUHAMI & R. TAHMI
« Stator current minimization by field optimization in induction machine ». The international conference on electrical electronic and computer engineering, Cairo, Egypt, 2004.

[37] S.I. SELEME & C. CANUDAS DE WIT.
« Minimum energy operation condition of induction motors under torque control ». Workshop on Motion Control for Intelligent Automation 92, Perugia, Italy, Vol.1, pp. 127-133, 27-29 October 1992.

[38] C. CANUDAS DE WIT & S.I. SELEME
« Lyapunov based torque control design for induction motor, the minimum energy approach ». IFAC World Congress 93, Sydney, Australia, 18-23 July 1993.

[39] MENDES E., BABA A., and RAZEK A.
« Losses minimization of field oriented controlled induction machine »
Septième conférence internationale des machines électrique et leurs commandes, IEE, 11-13 septembre 1995.

[40] ODILE MARCOTTE.
« Conception et analyse des algorithmes »
Département d'informatique, université du Québec à Montréal

[41] Robert D. Lorenz, and Sheng-Ming Hang.
« Efficiency-optimized flux trajectories for closed-cycle operation of field-orientation induction machine drives » IEEE 574-580 Vol 28 N°3, May/June 1992

ملخص

العمل المطروح في هذه المذكرة يدور حول تحسين شدة تيار الساكن في الماكنة الاتزامنية المتحكم فيها بطريقة التوجيه الشعاعي. في هذه طريقة التحسين، التدفق في الماكنة غير ساكن و لكن هو دالة محصورة بين قيمتين (تدفق ادنى و تدفق اقصى). التدفق الادنى نتحصل عليه عن طريق الخاصية المراد تحسينها و التدفق الادنى هو التدفق المتبقي. لقد استعملنا طريقتين لتحسين تيار الساكن في الماكنة الاتزامنية؛ تحسين في النظام التشغيلي الدائم و تحسين في النظام التشغيلي العام بااستعمال البرمجة التحريكية. اثبتنا فعالية الطريقتين عن طريق البرمجة الرقمية. تغير خصوصيات الماكنة يؤثر دائما على طريقة التحكم و يضعف فعاليتها.

كلمات المفتاح: الماكينات الكهربائية – التحكم الشعاعي في الماكينات الكهربائية – طرق التحسين – تحسين التيار الكهربائي في الماكينات اللاتزامنية .

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire, consiste en l'optimisation du courant statorique dans une machine à induction commandée par la méthode du flux orienté. Dans cette méthode d'optimisation, le flux dans la machine n'est plus constant mais est une fonction qui varie entre deux grandeurs (flux maximal et flux minimal). Le flux optimal est obtenu à travers le critère à minimiser et le flux minimal c'est le flux rémanent. Nous avons utilisé deux méthodes d'optimisations, une optimisation en régime permanent et une optimisation en régime quelconque en utilisant la programmation dynamique. Ces deux méthodes d'optimisation sont prouvées par des résultats de simulations. A la fin de cette étude, nous avons montré que la variation des paramètres de la machine influent sur la commande et dégrade ces performances dynamiques.

Mots clés : Machines électriques - Commande vectorielle des machines électriques - Méthodes d'optimisations - Minimisation des courants dans la machines à induction

Summary

Our work presented in this study consists in optimizing the stator current of induction machine controlled by the field oriented method. In this optimization method, the machine flux is not constant but is a function which varies between two sizes (maximum flux and minimal flux). The optimal flux is obtained from the criteria to be minimized and minimal flux (remnant flux). We used two optimization methods; an optimization in steady operation and the one of unspecified mode by using the dynamic programming. These optimization methods are proven by simulation results. We showed that the variations of the machine parameters influence the model order and degrades the dynamic performances.

Key words : electric machines – Vectorial control of the electric machines – Methods of optimization – Minimization of the currents in induction machines