

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Option: Machines électriques

THESE DE MAGISTER



Présentée par Mr. Salah REHAHLA

Ingénieur ENITA

THEME

ETUDE DE LA COMMANDE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASEE
PAR LA TECHNIQUE DU FLUX ORIENTE
-Sensibilité aux variations paramétriques
-Commande adaptative

Soutenue publiquement le 12 décembre 1996 devant le jury d'examen composé de:

Messieurs: M. S. BOUCHERITPrésident
B. HEMICL.....Rapporteur
M. O. MAHMOUDI.....Examineur
F. BOUDJEMAAExamineur
H. CHEKIREBExamineur
H. REZINEInvité

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Option: Machines électriques

THESE DE MAGISTER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par Mr. Salah REHAHLA

Ingénieur ENITA

THEME

ETUDE DE LA COMMANDE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE TRIPHASEE
PAR LA TECHNIQUE DU FLUX ORIENTE
-Sensibilité aux variations paramétriques
-Commande adaptative

Soutenue publiquement le 12 décembre 1996 devant le jury d'examen composé de:

Messieurs: M. S. BOUCHERITPrésident
B. HEMICI.....Rapporteur
M. O. MAHMOUDI.....Examineur
F. BOUDJEMAAExamineur
H. CHEKIREBExamineur
H. REZINEInvité

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué sous la direction de monsieur B. HEMICI chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, qu'il trouve ici le témoignage de ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée et les conseils fructueux qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

Monsieur M. S. BOUCHERIT maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, me fait l'honneur de présider le jury de soutenance, qu'il en soit vivement remercié.

Je tiens à remercier particulièrement monsieur M. O. MAHMOUDI chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour ses recommandations relatives à la démarche pour la présentation du présent mémoire.

Je remercie également monsieur F. BOUDJEMAA, maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour sa participation au jury de soutenance.

Je remercie également monsieur H. CHEKIREB, chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour ses conseils pédagogiques pour la présentation du mémoire.

Je remercie monsieur H. REZINE enseignant à l'E.M.P (ex.E.N.I.T.A), pour sa participation au jury de soutenance.

Je tiens à remercier monsieur M. HAMADOUCHE directeur de l'URD/GCS, pour son aide en matériel de calcul et d'impression.

Mes très sincères remerciements vont également à messieurs:
M. BENDENIA, M. KHALED, H. MELOUAH, A. MOUSSAOUI,
M. RAYASSE pour leur soutien moral.

نقدم في هذه المنكرة منظومات للتحكم بواسطة التدفق المغناطيسي الموجه للماكينات الكهروبيائية للامتزامة ثلاثية اللاطوار المستعملة في مغيرات السرعة.

فقد دورة بالتوالي وعلى مستوى التشكيلي و الوصفي للرسوم المجملة و التي تظهر، الحالات الاتية

- التحكم بواسطة التدفق المغناطيسي

- تأثير تغير الثابت الزمني للدوار

- التحكم التكيفي

كما طورت مختلف هياكل التحكم المقترحة لتغذية الماكينات بالبتيار و كذلك للمجموعة " المقوم -

المحول - الماكينة " ذات تحكم بتعديل عرض النبض، وختيار مختلف الضابطات

مفتاح

الماكينة الكهروبيائية للامتزامة ثلاثية اللاطوار - للتحكم بواسطة التدفق المغناطيسي - التحكم التكيفي

Résumé

Dans ce mémoire, nous présentons des systèmes de commande par la technique du flux orienté pour machines asynchrones triphasées utilisées dans des variateurs de vitesse.

Les cas de la commande par flux orienté, de l'influence de la variation de la constante de temps rotorique et de la commande adaptative sont étudiés successivement au niveau du formalisme, de la description sous forme de schéma-blocs et de la simulation.

Les différentes structures de commande proposées pour l'alimentation en courant de la machine, l'association redresseur-commutateur -machine avec commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et le choix des différents régulateurs sont également développés.

Mots clés

Machine asynchrone triphasée_ Commande par flux orienté_ Commande adaptative.

Abstract

In this thesis, we present the control schemes with field oriented technique for three phase induction machine in speed drives. The cases of field orientation, the influence of changing rotor time constant and adaptative control have been analyzed with emphasis to state equations, block-scheme representation and simulation. The different control structures have been proposed for current static inverter (CSI) to supply the machine, the association static converter-inverter-machine with current control PWM technique and the basic rule to choose the regulator parameters have been developed.

Key words

Three phase induction machine_ Field-oriented control_ Adaptative control.

SOMMAIRE



NOTATIONS

i

INTRODUCTION GENERALE

1

CHAPITRE I: MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE DE SA COMMANDE

I-1 Introduction.	4
I-2 Modélisation de la machine asynchrone 3~	4
I-2-1 Hypothèses simplificatrices	4
I-2-2 Application de la transformation de Park	4
I-2-3 Equation de tension en grandeurs de phase	5
I-2-4 Transformation des grandeurs statoriques et rotoriques	6
I-2-5 Equations des tensions	7
I-2-6 Equations des flux	7
I-2-7 Définition des différents référentiels.	8
I-2-7-1 Référentiel fixe par rapport au stator	8
I-2-7-2 Référentiel fixe par rapport au rotor	8
I-2-7-3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	8
I-2-8 Equation mécanique	9
I-3 Modélisation de la machine alimentée en courant	9
I-3-1 Description	9
I-3-2 Equation d'état	9
* Equations électriques	10
* Equations mécaniques	10
I-3-3 Schéma-bloc	11
I-4 Simulation de la machine alimentée en courant	11
I-4-1 Fonctionnement à vide	12
I-4-2 Fonctionnement en charge	14
I-5 Conclusion.	15

CHAPITRE II: COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR FLUX ORIENTE



II-1 Introduction	17
II-2 Commande par flux oriente	18
II-2-1 Principe général de la méthode	18
II-2-2 Description	18
II-2-3 Modélisation en courant par orientation du flux	19
II-2-3-1 Modélisation en courant par orientation du flux rotorique	19
II-2-3-2 Modélisation en courant par orientation du flux statorique	20
II-2-3-3 Modélisation en courant par orientation du flux d'entrefer	20
II-3 Structures des commandes en courant	22
II-3-1 Introduction	22
II-3-2 Description	22
II-3-3 Commande indirecte par orientation du flux	22
II-3-3-1 Structure de commande en courant par orientation du flux rotorique	22
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	24
II-3-3-2 Modification de la structure de commande par orientation du flux rotorique	29
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	31
II-3-3-3 Structure de commande en courant par orientation du flux statorique	34
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	35
II-3-3-4 Modification de la structure de commande par orientation du flux statorique	38
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	40
II-3-3-5 Structure de commande en courant par orientation du flux d'entrefer	42
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	44
II-3-3-6 Modification de la structure de commande par orientation du flux d'entrefer	46
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	48
II-4 Application d'une commande indirecte par orientation de ψ_r , ψ_s , ou ψ_g .	50
II-5 Commande directe par orientation du flux rotorique	51
* Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique	54
II-6 Commande directe par orientation du flux d'entrefer	57
II-7 Conclusion	61

**CHAPITRE III: SENSIBILITE DE LA COMMANDE VIS A VIS DES PARARMETRES
ET IDENTIFICATION EN LIGNE DE LA RESISTANCE ROTORIQUE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE**



III-1 Etude de l'influence des paramètres de la machine asynchrone	64
III-1-1 Introduction	64
III-2 Principe de la méthode	64
III-2-1 Généralités	64
III-2-2 Influence de la résistance rotorique	65
III-3 Méthode d'identification de la résistance rotorique	71

**CHAPITRE IV: MODELISATION ET SIMULATION DE L'ENSEMBLE REDRESSEUR-
COMMUTATEUR DE COURANT-MACHINE ASYNCHRONE 3 ~.**

IV-1 Introduction	75
IV-2 Principe de la commande	75
IV-3 Réglage du courant d'alimentation	75
IV-3-1 Contrôle d'amplitude du courant d'alimentation	76
IV-3-2 Contrôle d'harmoniques	77
IV-4 Modélisation de l'ensemble	78
IV-4-1 Source de courant	78
IV-4-2 Filtre de lissage	78
IV-4-3 Commutateur de courant	78
IV-4-3-1 Commande par pleine onde	80
IV-4-3-2 Commande par M.L.I.	82
IV-4-4 Machine asynchrone	83
IV-5 Application de la modulation avec suppression d'harmonique à la commande par flux orienté	83
IV-5-1 Avec transformation de coordonnées	83

**CHAPITRE V: COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MACHINE ASYCHRONE 3~
ALIMENTEE EN COURANT**

V-1 Introduction	89
V-2 Principe de la commande adaptative	89
V-3 Commande adaptative par modèle de référence d'une machine asynchrone	90

V-4	Commande adaptative pour l'alimentation en courant	
V-4-1	Description	
V-4-2	Modèle de référence basé sur l'orientation du flux	91
V-4-3	Commande par retour des variables d'état	92
V-5	Conclusion	96
V-6	Commande par modèle de référence	96
V-7	Commande par modèle de référence simplifié	99
V-8	Conclusion	100

CONCLUSION GENERALE 103

ANNEXES 105

ANNEXE-A: CARACTERISTIQUES INTERNES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

a1:	paramètres de la machine	1
a2:	Equations des différentes inductances	2
a3:	Equations des flux	3
a4:	Equation mécanique	4

ANNEXE-B: CALCULS DES VALEURS DE LIMITATION SUR (i_{ds} , i_{qs} et ω_{sl})

b1 :	Cas de l'orientation du flux statorique (ψ_s)	6
b2 :	Cas de l'orientation du flux d'entrefer (ψ_g)	7
b3 :	Cas de l'orientation du flux rotorique (ψ_r)	8

ANNEXE-C: CALCUL DES REGULATEURS P-I.

c1 :	Régulateur de vitesse	9
c2 :	Régulateur de flux	11
c3 :	Régulateur de couple	12

BIBLIOGRAPHIE

NOTATIONS

- a_s, b_s, c_s : indices correspondants aux trois phases statoriques a, b, c.
 s, r, g : indices correspondants respectivement au stator, au rotor et à l'entrefer.
 $\alpha\text{-}\beta$: axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
 $d\text{-}q$: axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
 P : variable de Laplace.
 L_s, L_r : inductance cycliques statorique et rotorique par phase.
 L_{sr} : inductance mutuelle stator-rotor.
 M : inductance mutuelle propre.
 R_s, R_r : résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase.
 T_s, T_r : constantes de temps statorique et rotorique ($T_s=L_s/R_s, T_r=L_r/R_r$).
 σ_s, σ_r : coefficients de fuite statorique et rotorique ($L_s / M - 1, L_r / M - 1$).
 σ : coefficient de fuite total ($\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$).
 p : nombre de paire de pôles.
 T_e : couple électromagnétique
 T_L : couple résistant.
 F : coefficient de frottement visqueux.
 J : moment d'inertie du rotor.
 θ_s, θ_r : angles électriques statorique et rotorique.
 θ_{sl} : angle de glissement.
 ω_s, ω_r : vitesse angulaires électriques statorique et rotorique.
 ω_{sl} : glissement de vitesse angulaire.
 Ω_r : vitesse mécanique.
 ψ : flux.
 i : courant.
 V : tension.

Les applications industrielles font appel de plus en plus aux asservissements utilisant des actionneurs électriques avec des performances dynamiques et statiques très élevées. La machine à courant continu, qui se prête bien à la variation de vitesse, a assuré le fonctionnement de la plus grande partie des équipements industriels et a été étudiée en premier.

Des travaux récents se sont intéressés successivement à la commande optimale permettant de satisfaire un critère quadratique (énergie, temps, rendement,...) et à la commande adaptative où la structure de la commande devient variable afin de permettre au système de se déplacer suivant une trajectoire prédéterminée dans le plan vitesse-position; l'avantage de cette dernière commande est de rendre le système insensible aux variations de ses paramètres et aux perturbations externes.

Cependant le principal défaut de la machine à courant continu reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines conditions d'exploitation. En effet les étincelles inévitables sur les balais empêchent son emploi dans les atmosphères explosives.

Des problèmes existent également dans les atmosphères humides (stations de pompage) et les environnements poussiéreux (cimenterie, sidérurgie) où il faut impérativement le rendre étanche en augmentant ainsi son coût. C'est pour cela que le monde industriel s'est tourné vers les actionneurs équipés de machine à courant alternatif, qui disposant d'une commande appropriée ont des performances comparables à celle des actionneurs à courant continu sur le plan de rapidité et de précision.

La difficulté de la commande des machines asynchrones réside dans l'obtention du découplage effectif entre les deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique. Ce découplage est obtenu naturellement dans la machine à courant continu bien compensée, où le courant d'induit n'agit que sur le couple et le courant d'inducteur agit sur le flux.

Le premier contrôle de ce type a été réalisé dans les années 70 par Hasse et Blaschke. Ce principe a par la suite, donné naissance à différentes solutions qui aboutissent à un contrôle qui a des performances comparables voire supérieures à celles des machines à courant continu.

Actuellement, le moteur asynchrone détrône de plus en plus la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone dans le domaine de la variation de vitesse.

Sachant que la machine asynchrone est généralement très économique, ce qui justifie son choix. Elle n'exige pas de matériaux magnétiques spéciaux. Sa construction est très simple et classique (particulièrement le moteur à cage) d'où sa grande robustesse de fonctionnement.

La machine asynchrone est prévue pour travailler en association avec un convertisseur statique, elle ne possède pas de collecteur mécanique, le variateur asynchrone peut également fonctionner dans les atmosphères explosives, humides ou poussiéreuses sans exiger une maintenance spéciale.

Sachant que la structure de la machine reste figée, on doit créer autour d'elle un environnement évolutif capable d'assurer le fonctionnement convenable du variateur.

Des commandes performantes et très sophistiquées n'ont pu se réaliser que grâce au développement rapide du matériel micro-informatique à faible prix, ainsi que des composants de puissance et actuellement il est possible de réaliser un variateur de vitesse ou de position à des prix compétitifs.

Le présent travail concerne la commande de vitesse des machines asynchrones par la technique du flux orienté et plus particulièrement les aspects structures de commande avec la sensibilité par rapport aux variations paramétriques et adaptatif.

Pour réaliser cette commande, il est possible de développer plusieurs algorithmes de contrôle. La puissance du moteur utilisé, les performances dynamiques demandées, la gamme de vitesse considérée et le coût global du variateur orientent le choix de l'algorithme à implanter.

Dans le premier chapitre, nous exposons la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant en vue de sa commande, en considérant tour à tour le flux rotorique, le flux statorique et le flux d'entrefer. Dans les trois cas des résultats de simulation sont présentés. La présentation du modèle est faite sous forme de schéma-blocs intégrables dans un système de commande.

La deuxième chapitre concerne le principe de l'orientation du flux de la machine, en considérant les trois modèles en courant obtenus dans le premier chapitre, l'élaboration des structures de commande en courant par orientation du flux (FOC), leurs avantages, leurs inconvénients et les solutions apportées. Puis des structures de commande indirecte et directe sont réalisées et présentées, avec des résultats de simulation et ce dans le but de tester leur robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la sensibilité de la machine par rapport à la variation des paramètres, puis nous exposons une méthode d'identification en ligne de la constante de temps de la machine.

Dans le quatrième chapitre nous proposons un montage constitué d'un redresseur (source de courant), d'un commutateur de courant et d'une structure de commande de vitesse (faite dans le chapitre 2) avec l'élaboration d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI). Puis nous présentons une modélisation de l'ensemble avec des résultats de simulation.

Notre dernier chapitre est consacré à la commande adaptative des machines asynchrones alimentées en courant, qui présente une alternative intéressante pour les variateurs industriels associés à des machines, dont les paramètres sont connus avec peu de précision. Nous présentons une commande par modèle de référence (MRAC), une commande par retour des variables d'état et une commande par modèle de référence simplifié (SMRAC), afin d'obtenir les algorithmes nécessaires à l'implantation.

CHAPITRE I
MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 3~
EN VUE DE SA COMMANDE

I-1 INTRODUCTION

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant leurs avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement ...)

Malgré la simplicité dans la construction relativement aux machines à collecteurs, qui conduit à une grande robustesse, les machines à courant alternatif présentent une certaine complexité dans leurs commandes qui pendant longtemps les a empêché d'être employée dans des applications de variation de vitesse ou de positionnement.

L'étude des machines électriques et de leurs commandes en régime dynamique nécessite une méthode de modélisation qui facilite la mise en oeuvre de la commande et de la simulation.

A cet effet nous présentons la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue de concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

On retiendra le modèle de Park pour la simulation numérique du système et on définira à chaque étape la modélisation adaptée à la commande en courant.

I-2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I-2-1 Hypothèses simplificatrices

Afin de définir le modèle de la machine asynchrone certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération:

- La machine asynchrone est supposée symétrique et que son circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- On suppose le circuit magnétique parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements (inducteur, induit) sont parcourus par des courants.
- On suppose que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- La répartition du flux dans l'entrefer est sinusoïdale.

Par conséquent avec ces hypothèses nous négligeons tous les phénomènes énoncés précédemment, et elles nous conduisent à un modèle de connaissance formé d'un système d'équations différentielles non linéaires d'ordre minimum et à paramètres constants.

I-2-2 Application de la transformation de Park

Les équations différentielles qui régissent le fonctionnement d'une machine asynchrone triphasée symétrique sont caractérisées par des coefficients qui dépendent du temps d'où la difficulté dans leur résolution.

A travers la transformation vers un référentiel arbitraire des équations de la machine, on peut éliminer le problème de dépendance avec le temps.

Dû à la symétrie de la machine dans la stator et dans le rotor, tous les référentiels offrent le même degré d'avantage. Il est à noter que la saturation et les non linéarités dues à la fabrication de la machine (encoches, force magnétomotrice, harmoniques...) sont négligées.

Dans cette partie, on abordera tout d'abord les équations de courants, de tensions, de flux dans le référentiel «abc», puis on le transformera vers le référentiel arbitraire «dqo» et cela aussi bien pour les enroulements statoriques que pour les enroulements rotoriques.

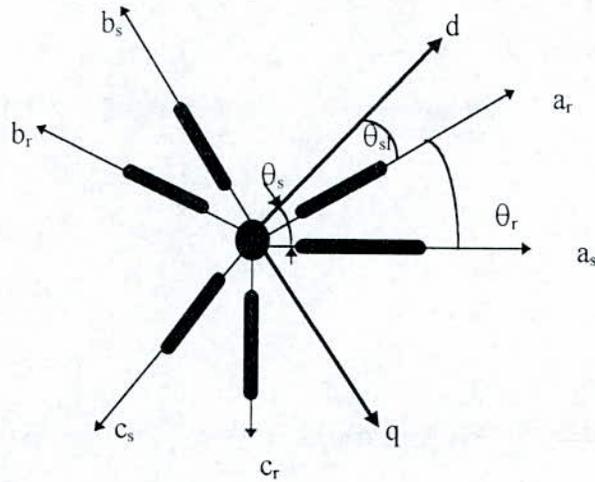


Fig. I-1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

I-2-3 Equation de tension en grandeurs de phase

La machine asynchrone triphasée (fig.I-1), dont les phases sont repérées respectivement au stator a_s, b_s, c_s et au rotor a_r, b_r, c_r . L'angle électrique θ_r est fonction du temps, définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisis comme axes de référence.

Sous forme matricielle on a:

$$[V_{abc_s}] = R_s [i_{abc_s}] + (d/dt)[\psi_{abc_s}] \quad (I-1)$$

$$[V_{abc_r}] = R_r [i_{abc_r}] + (d/dt)[\psi_{abc_r}] \quad (I-2)$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{abc_s} \\ \Psi_{abc_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^t & L_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{abc_s} \\ i_{abc_r} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

En introduisant les relations (Annexe A-20) dans (I-1) et (I-2) on obtient: les équations de tension ramenées au stator suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{abc_s} \\ V'_{abc_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & PL'_{sr} \\ P(L'_{sr})^t & R'_r + PL'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abc_s} \\ i'_{abc_r} \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

du fait des termes trigonométriques dans la matrice des inductances mutuelles $[L_{sr}]$ selon (Annexe A-8) les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système présente des difficultés pratiquement insurmontables.

La résolution du système (I-4) est très complexe, aussi nous introduisons la transformation de Park, qui a pour but de simplifier le modèle en réduisant le système de six à quatre équations, de plus cette transformation supprime l'angle (θ_r) de ces équations ce qui implique que toutes les mutuelles sont indépendantes de la position et seront constantes.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes "d" et "q".

Dans la figure (I-2) nous définissons les différents référentiels et les relations spatiales qui les lient.

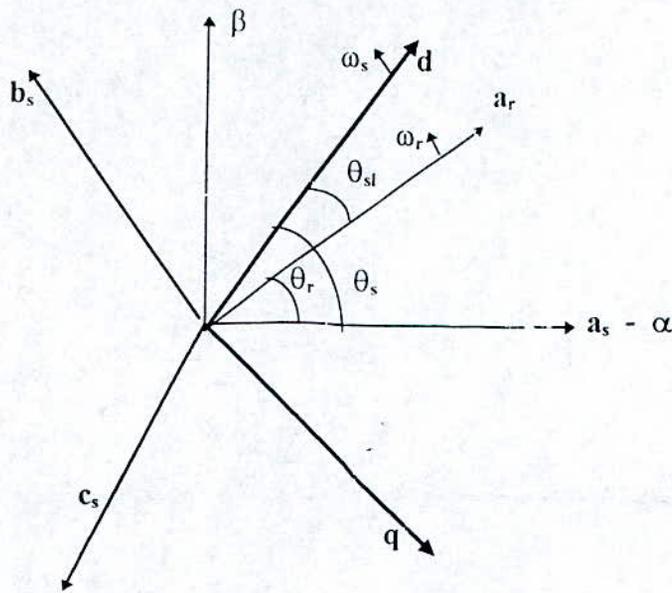


Fig.I-2 Définition des différents référentiels.

- a_s : axe phase "a" statorique actuel
- a_r : axe phase "a" rotorique actuel
- α - β : référentiel fixe par rapport au stator
- d - q : référentiel lié au champ tournant.

Les équations trigonométriques sont:

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (I-5)$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \quad (I-6)$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (I-7)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I-8)$$

$$\omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} \quad (I-9)$$

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (I-10)$$

I-2-4 Transformation des grandeurs statoriques et rotoriques

Dans la théorie de Park on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

La transformation des grandeurs statoriques est définie par :

$$[i_{dqos}] = [K_s] \cdot [i_{abcs}] \quad (I-12)$$

$$[V_{dqos}] = [K_s] \cdot [V_{dabcs}] \quad (I-13)$$

$$[\Psi_{dqos}] = [K_s] \cdot [\Psi_{abcs}] \quad (I-14)$$

$$[\mathbf{i}_{abcs}] = [\mathbf{K}_s]^{-1} \cdot [\mathbf{i}_{dqos}] \quad (\text{I-15})$$

$$[\mathbf{V}_{abcs}] = [\mathbf{K}_s]^{-1} \cdot [\mathbf{V}_{dqos}] \quad (\text{I-16})$$

$$[\Psi_{abcs}] = [\mathbf{K}_s]^{-1} \cdot [\Psi_{dqos}] \quad (\text{I-17})$$

avec:

$$[\mathbf{K}_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s & 1 \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant les indices (s) par (r) et θ_s par θ_{sl} ($\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r$), (fig I-2).

Toutefois dans la transformation unique pour que les courants, tensions ou flux du système (dqo) soient égaux à ceux du système (abc) en régime permanent, on a choisi arbitrairement $N/N_q = N/N_d = 2/3$ et $N/N_o = 1/3$, ce choix conduit en outre à des relations simples, lorsqu'on exprime les grandeurs en valeurs réduites [1].

N: étant le nombre de spires dans les enroulements du système «abc».

Nd, Nq et No : étant les nombres de spires dans les enroulements équivalents du système «dqo.»

I-2-5 Equations des tensions

Le système d'équations (I-4) devient après application de la transformation.

$$[\mathbf{V}_{dqos}] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{i}_{dqos}] + \omega_s [\Psi_{dqos}] + (d/dt) [\Psi_{dqos}] \quad (\text{I-19})$$

$$[\mathbf{V}'_{qdor}] = [\mathbf{R}'_r] [\mathbf{i}'_{qdor}] + (\omega_s - \omega_r) [\Psi'_{dqor}] + (d/dt) [\Psi'_{qdor}] \quad (\text{I-20})$$

$$\text{où: } \begin{bmatrix} \Psi_{dqos} \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} \Psi_{ds} & -\Psi_{qs} & 0 \\ \Psi'_{dqor} \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} \Psi'_{dr} & -\Psi'_{qr} & 0 \end{bmatrix}$$

Sous forme développée les équations des tensions s'écrivent:

$$\mathbf{V}_{qs} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{qs} + \omega_s \Psi_{ds} + (d/dt) \Psi_{qs} \quad (\text{I-21})$$

$$\mathbf{V}_{ds} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{ds} - \omega_s \Psi_{qs} + (d/dt) \Psi_{ds} \quad (\text{I-22})$$

$$\mathbf{V}'_{qr} = \mathbf{R}'_r \mathbf{i}'_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \Psi'_{dr} + (d/dt) \Psi'_{qr} \quad (\text{I-23})$$

$$\mathbf{V}'_{dr} = \mathbf{R}'_r \mathbf{i}'_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \Psi'_{qr} + (d/dt) \Psi'_{dr} \quad (\text{I-24})$$

Pour une machine triphasée équilibrée les composantes d'indice 'o' n'existent pas: elles sont utilisées seulement comme artifice dans le calcul de la transformation ou dans le cas de dissymétrie de l'alimentation statorique.

I-2-6 Equations des flux

Après application de la transformation de Park le système d'équations (I-3) (Annexe A) devient:

$$\Psi_{qs} = L_{ls} \mathbf{i}_{qs} + \mathbf{M} (\mathbf{i}_{qs} + \mathbf{i}'_{qr}) = L_s \mathbf{i}_{qs} + \mathbf{M} \mathbf{i}'_{qr} \quad (\text{I-25})$$

$$\Psi_{ds} = L_{ls} \mathbf{i}_{ds} + \mathbf{M} (\mathbf{i}_{ds} + \mathbf{i}'_{dr}) = L_s \mathbf{i}_{ds} + \mathbf{M} \mathbf{i}'_{dr} \quad (\text{I-26})$$

$$\Psi'_{qr} = L'_{lr} \mathbf{i}'_{qr} + \mathbf{M} (\mathbf{i}'_{qr} + \mathbf{i}_{qs}) = L'_r \mathbf{i}'_{qr} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{qs} \quad (\text{I-27})$$

$$\Psi'_{dr} = L'_{lr} \mathbf{i}'_{dr} + \mathbf{M} (\mathbf{i}'_{dr} + \mathbf{i}_{ds}) = L'_r \mathbf{i}'_{dr} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{ds} \quad (\text{I-28})$$

$$\text{avec: } \mathbf{M} (\mathbf{i}_{qs} + \mathbf{i}'_{qr}) = \Psi_{qg} ; \quad \mathbf{L}_s = L_{ls} + \mathbf{M}$$

$$\mathbf{M} (\mathbf{i}_{qs} + \mathbf{i}'_{qr}) = \Psi_{dg} ; \quad \mathbf{L}'_r = L'_{lr} + \mathbf{M}$$

I-2-7 Définition des différents référentiels

Le référentiel est le système "od, oq" associé à sa vitesse de rotation: trois types sont possibles dans la pratique, le choix se faisant est fonction du problème étudié.

Le glissement de vitesse angulaire(ω_{sl}) est défini par:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I-29})$$

Parmi les équations que nous venons d'exposer, les seules dont la transformation soit affectée par le choix du référentiel sont les équations (I-21) à (I-24).

I-2-7-1 Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\omega_s = 0, \text{ soit: } \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega_r \quad (\text{I-30})$$

Les équations de tensions (I-21) à (I-24) prennent la forme:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{I-31})$$

$$\begin{bmatrix} V'_{qr} \\ V'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_r & 0 \\ 0 & R'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_{qr} \\ \Psi'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi'_{qr} \\ \Psi'_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

Ce référentiel sera choisi de préférence pour étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

I-2-7-2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{I-33})$$

Les équations de tensions (I-21) à (I-24) prennent la forme:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{I-34})$$

$$\begin{bmatrix} V'_{qd} \\ V'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_r & 0 \\ 0 & R'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_{qr} \\ \Psi'_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-35})$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

I-2-7-3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\frac{d\theta_{sl}}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \text{ soit } \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I-36})$$

Les équations de tensions (I-21) à (I-24) prennent la forme:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_s \\ -\omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qs} \\ \Psi_{ds} \end{bmatrix} \quad (\text{I-37})$$

$$\begin{bmatrix} V'_{qr} \\ V'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R'_r & 0 \\ 0 & R'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_{qr} \\ \Psi'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi'_{qr} \\ \Psi'_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-38})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la transformation des équations (I-21) à (I-24), mais il est souvent utilisé pour les problèmes de commande.

I-2-8 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit d'une manière générale sous la forme suivante:

$$T_e - T_L = J \frac{d\Omega_r}{dt} + F \Omega_r \quad (\text{I-39})$$

$$\text{avec: } T_e = \frac{3}{2} \cdot p [\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}] \quad (\text{I-40})$$

En considérant les équations (I-25) et (I-26) le couple devient:

$$T_e = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (\text{I-41})$$

I-3 MODELISATION DE LA MACHINE ALIMENTEE EN COURANT

I-3-1 Description

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en courant, les courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et la vitesse de glissement (ω_{sl}) sont considérés comme variables de commande, le couple résistant (T_L) comme perturbation. Nous choisissons le référentiel lié au champ tournant, le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant est donné par les équations (I-25) à (I-28), (I-38) et (I-41) en supposant: $V_{dr} = 0$, $V_{qr} = 0$ (rotor en court-circuit).

I-3-2 Equation d'état

Le système peut être décrit par différentes variables d'état, qu'on peut choisir parmi: $(\Psi_{ds}, \Psi_{qs}, \Omega_r)$, $(\Psi'_{dr}, \Psi'_{qr}, \Omega_r)$ ou $(\Psi_{dg}, \Psi_{qg}, \Omega_r)$.

a) Considérons tout d'abord les flux rotoriques (Ψ'_{dr} , Ψ'_{qr}) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variable d'état.

Après arrangement des équations (I-28), (I-29), (I-38) et (I-41) nous obtenons:

* Equations électriques

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi'_{dr} \\ \Psi'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi'_{dr} \\ \Psi'_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-42})$$

avec $T_r = \frac{L'_r}{R'_r}$

*** Equations mécaniques**

$$Te = \frac{3pM}{2L'_r} \cdot (\Psi'_{dr} i_{qs} - \Psi'_{qr} i_{ds})$$

$$Te - T_l - F\Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (\text{I-43})$$

b) Choisissons ensuite comme variables d'état les flux d'entrefer (ψ_{dg}, ψ_{qg}) et la vitesse mécanique (Ω_r).

Nous déterminons les dérivées des flux rotoriques (ψ'_{qr}, ψ'_{dr}) de l'équation (I-38), puis nous remplaçons ces derniers dans les équations (I-27) et (I-28), ce qui permet d'obtenir le modèle de la machine à partir des flux d'entrefer (ψ_{dg}, ψ_{qg}).

Après arrangement des équations (I-27), (I-28), (I-38) et (I-41) nous obtenons:

*** Equations électriques**

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{dg} \\ \Psi_{qg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{dg} \\ \Psi_{qg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M(1-\frac{M}{L_r}) & 0 \\ 0 & M(1-\frac{M}{L_r}) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & M\omega_{sl}(\frac{M}{L_r}-1) \\ -M\omega_{sl}(\frac{M}{L_r}-1) & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-44})$$

*** Equations mécaniques**

$$Te = \frac{3}{2} p (\Psi_{dg} i_{qs} - \Psi_{qg} i_{ds})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = Te - T_l - F\Omega_r \quad (\text{I-44 bis})$$

c) Nous pouvons aussi prendre les flux statoriques (ψ_{ds}, ψ_{qs}) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état.

Nous déterminerons les dérivées des flux statoriques (ψ_{ds}, ψ_{qs}), par combinaison des équations (I-25) à (I-28) et (I-38).

Après arrangement des équations (I-27), (I-28), (I-38) et (I-41), nous obtenons:

*** Equations électriques**

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_s}{T_r} & -\sigma L_s \omega_{sl} \\ \sigma L_s \omega_{sl} & \frac{L_s}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-45})$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M \cdot M}{L'_r \cdot L_s}$

*** Equations mécaniques**

$$Te = \frac{3}{2} p (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = Te - T_l - F\Omega_r \quad (\text{I-46})$$

I-3-3 Schéma-bloc

Le système est alors représenté par le schéma-bloc suivant:

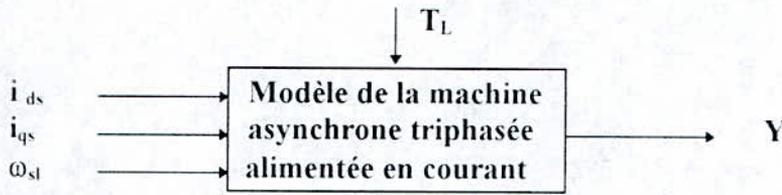


Fig I-3 Schéma-bloc de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant.

$$\text{d'où } Y = \begin{bmatrix} \Psi'_{dr} \\ \Psi'_{qr} \\ \Omega_r \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \Psi_{dg} \\ \Psi_{qg} \\ \Omega_r \end{bmatrix} \text{ ou } \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-47})$$

I-4 SIMULATION DE LA MACHINE ALIMENTEE EN COURANT

A partir des équations (I-42) et (I-43), nous établissons le modèle de la machine alimentée en courant suivant:

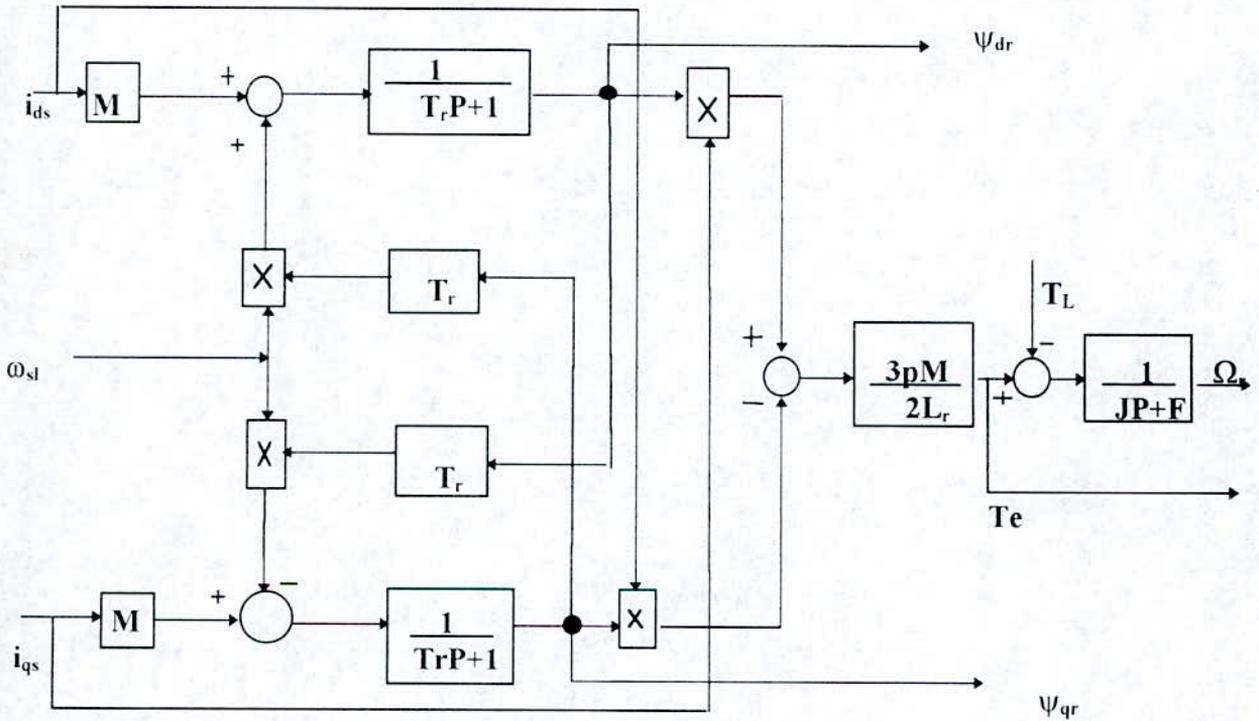


Fig.I-4 Schéma-bloc du modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant.

Remarque: Les flux statoriques et d'entrefer peuvent être estimés par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dg} \\ \Psi_{qg} \end{bmatrix} = \frac{1}{L'_r} \begin{bmatrix} \sigma L_s L'_r & 0 & M & 0 \\ 0 & \sigma L_s L'_r & 0 & M \\ (L'_r - M)M & 0 & M & 0 \\ 0 & (L'_r - M)M & 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-48})$$

$$\text{et } \Psi_r = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2}; \quad \Psi_s = \sqrt{\Psi_{ds}^2 + \Psi_{qs}^2}; \quad \Psi_x = \sqrt{\Psi_{dx}^2 + \Psi_{qx}^2} \quad (\text{I-49})$$

I-4-1 Fonctionnement à vide

La machine est alimentée par un système de courants sinusoïdaux:

$$\begin{aligned} i_a &= I \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s t + \theta_{so}) \\ i_b &= I \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s t + \theta_{so} + 2\pi/3) \\ i_c &= I \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s t + \theta_{so} + 4\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{I-50})$$

Après application de la transformation de Park, et supposons $\theta_s = \omega_s t + \theta_{so}$, nous obtenons les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et la pulsation des courants rotoriques (ω_{sl}) suivants:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= I \sqrt{2} \\ i_{qs} &= 0 \\ \omega_{sl} &= \omega_s - p \Omega_r \end{aligned} \quad (\text{I-51})$$

avec: $\omega_s = 2\pi f$ (rd/s), $I = 3$ (A), $T_L = 0$ (N.m).

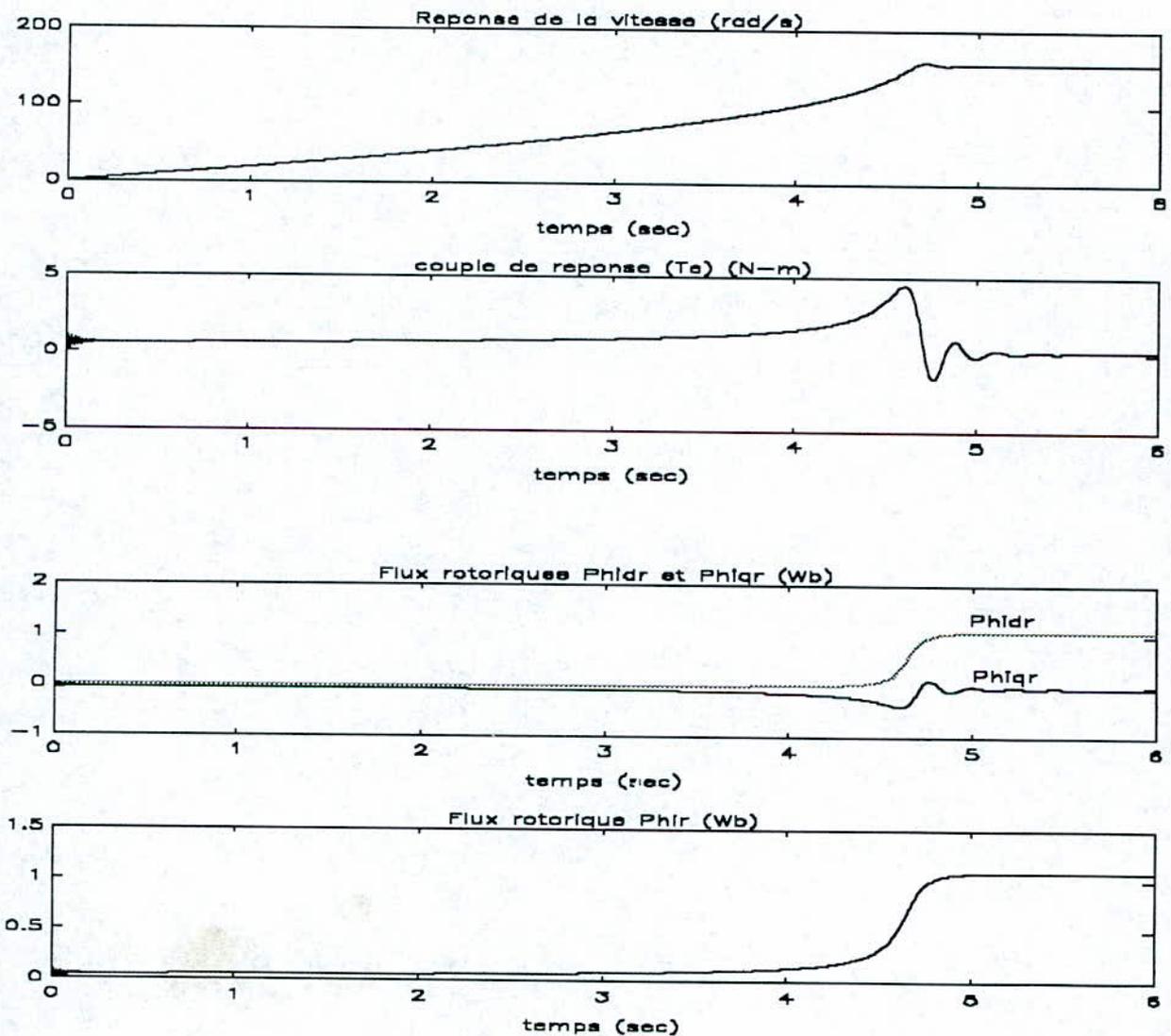


Fig. I-5 (a) Démarrage à vide d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en courant (sinusoïdal: $f=50\text{Hz}$, $i_{ds}= 4,2$ A et $i_{qs}=0$)

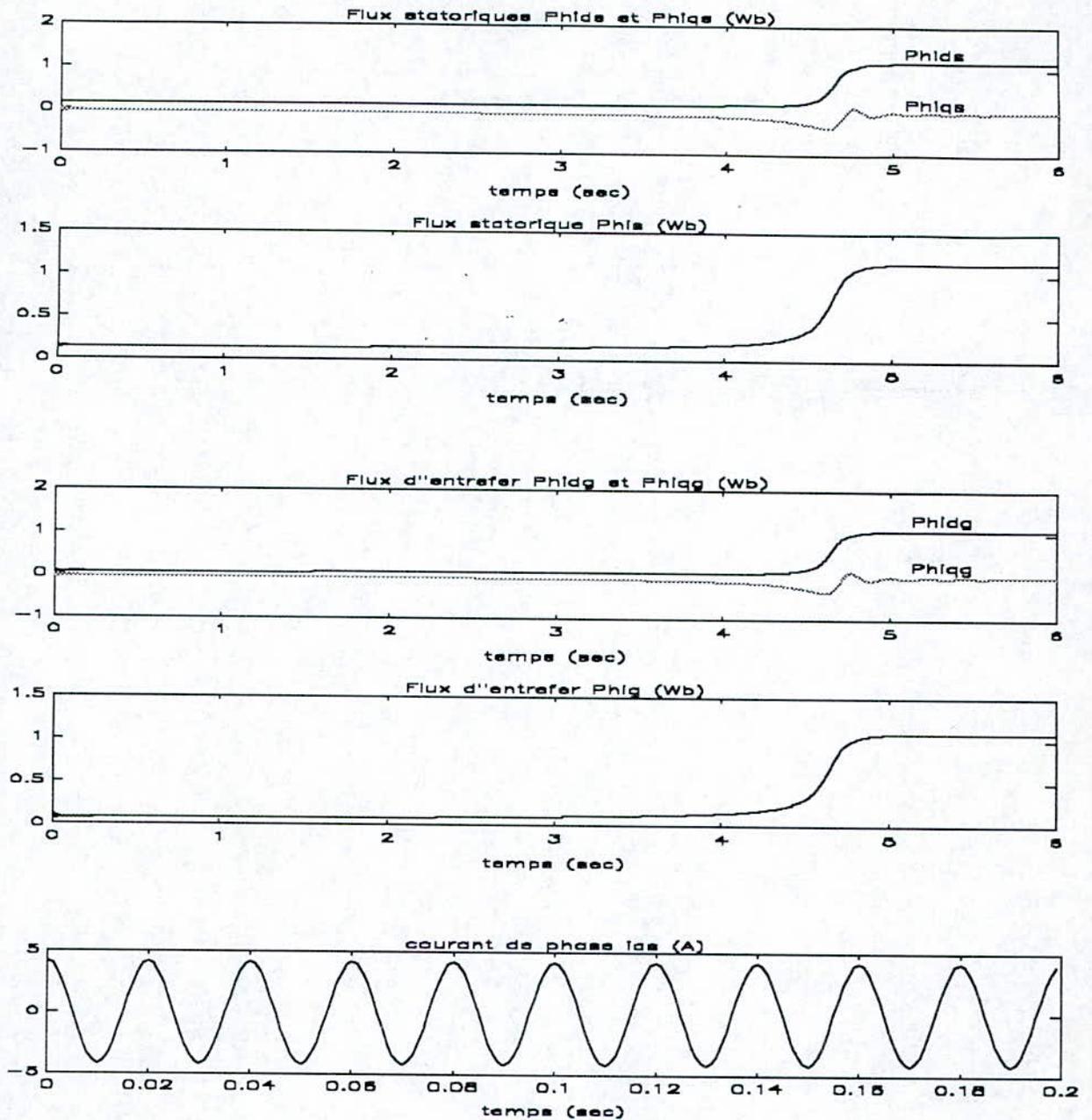


Fig. I-5 (b) Démarrage à vide d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en courant (sinusoïdal: $f=50\text{Hz}$, $i_{ds}=4,2\text{ A}$ et $i_{qs}=0\text{ A}$).

Le temps de démarrage avec une alimentation sinusoïdale de fréquence 50 Hz (fig.I-5 (a) et fig.I-5 (b)) est de 4,66 (sec.), cependant le couple électromagnétique atteint la valeur de 4,8 (N-m) et se stabilise à une amplitude de 0,2 (N-m) qui compense les pertes par frottement et ventilation en régime établi.

Nous remarquons que les flux rotorique, statorique et d'entrefer sont pratiquement égaux à la composante directe (respectivement Ψ_{dr} , Ψ_{ds} et Ψ_{dg}), alors que les composantes en quadrature ont l'allure du couple électromagnétique au signe près, cependant nous n'observons pas d'influence de la saturation de l'inductance mutuelle cyclique ($\Psi_r = 1,1\text{ Wb}$, $\Psi_s = 1,2\text{ Wb}$ et $\Psi_g = 1,1\text{ Wb}$ en régime établi).

I-4-1-2 Fonctionnement en charge

Dans ce cas la machine est toujours alimentée par un système de courants sinusoïdaux mais de valeur efficace 5 Ampères, puis un couple résistant (T_L) sous forme d'échelon de 10 (Nm) est appliqué après 5 secondes de fonctionnement à vide.

Après application de la transformation de Park et en supposant $\theta_{s0} = \pi/3$, nous obtenons:

$$i_{ds} = 3,5 \text{ A}, i_{qs} = 6 \text{ A}, \omega_{sl} = \omega_s - p \Omega r., \text{ avec: } \omega_s = 100\pi, I = 5 \text{ A}, T_L = 10 \text{ Nm}.$$

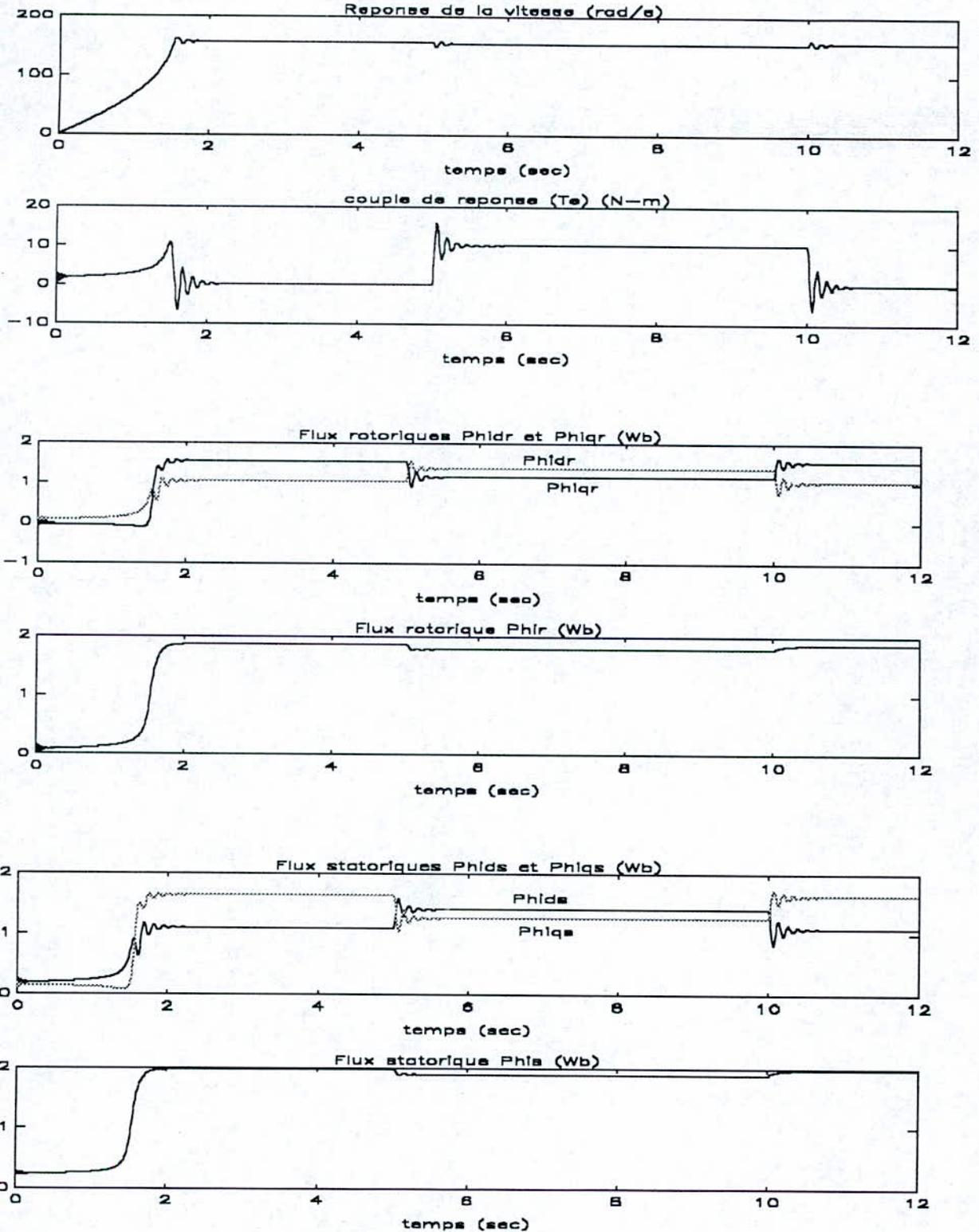


Fig.I-6 (a) Démarrage à vide d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en courant ($i_{ds} = 3,5 \text{ A}$, $i_{qs} = 6 \text{ A}$) et réponse à une perturbation égale au couple nominal (10 N-m).

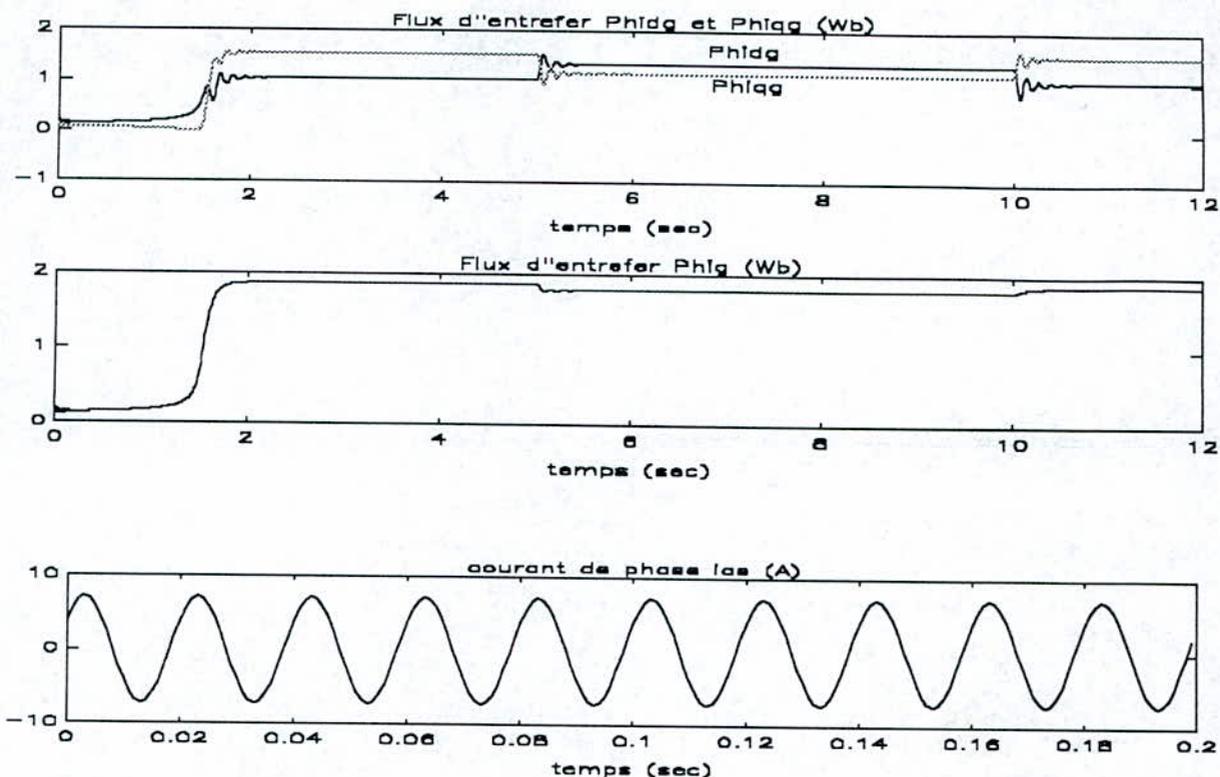


Fig.I-6 (b) Démarrage à vide d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en courant ($i_{ds} = 3,5$ A, $i_{qs} = 6$ A) et réponse à une perturbation égale au couple nominal (10 N-m).

Les amplitudes des composantes du courant statorique sont fixées aux valeurs nominales (Fig.I-6 (a) et Fig.I-6 (b)), le temps de démarrage est réduit à 1,6 (sec.) avec un couple électromagnétique maximum de 15 (N-m). Les amplitudes des flux statorique, rotorique et d'entrefer atteignent pratiquement 2 (Wb), 1,85 et 1,85 (Wb) respectivement pour un régime établi sans charge.

La diminution du temps de démarrage et l'augmentation des flux sont dû à l'augmentation du courant d'alimentation ($i_a = 5$ A).

Lorsque la charge est appliquée sur l'arbre de la machine, le couple électromagnétique a une réponse pratiquement instantanée avec un dépassement de 50% et un amortissement rapide sur 0,4 (sec). Ce comportement est parfaitement symétrique lorsque la charge est supprimée. La vitesse est légèrement perturbée durant la montée et la descente du couple résistant (T_L) et nous constatons une petite diminution des flux. Le courant de phase i_a efficace demeure constant soit 5 (A) et il est présenté dans un intervalle de 0,2 (sec.).

La commande en courant donne donc une réponse dite «raide» à fort dépassement pour le couple électromagnétique par conséquent il est déconseillé de l'utiliser dans un système en boucle ouverte pour des raisons de stabilité.

I-5 CONCLUSION

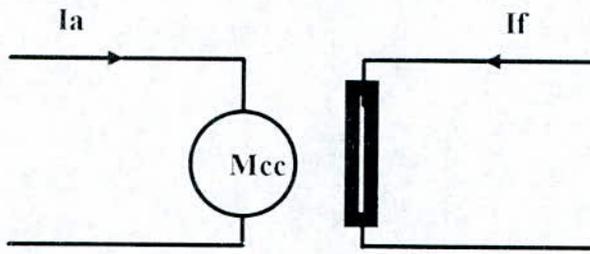
Ce premier chapitre a permis la présentation de la modélisation de la machine asynchrone, avec certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle de Park a été déterminé et nous avons traité le cas de la commande en courant. La présentation par schéma-bloc des modèles de la machine asynchrone permet de mettre clairement en évidence le couplage étroit entre les variables internes et les variables de sortie ou externes, tout en montrant la complexité des lois de contrôle pour la commande de cette machine électrique, qui font l'objet des chapitres suivants.

CHAPITRE II
COMMANDE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE PAR FLUX ORIENTE

II-1 Introduction

Malgré la construction mécanique compliquée de son collecteur, le moteur à courant continu demeure utilisé pour certaines applications et ce grâce à l'orientation fixe (en quadrature) des axes du champ inducteur et du courant induit responsable du couple électromagnétique. La situation est inversée avec la machine à courant alternatif où la commutation est plus simple car elle est réalisée électroniquement à l'extérieur de la machine. Mais en raison de la rotation des champs inducteur et induit, la commande du système est plus compliquée. Ceci est particulièrement illustré avec la machine asynchrone à cage d'écureuil qui est un système multivariable non linéaire, fortement couplé et où certaines variables importantes ne peuvent être mesurées à moins que des capteurs soient placés à l'intérieur du rotor.

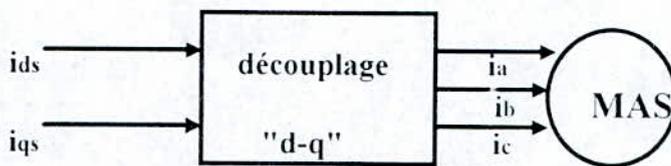
En 1972, BLASCHKE [2] a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu (fig II-1).



$$T_e = K_t \cdot I_a \cdot I_f$$

I_a : composante du couple.

I_f : composante du flux.



$$T_e = K_t \cdot i_{qs} \cdot i_{ds}$$

i_{qs} : composante du couple.

i_{ds} : composante du flux.

Fig.II-1 Principe de commande découplée pour les machines à courant continu et à courant alternatif.

Aujourd'hui, cette technique de commande semble tout à fait assimilée des ingénieurs et plusieurs réalisations industrielles ont pu se concrétiser. Toutefois, la théorie du flux orienté est relativement complexe et de nombreuses interrogations subsistent quant au choix de la meilleure stratégie de commande permettant des réglages indépendants du flux et du couple sans utiliser directement la technique du découplage [3], [4], [5], [6].

Le but de ce chapitre est de présenter les différentes possibilités d'orientation du flux dans une machine asynchrone triphasée commandée en courant à l'aide d'un convertisseur statique. En effet, il est possible de définir les composantes du flux au niveau du stator, du rotor ou de l'entrefer sachant que ces différentes grandeurs ne sont pas directement mesurables.

Dans ce qui suivra, nous supposons par définition que le contrôle du couple et du flux se fait par des variables d'état primaires à savoir la composante i_{ds} pour le flux et la composante i_{qs} pour le couple.

Par contre, nous ne supposons pas a priori le découplage entre le flux et le couple et nous contrôlerons à l'aide de simulations adéquates que cette dernière fonction est bien réalisée.

Nous utilisons les résultats du premier chapitre pour présenter les différents algorithmes de commande par flux orienté et à partir d'une formulation continue.

La méthodologie adoptée consiste à présenter en premier lieu les équations du modèle, à donner sa représentation sous forme de schéma-blocs complets sont alors simulés dans le mode de fonctionnement en variateur de vitesse pour différentes perturbations du type échelons de consigne ou de charge sur l'arbre de la machine.

II-2 COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

II-2-1 Principe général de la méthode

La commande par flux orienté est une méthode qui traite la technique du contrôle des moteurs électriques alternatifs qui est illustrée par la loi de Laplace: la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant, placé dans un champ magnétique est le produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ, elle est perpendiculaire au plan défini par ces vecteurs.

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété permet d'obtenir le couple et le mode de fonctionnement recherchés en optimisant la position des vecteurs courant et flux.

Si dans les moteurs à courant continu le principe est naturellement utilisé, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif. Par conséquent le contrôle par flux orienté des machines à induction est une commande par orientation de ces deux grandeurs, d'où la nom de commande vectorielle.

La méthode, dont le principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un référentiel lié au flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) de façon que l'une des composantes commande le couple et l'autre commande le flux, ceci permet d'obtenir des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée (fig II-1).

II-2-2 Description

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par des équation biphasées, nous adaptons un référentiel lié au champ tournant afin que l'axe "d" coïncide avec la direction désirée du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer: fig. II-2).

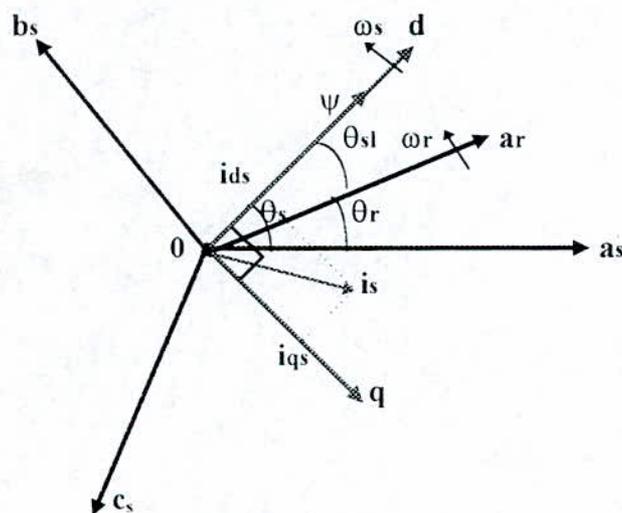


Fig.II-2 Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Dans la figure (II-2), ψ représente le flux rotorique (ψ_r), le flux statorique (ψ_s) ou le flux d'entrefer (ψ_g).

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux suivant l'axe «d»:

- Soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\psi/dr = \psi_r \quad ; \quad \psi/qr = 0 \tag{II-1}$$

- Soit le flux statorique avec les conditions :

$$\psi/ds = \psi_s \quad ; \quad \psi/qs = 0 \tag{II-2}$$

- soit le flux d'entrefer avec les conditions :

$$\psi/dg = \psi_g \quad ; \quad \psi/qg = 0 \tag{II-3}$$

II-2-3 Modélisation en courant par orientation du flux

II-2-3-1 Modèle en courant par orientation du flux rotorique

Considérons les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) comme variable de commande, le flux rotorique (ψ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variable d'état, après arrangement des équations (II-1), (I-42) et (I-43) nous obtenons:

$$\left. \begin{aligned} T_r \frac{d\Psi_r}{dt} + \Psi_r &= M \cdot i_{ds} \\ \omega_{sl} &= \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Psi_r} = \omega_s - \omega_r \\ T_e &= \frac{3}{2} p \frac{M}{L'_r} \Psi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} &= T_e - T_l - F\Omega_r \end{aligned} \right\} \tag{II-4}$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (II-4) que seule la composante directe (axe "d") du courant statorique (i_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (ψ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe "q") du courant statorique (i_{qs}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Le schéma-bloc correspondant est le suivant:

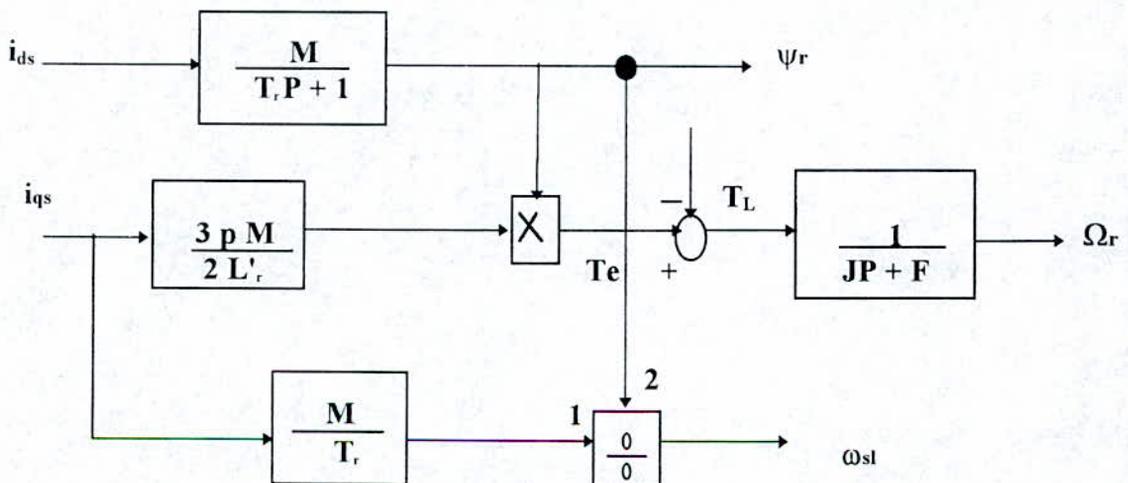


Fig.II-3 Modèle en courant par orientation de flux rotorique.

Les relations (II-4) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté.

II-2-3-2 Modèle en courant par orientation du flux statorique

Après arrangement des équations (II-2), (I-45) et (I-46) nous obtenons:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d\Psi_s}{dt} + \Psi_s = L_s (\sigma T_r \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds}) - \sigma L_s T_r \omega_{sl} i_{qs} \\ \omega_{sl} = \frac{L_s}{T_r} (\sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}) / (\Psi_s - \sigma L_s i_{ds}) \\ T_e = \frac{3}{2} p \Psi_s i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_L - F \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II-5})$$

Le schéma-bloc correspondant est représenté par la figure(II-4).

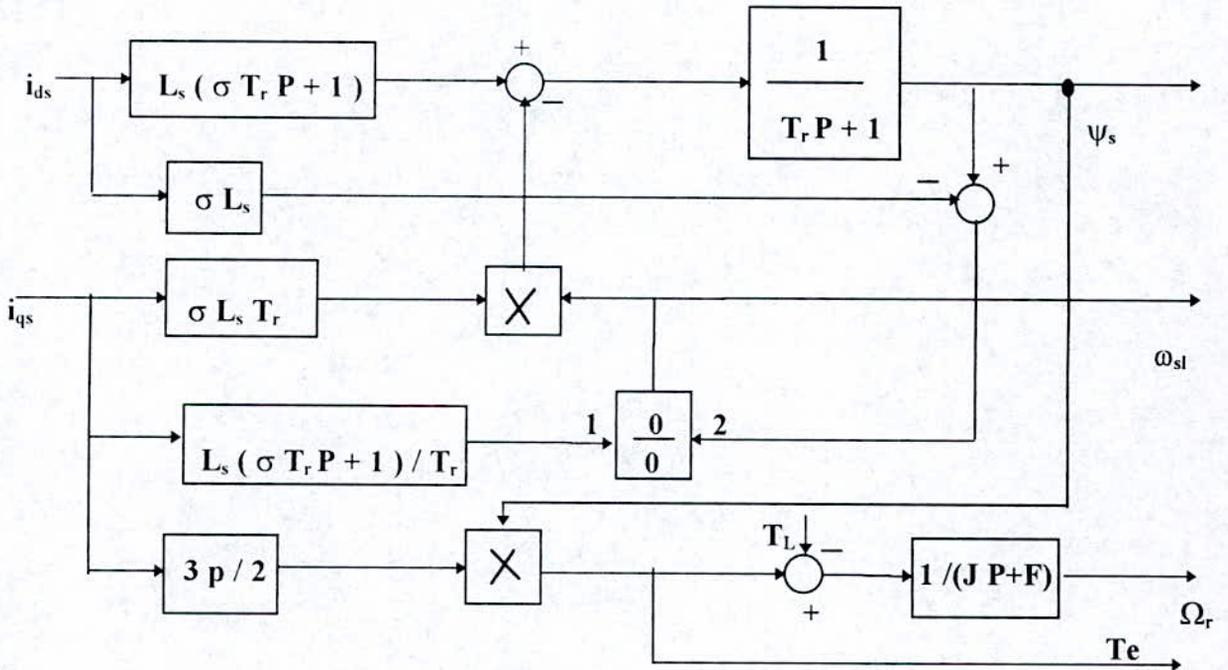


Fig.II-4 Modèle en courant par orientation du flux statorique.

II-2-3-3 Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer

En utilisant les relations des flux dans l'entrefer:

$$\begin{array}{l} \Psi_{dg} = \mathbf{M} (i_{ds} + i'_{dr}) \\ \Psi_{qs} = \mathbf{M} (i_{qs} + i'_{qr}) \end{array} \quad (\text{II-6})$$

Après arrangement des équations : (I-43), (I-44), (II-3) et (II-6) on obtient:

$$T_r \frac{d\Psi_g}{dt} + \Psi_g = M \left[\left(T_r - \frac{M}{R'_r} \right) \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right] - M \left(T_r - \frac{M}{R'_r} \right) \omega_{sl} i_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{\left(T_r - \frac{M}{R'_r} \right) \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}}{\Psi_g \frac{T_r}{M} - \left(T_r - \frac{M}{R'_r} \right) i_{ds}} \quad \text{(II-7)}$$

$$Te = \frac{3}{2} p \Psi_g i_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = Te - T_L - F\Omega_r$$

Le schéma-bloc correspondant est donné par la figure (II-5)

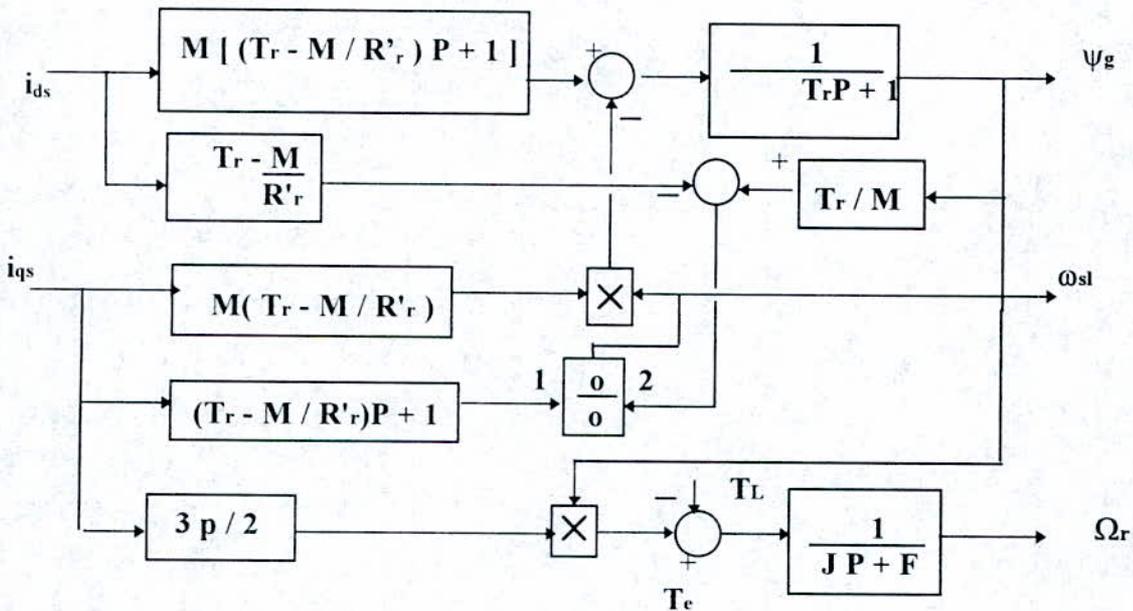


Fig.II-5 Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer.

Nous pouvons remarquer dans les équations (II-5) et (II-7) que le flux statorique (ψ_s) et le flux d'entrefer (ψ_g) dépendent des deux courants statoriques (i_{qs} , i_{ds}). Cet effet de couplage est dû aux fuites statoriques (σ_s) et rotoriques (σ_r) pour le flux statorique et uniquement aux fuites rotoriques (σ_r) quant au flux d'entrefer. Le couple électromagnétique T_e ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) si le flux (statorique ou d'entrefer) est maintenu constant.

II-3 STRUCTURES DES COMMANDES EN COURANT

II-3-1 Introduction

Nous présentons trois types de commande qui sont basés sur l'orientation du flux, car nous voulons découpler le couple et le flux.

Dans les paragraphes qui suivent, nous étudions différentes commandes qui sont basées sur ces principes.

Nous cherchons les algorithmes pour commander les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et le glissement de vitesse (ω_{sl}).

II-3-2 Description

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en courant, les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et la pulsation de ces courants (ω_s) ou le glissement de vitesse ($\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$) sont considérés comme variables de commande. Nous utilisons le modèle qui est représenté par le schéma-bloc suivant:

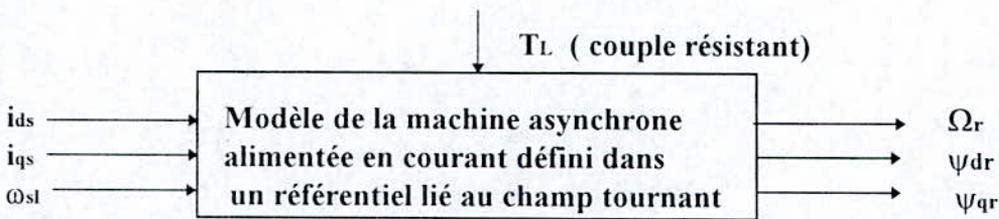


Fig.II-6 Schéma-bloc du modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant.

Les autres variables sont calculées par les relations (II-8):

$$\left. \begin{aligned}
 \Psi_r &= \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2} & i'_{dr} &= \frac{\Psi_{dr} - M \cdot i_{ds}}{L'_r} \\
 i'_{qr} &= \frac{\Psi_{qr} - M \cdot i_{qs}}{L'_r} & \Psi_{ds} &= \frac{M}{L'_r} \cdot \Psi_{dr} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \\
 \Psi_{qs} &= \frac{M}{L'_r} \cdot \Psi_{qr} + \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} & \Psi_s &= \sqrt{\Psi_{ds}^2 + \Psi_{qs}^2} \\
 \Psi_{dg} &= \frac{M}{L'_r} [\Psi_{dr} + (L'_r - M) \cdot i_{ds}] & \Psi_{qg} &= \frac{M}{L'_r} [\Psi_{qr} + (L'_r - M) \cdot i_{qs}] \\
 \Psi_g &= \sqrt{\Psi_{dg}^2 + \Psi_{qg}^2}
 \end{aligned} \right\} \quad \text{(II-8)}$$

II-3-3 Commande indirecte par orientation du flux

II-3-3-1 Structure de commande en courant par orientation du flux rotorique

Considérons le flux rotorique (ψ_r^*) et le couple (T_e^*) comme références de commande, nous modifions la présentation du modèle par orientation du flux rotorique (II-4) et nous obtenons les équations de commande suivantes:

$$\left. \begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\Psi_r^*}{dt} + \Psi_r^* \right) \\ i_{qs} &= \frac{2 \cdot L'_r \cdot T_e^*}{3 p M \Psi_r^*} \\ \omega_{sl} &= \frac{M \cdot i_{qs}}{T_r \cdot \Psi_r^*} \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-9})$$

Le schéma-bloc de la structure de commande est le suivant:

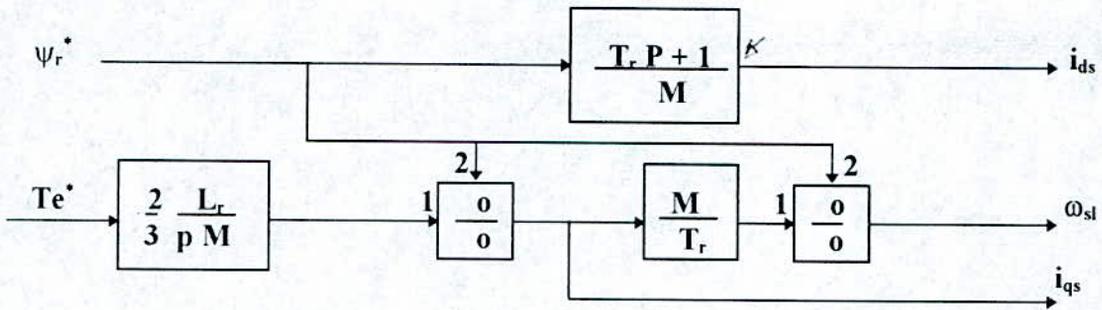


Fig.II-7 Schéma-bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux rotorique.

Pour un fonctionnement voisin du régime nominal nous considérons $\psi_r^*=1$ (Wb) et un couple de référence T_e^* (fig.II-8) donné: T_e suit la référence, nous donnons les résultats de simulation à la figure (II-9).

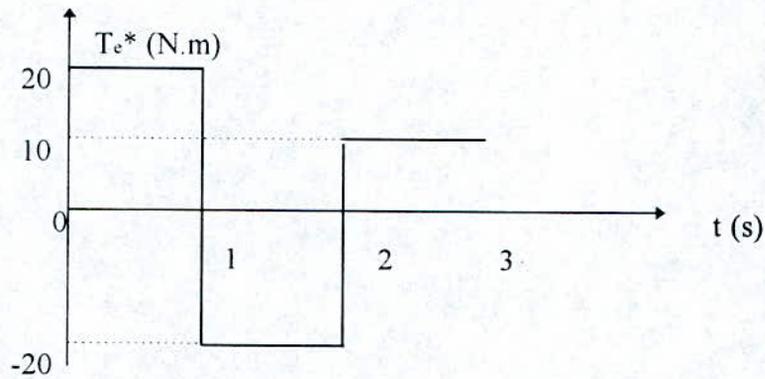


Fig.II-8 Référence du couple (T_e^*).

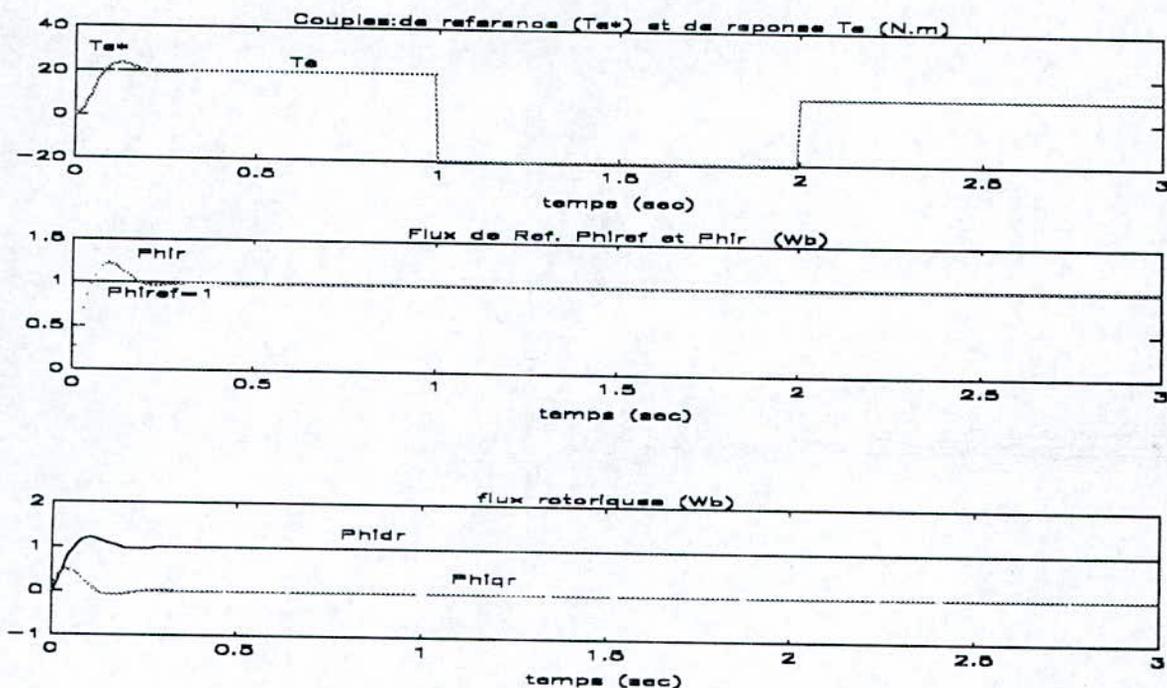


Fig.II-9 Résultats de simulation pour le découplage du couple (T_e) et du flux rotorique (ψ_r).

Les résultats de simulation (fig.II-9) montrent clairement une période d'initialisation du flux rotorique qui atteint sa valeur de référence au bout d'un temps de réponse de 0,4 (sec.). A partir de ce temps le couple électromagnétique (T_e) suit parfaitement le couple de référence imposé (T_e^*) sans dépassement ni erreur statique. Nous constatons que malgré les variations brusques du couple, le flux rotorique (ψ_r) représenté par ses composantes (ψ_{dr}, ψ_{qr}) reste constant, par conséquent ceci nous permet de conclure à un découplage entre le couple et le flux.

Ce schéma (fig.II-7) permet alors de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux. Ce résultat remarquable a entraîné une application systématique de ce schéma de commande dans des processus industriels [7], [8] .

Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique

A cet effet, il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte (fig.II-7) un régulateur de vitesse pour obtenir un variateur de vitesse. La vitesse est mesurée et il est donc possible de faire sa régulation par contre-réaction; par contre le flux ne peut être mesuré directement et son contrôle le plus simple est du type réaction (fig.II-10). Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté.

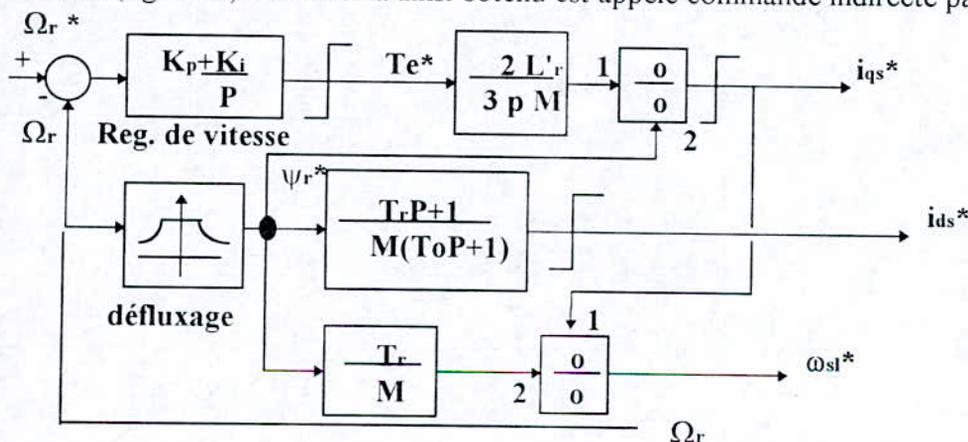


Fig.II-10 Schéma-bloc de la structure de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique.

Les valeurs de limitation des courants (i_{ds}^* et i_{qs}^*) sont les suivantes (annexe B):

$$i_{ds}^*(\max) = 4,2 \text{ (A)}, \quad i_{qs}^*(\max) = 18 \text{ (A)}$$

Le régulateur P-I (annexe C) est choisi pour la régulation de vitesse, tandis que le défluxage est défini par la non-linéarité suivante:

$$\psi_r = \begin{cases} \Psi_{r0} & \text{si } \Omega_r \leq \Omega_{r0} \\ \frac{\Psi_{r0} \cdot \Omega_{r0}}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{r0} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Le bloc de défluxage assure le fonctionnement à flux constant ou couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale (Ω_{r0}) et au delà de cette valeur il permet de diminuer le couple dans ce cas il assure un fonctionnement à puissance constante.

Le pôle ($-1/T_0$) est implanté dans le but de limiter la bande passante afin d'éviter une variation brusque du courant de commande i_{ds} lors d'un changement du flux ψ_r^* (sous forme d'échelon).

Toutes les variables de commande ont des valeurs de limitation lorsque le principe de contrôle par orientation du flux est appliqué, sinon la machine démarre tellement rapidement que ces variables peuvent prendre des valeurs totalement aberrantes.

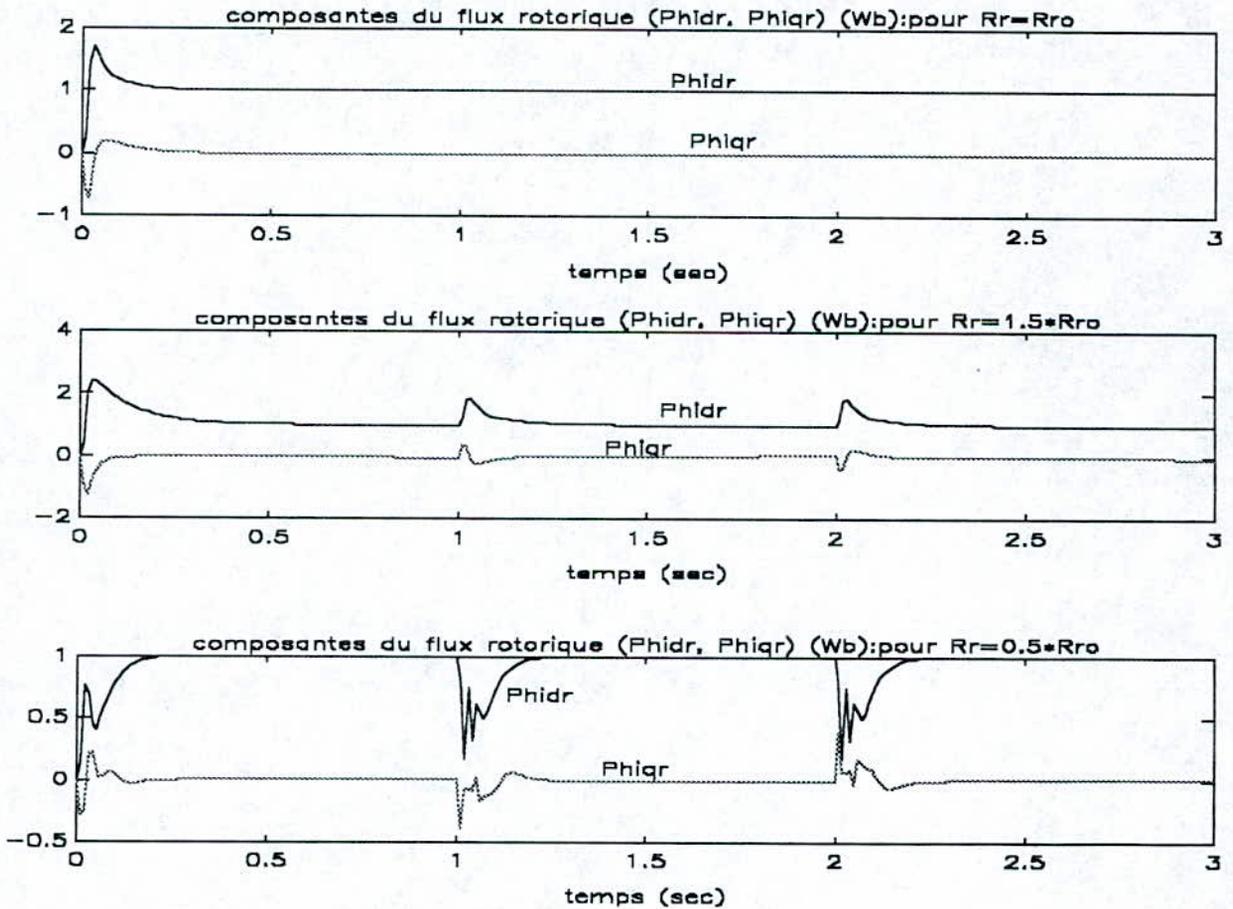


Fig.II-11 (a) Résultats de simulation de la commande indirecte de vitesse par orientation du flux rotorique ψ_r .

Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/min à +1000 tr/min et de +1000 tr/min à -1000 tr/min avec variation de la résistance rotorique R_r de 0%, 50% et -50%.

$$\text{où: } K_p = \frac{2J}{T_r}; \quad K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right]; \quad T_0 = 0.025 \text{ s.}$$

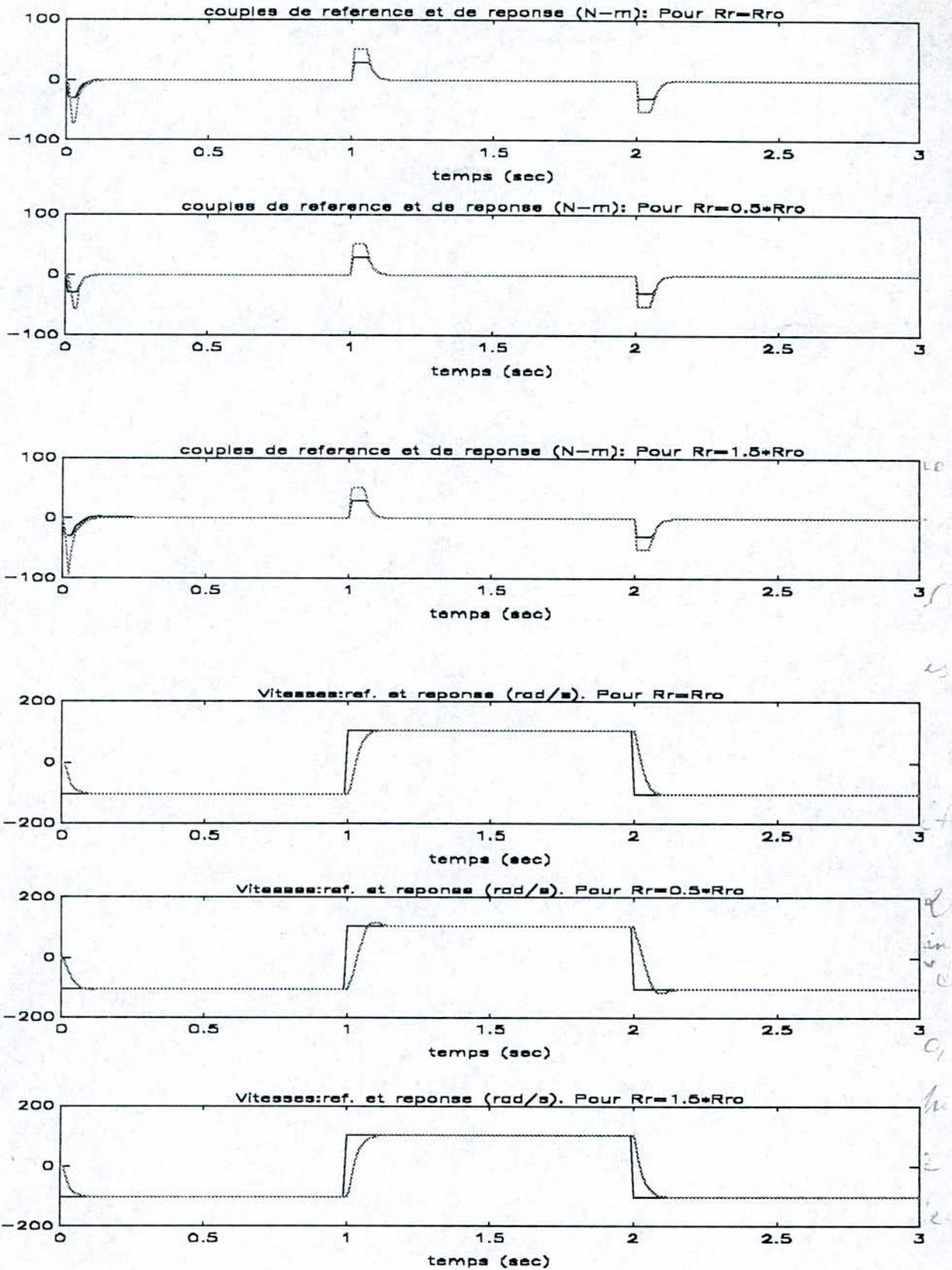


Fig.II-11(b) Résultats de simulation de la commande indirecte de vitesse par orientation du flux rotorique ψ_r .
 Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/min à +1000 tr/min et de +1000 tr/min à -1000 tr/min avec variation de la résistance rotorique R_r de 0%, 50% et -50%.

où:
$$K_p = \frac{2J}{T_r}; \quad K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right]; \quad T_0 = 0.025 \text{ s.}$$

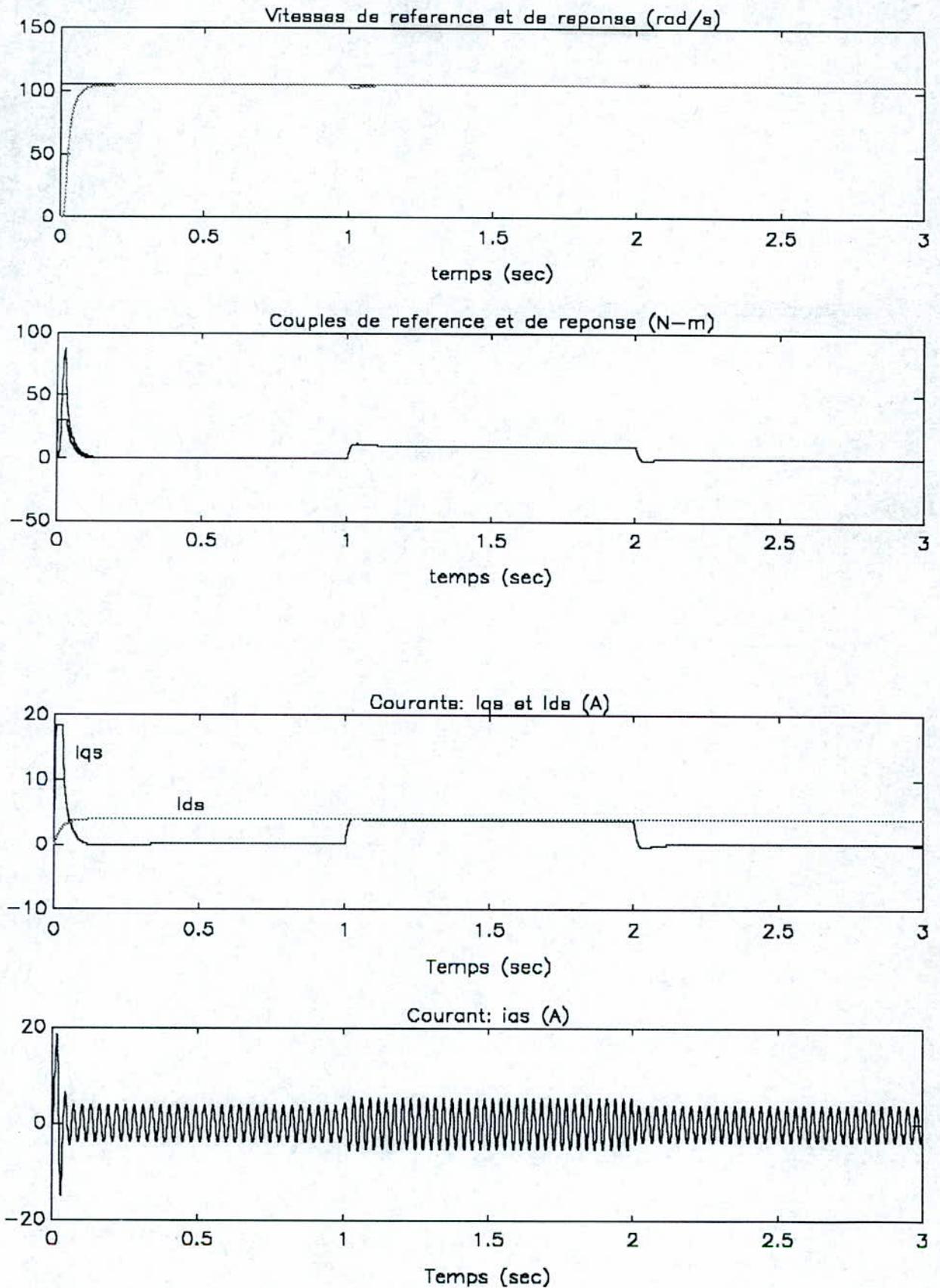


Fig.II-12 Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation de ψ_r pour une variation du couple résistant T_L de 10 (N.m) et $R_r = R_{ro}$.

avec:
$$K_p = \frac{2 \cdot J}{T_r} ; \quad K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] ; \quad T_0 = 0.025 \text{ s}$$

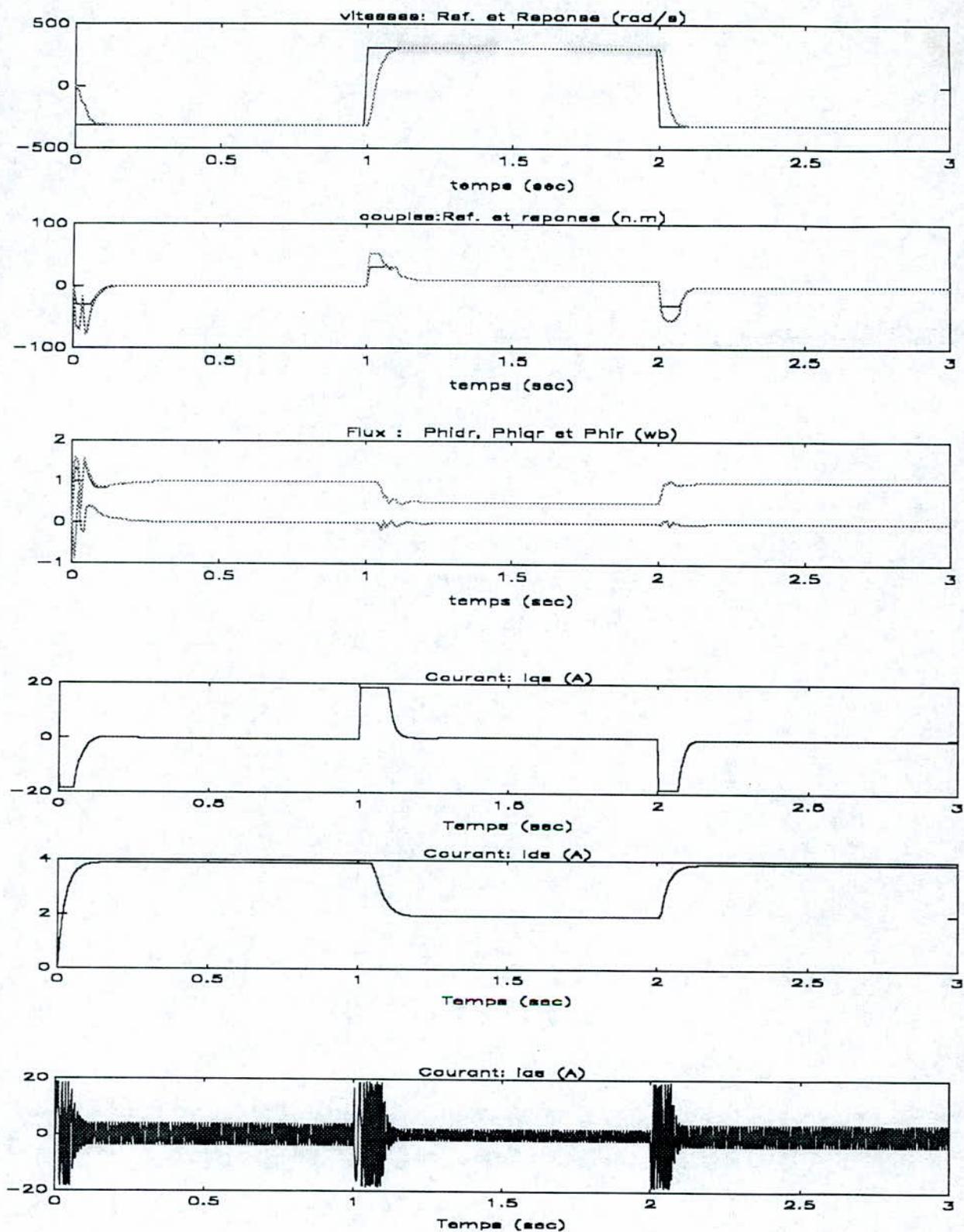


Fig.II-13 Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation de ψ_r pour l'inversion de vitesse de -3000 à +3000 (tr/mn) et de +3000 à -3000 (tr/mn).

avec:
$$K_p = \frac{2 \cdot J}{T_r} ; K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] ; T_0 = 0.025 \text{ s}$$

Nous avons simulé un démarrage (0 à -1000 tr/mn) et une initialisation du flux rotorique puis deux inversions de sens de rotation (-1000 tr/mn à +1000 tr/mn puis +1000 à -1000 tr/mn) en observant la vitesse, les composantes du flux rotorique et le couple électromagnétique à vide (fig.II-11(a) et fig.II-11(b)).

Nous avons aussi étudié la sensibilité de la commande à une variation de +50% et -50% de la résistance rotorique de la machine.

Pour un fonctionnement à résistance rotorique ($R_r = R_{r0}$) adaptée nous avons un temps de réponse de 0,1 (sec.). Lors de la période de démarrage: il y a une différence importante entre le couple de référence (T_e^*) et le couple électromagnétique de la machine (T_e) à cause de l'initialisation du flux rotorique (ψ_r). Après cette phase d'initialisation, lors du changement de vitesse le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence.

Lorsque la résistance rotorique équivalente augmente de 50%, l'allure de la réponse de vitesse n'est pratiquement pas modifiée. Cependant, il existe une différence importante entre le couple de référence et le couple de la machine, de même que l'initialisation des flux rotoriques est devenue plus importante ($\psi_{dr}=2,2\text{Wb}$, $\psi_{qr}=-1\text{Wb}$). Néanmoins vu du variateur de vitesse ce type de commande est robuste vis à vis des variations de la résistance rotorique équivalente de la machine.

Nous avons également examiné un démarrage (0 à +1000 tr/mn), une initialisation du flux rotorique puis la réponse à une perturbation de charge de 10 (N-m) exercée de 1 à 2 (sec.) (fig.II-12): les remarques précédentes relatives à la phase de démarrage restent valables, lors de l'application de l'échelon de charge le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence avec une influence insignifiante sur la vitesse. Le courant de «couple» i_{qs} atteint la valeur de limitation au démarrage puis il prend l'allure du couple électromagnétique. Le courant i_{ds} atteint sa valeur nominale au bout d'un temps de réponse de 0,2 (sec.).

Le courant de phase i_{as} est aussi visualisé et sur lequel nous remarquons une légère augmentation durant le début et la fin de l'échelon de perturbation.

Quant au mode de fonctionnement en défluxé (fig.II-13), nous avons simulé un démarrage de (0 à -3000 tr/mn) et une initialisation des flux rotoriques (ψ_{dr} , ψ_{qr}) puis deux inversions de sens de rotation (-3000 à +3000 puis +3000 à -3000 tr/mn): le couple électromagnétique a une différence notable par rapport au couple de référence (à cause de l'initialisation des flux rotoriques ψ_{dr} , ψ_{qr}) puis il suit parfaitement le couple de référence. Le défluxage engendre une diminution du courant i_{ds} de 2 (A) et une augmentation de i_{qs} de 5 (A), de même que le courant de phase i_{as} a subi une augmentation d'amplitude durant le début et la fin de l'échelon de perturbation.

III-3-3-2 Modification de la structure de commande par orientation du flux rotorique

En considérant le flux rotorique (ψ_r^*) et la pulsation des courants rotoriques (ω_{sl}^*) comme références. Cela entraîne une modification structurelle de la commande présentée précédemment. A cet effet nous avons repris les équations (II-4) en effectuant un changement de variable adéquat: les nouvelles équations de la commande par flux orienté deviennent:

$$\left. \begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\Psi_r^*}{dt} + \Psi_r^* \right) \\ i_{qs} &= \frac{T_r}{M} \Psi_r^* \omega_{sl}^* \end{aligned} \right\} \quad \text{(II-11)}$$

Le schéma-bloc correspondant est le suivant:

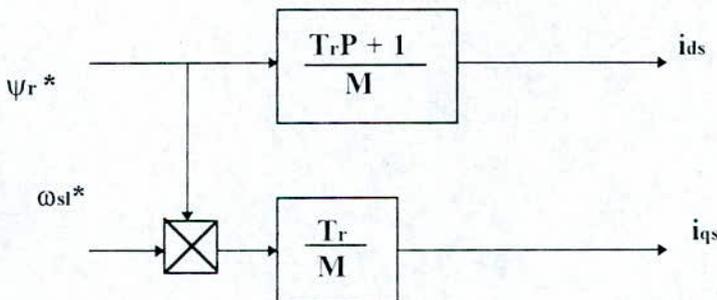


Fig.II-14 Schéma-bloc de la structure de commande modifiée par orientation du flux rotorique.

Pour $\psi_r^* = 1$ (Wb), ω_{sl} suit la référence de la figure (II-15) nous donnons les résultats de simulation à la figure (II-16).

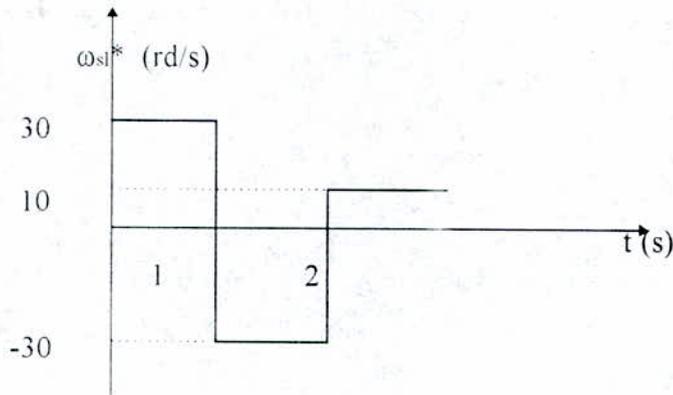


Fig.II-15 Référence du glissement de vitesse (ω_{sl}^*).

Le découpage entre le couple et le flux rotorique est tout à fait effectué car la variation du couple n'a aucune influence sur le flux.

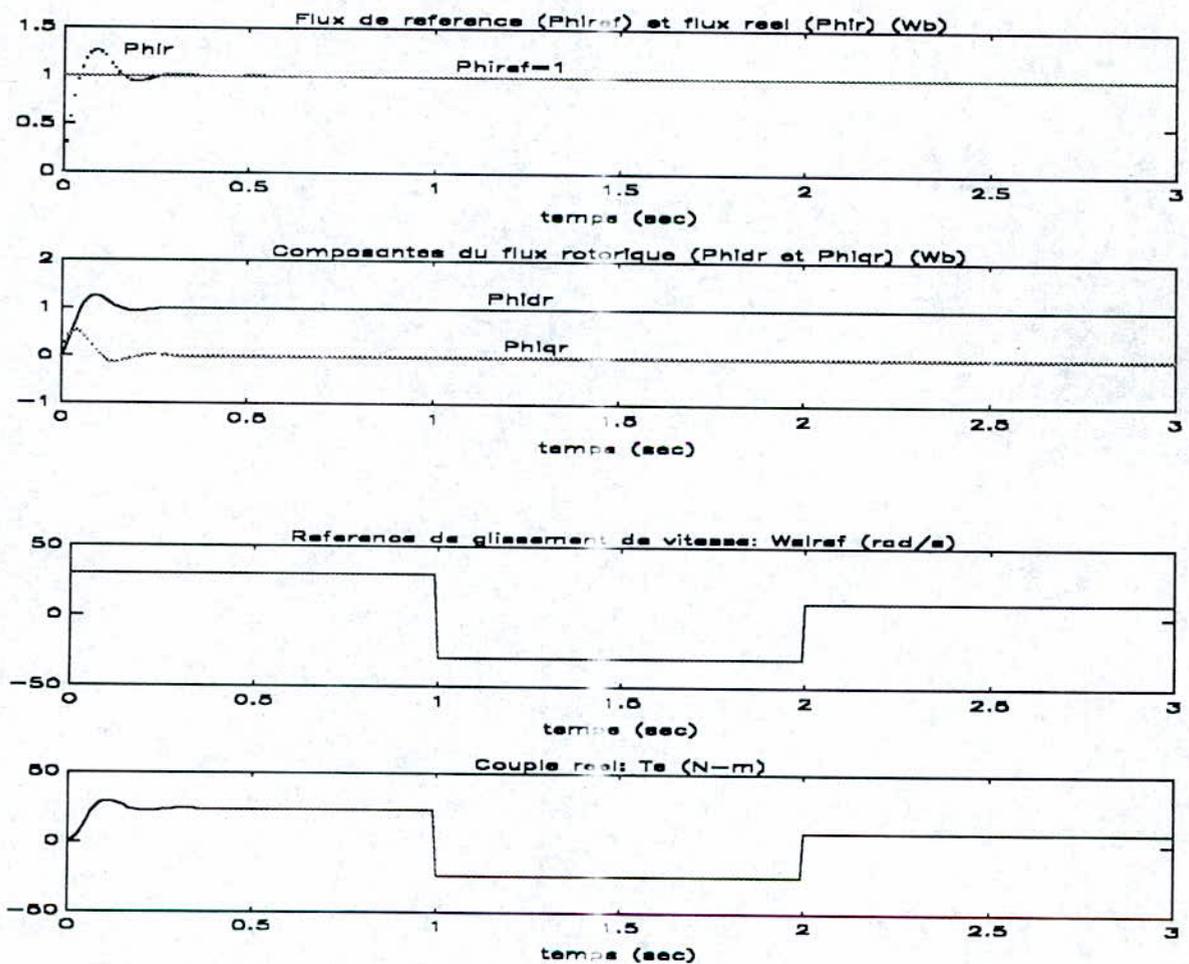


Fig.II-16 Résultats de simulation de la commande modifiée par orientation du flux rotorique.

Application: régulation de vitesse avec influence de la résistance rotorique

Le schéma-bloc de la structure de commande de vitesse est le suivant:

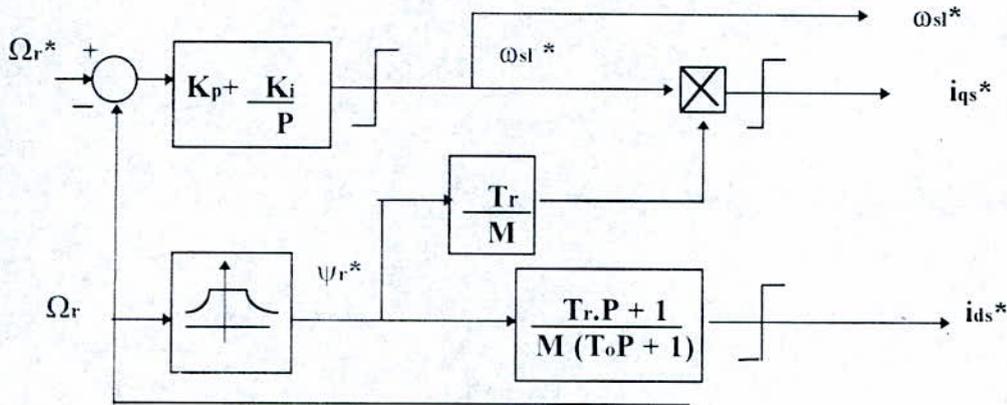


Fig.II-17 Schéma-bloc de la commande de vitesse modifiée par orientation de ψ_r .

Dans la réponse à des sollicitations de la référence de vitesse (fig.II-18): nous obtenons des résultats pratiquement identiques à ceux qui ont été présentés et commentés, néanmoins le temps de réponse de la vitesse est légèrement supérieur (0,12 contre 0,10 sec.) à cause de la limitation de la pulsation des courants rotoriques.

Nous avons également examiné une phase de démarrage de la machine de 0 à +1000 tr/mn et la réponse à une perturbation de charge de 10 (N-m) exercée de 1 à 2 (sec.) après l'instant initial (fig.II-19): les remarques précédentes relatives à la phase de démarrage restent valables, avec un temps de réponse de 0,10 (sec.) sans dépassement. Lors de l'échelon de charge le couple électromagnétique (T_e) suit la référence de glissement de vitesse (ω_{sl}), avec une influence négligeable sur la vitesse qui été établi à 1000 tr/mn, de même que le courant de phase i_{as} a subi une légère augmentation d'amplitude pendant la perturbation.

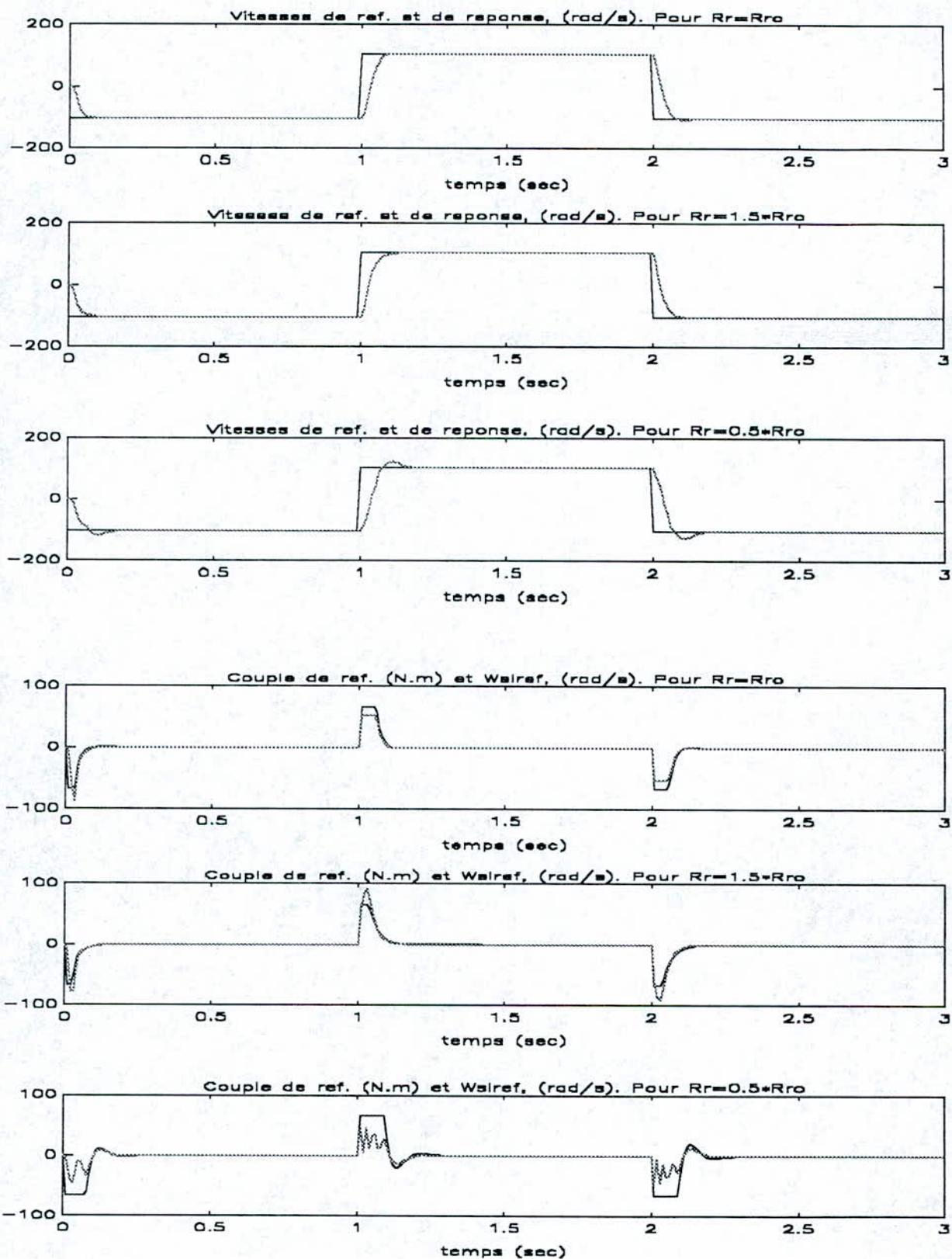


Fig.II-18 Résultats de simulation de la commande indirecte de vitesse modifiée par orientation du flux rotorique (ψ_r)
 Pour l'inversion de vitesse de -1000 à +1000 tr/mn et de +1000 à -1000 tr/mn, avec une variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, +50% et -50%

avec:
$$K_p = \frac{2J}{T_r}, \quad K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs \max}}{i_{ds}^*} \right)^2 \right], \quad T_0 = 0.025 \text{ s}$$

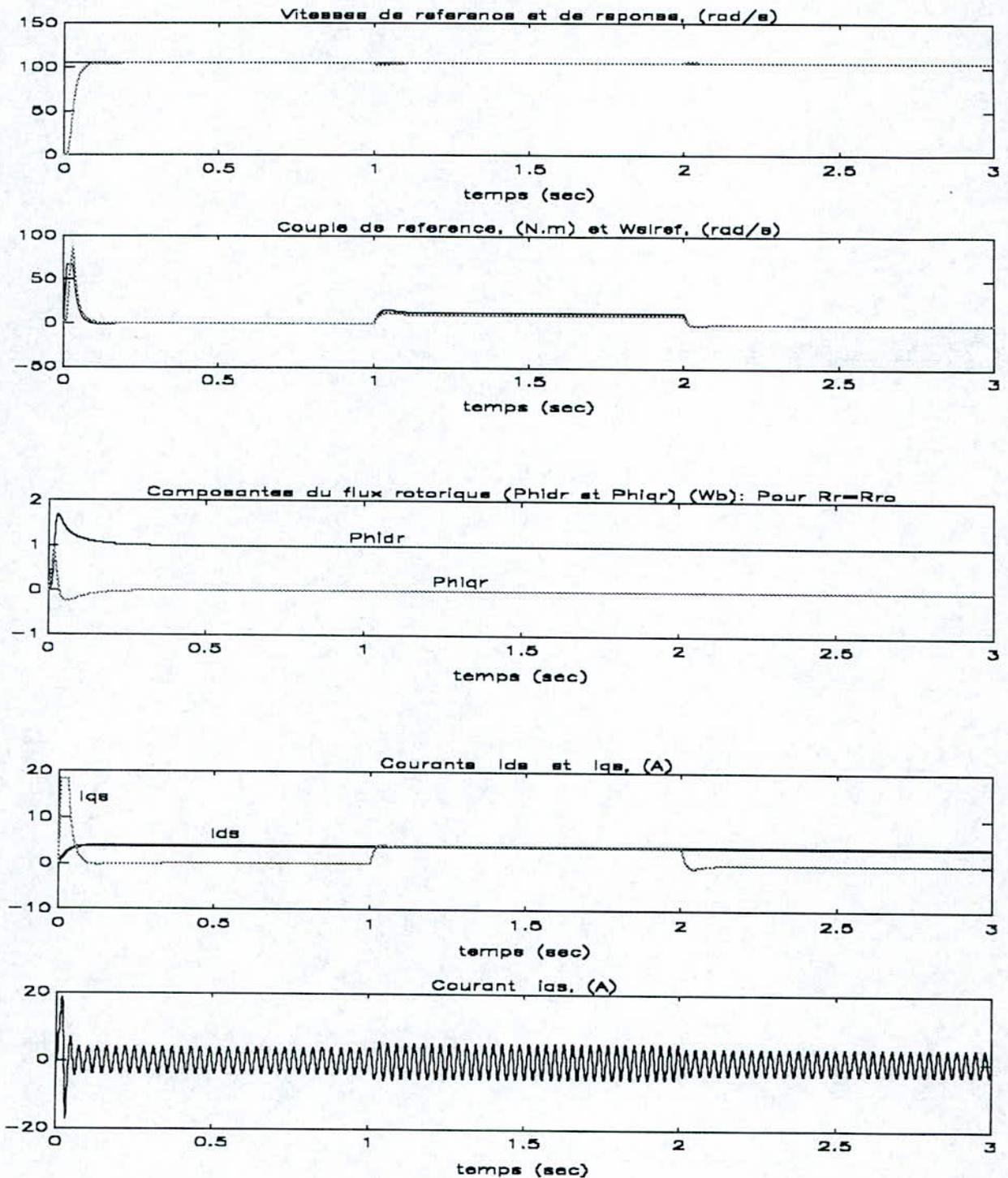


Fig.II-19 Résultat de simulation de la commande de vitesse modifiée par orientation de ψ_r pour une variation du couple résistant (T_L) de 10 N.m.

avec: $K_p = \frac{2J}{T_r}$ $K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right]$, $T_0 = 0.025$ s

Il est à noter une simplification importante au niveau du schéma-bloc de commande qui renferme un multiplieur à la place des deux diviseurs impliqués dans le schéma-bloc précédent.

La valeur de limitation de ω_{sl}^* est la suivante (annexe B): $\omega_{sl}^*(\max) = \frac{1}{\sigma \cdot T_r} = 66.4$ (rd/s).

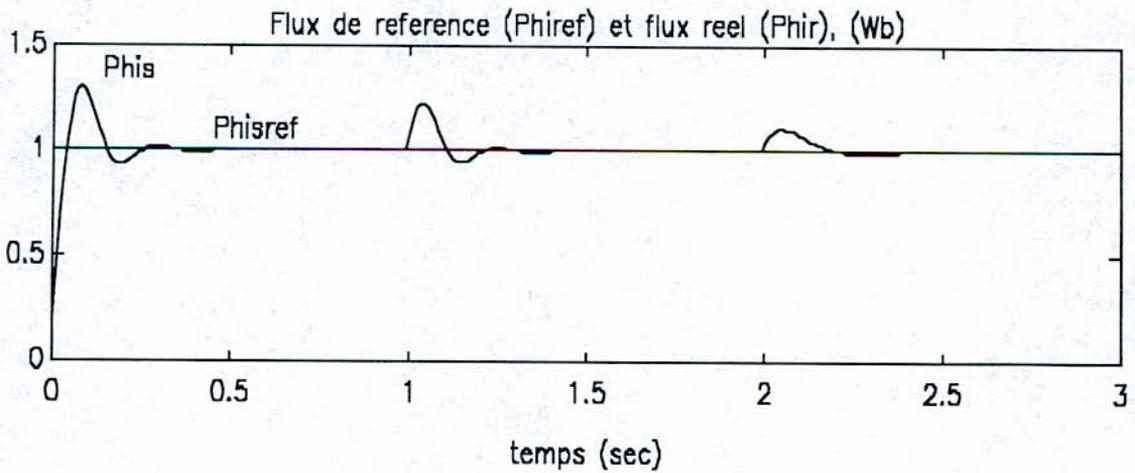
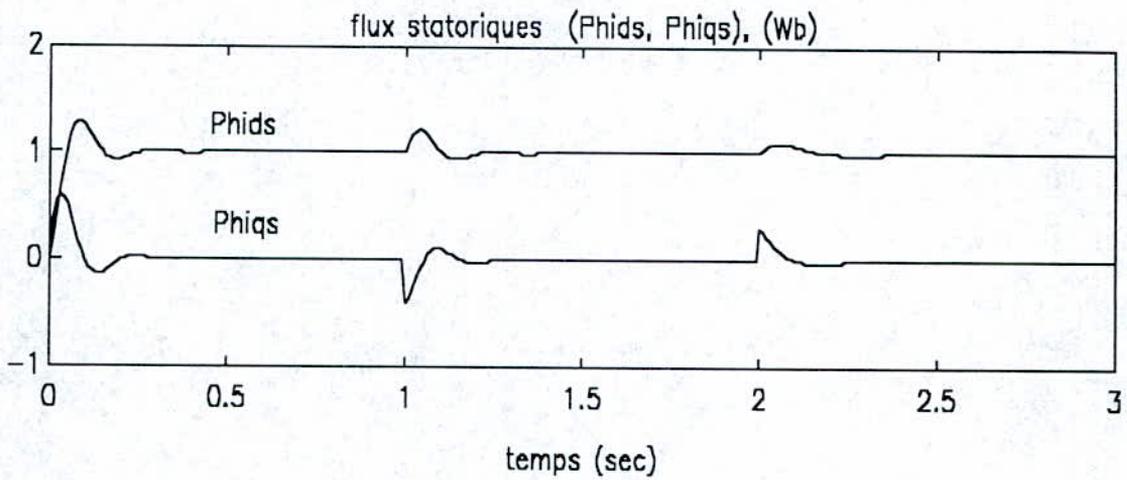
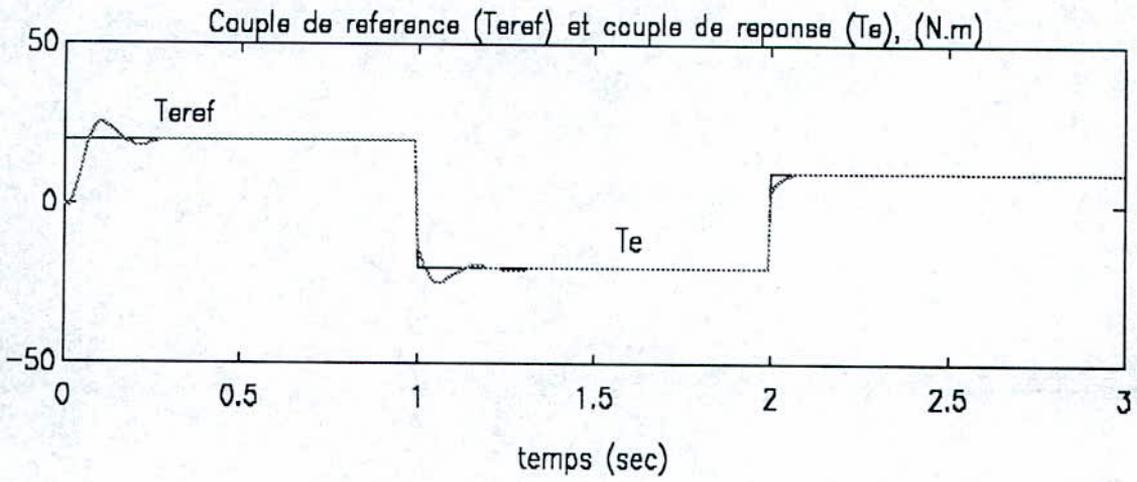


Fig. II-21 Résultat de simulation pour le découplage du couple (T_e) et du flux statorique (ψ_s).

Application: régulation de vitesse et influence de la résistance rotorique

Le schéma-bloc de la structure de commande de vitesse est donné par la figure suivante:

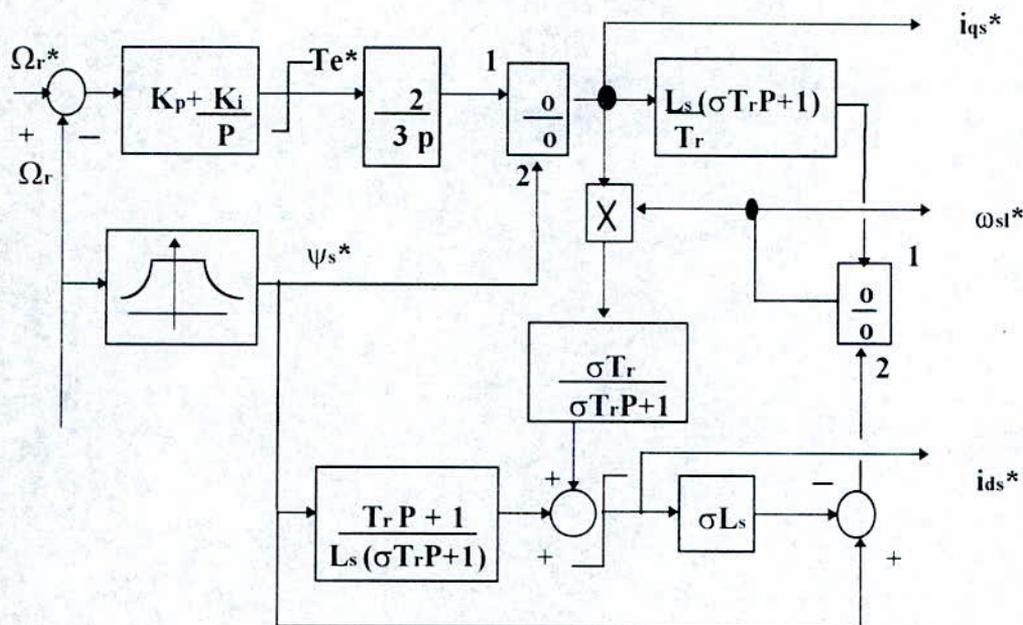


Fig. II-22 Schéma-bloc de la commande de vitesse en courant par orientation du flux statorique.

Le régulateur de vitesse est du type P-I, le défluxage est donné par les conditions:

$$\Psi_s = \begin{cases} \Psi_{so}, & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{ro} \\ \frac{\Psi_{so} \cdot \Omega_{ro}}{|\Omega_r|}, & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{ro} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

La valeur de limitation sur le couple (T_e^*) est déterminée par le couple maximum autorisé de la machine.

Les valeurs de limitation sur les courants (i_{ds}^* et i_{qs}^*) sont les suivantes : (annexe B)

$$i_{ds}^*(\max) = 17,9 \text{ (A)} \quad , \quad i_{qs}^*(\max) = 14,3 \text{ (A)}$$

$$\frac{1+\sigma}{2 \cdot \sigma \cdot L_s} \cdot \Psi_s^* \geq i_{ds} \geq \frac{\Psi_s^*}{L_s} \quad i_{qs} \leq \frac{T_e^*}{p \cdot \Psi_s^*} \cdot \frac{2}{3}$$

pour $K_p = \frac{2J}{T_r}$ $K_i = J\omega^2 = \frac{J}{T_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^* \max} \right)^2 \right]$

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (II-23)

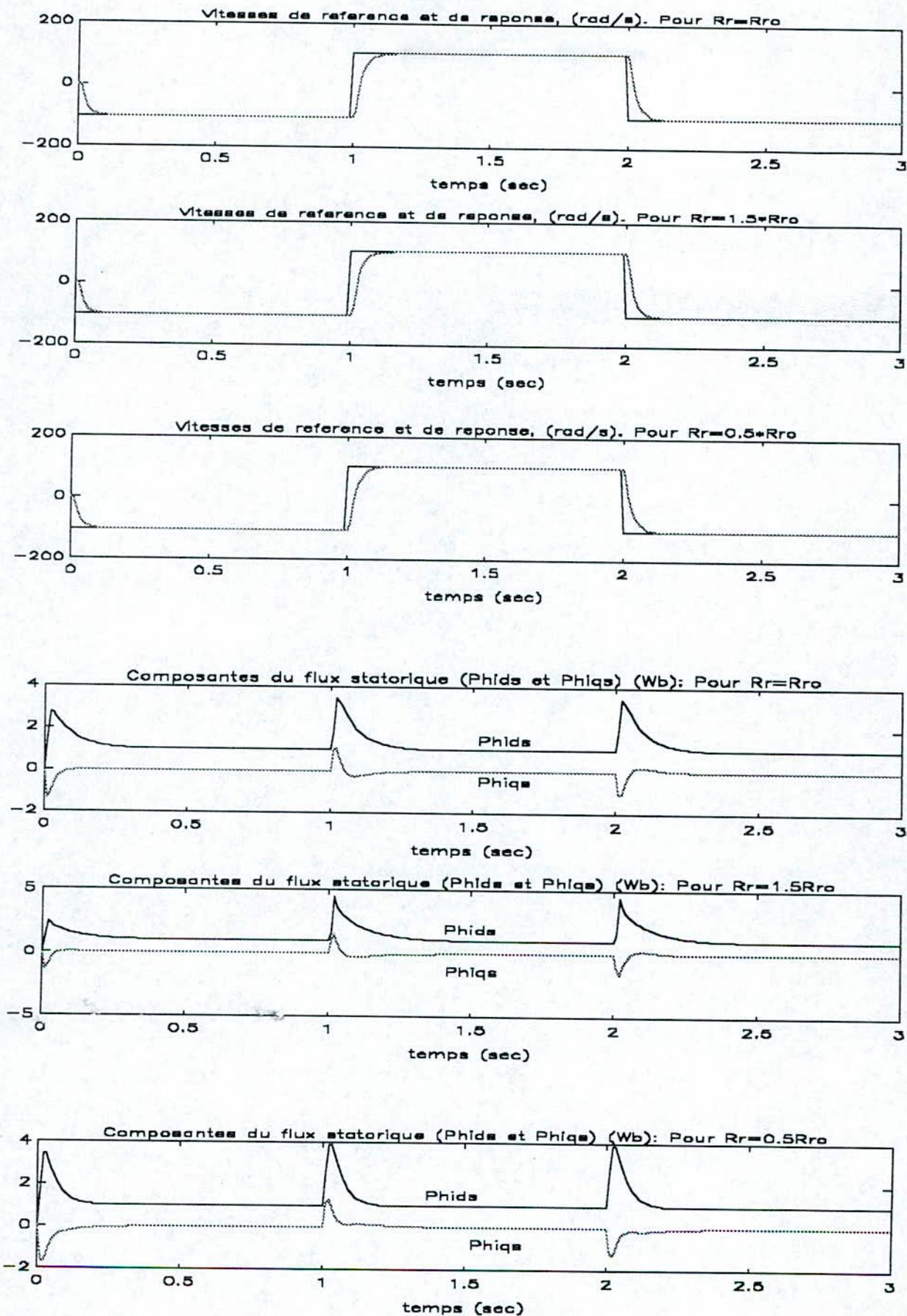
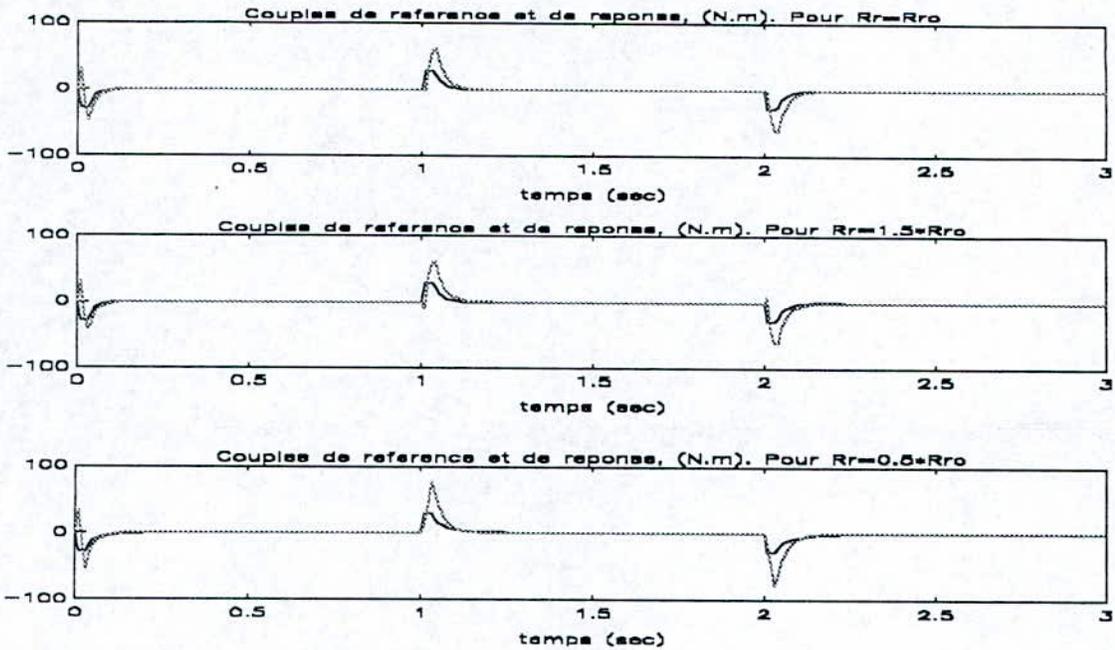


Fig.II-23 (a) Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation de ψ_s .
 Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à
 -1000 tr/mn avec variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, +50% et -50%.



**Fig.II-23 (b) Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation de ψ_s .
 Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à
 -1000 tr/mn avec variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, +50% et -50%.**

La commande par orientation du flux statorique (ψ_s) avec un régulateur P-I pour la régulation de vitesse nous donne des résultats satisfaisants.

Les réponses de la vitesse et du couple ont de bonnes performances dynamiques, mais la variation de la résistance rotorique influence la dynamique des variables surtout au niveau du couple électromagnétique et des flux.

II-3-3-4 Modification de la structure de commande par orientation du flux statorique

Il peut être noté que dans les schéma-blocs des structures de commande par orientation des flux statorique (ψ_s) et d'entrefer (ψ_g), un échelon unité de commande du couple (T_e^*) peut générer la fonction impulsion de Dirac $\delta(t)$ (due à la dérivation du courant i_{qs} : (fig.II-20 et fig.II-28). Dans la pratique, la vitesse de croissance des courants de la machine est limitée par l'inductance de fuite (L_{ls}) statorique, ce qui implique l'introduction d'un petit retardateur du premier ordre à l'entrée du couple pour assurer le lissage de i_{qs} [18].

Les commandes par orientation des flux statorique et d'entrefer (fig.II-20 et fig.II-28) contiennent une dérivation du courant i_{qs} dans le calcul de la commande de glissement de la fréquence. Une large plage de la commande de glissement de la fréquence est exigée durant le couple transitoire pour un ajustement correct de l'angle θ_s (transformation d-q \rightarrow α - β) [18].

De façon à éviter la dérivation du courant i_{qs} et simplifier la complexité de commande: on considère le glissement de vitesse ω_{sl}^* comme référence de commande au lieu du couple, après arrangement des relations (II-5) nous obtenons les équations de commande modifiées suivantes:

$$\begin{aligned}
 L_s(\sigma \cdot T_r \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds}) &= T_r \cdot \frac{d\Psi_s^*}{dt} + \Psi_s^* + \sigma \cdot L_s \cdot T_r \cdot \omega_{sl}^* \cdot i_{qs} \\
 L_s(\sigma \cdot T_r \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}) &= T_r \cdot \omega_{sl}^* \cdot (\Psi_s^* - \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds})
 \end{aligned}
 \tag{II-14}$$

d'où le schéma-bloc de la structure de commande modifiée correspondant:

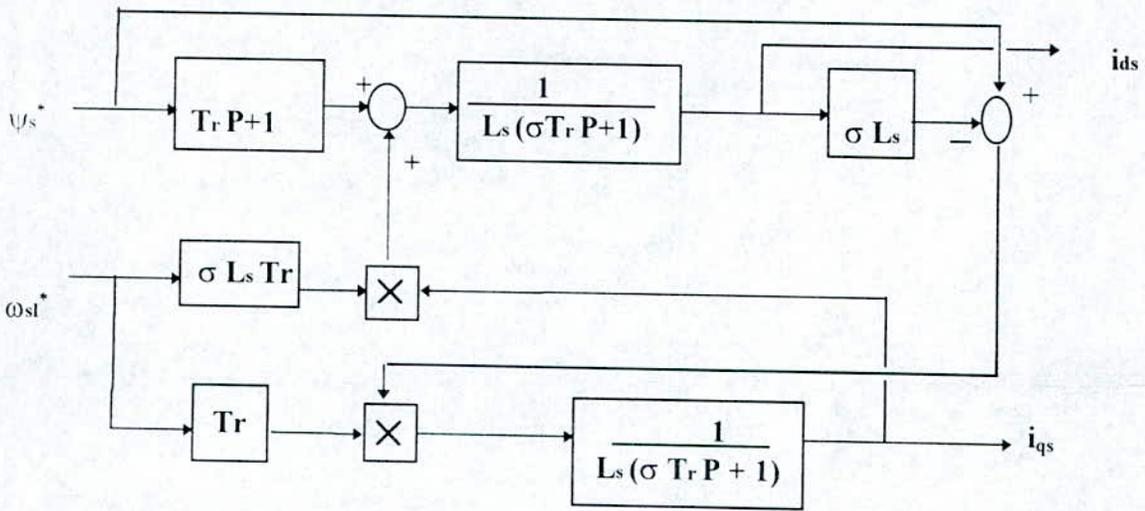


Fig.II-24 Schéma-bloc de la structure de commande modifiée par orientation du flux statorique.

Pour $\psi_{s^*} = 1$ (Wb), ω_{sl} suit la référence prédéterminée (fig II-15).
Les résultats de simulation sont donnés par la figure (II-25):

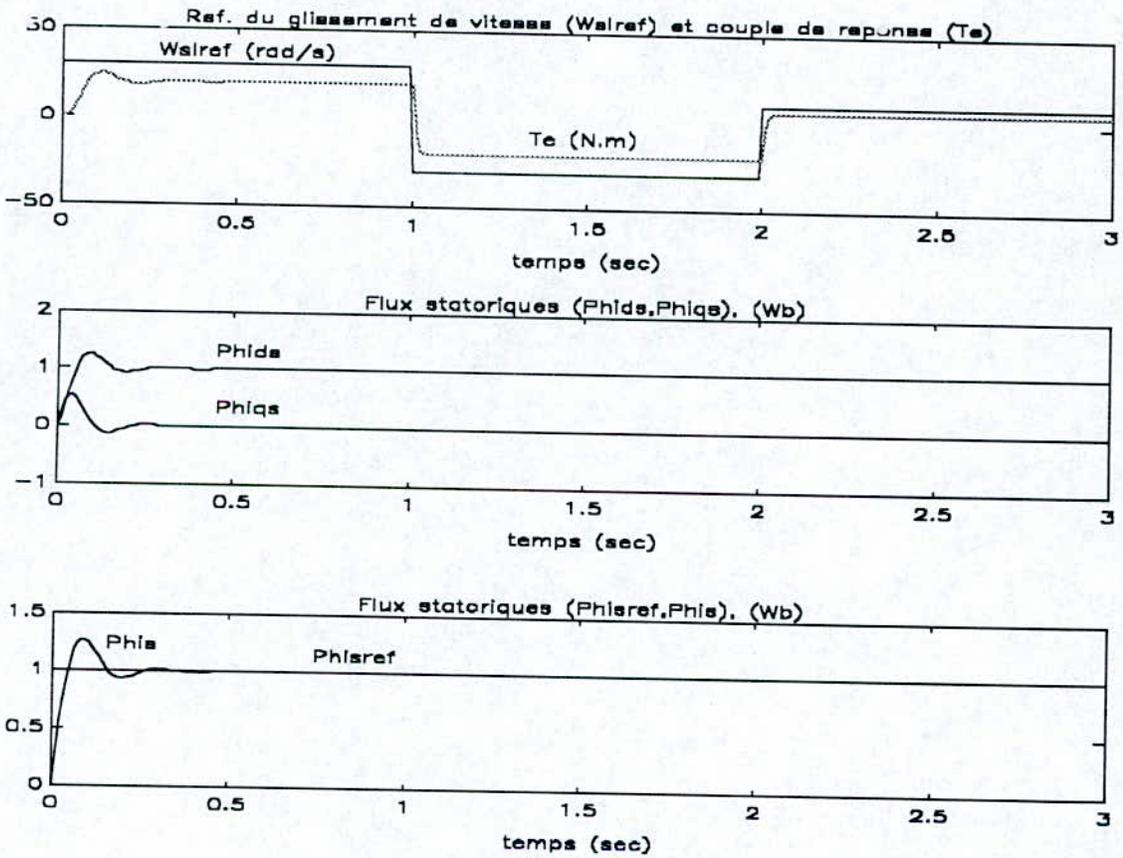


Fig.II-25 Résultats de simulation de la commande modifiée par orientation du flux statorique.

Nous voyons que le couple électromagnétique (T_e) varie de la même façon que le glissement de vitesse (ω_{sl}), par contre le flux statorique (ψ_s) reste constant, ce qui signifie que le couple électromagnétique et le flux statorique sont bien découplés.

Application: régulation de vitesse et influence de la résistance rotorique

Le schéma-bloc de la commande de vitesse est donnée par la figure (II-26):

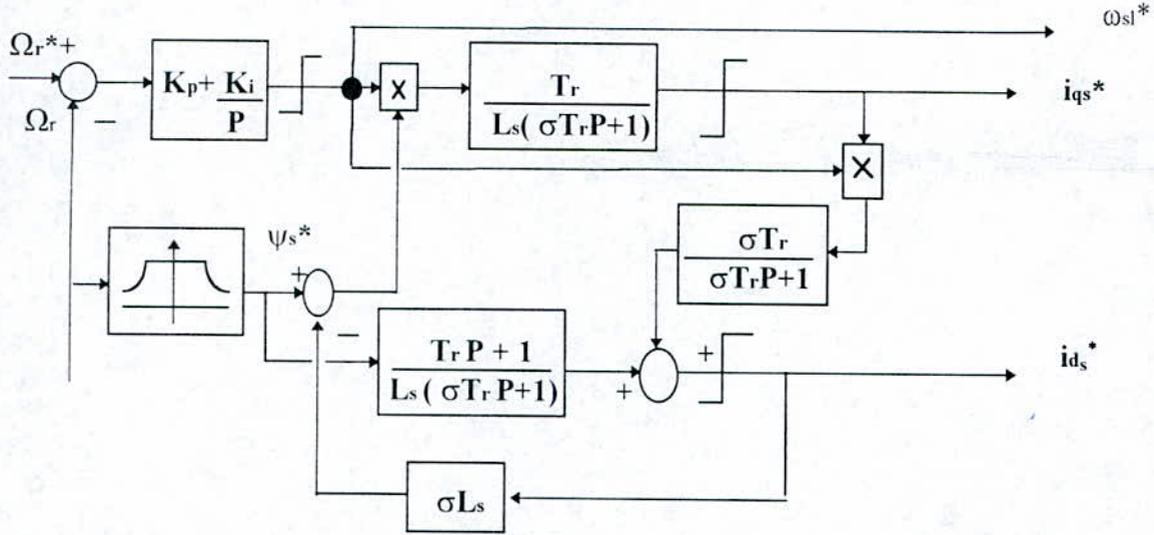


Fig.II-26 Schéma-bloc de la commande de vitesse modifiée en courant par orientation du flux statorique.

La valeur de limitation du glissement de vitesse (ω_{sl}^*) est la suivante (annexe B):

$$\omega_{sl}^*(\max) = \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \text{ (rd / s);} \quad \text{pour } K_p = \frac{2J}{T} \quad ; \quad K_i = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] = J \cdot \omega^2 .$$

Les résultats de simulation sont donnés à la figure (II-27).

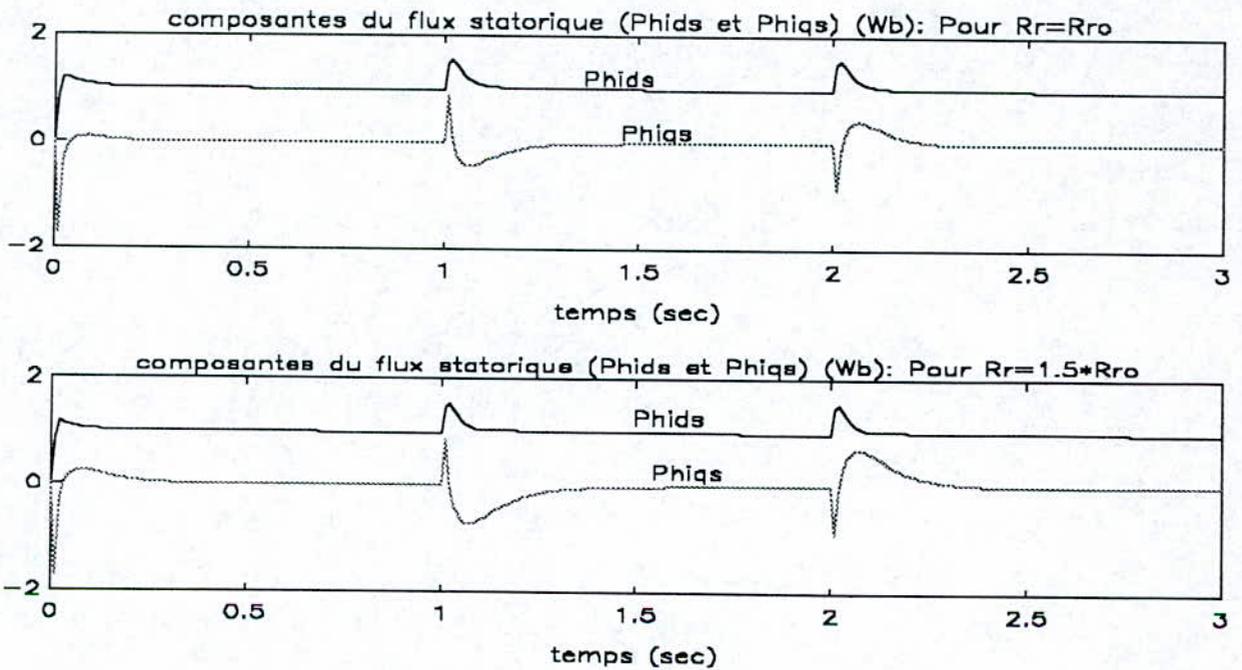


Fig.II-27(a) Résultats de simulation de la commande de vitesse modifiée par orientation du flux statorique. Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn avec une variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, 50% et -50%.

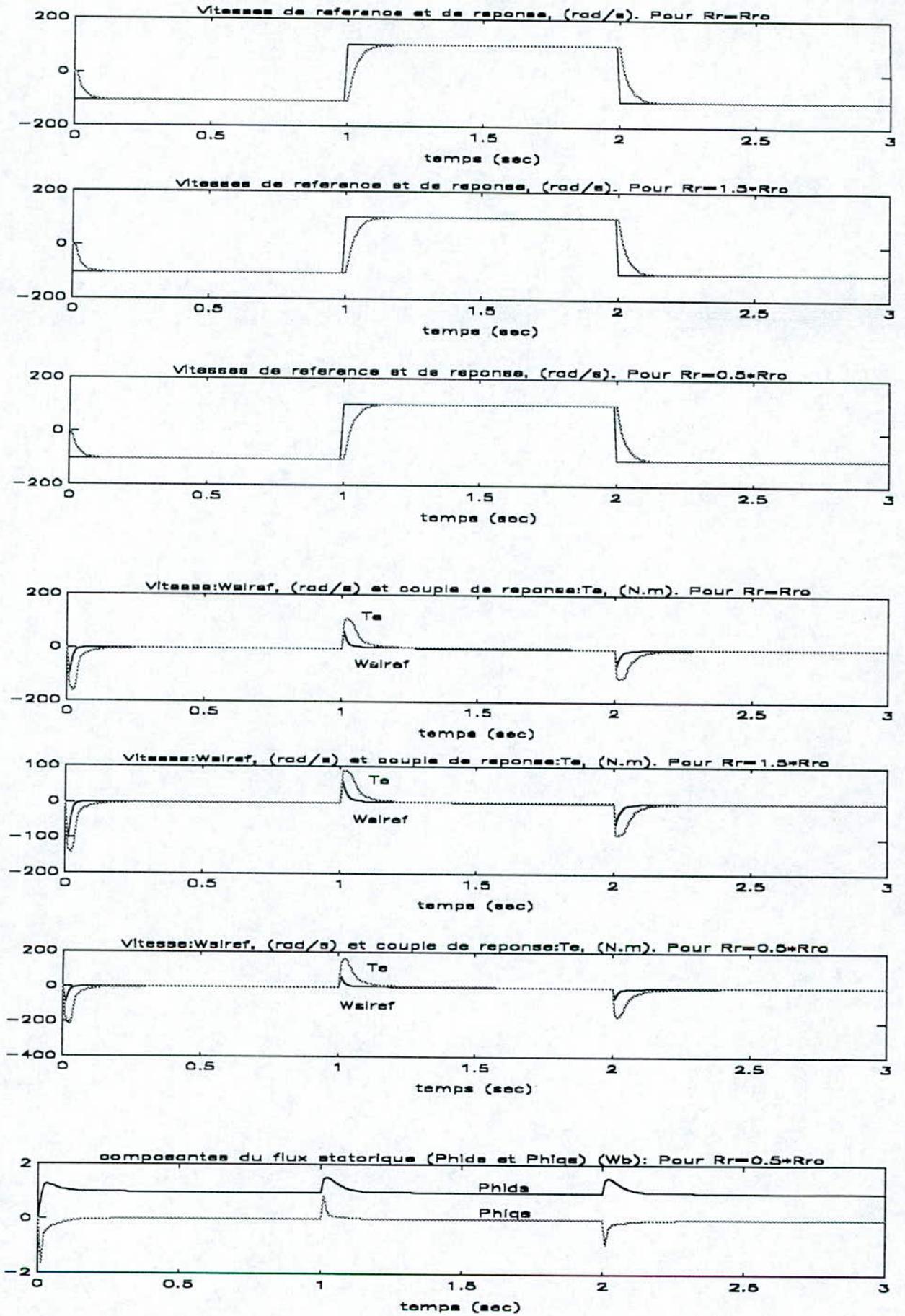


Fig.II-27(b) Résultats de simulation de la commande de vitesse modifiée par orientation du flux statorique. Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn avec une variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, 50% et -50%.

Cette structure de commande est plus simple que celle présentée à la figure (II-22); les résultats de simulation montrent des performances dynamiques des réponses de la vitesse, du couple et des flux satisfaisantes. Nous avons évité la dérivation du courant i_{qs} et supprimé les oscillations par conséquent la réponse de la vitesse n'a pratiquement pas changé, par contre les dynamiques des réponses du couple et des flux sont légèrement modifiées.

II-3-3-5 Structure de commande en courant par orientation du flux d'entrefer

Considérons le flux d'entrefer (ψ_g^*) et le couple (T_e^*) comme référence de commande, nous inversons le modèle (II-7) et nous obtenons les équations de commande suivantes:

$$\left\{ \begin{aligned} M[(T_r - \frac{M}{R_r}) \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds}] &= T_r \cdot \frac{d\psi_g^*}{dt} + \psi_g^* + M \cdot (T_r - \frac{M}{R_r}) \cdot \omega_{sl} \cdot i_{qs} \\ \omega_{sl} &= \frac{(T_r - \frac{M}{R_r}) \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}}{T_r \cdot \psi_g^* - (T_r - \frac{M}{R_r}) \cdot i_{ds}} \\ i_{qs} &= \frac{2}{3} \cdot \frac{T_e^*}{p \cdot \psi_g^*} \end{aligned} \right. \quad (II-15)$$

Le schéma-bloc correspondant de la structure de commande est le suivant:

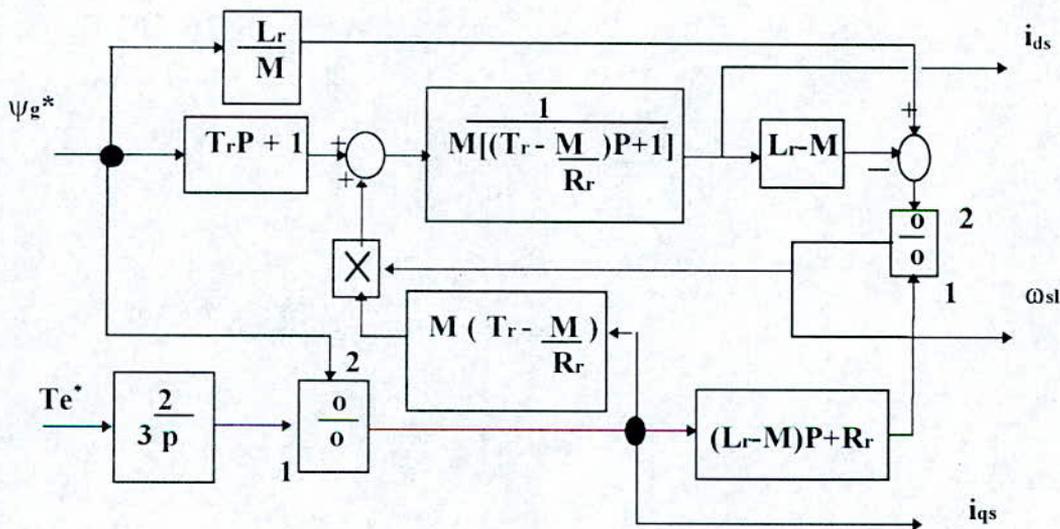


Fig.II-28 Schéma-bloc de la structure de commande de courant par orientation du flux d'entrefer (ψ_g).

Pour $\psi_g^* = 1$ (Wb), T_e suit une référence prédéterminée (fig II-8). Les résultats de simulation sont donnés à la fig II-29.

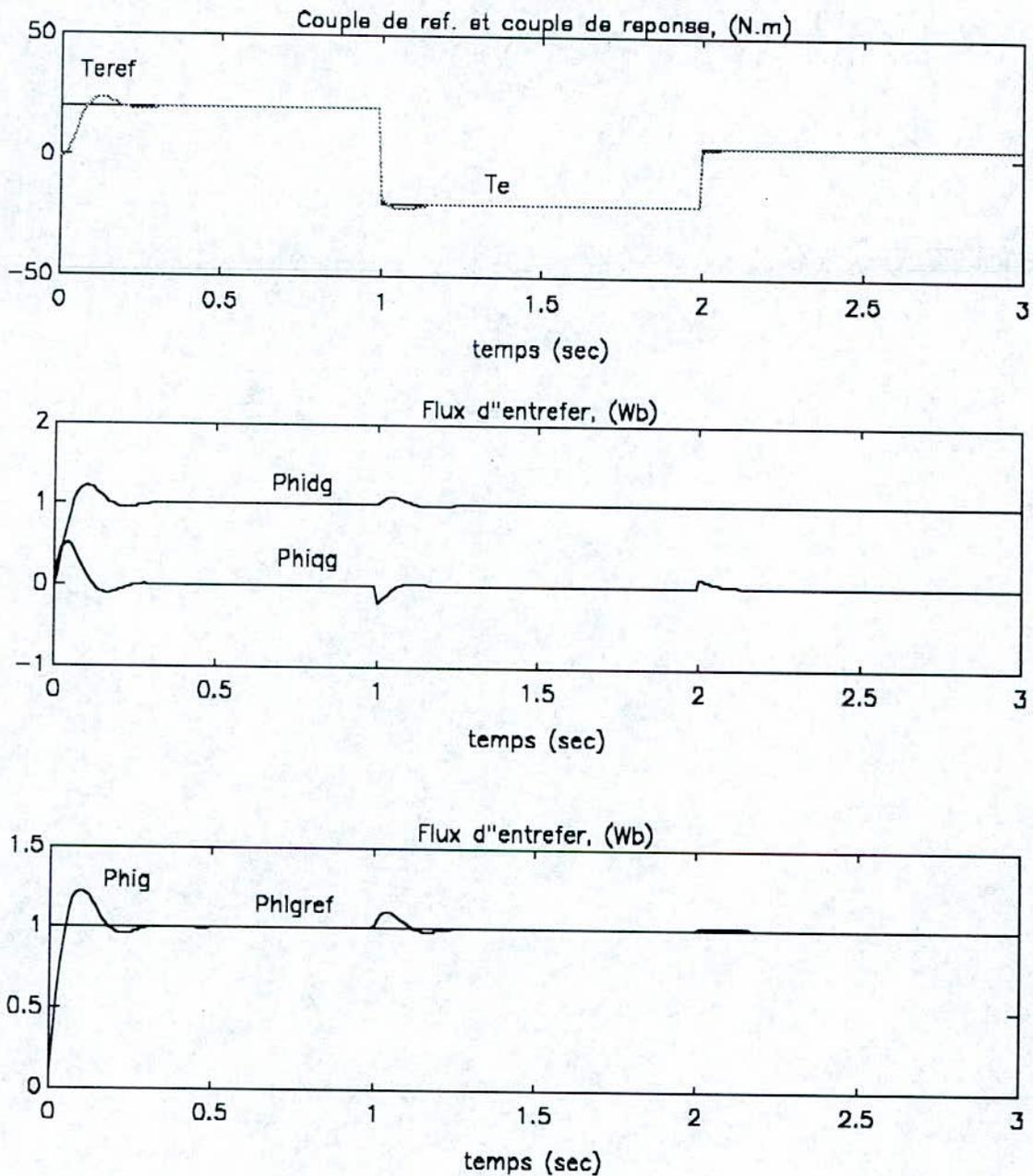
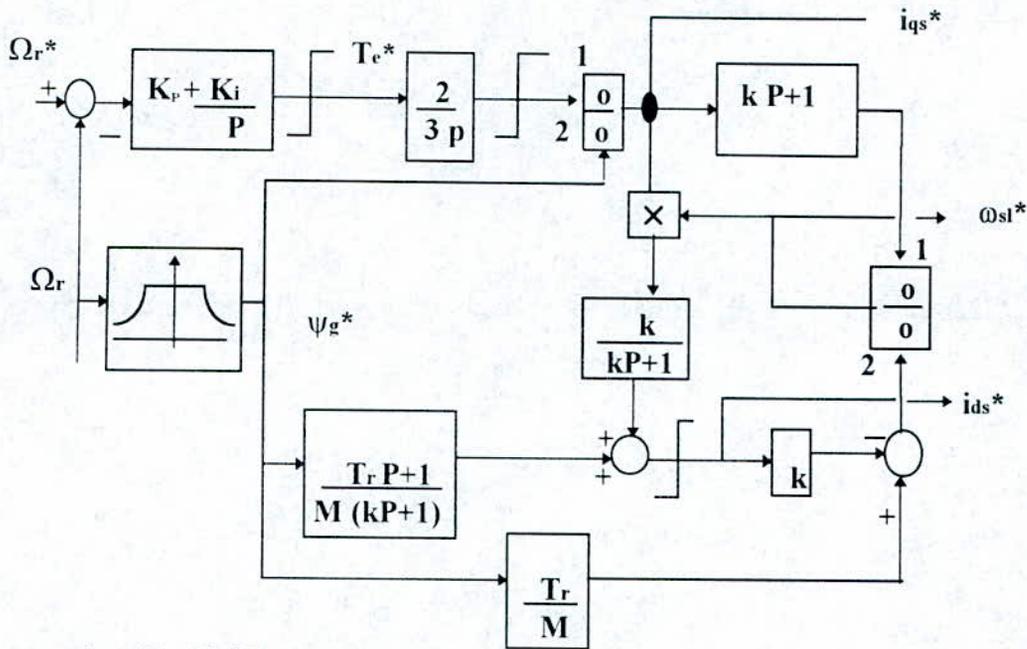


Fig.II-29 Résultats de simulation pour le découplage du couple (T_e) et du flux d'entrefer (ψ_g).

Nous concluons, d'après les expressions (II-12) et (II-15), que les principes de contrôle par orientation du flux dans l'entrefer ou du flux statorique sont similaires au niveau des structures de commande et des résultats de simulation.

Application: régulation de vitesse et influence de la résistance rotorique

Le schéma-bloc correspondant de la commande de vitesse est le suivant:



avec: $k = T_r - M / R_r$

Fig. II-30 : Schéma-bloc de la commande de vitesse en courant par orientation du flux d'entrefer.

Le régulateur de vitesse est du type P-I, le défluxage est défini par:

$$\Psi_g = \begin{cases} \Psi_{g0} ; si |\Omega_r| \leq \Omega_{ro} \\ \frac{\Psi_{g0} \cdot \Omega_{ro}}{|\Omega_r|} ; si |\Omega_r| > \Omega_{ro} \end{cases} \quad (II-16).$$

Les valeurs de limitation des courants (i_{ds}^* et i_{qs}^*) sont (voir annexe B):

$$i_{ds}^*(\max) \geq \frac{\Psi_g}{M} \text{ (A)}, \quad i_{qs}^*(\max) \leq \frac{T_e^* \max}{P \cdot \Psi_g} \cdot \frac{2}{3}$$

$$\text{Pour } K_p = \frac{2J}{T_r} ; \quad K_i = \frac{J}{T_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] = J \omega_o^2$$

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (II-31(a) et II-31(b))

La commande par orientation du flux d'entrefer avec régulateur P-I pour la commande de la vitesse nous donne des résultats satisfaisants. Les réponses de la vitesse et du couple ont de bonnes performances dynamiques, par contre la variation de la résistance rotorique (R_r) influence la dynamique de ces variables, surtout le couple électromagnétique et le flux.

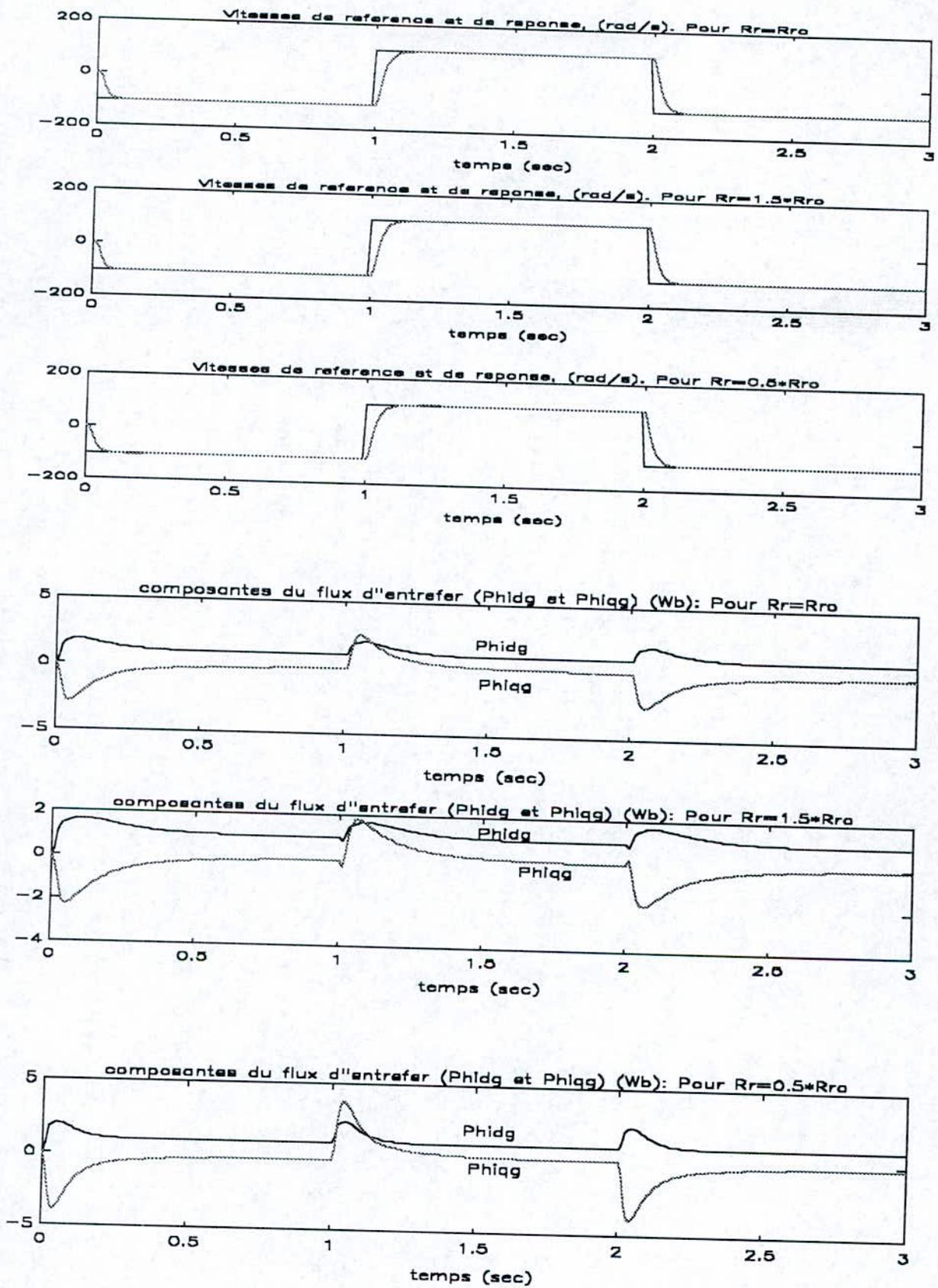


Fig II-31(a) Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux d'entrefer. pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn avec une variation de la résistance rotorique de 0%, 50% et -50%.

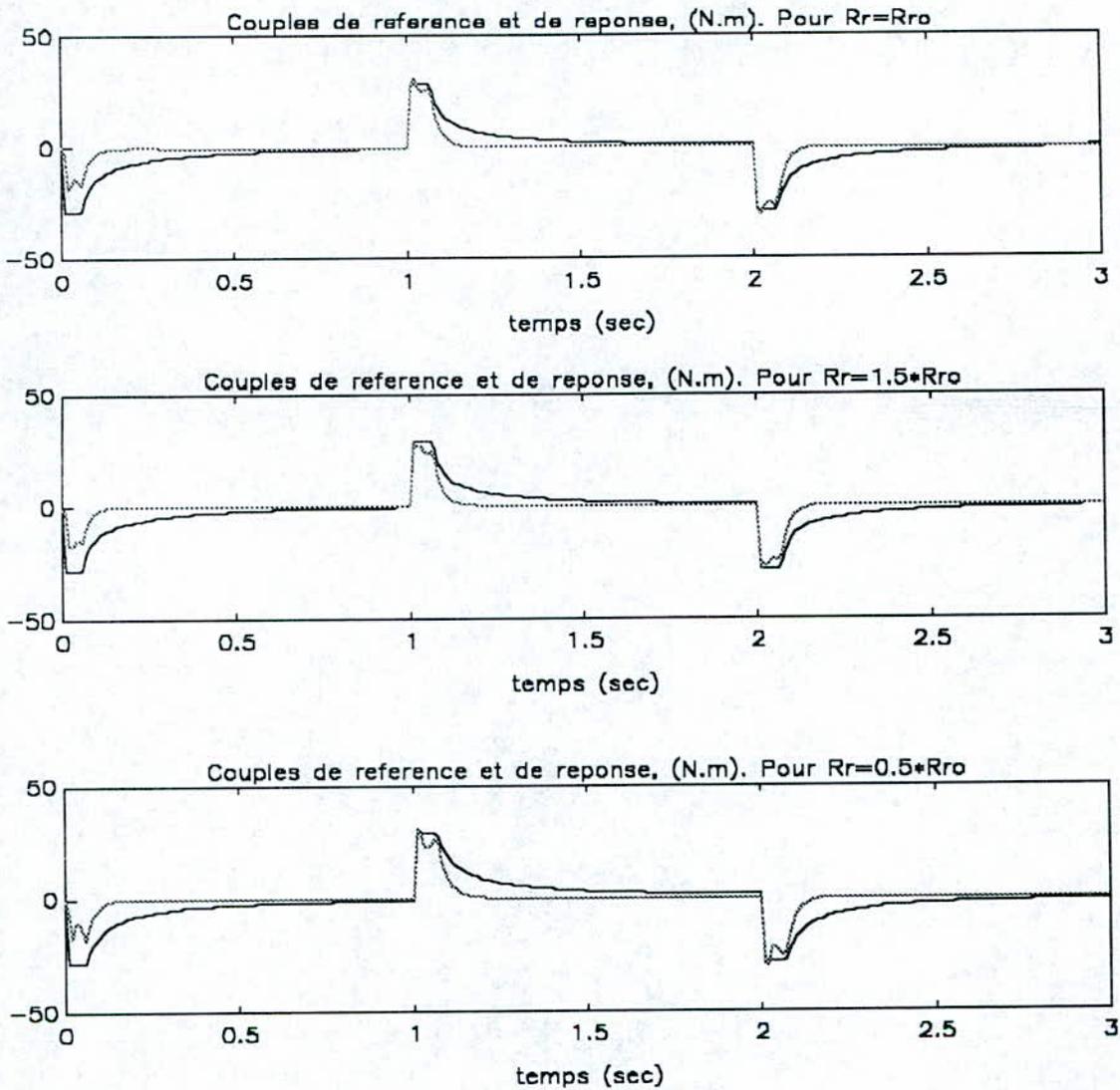


Fig II-31(b) Résultats de simulation de la commande de vitesse par orientation du flux d'entrefer. pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn avec une variation de la résistance rotorique de 0%, 50% et -50%.

II-3-3-6 Modification de la structure de commande par orientation du flux d'entrefer

Pour les mêmes raisons que dans le cas du flux statorique, on ne considère que le flux d'entrefer Ψ_g^* et le glissement de vitesse ω_{sl}^* comme référence de commande. Après arrangement des formules (II-7) nous obtenons les équations de commande modifiées suivante.

$$\begin{cases} M\left(\left(T_r - \frac{M}{R_r}\right) \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds}\right) = \frac{T_r d\Psi_g^*}{dt} + \Psi_g^* + \left(T_r - \frac{M}{R_r}\right) \cdot M \cdot \omega_{sl}^* \cdot i_{qs} \\ M\left(\left(T_r - \frac{M}{R_r}\right) \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs}\right) = T_r \cdot \Psi_g^* \cdot \omega_{sl}^* - \left(T_r - \frac{M}{R_r}\right) \cdot M \cdot i_{ds} \cdot \omega_{sl}^* \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Le schéma-bloc correspondant de la commande modifiée est le suivant:

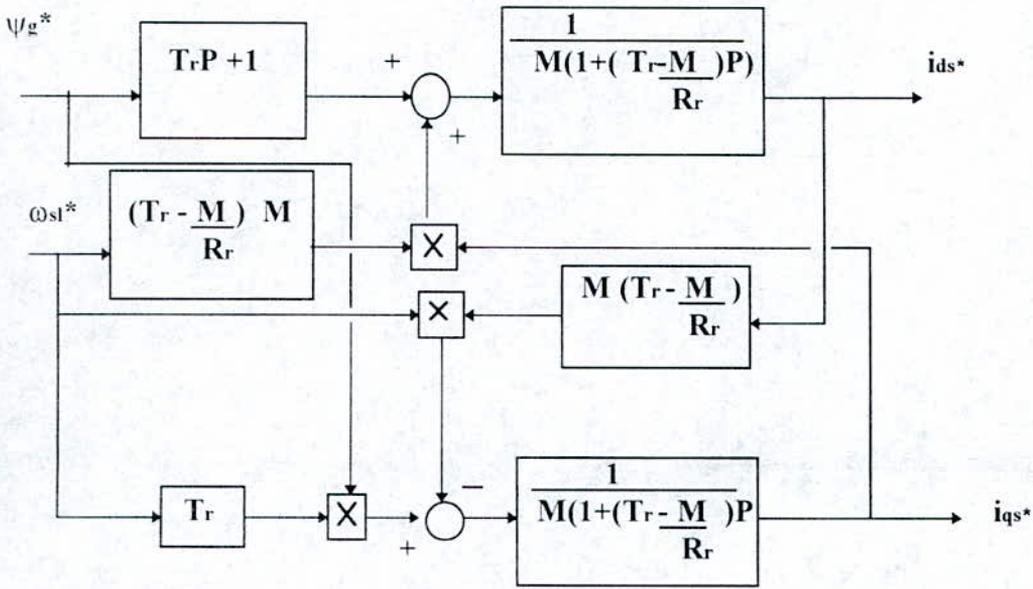


Fig.II-32 Schéma-bloc de la structure de commande modifiée par orientation du flux d'entrefer.

Pour $\psi_g^* = 1$ (Wb), ω_{sl} suit la référence prédéterminée figure (II-15)
 Les résultats de simulation sont donnés par la figure (II-33).

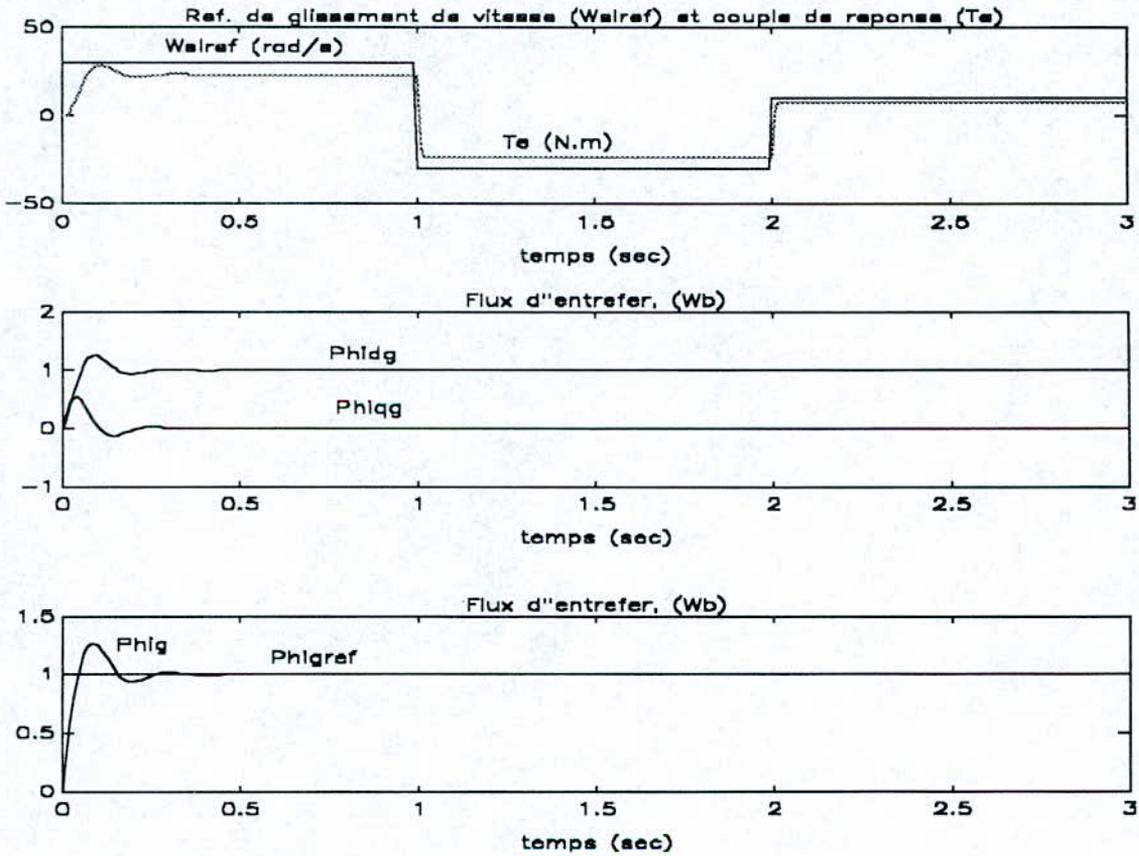
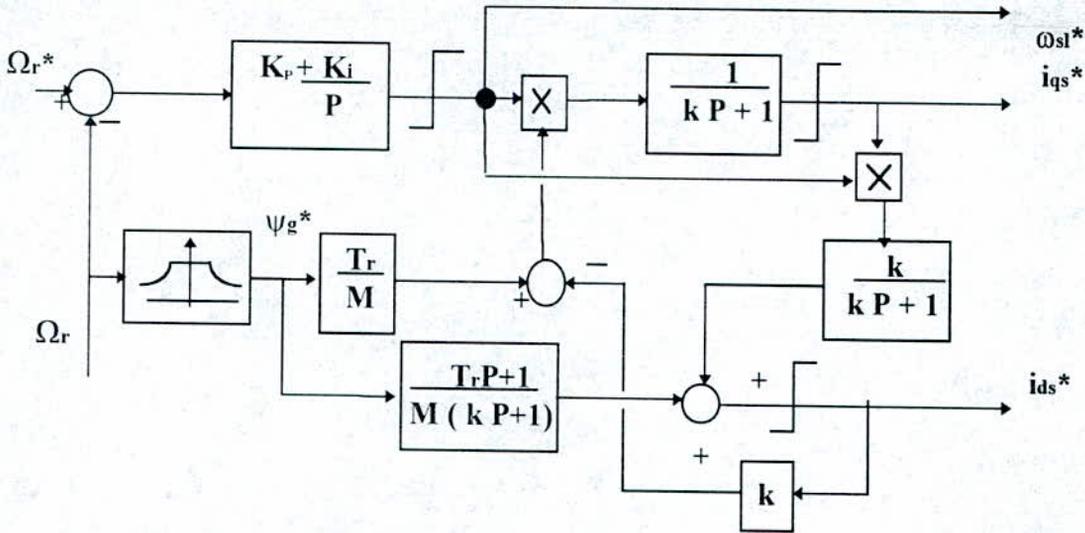


Fig.II-33 Résultats de simulation de la commande modifiée en courant par orientation du flux d'entrefer.

Nous voyons que le découplage entre le couple électromagnétique (T_e) et le flux d'entrefer (ψ_g) est effectué car la variation du couple n'influence pas le flux.

Application: régulation de vitesse et influence de la résistance rotorique

Le schéma-bloc correspondant de la commande de vitesse est le suivant:



avec: $k = T_r - \frac{M}{R_r}$

Fig. II-34 Schéma-bloc de la structure de commande modifiée en courant par orientation du flux d'entrefer.

La valeur de limitation de (ω_{sl}^*) est la suivante: $\omega_{sl}^*(\max) \text{ (rd/s)} \leq \frac{1}{k}$

pour $K_p = \frac{2J}{T_r}$, $K_i = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] = J \cdot \omega_0^2$.

Les résultats de simulation sont donnés à la fig (II-35).

Cette structure de commande est plus simple que celle présentée à la figure (II-30) et les résultats de simulation (fig.II-35 et fig.II-33) montrent des performances dynamiques des réponses de la vitesse, du couple et des flux satisfaisantes. Nous avons évité la dérivation du courant i_{qs} et éliminé les oscillations; la réponse de vitesse n'a pratiquement pas changée mais les dynamiques des réponses du couple et des flux sont légèrement modifiées.

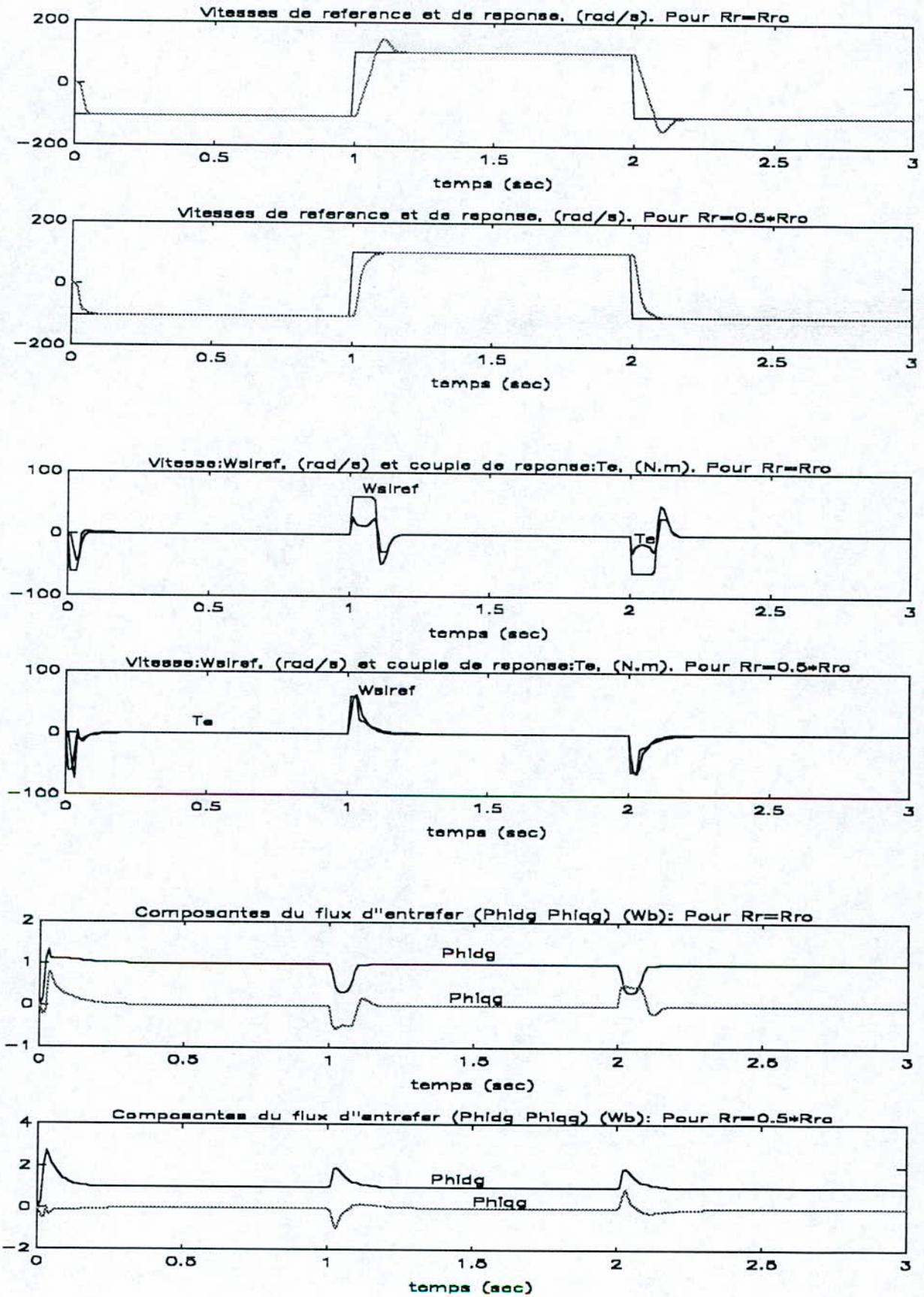


Fig.II-35 Résultats de simulation de la commande de vitesse modifiée par orientation du flux d'entrefer.
pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn
avec une variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, 50% et -50%.

II-4 APPLICATION DE LA COMMANDE INDIRECTE PAR ORIENTATION DE ψ_r , ψ_s OU ψ_g

Les vecteurs de glissement angulaire $\sin(\theta_{sl}^*)$ et $\cos(\theta_{sl}^*)$, qui déterminent les axes électriques (d-q) voulus, relativement aux axes mécaniques du rotor, sont générés à partir de ω_{sl}^* à travers un générateur de fonction sinus/cosinus.

Les vecteurs de position du rotor $\cos(\theta_r)$ et $\sin(\theta_r)$ sont obtenus à partir d'un capteur d'angle et sont additionnés avec les vecteurs de glissement pour obtenir les signaux $\cos(\theta_e)$ et $\sin(\theta_e)$ comme suit:

$$\begin{aligned}\cos(\theta_e^*) &= \cos(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \cos(\theta_r) \cos(\theta_{sl}^*) - \sin(\theta_r) \sin(\theta_{sl}^*) \\ \sin(\theta_e^*) &= \sin(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \sin(\theta_r) \cos(\theta_{sl}^*) + \sin(\theta_{sl}^*) \cos(\theta_r)\end{aligned}\quad (\text{II-18})$$

Les transformations de passage d'un référentiel tournant à un référentiel fixe et d'un système biphasé à un système triphasé sont utilisées pour assurer la commande en courant de l'onduleur.

Au lieu de calculer les vecteurs de position du rotor et les vecteurs de position de glissement angulaire indépendamment dans une forme cartésienne: le glissement de vitesse angulaire électrique (ω_{sl}), la vitesse angulaire électrique (ω_r) peuvent être additionnées directement et les signaux $\cos(\theta_e)$ et $\sin(\theta_e)$ peuvent être obtenus par un générateur de fonctions sinus/cosinus. Dans ce cas on peut connaître la position du flux à n'importe quel instant, un capteur de position n'est pas toujours nécessaire seule une dynamo tachymétrique est largement suffisante.

Dans le cas du fonctionnement en mode défluxé ce qui correspond à l'affaiblissement du flux au dessus de la vitesse nominale (Ω_{ro}) et à partir de cette valeur: ψ_r est diminué inversement proportionnel à la vitesse (relation II-10) pour que le système reste dans le mode du contrôle vectoriel.

Dans la méthode indirecte du contrôle vectoriel et en mode défluxé, le système d'entraînement peut fonctionner dans les quatre quadrants comme dans la méthode directe et la vitesse peut être contrôlée de zéro jusqu'à la valeur maximale. Cependant, la connaissance du signal de position rotorique devient obligatoire.

D'autre part, les grandeurs de commande dépendent des paramètres de la machine qui varient durant le fonctionnement, ainsi pour réaliser parfaitement le découplage, les paramètres de commande devraient être asservis aux paramètres réels, ce qui est extrêmement difficile à réaliser.

Le paramètre dominant à considérer est la résistance rotorique, laquelle doit être identifiée en ligne par des méthodes variées [9], [10] dont le succès reste toutefois limité, dans une commande parfaitement découplée.

Les équations sont données par la transformation de Park, où l'axe α (référentiel stationnaire) coïncide avec l'axe statorique a_s (fig.II-35-1).

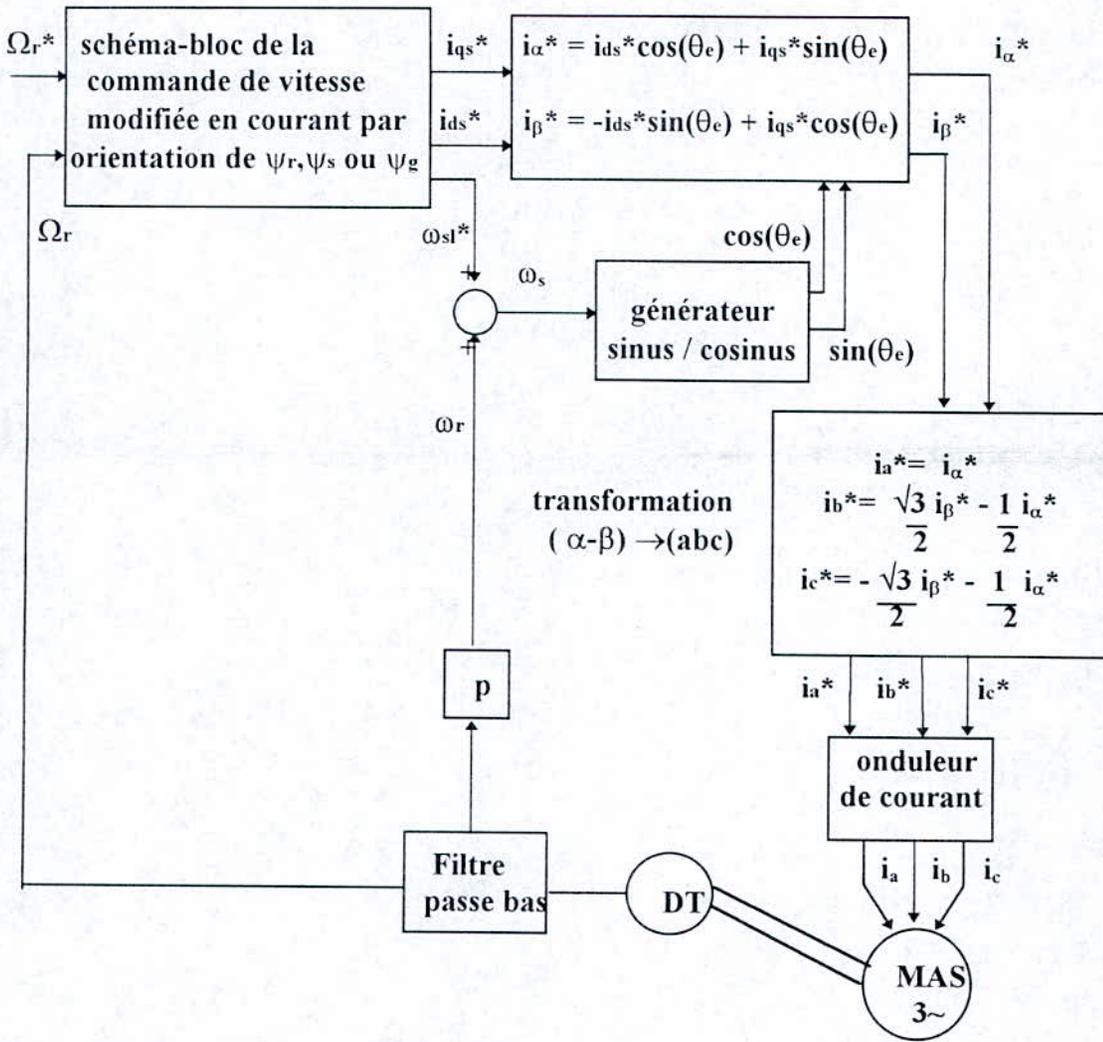


Fig.II-35-1 Commande de vitesse avec la méthode indirecte du flux orienté (ψ_r, ψ_s , ou ψ_g).

II-5 COMMANDE DIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

Dans les schémas de commande directe par orientation du flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre-réaction nécessitant une mesure ou une estimation de cette grandeur. Nous utilisons également un régulateur proportionnel-intégral pour le contrôle du flux rotorique. Avec les hypothèses précédentes, un type de contrôle de vitesse par orientation directe du flux rotorique est représenté par le schéma-bloc suivant:

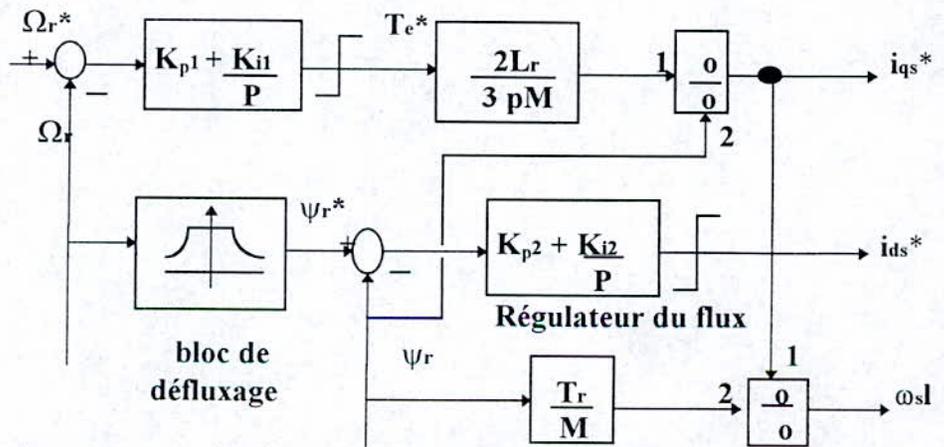


Fig.II-36 Schéma-bloc de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique avec régulateur de flux.

Le flux rotorique ψ_r et le couple T_e sont estimés par les équations suivantes obtenues après arrangement des équations (I-42), (I-43) et (II-8).

$$\left. \begin{aligned} T_r \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \Psi_{dr} &= M \cdot i_{ds} + T_r \cdot \omega_{sl} \cdot \Psi_{qr} \\ T_r \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \Psi_{qr} &= M \cdot i_{qs} - T_r \cdot \omega_{sl} \cdot \Psi_{dr} \\ \Psi_r &= (\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2)^{\frac{1}{2}} \\ T_e &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} (i_{qs} \cdot \Psi_{dr} - i_{ds} \cdot \Psi_{qr}) \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-19})$$

D'où le schéma-bloc correspondant:

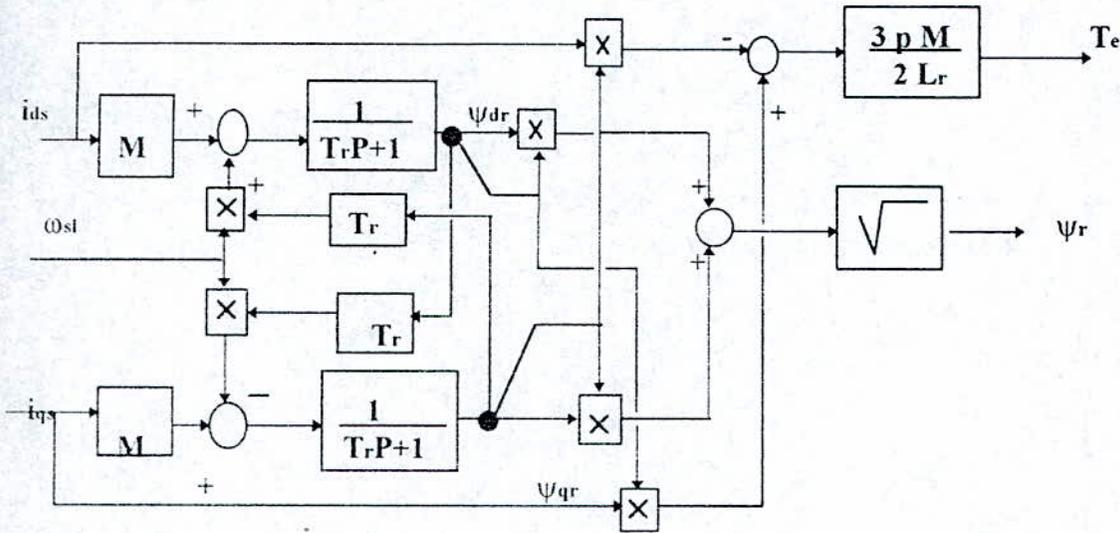


Fig.II-37 Schéma-bloc de l'estimation du flux rotorique (ψ_r) et du couple électromagnétique T_e .

Pour la mise en oeuvre de cet estimateur, il suffit de mesurer en premier lieu les deux courants statoriques (i_a , i_b) et d'appliquer par la suite la transformation de Park avec la condition:

$$\theta_s = \int (\omega_{sl} + p \Omega_r) dt \quad (\text{II-20})$$

pour obtenir les deux courants (i_{qs} , i_{ds}). La pulsation des courants rotoriques (ω_{sl}) provient de la commande (fig II-36). ou de la relation (I-36) après mesure de la pulsation statorique (ω_s).

pour $K_{p1} = 4 \cdot (2J / T_r)$; $K_{i1} = \frac{J}{T_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right]$; $K_{p2} = 1 / M$; $K_{i2} = 1 / (0.7)^2 \cdot M \cdot T_r$. (annexe C).

Nous donnons les résultats de simulation à la figure (II-38)

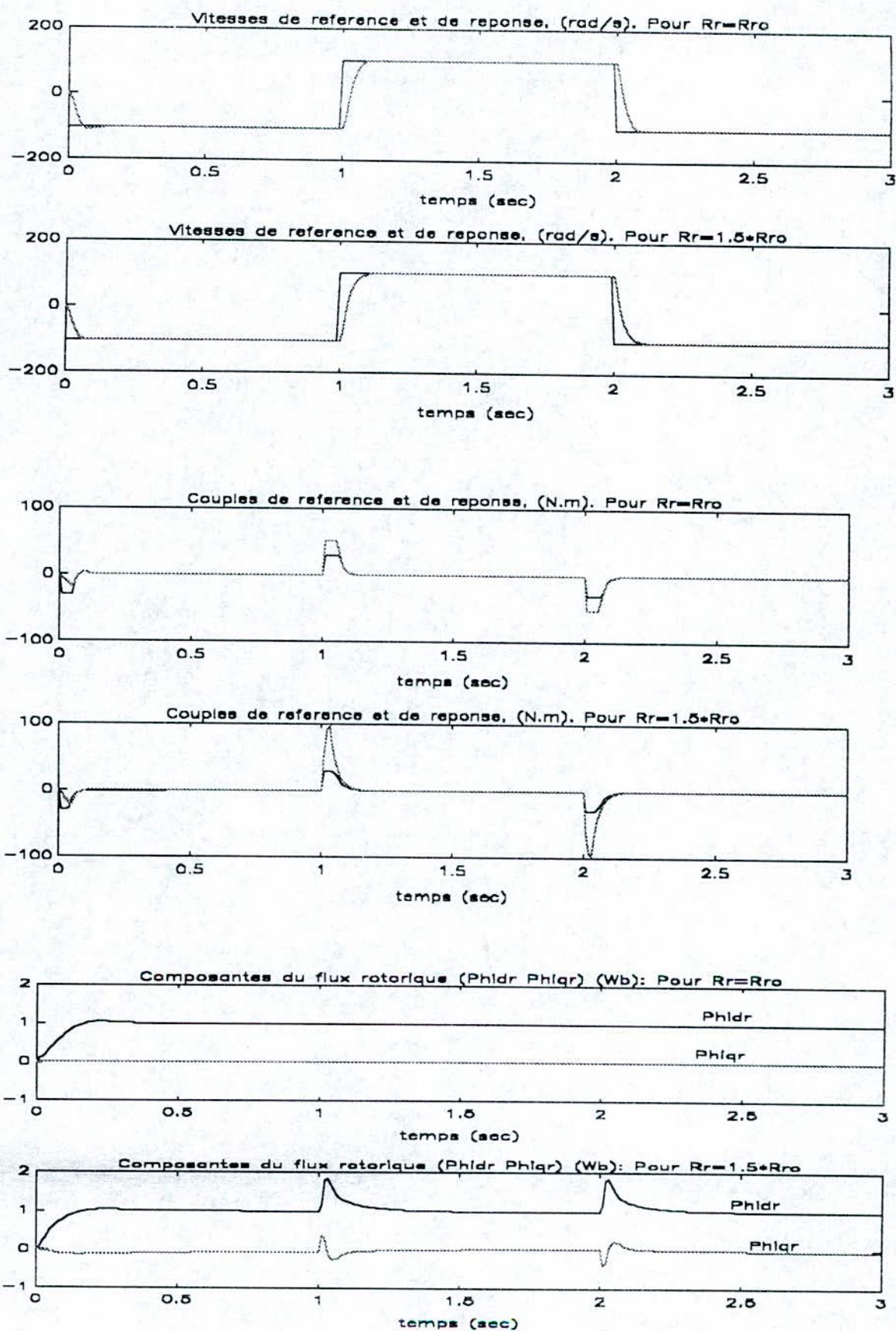


Fig.II-38 Résultats de simulation de la commande représentée par la fig .II-36. pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn avec une variation de la résistance rotorique (R_r) de +50%.

La réponse du couple électromagnétique est instantanée après la phase d'initialisation, la vitesse de réponse a de bonnes performances dynamiques avec un temps de réponse de 0,1 (sec.) sans dépassement.

Pour un fonctionnement à résistance rotorique adaptée ($R_r=R_{ro}$), nous avons un temps de réponse de 0,1 (sec.) pour l'asservissement de vitesse.

Lorsque la résistance équivalente augmente de 50% l'allure de la réponse en vitesse n'est pratiquement pas modifiée, cependant il existe une différence importante entre le couple de référence et le couple électromagnétique de la machine.

Enfin si nous considérons que les équations (II-19) permettent une estimation du couple électromagnétique, nous pouvons modifier le schéma de commande directe précédent en régulant cette quantité sans adopter la reconstitution de la dynamique de la commande.

Dans ce cas, l'amélioration de robustesse à laquelle on peut s'attendre exige l'adjonction d'un régulateur de couple supplémentaire (fig.II-39).

Application: régulation de vitesse et influence de la résistance rotorique

Le schéma-bloc correspondant de la commande de vitesse est le suivant:

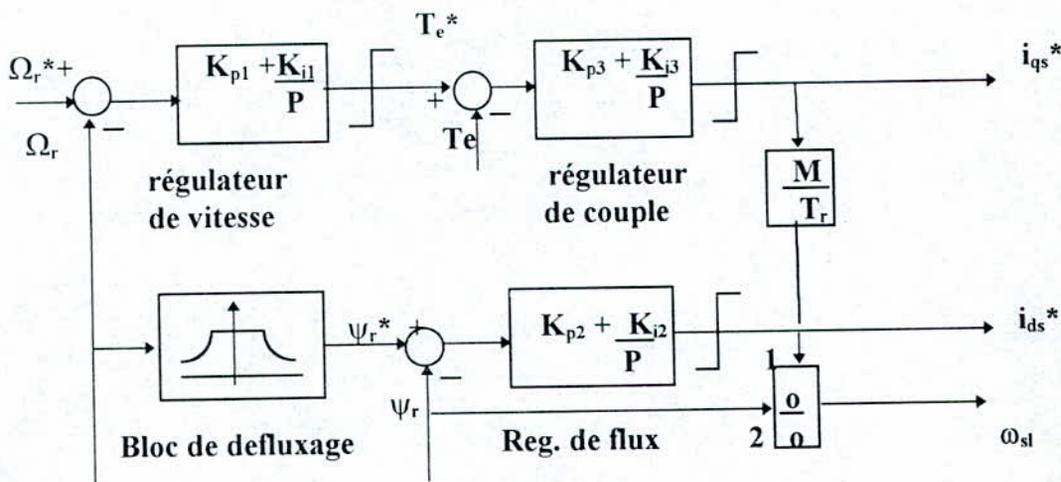


Fig.II-39:Schéma-bloc de la commande de vitesse par orientation directe du flux rotorique avec régulateurs pour le flux et le couple.

$$\text{Pour: } K_{p1} = 2J/Tr ; K_{i1} = \frac{J}{T_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] ; K_{p2} = 1 / M ; K_{i2} = 1 / (0.7)^2.M.Tr$$

$$K_{p3} = \frac{2L_r}{3pM\Psi_r^*} ; K_{i3} = 100; \text{ (annexe C).}$$

Nous donnons les résultats de simulation à la fig. (II-40).

L'hypothèse d'introduire un troisième régulateur est de supprimer la dynamique de la machine qui ne permet pas au couple (T_e) de suivre parfaitement le couple de référence et ce a cause du temps de réponse supplémentaire de cette régulation; néanmoins pour un fonctionnement à résistance rotorique adaptée ($R_r=R_{ro}$), le temps de réponse de la vitesse est maintenu à 0,1 (sec.) et ce avec aucun dépassement. Quand la résistance augmente de 50%: l'allure de la vitesse n'est pratiquement pas changée; cependant après la phase d'initialisation du flux il existe une différence importante entre le couple de référence (T_e^*), et le couple électromagnétique (T_e) de la machine.

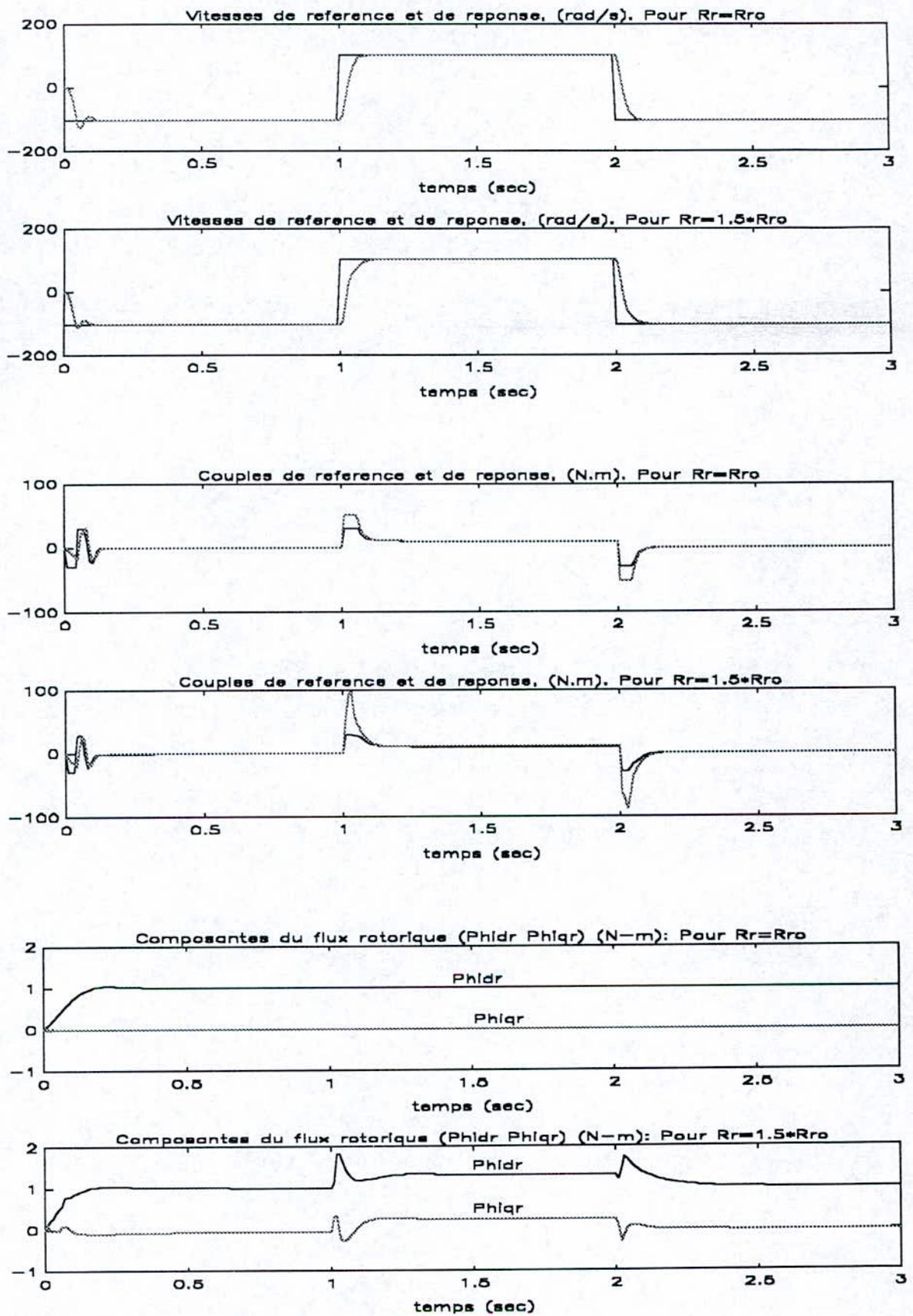


Fig.II-40 Résultats de simulation de la commande représentée par la fig.(II-39).

pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn avec variation de la résistance rotorique (R_r) de 0% et +50%.

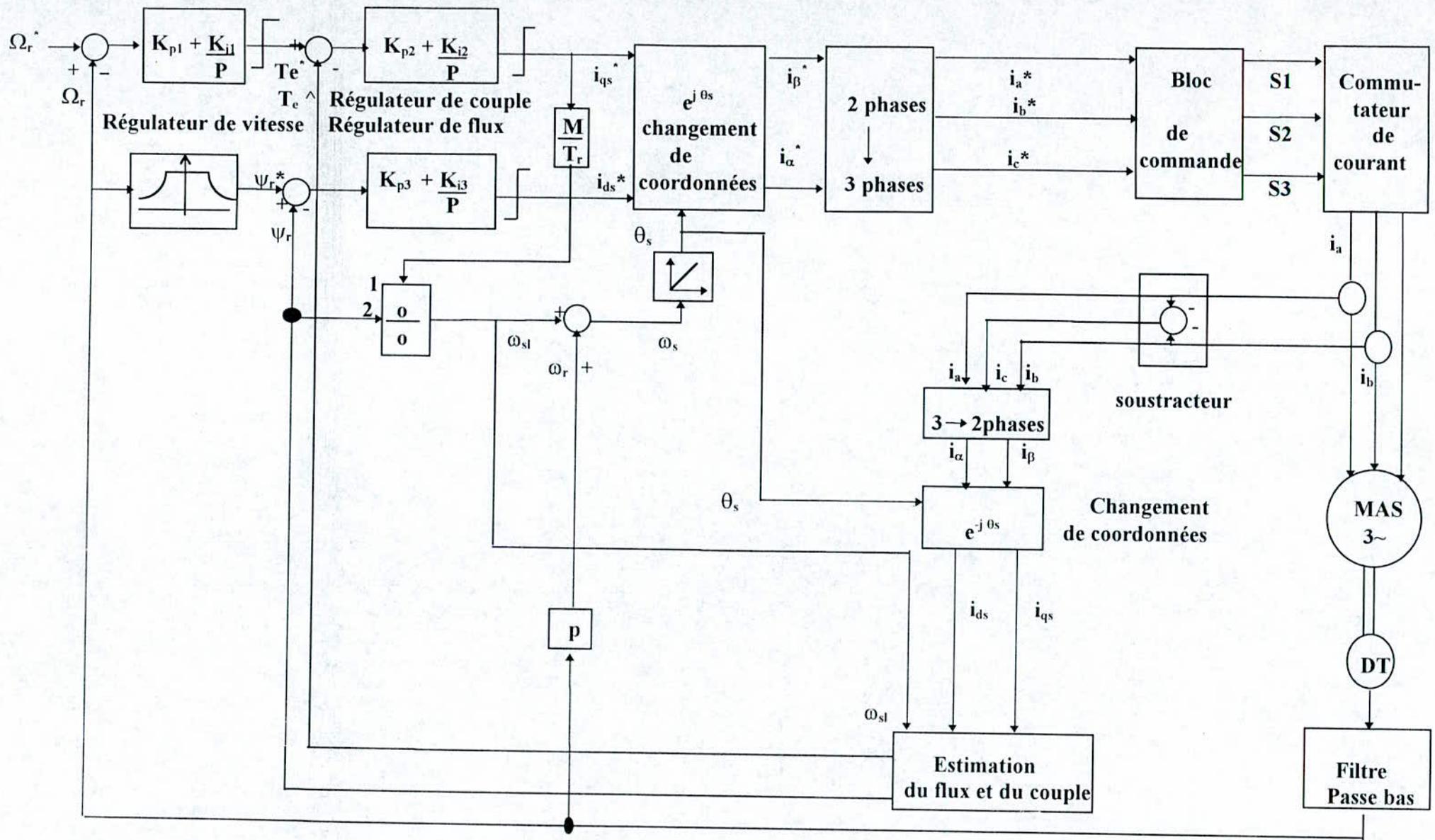


Fig.II-41 Schéma-bloc de la commande de vitesse par orientation directe du flux rotorique (ψ_r).

II-6 COMMANDE DIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX D'ENTREFER

Les principaux paramètres de commande i_{ds}^* et i_{qs}^* , qui sont des variables continues, sont convertis dans un référentiel stationnaire (α - β) à l'aide des vecteurs unitaires ($\cos(\omega_e t)$, $\sin(\omega_e t)$) générés à partir des composantes (α - β) du flux dans l'entrefer. Les signaux résultants dans le référentiel stationnaire sont convertis en courants de commande de phase pour l'onduleur.

Les équations sont données par la transformation de Park, où l'axe α coïncide avec l'axe a_s (statorique). Cette méthode de commande dépend de la génération des signaux des vecteurs unitaires à partir des axes de l'entrefer (α - β), ainsi $\cos(\omega_e t)$ et $\sin(\omega_e t)$ sont en quadrature et en phase respectivement avec $\psi_{\alpha g}$, $\psi_{\beta g}$, ces derniers peuvent être obtenus directement: soit par des sondes à effet-Hall, soit par des bobines de flux. Pour cela une simple méthode de mesure consiste à installer des sondes à effet-Hall dans l'entrefer (α - β). Dans ce cas la sortie des sondes sera affectée par des dérives engendrées par la température et qui sont difficiles à compenser. Une autre possibilité consiste à intégrer des bobines de flux dans l'entrefer (α - β) et la tension induite correspondante peut être intégrée pour obtenir le flux.

Le montage de ces dispositifs telles que la sonde à effet-Hall et les bobines de flux dans l'entrefer n'est pas recommandé par les concepteurs des machines [13].

Les composantes ($\psi_{\alpha g}$, $\psi_{\beta g}$), le couple et le flux d'entrefer peuvent également être évalués à partir des signaux des tensions et courants statoriques par les équations suivantes (fig.II-42):

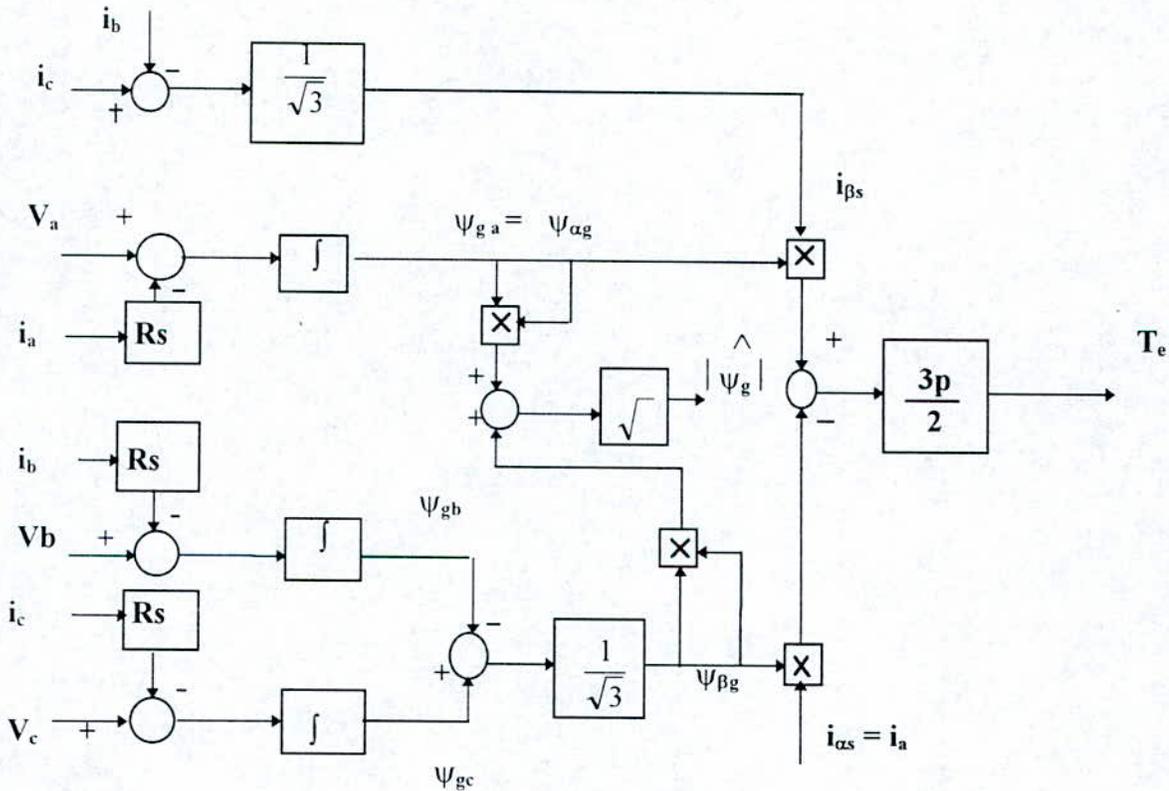


Fig.II-42 Estimation du couple et du flux d'entrefer à partir des courants et tensions statoriques.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\Psi_{\alpha g} i_{\beta s} - \Psi_{\beta g} i_{\alpha s})$$

$$|\Psi_g| = \sqrt{(\Psi_{\alpha g})^2 + (\Psi_{\beta g})^2}$$

(II-20)

Les courants $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ sont à aligner avec le référentiel tournant (d-q) respectivement en utilisant les vecteurs unitaires.

Nous pouvons écrire les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 |\Psi_g| &= \sqrt{\Psi_{dg}^2 + \Psi_{qg}^2} = \sqrt{\Psi_{\alpha g}^2 + \Psi_{\beta g}^2} \\
 \Psi_{\alpha g} &= |\Psi_g| \cos(\omega_e t) \\
 \Psi_{\beta g} &= |\Psi_g| \sin(\omega_e t)
 \end{aligned}
 \tag{II-21}$$

La relation (II-21) montre que $\cos(\omega_e t)$ et $\sin(\omega_e t)$ sont en phase respectivement avec $\Psi_{\alpha g}$ et $\Psi_{\beta g}$.

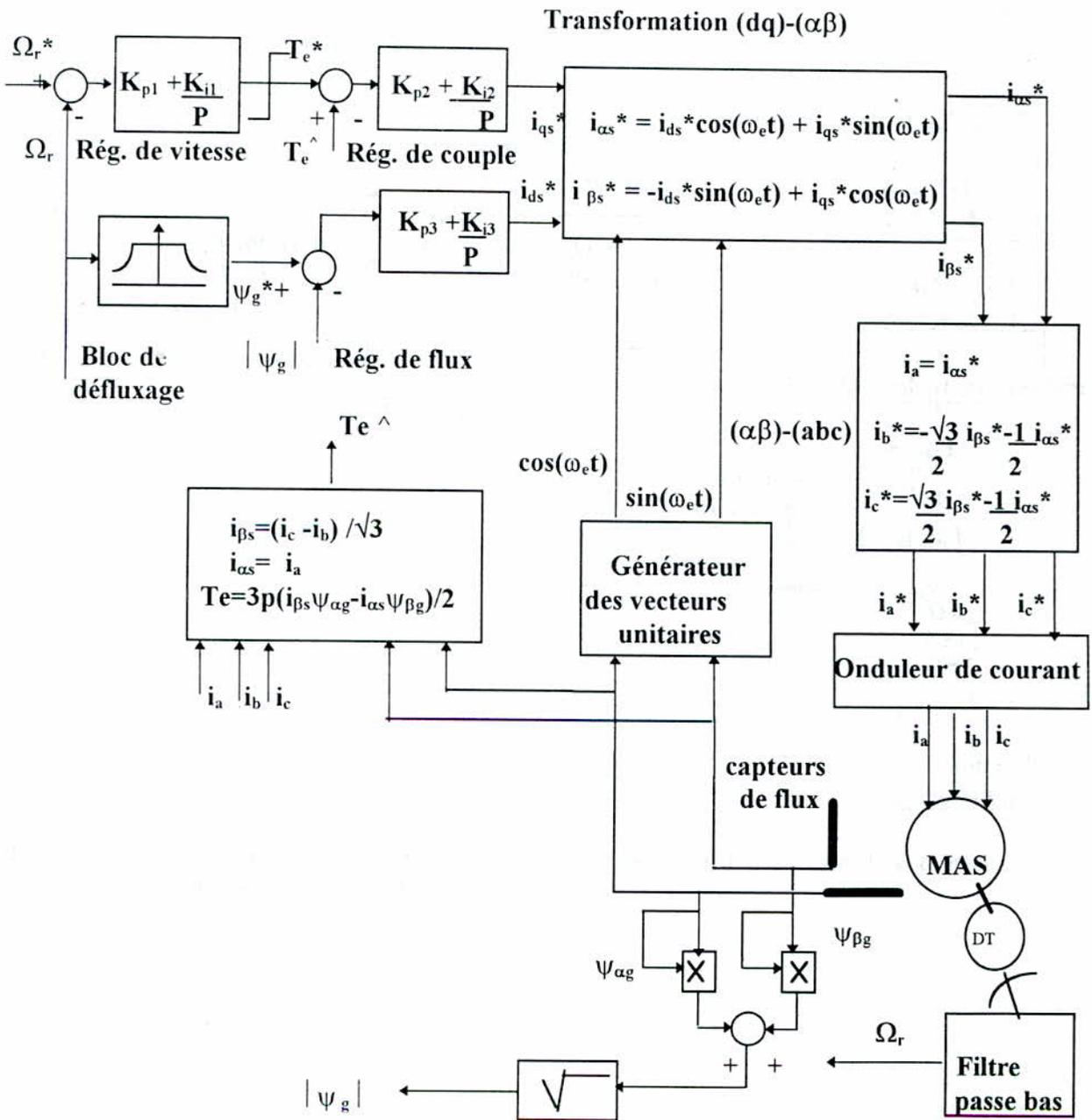


Fig.II-43(a) Schéma de principe de la commande de vitesse par orientation directe de Ψ_g avec estimateur de couple.

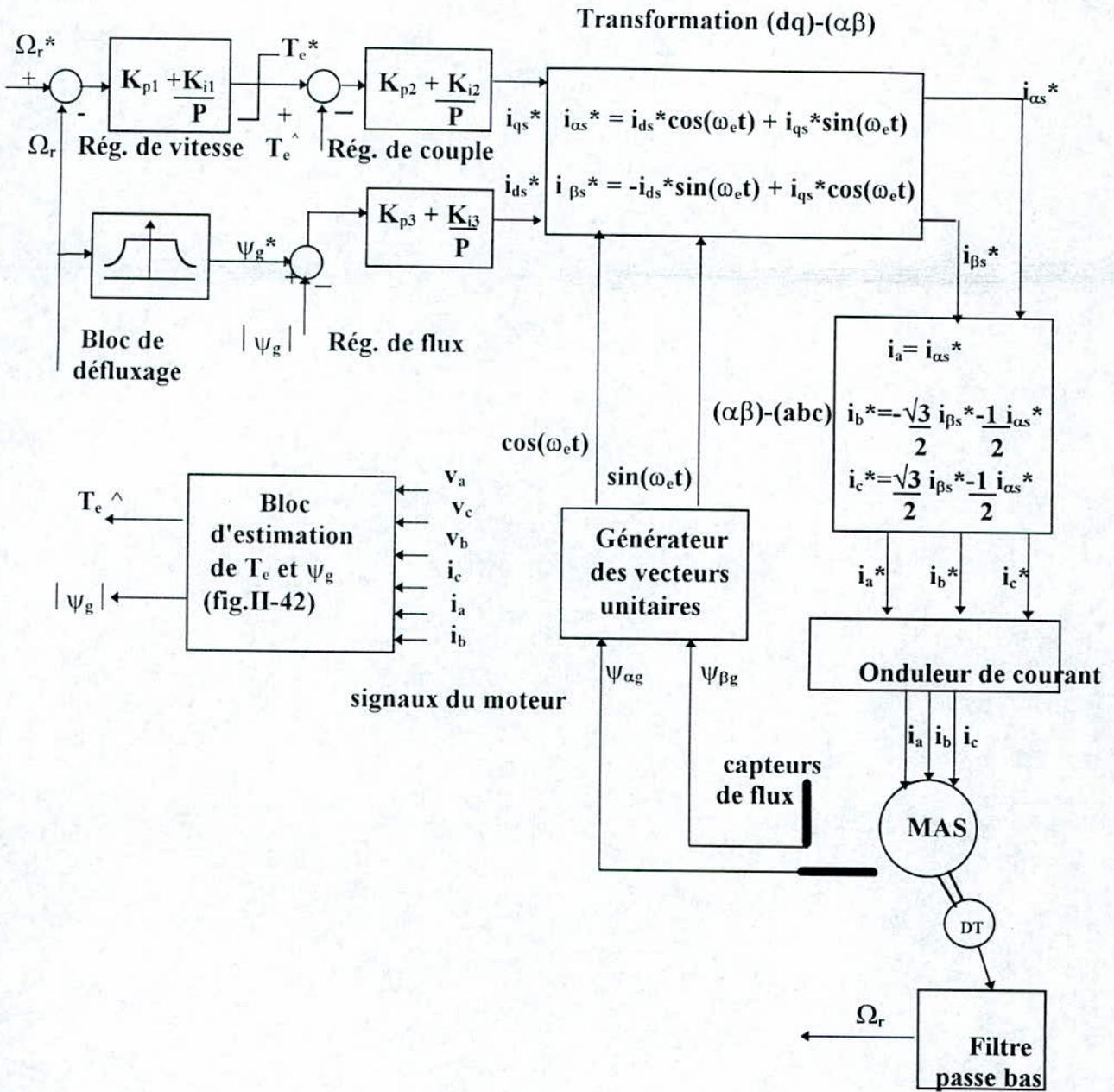


Fig.II-43(b) Schéma de principe de la commande de vitesse par orientation directe de ψ_g avec estimateur de couple et de flux.

avec :

$$\begin{cases} \cos(\omega_e t) = \frac{\Psi_{\alpha g}}{|\Psi_g|} \\ \sin(\omega_e t) = \frac{\Psi_{\beta g}}{|\Psi_g|} \end{cases}$$

La synthèse des vecteurs unités à partir de $\Psi_{\alpha g}$ et $\Psi_{\beta g}$ par le principe de la commande par retroaction est donnée par la fig II-44)

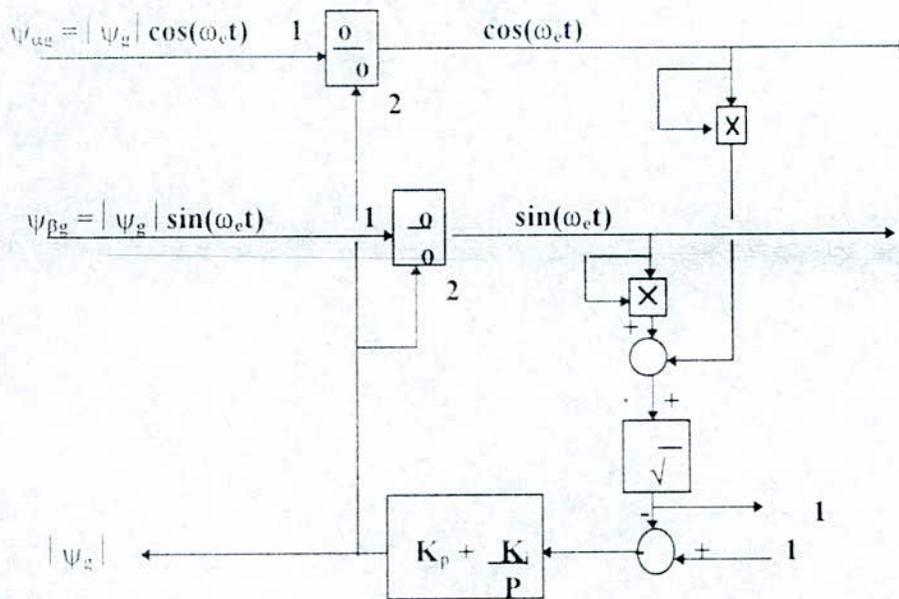


Fig.II-44 : Synthèse des vecteurs unités.

Il a été montré [2] que la commande vectorielle basée sur le flux d'entrefer peut aboutir à un problème de stabilité indésirable: d'où le choix d'une commande basée sur le flux rotorique (montré précédemment) et qui permet d'éliminer les problèmes de couplage (indésirables). Il est possible de reconstruire les flux rotoriques à partir des flux d'entrefer à l'aide des courants statoriques, en introduisant une correction due au flux de fuite rotorique dans le référentiel stationnaire (αr - βr) fig(II-45)

$$\Psi_{\beta r} = L_r i_{\beta s} + M i_{\beta s}$$

$$\Psi_{\alpha r} = M(i_{\beta s} + i_{\alpha s})$$

$$\Psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha s} + M i_{\alpha s}$$

$$\Psi_{\alpha r} = M(i_{\alpha s} + i_{\beta s})$$

(II-22)

d'où

$$\Psi_{\beta r} = \frac{L_r}{M} \Psi_{\beta s} - L_{lr} i_{\beta s}$$

$$\Psi_{\alpha r} = \frac{L_r}{M} \Psi_{\alpha s} - L_{lr} i_{\alpha s}$$

avec. $L_{lr} = L_r - M$ (inductance de fuite du rotor).

Le flux rotorique (Ψ_r), les vecteurs unités et l'angle de charge θ_{tr} peuvent être alors donnés par:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2}$$

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2}$$

$$\Psi_{\alpha r} = |\Psi_r| \cos(\omega_e t)$$

$$\Psi_{\beta r} = |\Psi_r| \sin(\omega_e t)$$

$$\theta_{rj} = \text{actg}\left(\frac{\Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}}\right)$$

(II-23)

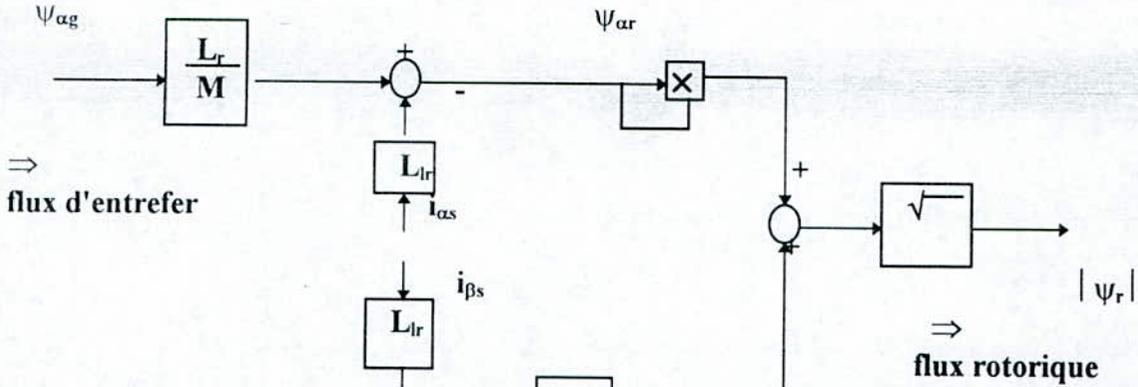


Fig.II-45 Synthèse des flux rotoriques.

La figure (II-43) montre l'existence d'une boucle de régulation du flux d'entrefer et ce pour un contrôle précis de cette grandeur. La sortie du régulateur de flux est alors le courant de commande i_{ds}^* , alors que i_{qs}^* est généré par la boucle de régulateur de couple. Les trois régulateurs sont généralement de type proportionnel-intégral (P-I).

Le courant i_{qs}^* devient négatif pour une commande de couple négative et permet l'inversion de la vitesse de rotation de la machine.

La méthode directe de l'orientation du flux d'entrefer peut permettre des fonctionnements supérieurs à 10% de la vitesse de base, à cause de la difficulté d'obtenir la synthèse des signaux de flux à basse vitesse. En effet, le signal du flux obtenu par intégration directe des tensions statoriques peut être seulement utilisé pour des vitesses élevées [11]-[12].

Le résultat de l'effet de couplage, quoi que petit aux vitesses élevées, devient significatif si la vitesse est très faible.

La synthèse des signaux est précise si les tensions et courants sont sinusoïdaux et équilibrés.

Le couple et le flux d'entrefer peuvent contenir des harmoniques: par conséquent leur filtrage est nécessaire.

La compensation de la chute ohmique au voisinage de la vitesse nulle est très difficile.

Pour les basses vitesses, le flux rotorique peut être synthétisé avec plus d'exactitude à partir des signaux de vitesse et des courants statoriques.

II-7 CONCLUSION

L'analyse faite dans ce chapitre nous a permis de présenter les différents types d'orientation du flux dans la machine asynchrone. Ces orientations, qui assurent le découplage nécessaire à la commande de la machine, permettent de séparer la commande du flux de celle du couple.

Des structures de commande en courant relatives aux différents types d'orientations ont été réalisées, puis nous avons présenté des améliorations pour chaque structure adoptée. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité des améliorations proposées.

Chaque structure est suivie d'une application avec régulation de vitesse et influence de la résistance rotorique.

La méthode d'estimation de la figure(II-37) est valable sur toute la plage de vitesse, ce qui est important pour les applications de positionnement où la machine doit fonctionner à des vitesses sensiblement nulles avec des réponses transitoires aussi meilleures que possible [13].

Ce schéma fait intervenir les paramètres de la machine, or les variations de la température et l'effet de Peau influent particulièrement sur les valeurs de la résistance rotorique et ces variations peuvent être très importantes.

De plus la distorsion des signaux électriques utilisés dans la reconstitution du flux engendre des problèmes dans la commande directe par flux orienté et la solution de filtrage aggrave l'effet de couplage en créant un déphasage qui est fonction de la fréquence.

Dans la méthode de commande indirecte, la dépendance des conditions de mesure des courants statoriques n'existe plus et par conséquent le problème de distorsion est donc éliminé.

Dans les deux schémas de commande directe et indirecte (par orientation de ψ_r), les grandeurs de contrôle dépendent des paramètres de la machine, qui varient pendant le fonctionnement, ainsi pour réaliser parfaitement le découplage: les paramètres de commandes devraient être asservis aux paramètres réels ce qui extrêmement délicat à réaliser. Pratiquement le paramètre dominant à considérer est la résistance rotorique qui peut être identifiée en ligne, cette méthode d'identification fera l'objet de l'un des chapitres qui suivent.

CHAPITRE III

- SENSIBILITE DE LA COMMANDE VIS A VIS DES

PARAMETRES

- IDENTIFICATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III ETUDE DE L'INFLUENCE DES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III-1 INTRODUCTION

Le découplage entre les axes «d-q», élaboré par la méthode du flux orienté permet de simplifier le dimensionnement des régulateurs et de linéariser le système à contrôler.

La performance du découplage est fonction du modèle du flux utilisé et dépend de la précision des paramètres utilisés dans l'estimateur du flux.

Le découplage par orientation du flux statorique est sensible aux variations de la constante de temps rotorique ($T_r=L_r/R_r$) et L_s . Le découplage pour le flux d'entrefer est sensible à (T_r-M/R_r) et M (M étant quasiment constant, le découplage est par conséquent sensible à T_r). Enfin le découplage pour le flux rotorique nécessite la connaissance exacte de T_r et M .

Cependant, les paramètres de la machine (R_s , R_r , L_s , L_r et M) peuvent fluctuer suite à des échauffements, excessifs, à des fréquences d'alimentation élevées ou encore à la saturation du circuit magnétique.

Pratiquement, les trois modèles de flux développés sont particulièrement sensibles aux variations de T_r . Par conséquent, toute imprécision sur ce paramètre engendre un couplage dû à une estimation erronée de la position du vecteur flux.

La phase du vecteur flux est obtenue par intégration de la fréquence d'alimentation qui résulte de l'addition de la fréquence de rotation et de la fréquence des courants rotoriques. Mais la constante de temps rotorique intervient directement dans l'expression de ω_{sl} ce qui influe sur la précision de l'estimateur de flux.

La sensibilité du découplage aux variations de T_r est la même quelque soit le modèle considéré.

Toutefois, dans le cas d'une alimentation en courant, l'erreur sur la phase du flux est d'autant plus importante que le couple développé par la machine est élevé. Une erreur entre les valeurs réelles des paramètres et celles utilisées dans l'algorithme de la commande engendrera une détérioration des performances de la commande de flux et de couple en régime permanent et transitoire. Une identification des paramètres en ligne s'avère indispensable pour le bon fonctionnement du contrôle.

Dans ce chapitre nous montrons l'influence de la résistance rotorique sur le flux, puis nous présentons une méthode d'identification de la résistance rotorique. Des simulations sont faites pour valider la méthode présentée.

III-2 PRINCIPE DE LA METHODE

III-2-1 GENERALITES

Le principe de la méthode d'identification en ligne de la résistance rotorique consiste à estimer la valeur de celle-ci, durant le fonctionnement du variateur, à partir de grandeurs mesurables de la machine et de calculer la valeur de commande de la fréquence de glissement grâce à cette valeur estimée.

Des travaux de recherche effectués récemment ont conduit à plusieurs publications relatives à l'identification de T_r [16] les plus connues consistent à corriger les variations de R_r par comparaison du flux rotorique calculé indépendamment de R_r , avec celui calculé à partir d'un modèle faisant intervenir R_r . Nous avons étudié et mis en oeuvre l'une des plus récentes développée par CHAN WANG [17]. Cette méthode utilise une expression analytique de la résistance rotorique. L'obtention de cette expression se fait par orientation de l'axe «d» suivant le vecteur courant statorique.

En revanche, à grande vitesse de rotation, le flux rotorique est forcé par la tension d'alimentation et par conséquent, la variation des paramètres n'a pas une grande influence sur l'amplitude du flux.

Par contre, à faible vitesse de rotation, la chute de tension statorique est du même ordre de grandeur que la tension magnétisante aux bornes de R_r/g . Tout écart sur la valeur de R_r peut donc conduire à la saturation.

III-2-2 INFLUENCE DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

La variation de la résistance rotorique est due à la variation de la température du rotor, la constante de temps de cette variation est beaucoup plus grande que les constantes électrique et mécanique du moteur asynchrone. On peut représenter le modèle d'une machine asynchrone dans un repère (α - β) fixe au stator par le système d'équations différentielles non linéaires suivant:

$$\begin{aligned} V_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + L_s p i_{\alpha s} + M p i_{\alpha r} \\ V_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + L_s p i_{\beta s} + M p i_{\beta r} \\ 0 &= M p i_{\alpha s} + M \omega_r i_{\beta s} + R_r i_{\alpha r} + L_r p i_{\alpha r} + L_r \omega_r i_{\beta r} \\ 0 &= -M \omega_r i_{\alpha s} + M p i_{\beta s} - L_r \omega_r i_{\alpha r} + R_r i_{\beta r} + L_r p i_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{III-1})$$

Les deux composantes du flux secondaire sont définies par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \Psi_{\alpha r} &= M i_{\alpha s} + L_r i_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} &= M i_{\beta s} + L_r i_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$\begin{aligned} Te &= \frac{3}{2} p M (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \\ Te &= \left(\frac{3 p M}{2 L_r} \right) (\Psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Psi_{\beta r} i_{\alpha s}) \\ Te &= \left(\frac{3 p M}{2 L_r} \right) |\Psi_r| |I_s| \sin(\varphi) \end{aligned} \quad (\text{III-3})$$

où φ : est l'angle entre le vecteur du flux rotorique (Ψ_r) et le vecteur des courants statoriques (I_s).

D'après le système d'équations (III-1) on peut écrire:

$$\begin{aligned} 0 &= M p i_{\alpha s} + \omega_r M i_{\beta s} + (R_r + p L_r) i_{\alpha r} + \omega_r L_r i_{\beta r} \\ 0 &= -M \omega_r i_{\alpha s} + p M i_{\beta s} - \omega_r L_r i_{\alpha r} + (R_r + p L_r) i_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{III-4})$$

Après arrangement des équations (III-4) et (III-2) nous obtenons :

$$i_{\alpha r} = \frac{1}{L_r} (\Psi_{\alpha r} - M i_{\alpha s}) \quad (\text{III-5})$$

$$i_{\beta r} = \frac{1}{L_r} (\Psi_{\beta r} - M i_{\beta s}) \quad (\text{III-6})$$

$$0 = p \Psi_{\alpha r} + \omega_r \Psi_{\beta r} + \frac{R_r}{L_r} (\Psi_{\alpha r} - M i_{\alpha s}) \quad (\text{III-7})$$

$$0 = p \Psi_{\beta r} - \omega_r \Psi_{\alpha r} + \frac{R_r}{L_r} (\Psi_{\beta r} - M i_{\beta s}) \quad (\text{III-8})$$

Nous choisissons l'instant où le flux rotorique coïncide avec l'axe α comme origine des temps.

En régime permanent on peut écrire :

$$\Psi_{\alpha r} = |\Psi_r| \cos(\omega_s t) \quad (\text{III-9})$$

$$\Psi_{\beta r} = |\Psi_r| \sin(\omega_s t) \quad (\text{III-10})$$

En substituant (III-9) et (III-10) dans (III-7) et (III-8) nous obtenons:

$$-\left(\frac{L_r}{R_r}\right)(\omega_s - \omega_r)\Psi_{\beta r} + \Psi_{\alpha r} = Mi_{\alpha s} \quad (\text{III-11})$$

$$\left(\frac{L_r}{R_r}\right)(\omega_s - \omega_r)\Psi_{\alpha r} + \Psi_{\beta r} = Mi_{\beta s} \quad (\text{III-12})$$

L'addition des carrés des équations (III-11) et (III-12) donne:

$$\Psi_r^2 = \frac{M^2 I_s^2}{\left(1 + \left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 (\omega_s - \omega_r)^2\right)} \quad (\text{III-13})$$

$$\text{où: } I_s^2 = i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2$$

L'angle φ est donné par l'expression suivante :

$$\sin \varphi = \frac{L_r (\omega_s - \omega_r)}{R_r \left(1 + \left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 (\omega_s - \omega_r)^2\right)^{1/2}} \quad (\text{III-14})$$

En combinant les équations (III-13), (III-14) et (III-3): on obtient l'expression du couple.

$$Te = \frac{\frac{3}{2} p \left(\frac{1}{R_r}\right) M^2 I_s^2 (\omega_s - \omega_r)}{1 + \left(\frac{L_r}{R_r}\right)^2 (\omega_s - \omega_r)^2} \quad (\text{III-15})$$

La vitesse de glissement en régime permanent dans la commande vectorielle est donnée par :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{R_{r0} i_{qs}}{L_r i_{ds}} \quad (\text{III-16})$$

où R_{r0} : la valeur de la résistance rotorique utilisée pour déterminer la vitesse de glissement.

Les courants i_{ds} et i_{qs} sont respectivement les composantes du courant statorique dans l'axe «d» et l'axe «q» du référentiel (d-q) tournant à la vitesse du champ tournant et dans lequel l'axe «d» coïncide avec l'axe du flux rotorique, celui-ci coïncide avec l'axe α .

Après arrangement des équations (III-16), (III-15) et (III-13) nous obtenons:

$$\Psi_r^2 = \frac{M^2 I_s^2 i_{\alpha s}^2}{\left(\frac{R_{r0}}{R_r}\right)^2 i_{\beta s}^2 + i_{\alpha s}^2} \quad (\text{III-17})$$

$$Te = \frac{\frac{3}{2} p \left(\frac{R_{r0}}{R_r}\right) M^2 I_s^2 i_{\alpha s} i_{\beta s}}{\left(\left(\frac{R_{r0}}{R_r}\right)^2 i_{\beta s}^2 + i_{\alpha s}^2\right) L_r} \quad (\text{III-18})$$

En considérant $R_{r0}/R_r=1$ et en substituant l'expression de I_s dans (III-17) et (III-18), nous avons:

$$\Psi_r = M i_{\alpha s}^* \quad (III-19)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \Psi_r i_{\beta s}^* \quad (III-20)$$

avec: $i_{\alpha s}^*$ et $i_{\beta s}^*$ représentant les courants de commande.

Nous remarquons que ces résultats montrent que le découplage entre le flux et le couple peut être réalisé en régulant les courants $i_{\alpha s}$ $i_{\beta s}$. Cependant si la condition R_{r0}/R_r est sensiblement égale à l'unité n'est pas respectée, les équations ci-dessus seront faussées.

Au vu des équations (III-16, III-19 et III-20) l'algorithme de commande est sensible à la variation des paramètres de la machine, qui sont l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor M , l'inductance cyclique rotorique L_r et la résistance rotorique R_r . Sachant que l'inductance rotorique est composée de l'inductance mutuelle entre stator et rotor et de l'inductance de fuite rotorique ($L_r = L_{lr} + M$). Considérons comme hypothèse classique, la variation de l'inductance de fuite très faible devant celle de l'inductance mutuelle. Donc l'influence des variations des paramètres sur la commande ne dépend plus que de deux paramètres, à savoir l'inductance mutuelle entre stator et rotor et la résistance rotorique. La sensibilité sera étudiée à partir de la variation de ces deux paramètres.

Supposons que: $M = km.M_0$, $L_r = L_{lr} + km.M_0 \cong km(L_{lr} + M_0) = km.L_{ro}$
et $R_r = kr.R_{ro}$ tel que:

M et R_r : sont les paramètres réels de la machine.

M_0 et R_{ro} : sont les valeurs nominales utilisées dans la commande.

Donc la valeur effective de la constante de temps T_r vaut:

$$T_r = \frac{km}{kr} T_{ro} \quad \text{et} \quad \omega_{slo} = \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \frac{1}{T_{ro}} \quad (III-21)$$

alors:

$$\omega_{slo} T_r = \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \frac{km}{kr}$$

A partir du modèle de Park (I-42) et I-43) on peut déduire les valeurs réelles du couple et du flux de la machine en régime permanent.

$$\begin{aligned} M i_{ds} - \Psi_{dr} + \omega_{sl} \Psi_{qr} T_r &= 0 \\ M i_{qs} - \Psi_{qr} - \omega_{sl} \Psi_{dr} T_r &= 0 \\ T_e &= \frac{3pM}{2L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (III-22)$$

On déduira les équations:

$$\begin{aligned} \Psi_{dr} &= M \frac{(i_{ds} + \omega_{sl} T_r i_{qs})}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \\ \Psi_{qr} &= M \frac{(i_{qs} - \omega_{sl} T_r i_{ds})}{1 + (\omega_{sl} T_r)^2} \end{aligned} \quad (III-23)$$

Le couple électromagnétique et le flux s'écrivent:

$$Te = \frac{3pM^2}{2Lr} (\omega_{sl} Tr i_{ds}^2) \frac{\left(1 + \frac{(i_{qs})^2}{(i_{ds})^2}\right)}{1 + (\omega_{sl} Tr)^2}$$

$$\Psi_r = Mi_{ds} \frac{\left(1 + \frac{(i_{qs})^2}{(i_{ds})^2}\right)^{\frac{1}{2}}}{\left(1 + (\omega_{sl} Tr)^2\right)^{\frac{1}{2}}}$$
(III-24)

Après introduction de km et kr dans les expressions ci-dessus:

$$Te = \frac{3p}{2} \frac{km^2}{kr} \frac{Mo^2}{Lro} i_{qs} i_{ds} \frac{\left(1 + \frac{(i_{qs})^2}{(i_{ds})^2}\right)}{1 + \left(\frac{km i_{qs}}{kr i_{ds}}\right)^2}$$

$$\Psi_r = km Mo i_{ds} \frac{\left(1 + \frac{(i_{qs})^2}{(i_{ds})^2}\right)^{\frac{1}{2}}}{1 + \left(\frac{km i_{qs}}{kr i_{ds}}\right)^2}$$
(III-25)

Les rapports du couple et du flux réels sur le couple et le flux estimés sont:

$$\frac{\Psi_r}{\Psi_{r0}} = km \frac{\left(1 + \frac{(i_{qs})^2}{(i_{ds})^2}\right)^{\frac{1}{2}}}{1 + \left(\frac{km i_{qs}}{kr i_{ds}}\right)^2}$$

$$\frac{Te}{Teo} = \frac{km^2}{kr} \frac{\left(1 + \frac{(i_{qs})^2}{(i_{ds})^2}\right)}{1 + \left(\frac{km i_{qs}}{kr i_{ds}}\right)^2} = \frac{1}{kr} \left(\frac{\Psi_r}{\Psi_{r0}}\right)^2$$
(III-26)

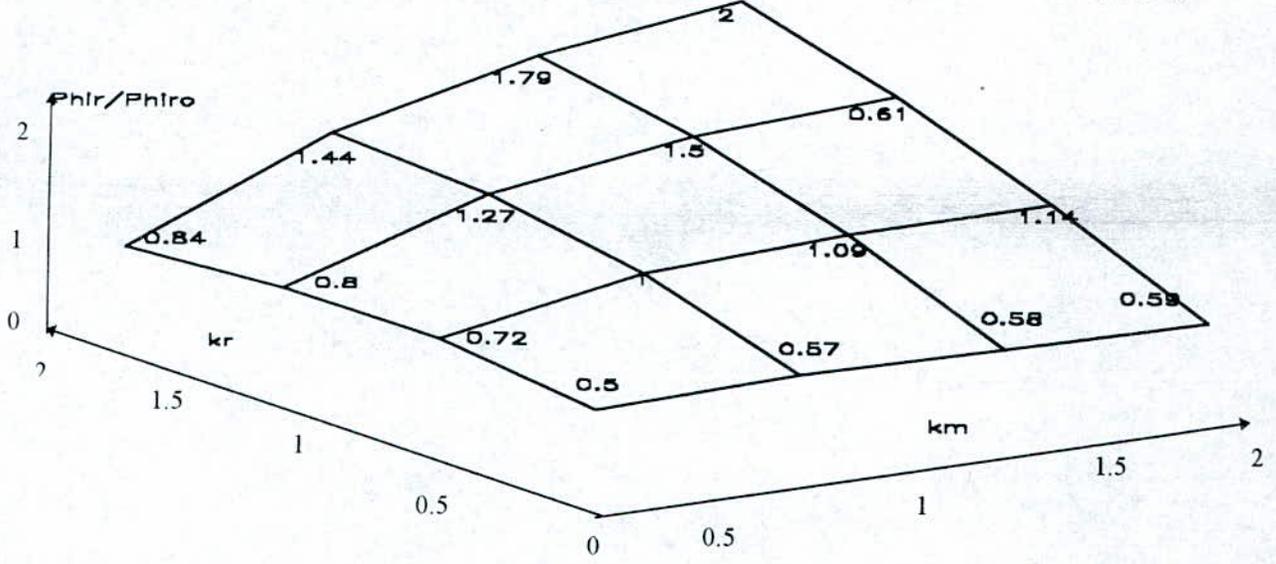
Au vu des équations (III-17 et III-18): le flux et le couple sont couplés par les courants (i_α, i_β) ce qui provoque une action indésirable sur les performances dynamiques de la commande vectorielle.

La variation de la résistance rotorique influe sur la valeur du flux qui n'est pas maintenu constant.

pour	$R_{r0} / R_r > 1$	implique	$\Psi_r / \Psi_{r0} < 1$	(III-27)
et pour	$R_{r0} / R_r < 1$	implique	$\Psi_r / \Psi_{r0} > 1$	

où Ψ_{r0} : flux rotorique quand $R_{r0} / R_r = 1$.

Sensibilité du flux rotorique sur flux estime / Rr, M, avec 100% du Ten



Sensibilité du couple moteur sur couple estime / Rr, M, avec 100% du Ten

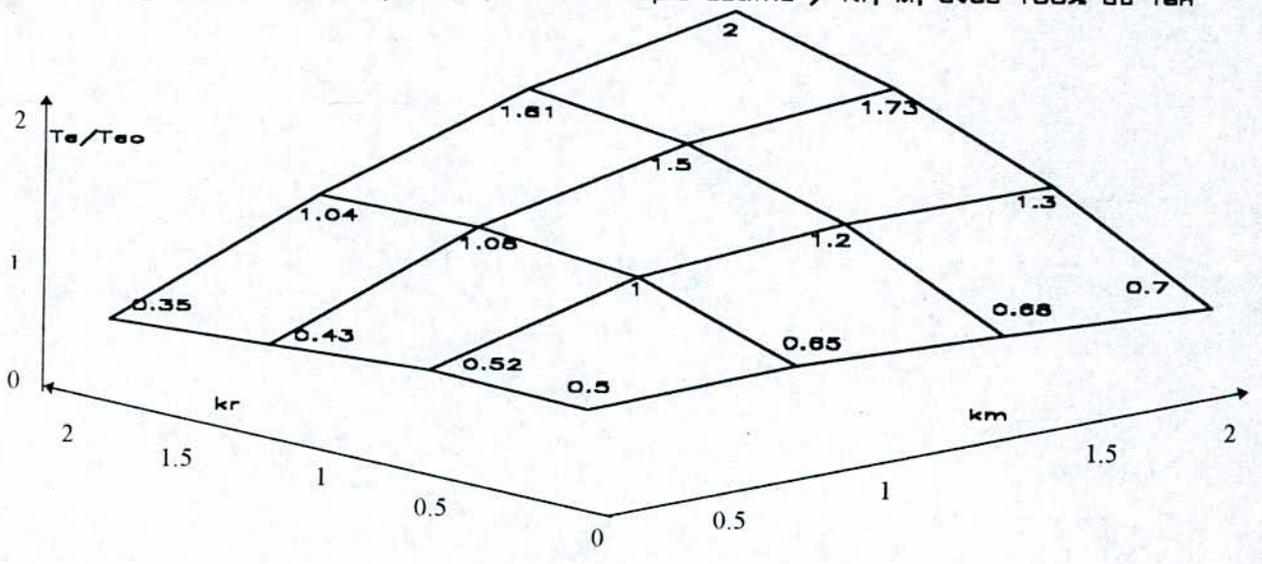


Fig.III-1 (a) Variation du flux et du couple en fonction de k_m et k_r ($k_m=M/M_0$, $k_r=R_r/R_{r0}$).

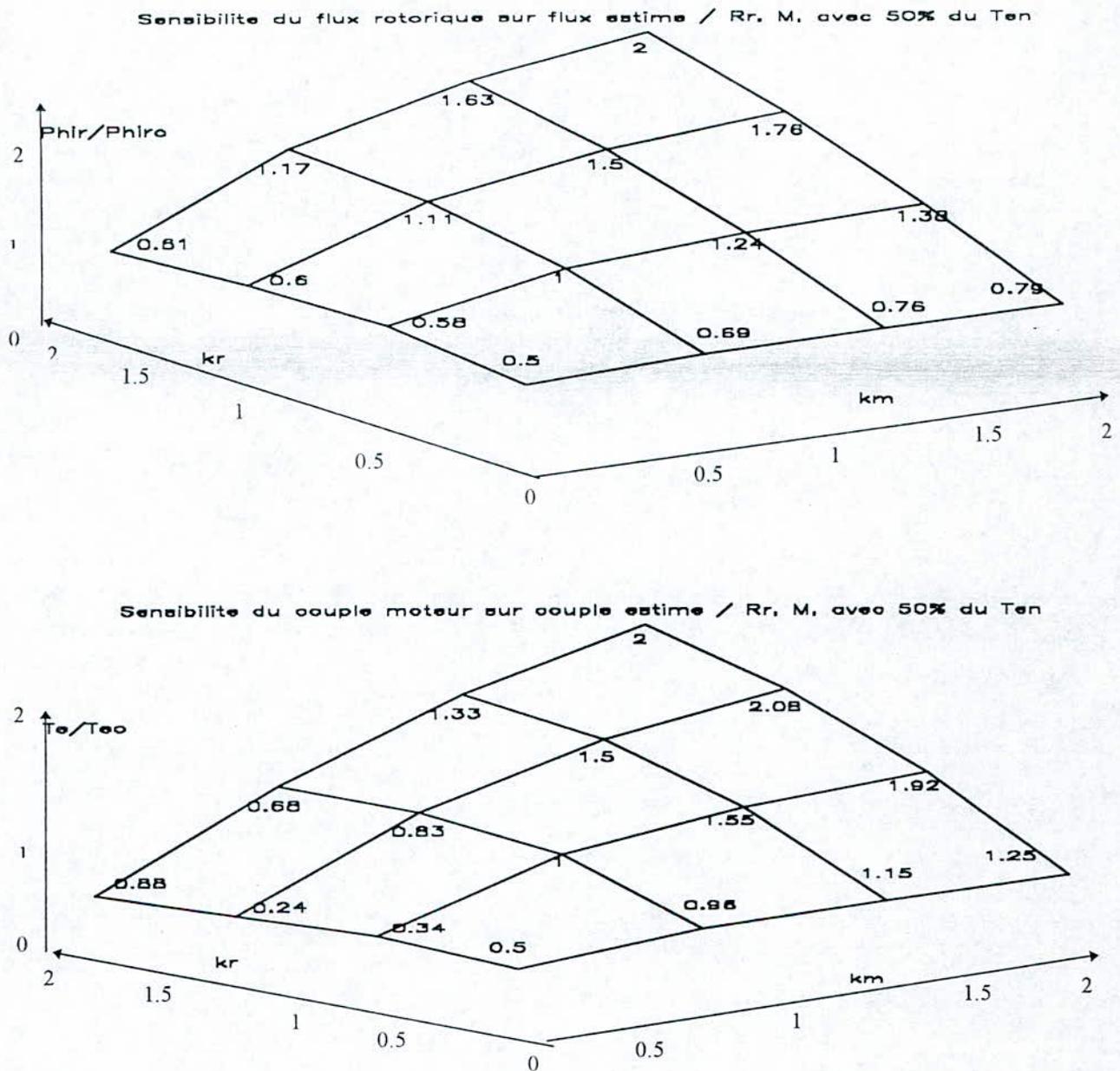


Fig.III-1 (b) Variation du flux et du couple en fonction de km et kr ($km=M/Mo$, $kr=Rr/Rro$).

Les variations des deux rapports: couple réel sur couple estimé (Te/Teo) et flux réel sur flux estimé (ψ_r/ψ_{ro}), en fonction des paramètres kr et km sont, pour différentes valeurs de rapport (i_{qs}/i_{ds}) montrés sur la figure (III-1 (a), (b)).

Quand la commande est assurée, nous savons que le couple électromagnétique Te et la vitesse de glissement ω_{sl} sont proportionnels à i_{qs} , par conséquent nous pouvons dire que l'étude a été faite à glissement variable ou à couple variable.

En observant les surfaces tracées, on remarque:

Pour $km=1$ et $kr=1$ toutes les courbes (quelque soit le couple de charge) passent par l'unité.

Pour $km=1$ et $kr > 1$, ce qui signifie une augmentation de la résistance rotorique, le couple et le flux réels sont plus grands que le couple et le flux commandés. Cet effet devient important quand la charge augmente.

Pour $km < 1$, ce qui correspond à l'entrée en régime saturé, le couple et le flux diminuent.

Au vu des variations réelles des paramètres de la machine au cours de son fonctionnement: cette étude montre que l'obtention des paramètres en temps réel est indispensable pour assurer une commande adéquate robuste et fiable.

III-3 METHODE D'IDENTIFICATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

Au vu des résultats du chapitre (II), la commande indirecte par flux orienté n'est effective que lorsque la valeur de la résistance rotorique utilisée dans le calcul de la fréquence de glissement ω_{sl} est en parfaite concordance avec la valeur réelle de machine asynchrone.

L'identification ou l'estimation en ligne de la résistance rotorique permet d'améliorer les performances du variateur asynchrone étudié.

La méthode d'identification adoptée, est basée sur un choix approprié du référentiel (d-q). En combinant les équations: (I-37), (I-38) et (I-25) à (I-28) on obtient le système d'équations suivant:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s \omega_s & Mp & -M\omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s p & M\omega_s & Mp \\ Mp & -(\omega_s - \omega_r)M & R_r + L_r p & -(\omega_s - \omega_r)L_r \\ (\omega_s - \omega_r)M & Mp & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(III-28)}$$

Dans lequel les grandeurs rotoriques ne sont pas ramenées au stator ($t_i=1$).

Dans la commande vectorielle, l'axe «d» coïncide généralement avec le vecteur du flux (ψ_r), dans la méthode d'identification retenue l'axe «d» coïncide et tourne au synchronisme avec le vecteur courant statorique I_s , soit:

$$\begin{aligned} |I_s| &= I_{ds} \\ I_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad \text{(III-29)}$$

Le système d'équations (III-28) se réduit à:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & Mp & -M\omega_s \\ L_s \omega_s & 0 & M\omega_s & Mp \\ Mp & 0 & R_r + L_r p & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} M & 0 & L_r \omega_{sl} & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |I_s| \\ 0 \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(III-30)}$$

Pratiquement la constante de temps de la variation de la résistance, est plus grande que celle du moteur asynchrone et par conséquent, nous utilisons le modèle de la machine asynchrone en régime permanent pour l'identification de la résistance rotorique.

Les équations (III-30) en régime permanent deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & -M\omega_s \\ L_s \omega_s & M\omega_s & 0 \\ 0 & R_r & -L_r \omega_{sl} \\ \omega_{sl} M & L_r \omega_{sl} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} |I_s| \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(III-31)}$$

Soient les trois dernières équations du système (III-31):

$$L_s \omega_s |I_s| + M \omega_s i_{dr} = V_{qs} \quad \text{(III-32)}$$

$$R_r i_{dr} - \omega_{sl} L_r i_{qr} = 0 \quad \text{(III-33)}$$

$$\omega_{sl} M |I_s| + \omega_{sl} L_r i_{dr} + R_r i_{qr} = 0 \quad \text{(III-34)}$$

En considérant: R_r , i_{dr} et i_{qr} comme inconnues, la résolution des équations ci-dessus donne:

$$R_r^2 = (\omega_s - \omega_r)^2 L_r \left(\frac{\omega_s M^2 |I_s|}{(\omega_s L_s |I_s| - V_{qs})} - L_r \right) \quad (\text{III-35})$$

où V_{qs} est la projection de la tension V_s sur l'axe «q»: obtenue comme suit [16]:

$$V_{qs} = |V_s| \sin \gamma = \frac{|V_s| I_s V_s}{|I_s| |V_s|} \quad (\text{III-36})$$

son expression en fonction des grandeurs des axes α, β est:

$$V_{qs} = \frac{V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s}}{|I_s|} \quad (\text{III-37})$$

en substituant (III-37) dans (III-35) nous obtenons l'expression de la résistance rotorique estimée suivante:

$$R_r = (\omega_s - \omega_r) \sqrt{\frac{L_r \omega_s M^2 |I_s|^2}{(L_s \omega_s |I_s|^2 - (V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s}))} - L_r^2} \quad (\text{III-38})$$

$$\text{Soit : } \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r} = (\omega_s - \omega_r) \sqrt{\frac{\omega_s M^2 |I_s|^2}{(L_s \omega_s |I_s|^2 - (V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s})) L_r} - 1}$$

A partir de cette valeur estimée de la résistance rotorique, on peut calculer la vitesse de glissement (ω_{sl}) au niveau de la commande de la machine.

Les équations du modèle de la machine sont établies dans un référentiel «d-q» lié au champ tournant et orienté suivant le flux rotorique (ψ_r).

Le calcul de la constante de temps rotorique est alors possible à partir des grandeurs connues, L_r , L_s , M (supposées constantes), et mesurées ($V_{\beta s}$, $V_{\alpha s}$, $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$, ω_s et ω_r).

Les grandeurs électriques doivent être transformées au niveau du programme, dans un référentiel lié au stator, afin d'appliquer la méthode d'identification de la résistance rotorique proposée et cela grâce à la matrice de transformation suivante:

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{III-39})$$

avec: $\theta_s = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt$ position du flux rotorique.

Afin d'évaluer les performances de la machine avec identification en ligne de T_r : la figure (II-10) a été utilisée. Les résultats de simulation donnés par la figure (III-2): montrent clairement que la variation de la résistance équivalente de la machine n'influe pas sur la vitesse dont le temps de réponse est de 0.10 (sec.). Quelque soit la valeur de T_r , après l'initialisation des flux ($\psi_{dr} = 1,2$ (Wb), $\psi_{qr} = -0,7$ (Wb)), le flux résultant se stabilise à 1 (Wb) et ce malgré l'application d'un échelon du couple nominal ($T_l = 10$ Nm) entre 1 et 2 (sec.), la vitesse est insensible à ce dernier.

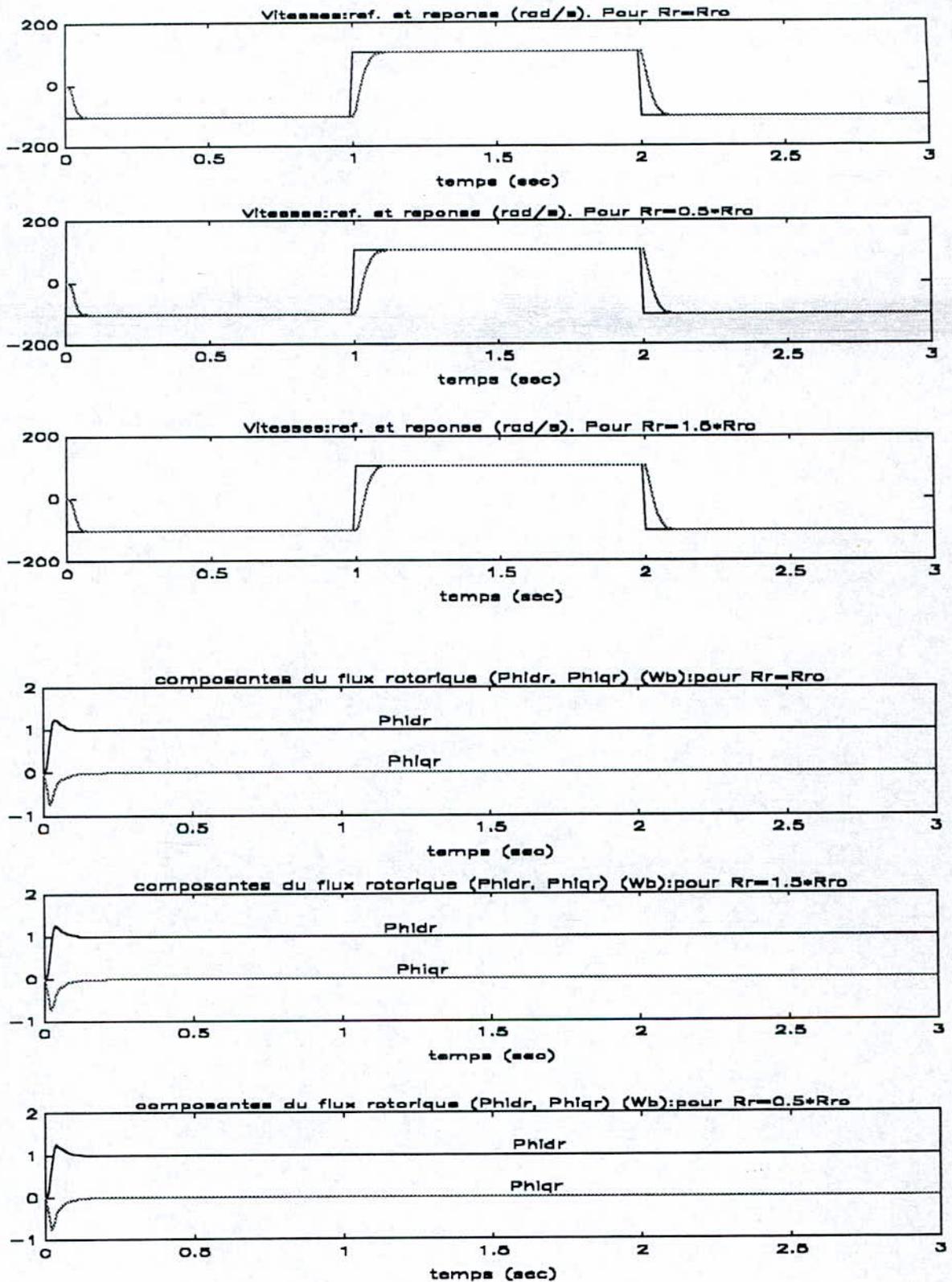


Fig. III-2 Résultats de simulation de l'application de l'identification en ligne de Tr.

Pour l'inversion de vitesse de -1000 tr/mn à +1000 tr/mn et de +1000 tr/mn à -1000 tr/mn, avec variation de la résistance rotorique (R_r) de $\pm 50\%$.

où:
$$K_p = \frac{2 \cdot J}{T_r}; \quad K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^* \max}{i_{ds}^*} \right)^2 \right]; \quad T_0 = 0.025 \text{ s.}$$

CHAPITRE IV

MODELISATION ET SIMULATION DE L'ENSEMBLE

REDRESSEUR-COMMUTATEUR DE COURANT-

MACHINE ASYNCHRONE 3 ~

IV-1 INTRODUCTION

Le modèle mathématique du système est obtenu en combinant les équations en dynamique du redresseur, du commutateur de courant et de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant. Cette modélisation générale permet alors de simuler diverse réponses du variateur asynchrone tels que les courants statoriques, le courant continu du redresseur, le couple moteur et la vitesse de rotation, fournissant des informations pour l'analyse et l'étude de la dynamique du système d'entraînement.

Les deux types de commande en courant: en pleine onde (créneaux) et la MLI sont retenus.

IV-2 PRINCIPE DE LA COMMANDE

Le principe consiste à déterminer deux grandeurs de commande en sortie (fig IV-1):

- L'amplitude du vecteur courant statorique I_{ds}^* contrôle par une boucle de régulation du courant continu à la sortie du redresseur.
- La logique d'allumage du commutateur est obtenue (naturellement) par les courants sinusoïdaux en provenance de la structure de commande via la transformation inverse de Park.

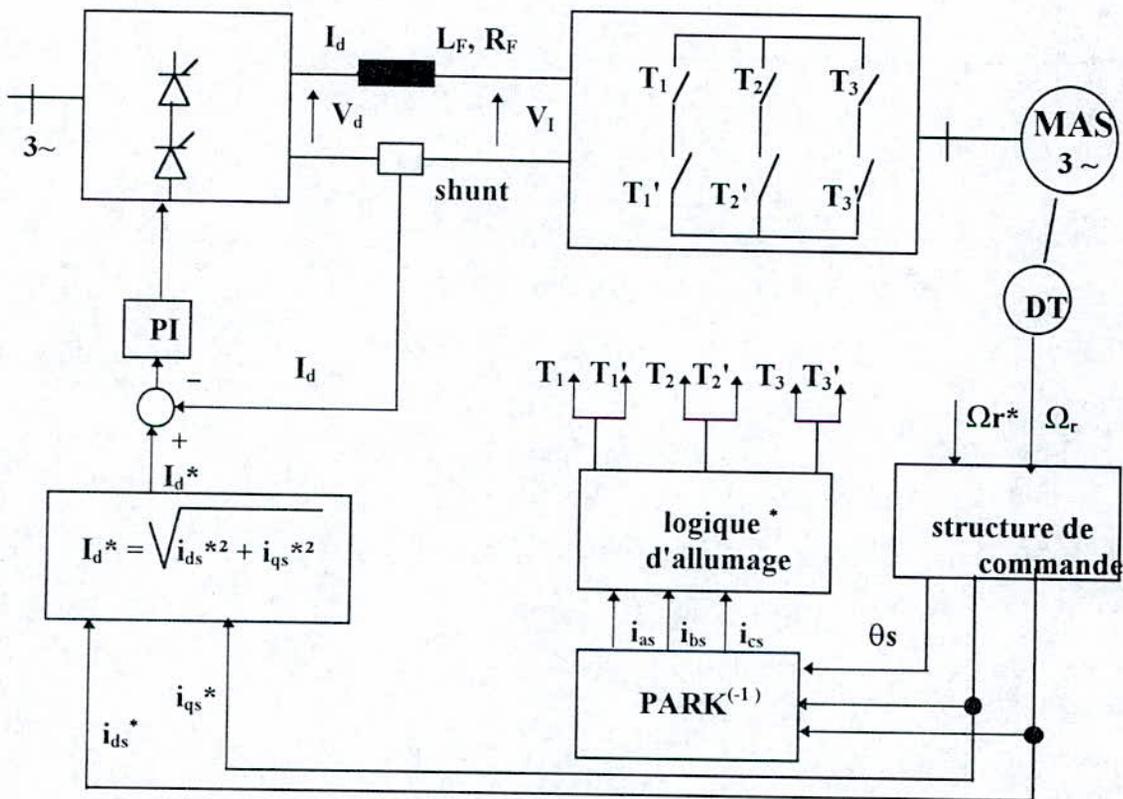


Fig.IV-1 Schéma-bloc du redresseur-commutateur-MAS.

IV-3 REGLAGE DU COURANT D'ALIMENTATION

Pour contrôler l'amplitude du fondamental du courant d'alimentation, nous avons jugé intéressant d'utiliser la technique de la M.L.I.

La commande du commutateur doit assurer:

- L'autopilotage angulaire.
- Le contrôle du fondamental et le réglage du taux d'harmonique du courant d'alimentation.

La technique de la M.L.I est mieux placée pour créer une alimentation à fréquence et courant variables.

Des études générales d'élimination d'un nombre fixe d'harmoniques ont fait l'objet de publication [16]. Elles montrent qu'il est possible d'en supprimer un certain nombre sur les ondes de type M.L.I. La qualité de l'onde obtenue dépend du nombre d'angles de commutation dans une période de fonctionnement.

Selon la façon de déterminer les angles de commutation, les commutateurs à M.L.I peuvent être classés en deux groupes:

- Modulation sinusoïdale: qui assure la variation du courant, sans modifier le taux d'harmonique.
- Modulation avec élimination d'harmonique (M.E.H), permettant de minimiser l'ondulation du couple, sans toutefois permettre une bonne variation du courant d'alimentation.

IV-3-1 Contrôle d'amplitude du courant d'alimentation

La modulation sinusoïdale peut se réaliser de deux façons: à fréquence de modulation synchronisée avec celle du fondamental ou à fréquence fixe. Dans le dernier cas, on a des harmoniques paires, mais le nombre de surmodulation dans une période augmente quand la fréquence du fondamental diminue ce qui engendre une amélioration des signaux de courant dans la machine à basse vitesse. Dans les deux cas la fréquence porteuse doit être au moins 10 fois supérieure à celle du fondamental[19].

La figure (IV-2) illustre le principe de la M.L.I avec la comparaison d'une sinusoïde dite modulante, image du fondamental et d'une onde triangulaire dite porteuse, à fréquence plus élevée .

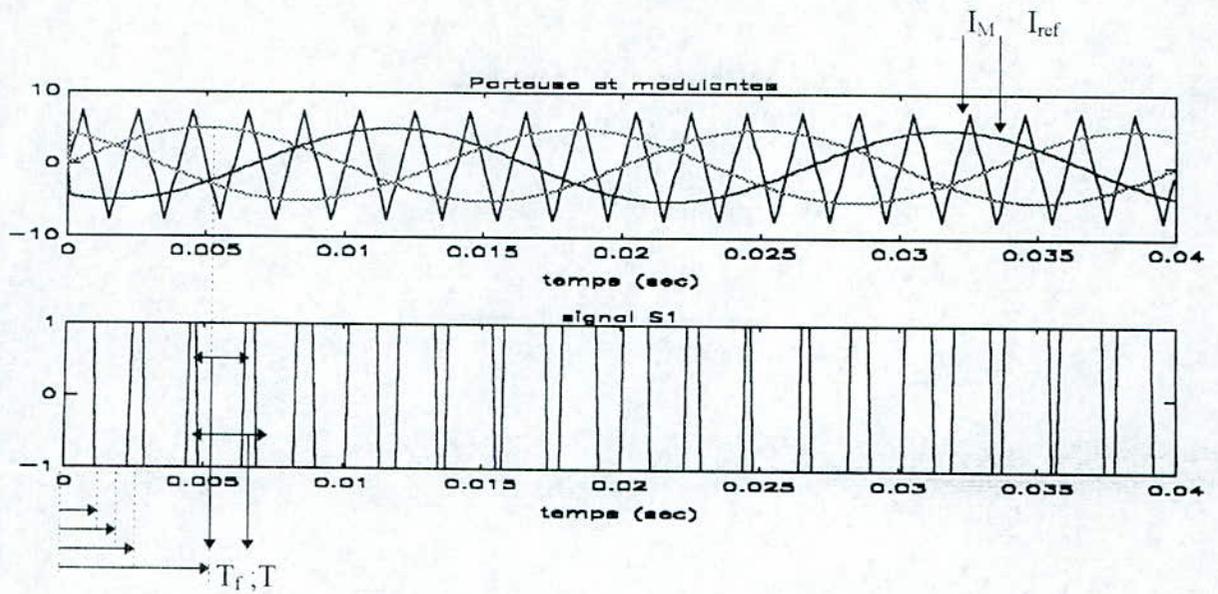
A partir de ce principe, on peut définir deux paramètres caractérisant la commande :

- Le taux de modulation τ , qui est le rapport de l'amplitude de la modulante à celle de la porteuse.
- L'indice de modulation m , qui est le rapport de la fréquence de la porteuse à celle de la modulante

En triphasé, les trois courants sont obtenus par traitement des signaux S_1 , S_2 , et S_3 lesquels sont déterminés par la comparaison des trois courants de référence ($i_{as(ref)}$, $i_{bs(ref)}$, $i_{cs(ref)}$) à la même porteuse).

La modulation est dite synchrone si l'indice τ est entier, mais dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_m donnée on fait varier de façon continue la fréquence de courants de référence

La fréquence de la porteuse est limitée par la fréquence de commutation des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cependant pour que les composantes subharmoniques et la composante directe du courant soient éliminées (moins de 1%) du courant de sortie de l'onduleur: il faut prendre l'indice de modulation m dans la limite suivante $m > 10$ et l'on peut adopter une modulation asynchrone en permanence. [19]



$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_k \leq \pi/2$$

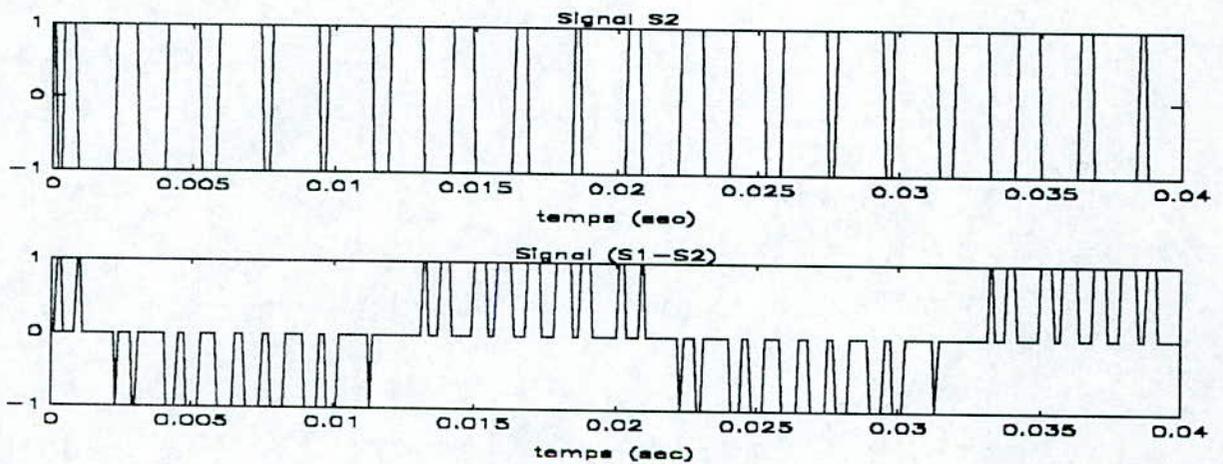


Fig.(IV-2) Modulation sinusoidale

$$T_f = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{I_{ref}}{I_M} \right)$$

$$\tau = \frac{I_{ref}}{I_M} = \frac{2T_f}{T} - 1$$

(IV-1)

$$m = \frac{f_p}{f_m}$$

IV-3-2 Contrôle d'harmoniques

Le principe consiste à imposer des angles de commutation dans une période électrique permettant ainsi d'éliminer un certain nombre d'harmoniques et de déterminer l'amplitude du fondamental du courant de sortie du commutateur, grâce à un rapport cyclique τ donné.

De même pour une modulation avec élimination d'harmonique ou réglage du fondamental par double modulation.

IV-4 MODELISATION DE L'ENSEMBLE

IV-4-1 Source de courant

La source de courant est constituée d'un pont de Graëtz triphasé à thyristors alimenté à partir du réseau, de sa commande, d'un capteur de courant et d'un régulateur de courant.

L'effet de la commutation du courant I_d est négligé. Une commande en arcossinus est employée pour le redresseur, sa tension de sortie V_d est linéairement proportionnelle à l'erreur en provenance du régulateur de courant.

$$V_d = K_{c1} \cdot \left(\frac{1 + K_{c2} \cdot P}{P} \right) \cdot (I_d^* - I_d) \quad (\text{IV-2})$$

où V_d : tension de sortie du redresseur.

$K_{c1} = 15$, $K_{c2} = 5$: paramètres du régulateur obtenus selon la méthode Ziegler et Nichols [24].

I_d^* : courant continu de référence de la commande du redresseur.

I_d : courant continu du redresseur.

soit:

$$q = \frac{K_{c1}}{P} (I_d^* - I_d) \quad (\text{IV-3})$$

$$\text{alors : } V_d = q \cdot (1 + K_{c2} \cdot P) \quad \text{d'où} \quad \frac{dq}{dt} = K_{c1} (I_d^* - I_d) \quad (\text{IV-4})$$

IV-4-2 Filtre de lissage

L'équation du courant continu est donnée par :

$$V_d = V_1 + R_F I_d + L_F \frac{dI_d}{dt} \quad (\text{IV-5})$$

avec R_F , L_F : respectivement la résistance et l'inductance de la self de lissage.

V_1 : tension d'entrée du commutateur.

La tension V_1 est reliée aux tensions statoriques du moteur et doit être déterminée avant que I_d ne soit résolu.

IV-4-3 Commutateur de courant

Le schéma simplifié du commutateur associé à la MAS est représenté sur la fig.(IV-1) chaque bras du commutateur est constitué de deux interrupteurs T_j et T'_j commandés à l'ouverture et à la fermeture.

Les interrupteurs T_j et T'_j sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion M.L.I qui consiste à générer, par alternance de courant alternatif, un courant composé de plusieurs créneaux de largeur variable .

Elle permet ainsi d'obtenir un signal variable en amplitude et en fréquence plusieurs stratégies de modulation peuvent être utilisées[20] .

Pour notre étude, la stratégie triangulo-sinusoïdale asynchrone est appliquée, dont le principe consiste à comparer un signal triangulaire (P) d'amplitude et de fréquence fixes, appelé porteuse, à un signal de référence (I_{ref}) d'amplitude et de fréquence variables, appelé référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutations des interrupteurs.

La porteuse triangulaire u_p est décrite par les fonctions échelon unité retardées ($\Gamma(t-t_i)$) combinées avec des fonctions rampe retardées ($t-t_i$) suivantes:

$$\begin{aligned} u_0 &= \Gamma(t-0) \cdot t \\ u_1 &= -\Gamma(t-1) \cdot 2(t-1) \\ u_2 &= \Gamma(t-3) \cdot 2(t-3) \\ u_3 &= \Gamma(t-4) \cdot (t-4) \end{aligned} \quad (IV-6)$$

où t_i : retard de la fonction considérée.

$u_{p0} = (u_0 + u_1 + u_2 + u_3)$: pour une période $T = t_i = 4$:

$$d'où: \quad u_p = \sum_{i=0}^n u_{p0}(t-iT) \quad (IV-7)$$

Les signaux modulateurs sont délivrés par la structure de commande via la transformation inverse de Park soient:

$$\begin{aligned} i_{as(ref)}^* &= i_{ds} \cos(\theta_s) + i_{qs} \sin(\theta_s) \\ i_{bs(ref)}^* &= i_{ds} \cos(2\pi/3 - \theta_s) + i_{qs} \cos(5\pi/6 + \theta_s) \\ i_{cs(ref)}^* &= i_{ds} \cos(2\pi/3 + \theta_s) + i_{qs} \cos(\pi/6 + \theta_s) \end{aligned} \quad (IV-8)$$

A chaque bras du commutateur, nous lui associons une fonction logique de connexion S_j telle que:

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } T_j \text{ fermé, } T'_j \text{ ouvert.} \\ -1 & \text{si } T'_j \text{ fermé, } T_j \text{ ouvert.} \end{cases}$$

avec: $j=1,2,3$.

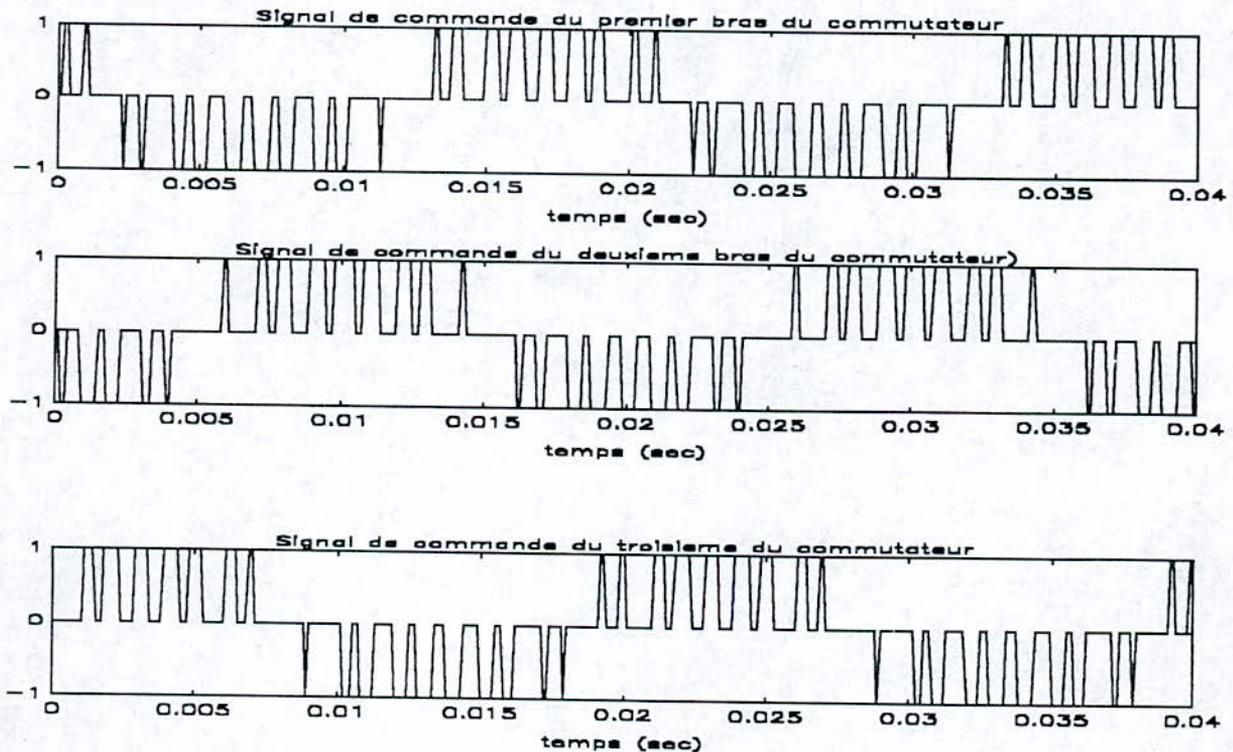


Fig.IV-3 Signaux de commande des trois bras du commutateur.

Les courants de lignes aiguillés par le commutateur se déduisent immédiatement en fonction du courant I_d :

$$\begin{aligned} I_1 &= I_d (s_1 - s_2) \\ I_2 &= I_d (s_2 - s_3) \\ I_3 &= I_d (s_3 - s_1) \end{aligned} \quad (\text{IV-9})$$

Vue la symétrie des enroulements de la machine asynchrone et l'absence de la liaison du neutre à la source, nous obtenons:

$$\sum_{j=1}^3 v_j = 0 \quad (\text{IV-10})$$

d'où: l'écriture des courants sous forme matricielle:

$$[I] = I_d [c] [s] \quad (\text{IV-11})$$

Avec $[I] = [I_1 \ I_2 \ I_3]^T$, $[s] = [s_1 \ s_2 \ s_3]^T$
 $[c]$ est appelée matrice de connexion, définie par:

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-12})$$

Les courants délivrés par l'onduleur, après la transformation de Park prennent la forme suivante:

$$\begin{aligned} [I_{dq}] &= [K_s] [I] \\ [I_{dq}] &= [K_s] [c] [s] \end{aligned} \quad (\text{IV-13})$$

$$\text{Avec } [I_{dq}] = [I_d \ I_q]^T$$

Le courant I_d à l'entrée de l'onduleur s'écrit:

$$I_d = \sum_{j=1}^3 s_j(t) I_j(t) \quad (\text{IV-14})$$

avec: $j=1,2,3$

IV-4-3-1 Commande par pleine onde

Les courants des phases du moteur, délivrés par le commutateur sont obtenus par une commande type 120° (permet l'annulation du troisième harmonique) et de forme rectangulaire, d'où le développement en série de Fourier rapporté aux axes fixes (a_s, b_s, c_s)

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos(\omega_e t) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega_e t) + \frac{1}{7} \cos 7(\omega_e t) - \dots \right] \\ I_2 &= \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \\ I_3 &= \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) - \dots \right] \end{aligned} \quad (\text{IV-15})$$

La transformation diphasée des courants de phase dans un référentiel fixe (α_s, β_s) où les axes a_s et α_s sont collinéaires donne:

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha s} &= \frac{2}{3}I_1 - \frac{1}{3}I_2 - \frac{1}{3}I_3 \\
 i_{\beta s} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(I_3 - I_2)
 \end{aligned}
 \tag{IV-16}$$

soient:

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha s} &= \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos(\omega_e t) - \frac{1}{5}\cos(5\omega_e t) + \frac{1}{7}\cos(7\omega_e t) - \dots \right] \\
 i_{\beta s} &= \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[-\sin(\omega_e t) - \frac{1}{5}\sin(5\omega_e t) - \frac{1}{7}\sin(7\omega_e t) - \dots \right]
 \end{aligned}
 \tag{IV-17}$$

La transformation diphasée du référentiel fixe (α_s - β_s) au référentiel lié au champ tournant (dq) résulte:

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= i_{\alpha s} \cos(\omega_e t) - i_{\beta s} \sin(\omega_e t) = \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[1 - \frac{2}{35}\cos(6\omega_e t) - \frac{2}{143}\cos(12\omega_e t) - \dots \right] \\
 i_{qs} &= i_{\beta s} \cos(\omega_e t) + i_{\alpha s} \sin(\omega_e t) = \frac{2I_d\sqrt{3}}{\pi} \left[-\frac{12}{35}\sin(6\omega_e t) - \frac{24}{143}\sin(12\omega_e t) - \dots \right]
 \end{aligned}
 \tag{IV-18}$$

La tension continue d'entrée du commutateur V_1 peut être obtenue à partir des tensions statoriques $V_{\alpha s}$ $V_{\beta s}$ $V_{\gamma s}$, en considérant les puissances instantanées à l'entrée et à la sortie du commutateur:

$$V_1 I_d = V_{\alpha s} i_{\alpha s} + V_{\beta s} i_{\beta s} + V_{\gamma s} i_{\gamma s}
 \tag{IV-19}$$

La transformation dans le référentiel tournant donne:

$$V_1 I_d = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})
 \tag{IV-20}$$

La combinaison des équations (IV-17) et (IV-19) engendre:

$$V_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{ds} \left[1 - \frac{2}{35}\cos(6\omega_e t) - \frac{2}{143}\cos(12\omega_e t) - \dots \right] + \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{qs} \left[-\frac{12}{35}\sin(6\omega_e t) - \frac{24}{143}\sin(12\omega_e t) - \dots \right]
 \tag{IV-21}$$

Les fonctions engendrées par le commutateur peuvent être définies ainsi [13]:

$$\begin{aligned}
 G_{ds} &= 1 - \frac{2}{35}\cos(6\omega_e t) - \frac{2}{143}\cos(12\omega_e t) - \dots \\
 G_{qs} &= -\frac{12}{35}\sin(6\omega_e t) - \frac{24}{143}\sin(12\omega_e t) - \dots
 \end{aligned}
 \tag{IV-22}$$

d'où

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d G_{ds} \\
 i_{qs} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d G_{qs} \\
 V_1 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} (V_{ds} G_{ds} + V_{qs} G_{qs})
 \end{aligned}
 \tag{IV-23}$$

IV-4-3-2 Commande par MLI

Le courant de sortie du commutateur est exprimé par le produit du courant en pleine onde et d'une série d'impulsions d'amplitude l'unité. Cependant il est nécessaire de sélectionner la série d'impulsions qui correspond à un type spécifique de commande par MLI, ce type de modulation est décrit par la figure (IV-4). Chaque courant en pleine onde est multipliée par une série d'impulsions qui est toujours centrée sur la valeur maximale du fondamental de la fréquence de la phase correspondante.

Cette méthode de temps de référence (fig.IV-4), où $\cos(\omega_e t) = \pm 1$ apparaît toujours au centre de la période de la série d'impulsions ($T/2$) et non au centre de la période de l'impulsion.

Ce train d'impulsions peut être exprimé en série de Fourier par [15]:

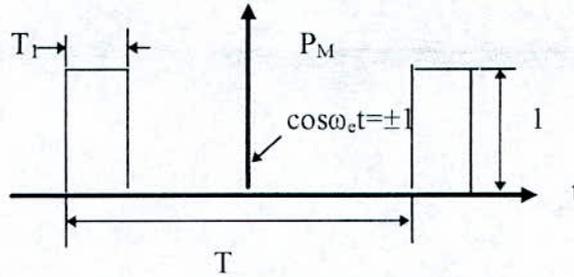


fig.IV-4 Série d'impulsions

$$P_M = f_R + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n\pi} \left[\sin 12nf_R\omega_b t - \sin 12nf_R\omega_b \left(t - \frac{\pi}{6\omega_b} \right) \right] \quad (\text{IV-24})$$

où $f_R = \frac{\omega_e}{\omega_b}$

ω_b : pulsation électrique de base (soit celle de la source du redresseur).

ω_e : pulsation électrique du fondamental du courant de sortie du commutateur

Pour une commande en M.L.I les courants peuvent être exprimés par la multiplication des courants (pleine onde) par P_M .

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d P_M \left[\cos(\omega_e t) - \frac{1}{5} \cos 5(\omega_e t) + \frac{1}{7} \cos 7(\omega_e t) - \dots \right] \\ I_2 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d P_M \left[\cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \\ I_3 &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d P_M \left[\cos\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}\right) - \dots \right] \end{aligned} \quad (\text{IV-25})$$

Il s'ensuit que les équations de commande en pleine onde sont aussi valables pour un onduleur à commande par MLI si P_M est correctement introduit. En particulier i_{ds} et i_{qs} pour un onduleur à commande par MLI sont:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d P_M G_{ds} \\ i_{qs} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d P_M G_{qs} \\ V_I &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} P_M (V_{ds} G_{ds} + V_{qs} G_{qs}) \end{aligned} \quad (\text{IV-26})$$

si les harmoniques sont négligées dans un onduleur à commande par M.L.I, $G_{ds}=1$, $G_{qs}=0$, et $P_M = f_R$:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d f_R \\ i_{qs} &= 0 \\ V_I &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} f_R V_{ds} \end{aligned} \quad (IV-27)$$

Pour travailler à fréquence variable et respecter le rapport $V/f =$ constante: il faut agir sur l'angle du retard à l'amorçage du pont redresseur dans le cas de la commande par pleine onde et agir sur les impulsions dans le cas d'une commande par MLI.

Les courants des phases du moteur, délivrés par le commutateur sont considérés avec une commutation instantanée (vue la fréquence de travail de la commande en MLI).

IV-4-4 Machine asynchrone

La modélisation de la machine a été faite dans le premier chapitre où les équations électriques et mécanique sont données respectivement par les relations (I-42) et (I-43), l'angle d'orientation θ_s est donnée par l'équation (I-36).

La structure de commande de vitesse par orientation du flux rotorique (fig.II-10) est retenue, celle-ci nous délivre les signaux d'excitation (i_{ds} , i_{qs} et ω_{sl}), qui après la transformation inverse de Park nous génère les courants de commande (i_{asref}^* , i_{bsref}^* , i_{csref}^*), qui sont combinés avec la porteuse (up) (équation IV-7), afin d'obtenir les signaux de commande (Fig.IV-3) des trois bras du commutateur.

Pour évaluer les performances de la machine asynchrone munie de réglage classique, alimentée par une source de courant continue avec régulation, à travers le commutateur de courant à M.L.I, nous simulons en temps réel le fonctionnement global de l'ensemble soit:

pour un démarrage de 0 à 1000 tr/mn (fig.IV-7), le temps de réponse de la vitesse est de 0,1 seconde.

Lors de la période de démarrage:

- il y a une différence importante entre le couple de référence ($T_e^*=30$ Nm) et le couple électromagnétique de la machine ($T_e=80$ Nm).
- le courant de «couple» i_{qs} atteint la valeur de limitation (18 A) puis il prend l'allure du couple électromagnétique.
- le courant i_{ds} atteint la valeur nominale (3,8 A) au bout de 0,2 (sec.).
- les courants statoriques de référence (i_{asref}^* , i_{bsref}^* , i_{csref}^*), le courant de phase (i_{as}) modulé (M.L.I) et le courant de sortie du redresseur (I_d) atteignent la valeur de 18 Ampères, avant de se stabiliser à 3,8 Ampères. quand aux différents flux (ψ_r , ψ_s , ψ_g) leur initialisation atteint respectivement 1,8 (Wb), 2 (Wb) et 1,8 (Wb).

IV-5 APPLICATION DE LA MODULATION AVEC SUPPRESSION D'HARMONIQUE A LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

IV-5-1 Avec transformation de coordonnées

Nous adoptons la méthode classique du flux orienté au type d'alimentation défini au paragraphe (IV-3). Le schéma-bloc, présenté figure (IV-5) montre deux transformations de coordonnées: la première transformation permet le passage du repère tournant (d-q) au repère fixe (α - β) lié au stator, alors que la seconde correspond à la transformation qui assure le passage du repère (α - β) au repère (a_s - b_s - c_s) lié au stator (avec α et a_s alignés).

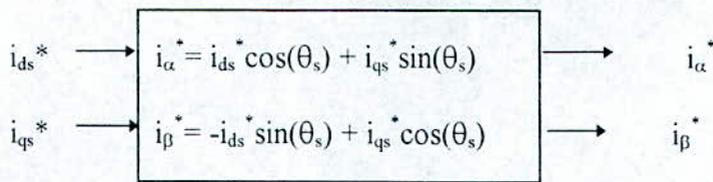


Fig.IV-5 Transformation diphasée-diphasée

$$\begin{aligned}
 i_{as}^* &= i_{\alpha}^* = I_{\max} \cdot \cos(\theta_s) \\
 i_{bs}^* &= -\frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta}^* - \frac{1}{2} i_{\alpha}^* = I_{\max} \cdot \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{cs}^* &= \frac{1}{2} i_{\alpha}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{\beta}^* = I_{\max} \cdot \cos\left(\theta_s + \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{IV-28}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_{sl} + \omega_r$$

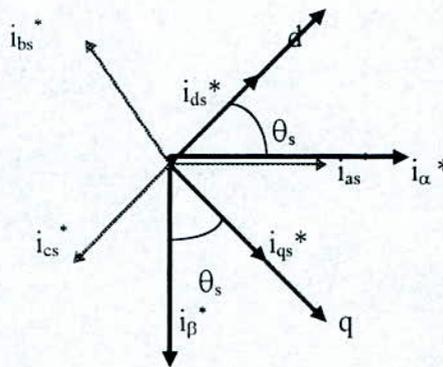


Fig. IV-6: Transformation diphasée-triphasée

$$i_{\alpha}^* = i_{\beta}^* \cdot \text{tg}(\theta_s) \quad ; \quad \text{tg}(\theta_s) = \frac{i_{\alpha}^*}{i_{\beta}^*} = \frac{i_{as}^* \cdot \sqrt{3}}{i_{cs}^* - i_{bs}^*} \Rightarrow \theta_s = \text{artg}\left(\frac{i_{as}^* \cdot \sqrt{3}}{i_{cs}^* - i_{bs}^*}\right)
 \tag{IV-29}$$

Le rapport cyclique est alors défini par la relation suivante:

$$\begin{aligned}
 I_{\max} &= \frac{i_{as}^*}{\cos(\theta_s)} \\
 \tau &= \frac{I_{\max}}{I_d m}
 \end{aligned}
 \tag{IV-30}$$

avec: I_{\max} : courant maximum de l'onde de référence.
 I_d : courant continu alimentant le commutateur.
 m : coefficient de modulation.

L'égalité des rapports cycliques des signaux envoyés sur les trois bras du commutateur est une condition nécessaire pour définir un système de courants triphasés équilibrés. Nous adaptons ainsi la méthode du flux orienté à l'alimentation par double modulation. Les grandeurs de sortie définies par la commande sont τ et θ_s .

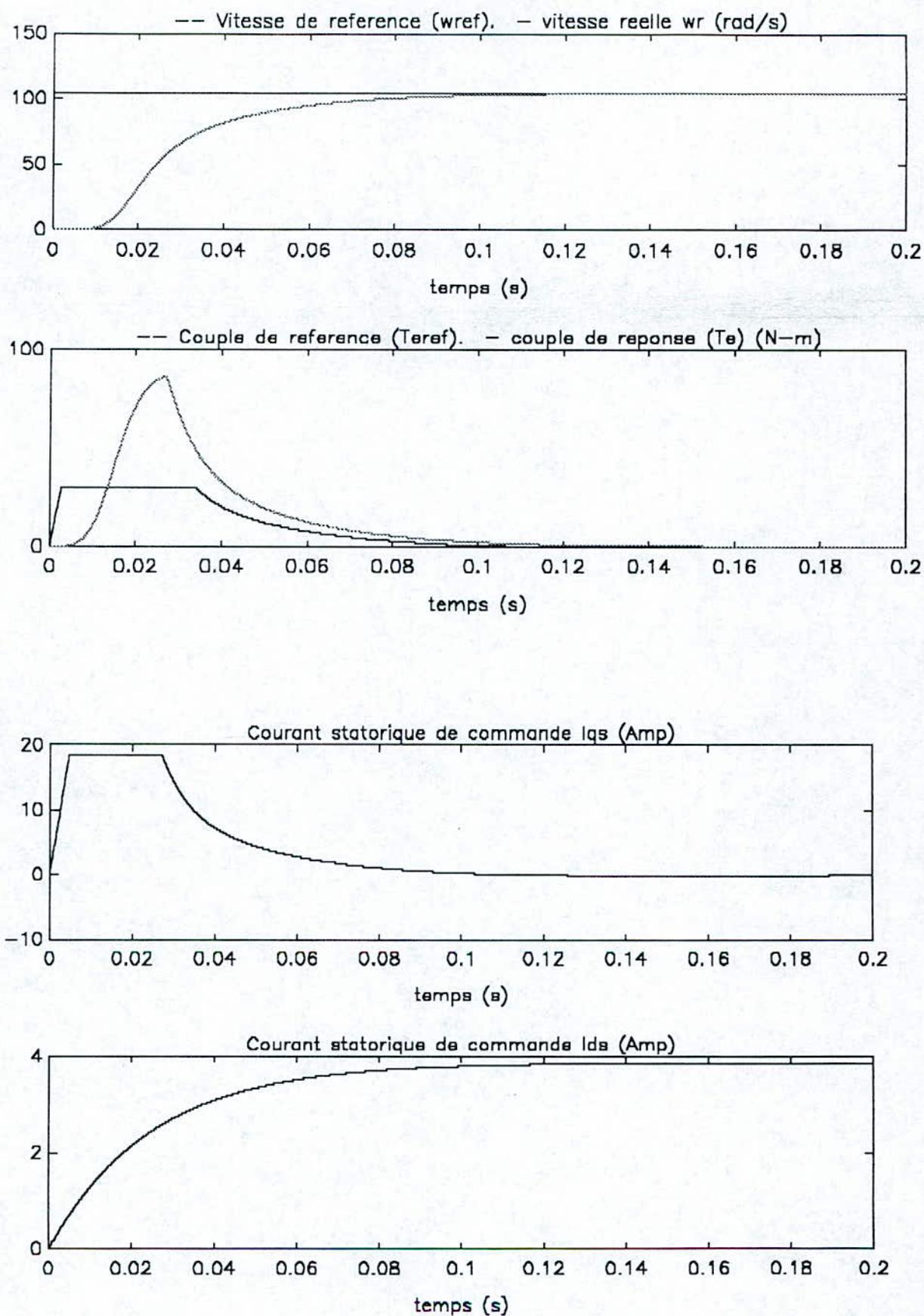


Fig.IV-7(a) Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble redresseur-commande (MLI)-MAS alimentée par une source de courant continu régulé pour une vitesse de référence de 1000 tr/mn.

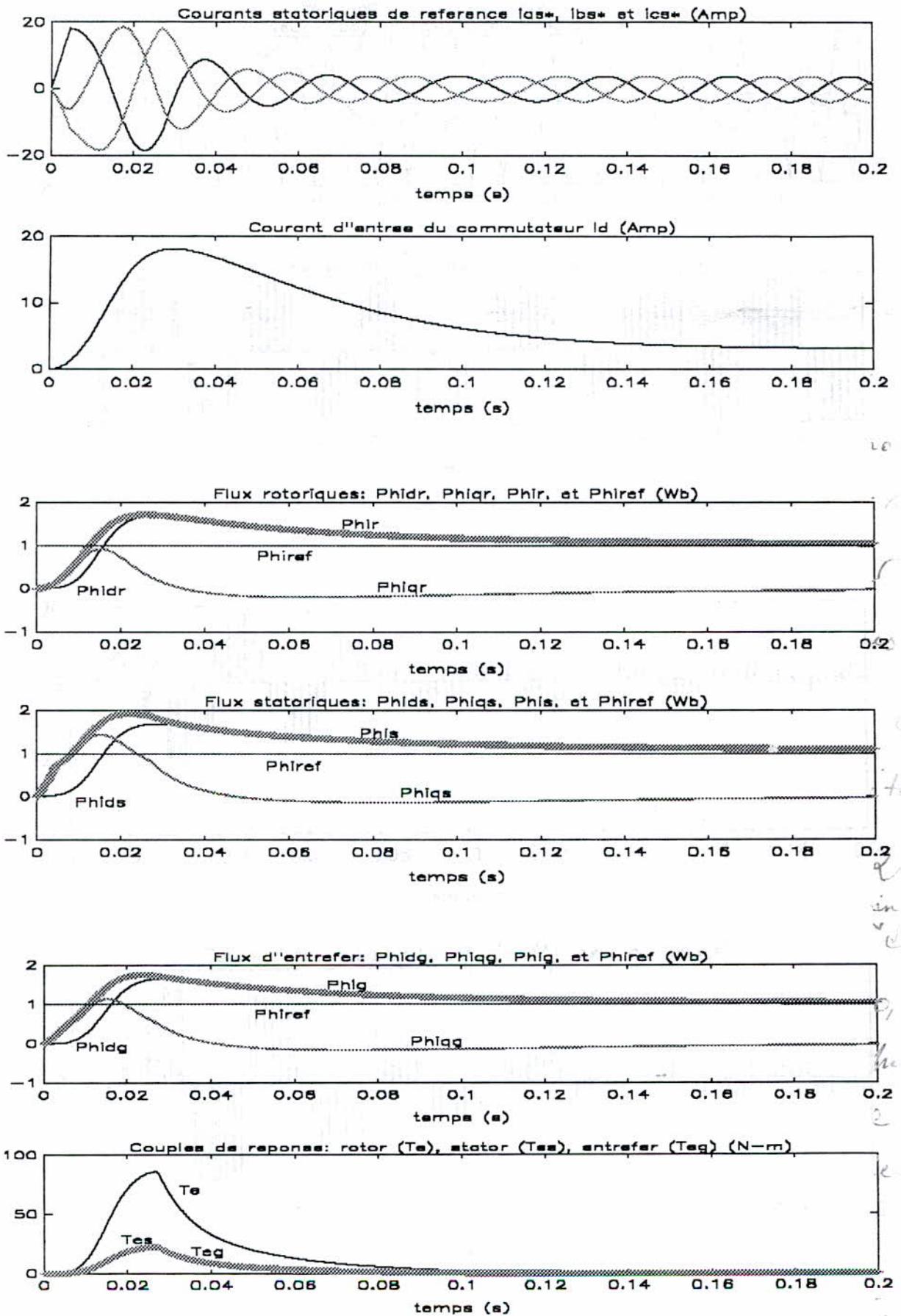


Fig.IV-7(b) Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble redresseur-commande (MLI)-MAS alimentée par une source de courant continu réglé pour une vitesse de référence de 1000 tr/mn.

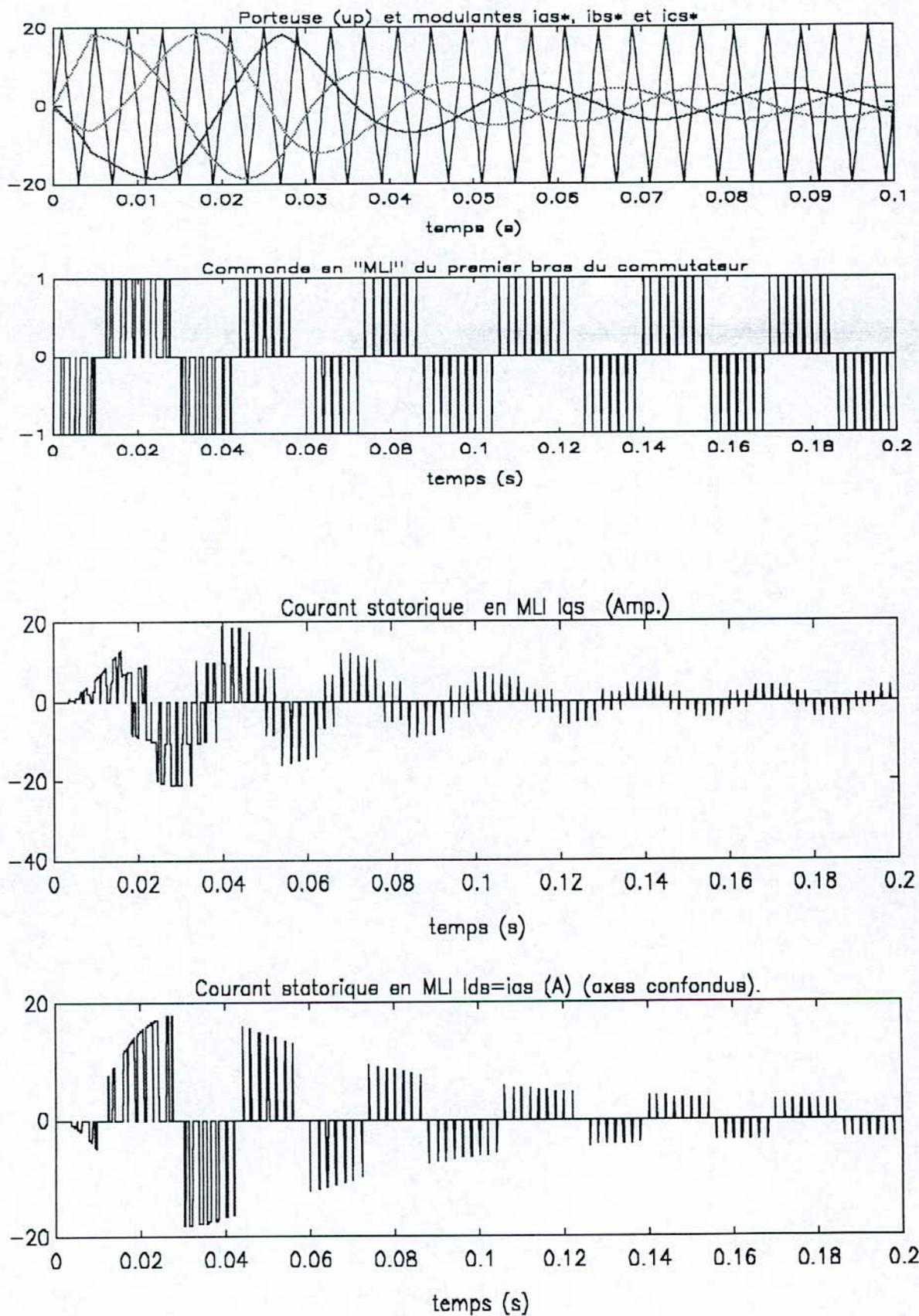


Fig.IV-7(c) Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble redresseur-commande (MLI)-MAS alimentée par une source de courant continu réglé pour une vitesse de référence de 1000 tr/mn.

CHAPITRE V

COMMANDE ADAPTATIVE

DE LA MACHINE ASYNCHRONE

ALIMENTEE EN COURANT

V-1 INTRODUCTION

Précédemment nous avons mis en oeuvre une méthode de compensation de la résistance rotorique, mais cette méthode ne résoud pas le problème de la saturation; car dans un variateur asynchrone il existe en plus de la résistance rotorique plusieurs autres paramètres internes de la machine qui varient dans de grandes proportions sans ajouter, également les perturbations externes de la machine

Toutes ces variations engendrent une dégradation de la commande par flux orienté, ce qui exige l'élaboration d'un autre type de commande plus performante.

La commande adaptative est une alternative intéressante permettant de s'affranchir de ces imperfections et elle rend le système insensible aux variations externes ou internes à la machine, tout en maintenant les conditions de découplage de la commande par flux orienté.

Cependant nous pouvons classer en deux catégories les perturbations:

- perturbations agissant sur les variables à réguler.
- perturbations (paramétriques) agissant sur les performances du système à commander.

Dans la commande adaptative pour maintenir les valeurs désirées d'un système de commande en présence de perturbations paramétriques: on définit d'abord un indice de performance du système, qui est une mesure de certaines valeurs du système (exemple: facteur d'amortissement pour les systèmes caractérisés par une fonction de transfert du deuxième ordre). Cette mesure doit être comparée avec l'indice de performance désiré: l'écart entre les deux valeurs agira sur les paramètres du régulateur ou directement sur le signal de commande afin de modifier d'une façon appropriée les performances du système. La figure (V-1) illustre le principe des systèmes de commande adaptative.

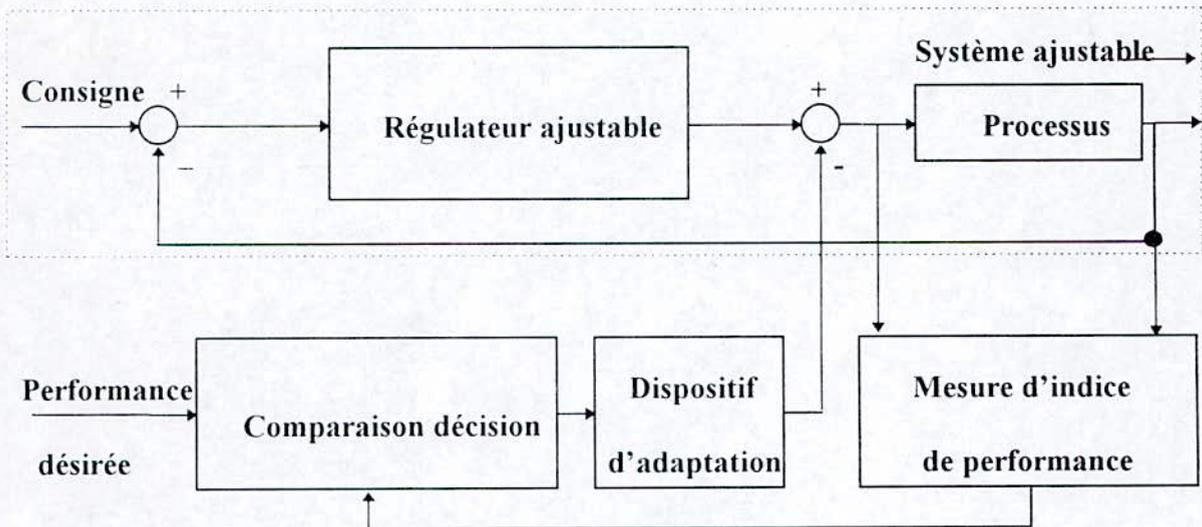


Fig.V-1 Principe des systèmes de commande adaptative

V-2 PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs, afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performance, quand les paramètres du processus à commander varient dans de grandes proportions dans le temps, ou ils sont inconnus.

Un système de commande adaptative mesure un certain indice de performance du système de commande et à partir de l'écart entre l'indice de performance désiré et l'indice de performance

mesuré, le dispositif d'adaptation fournit les paramètres du régulateur ajustable ou les signaux de commande, afin de maintenir l'indice de performance dans le voisinage des valeurs désirées.

La différence qui existe entre une commande conventionnelle à contre-réaction et une commande adaptative est la suivante: les variations non mesurables et inconnues des paramètres d'un processus affectent les performances d'un système de commande à contre-réaction utilisant un régulateur à paramètres fixes, ces variations sont provoquées par les perturbations paramétriques agissant sur le processus, en plus des perturbations agissant sur les variables à réguler.

V-3 COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE DUNE MACHINE ASYNCHRONE

Plusieurs possibilités de commande adaptative peuvent être envisagées, parmi lesquelles la commande par modèle de référence, est certainement une des plus utilisées (fig.VI-2).

Lorsque la machine asynchrone est contrôlée par des références de flux et de couple, la référence de vitesse sollicite simultanément le modèle de référence ainsi que la commande adaptative. Le réglage des paramètres de cette dernière se fait à l'aide du vecteur d'erreur (e) obtenu en comparant les sorties (Ω_r) de la machine et les sorties (Ω_m) du modèle de référence.

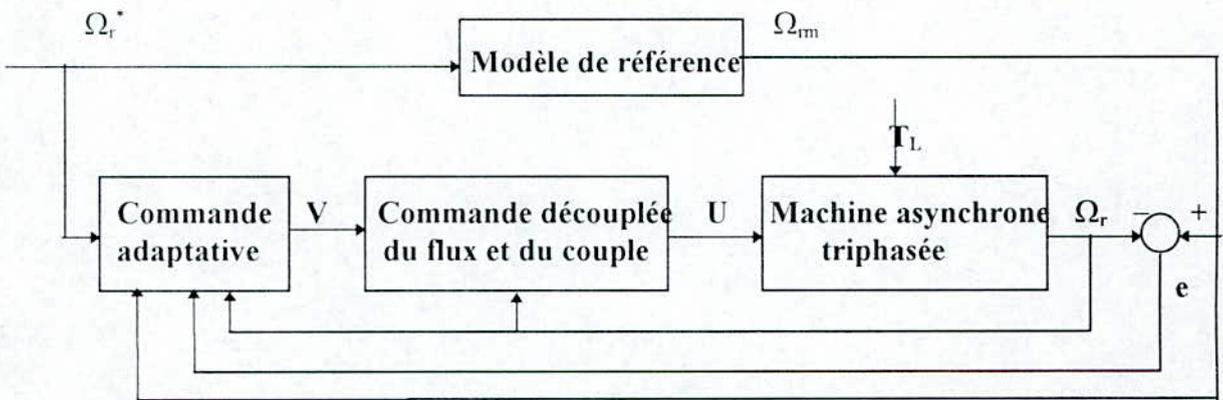


Fig.V-2 Schéma -bloc général de la structure de commande adaptative de la machine asynchrone par modèle de référence

Les équations du modèle de référence se mettent sous la forme d'état classique:

$$X'm = A_m \cdot X_m + B_m \cdot \Omega_r^*$$

$$Y_m = C_m \cdot X_m + D_m \cdot \Omega_r^* \quad (V-1)$$

V-4 COMMANDE ADAPTATIVE POUR L ALIMENTATION EN COURANT

V-4-1 DESCRIPTION

La commande par modèle de référence permet de désensibiliser l'ensemble du variateur de vitesse aux variations de l'actionneur. Ce type de commande est très utilisé pour les processus dynamiques lents mais relativement peu pour la machines électriques du fait du grand nombre d'applications à mettre en oeuvre en temps réel.

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en courant, les constantes de temps statoriques sont négligeables, le modèle est représenté uniquement par les équations rotoriques par conséquent les algorithmes de commande sont aussi plus simples.

Dans ce paragraphe, nous développons trois types de commande, l'une est la commande par retour des variables d'état, l'autre est adaptative par modèle de référence, la troisième est celle par modèle de référence simplifié: nous testons pour chaque commande la variation de la résistance rotorique (R_r) et aussi le couple résistant afin de vérifier l'efficacité et la robustesse.

V-4-2 MODELE DE REFERENCE BASE SUR L ORIENTATION DU FLUX

Nous prenons le modèle en courant défini dans un référentiel lié au champ tournant représenté par les équations (I-42), (I-43) et nous appliquons les équations de la commande par flux orienté en supposant que le flux rotorique (ψ_r) est constant (ψ_r^*), le courant (i_{qs}) est un échelon. Après arrangement des équations (I-42, (I-43) et (II-4) nous obtenons:

$$Te = \frac{\frac{3}{2} \frac{pM}{L_r} (1 + (T_r \omega_{sl})^2) \Psi_r^* i_{qs}(p)}{T_r^2 P^2 + 2T_r P + 1 + (T_r \omega_{sl})^2} \quad (V-2)$$

Si $T_L = 0$, après arrangement de l'équation mécanique (I-43) et de l'équation (V-2), nous trouvons:

$$\Omega_r(P) = \frac{T_r(P)}{JP + F} \quad (V-3)$$

$$\Omega_r(P) = \frac{\frac{3}{2} \frac{pM}{L_r} (1 + (T_r \omega_{sl})^2) \Psi_r^* i_{qs}(P)}{(JP + F)(T_r^2 P^2 + 2T_r P + 1 + (T_r \omega_{sl})^2)}$$

En considérant l'équation mécanique nous pouvons écrire:

$$(JP + F)\Omega_r^*(P) = Te^*(P) = \frac{3}{2} \frac{pM}{L_r} \Psi_r^* i_{qs}(P) \quad (V-4)$$

D'après (V-3) et (V-4), nous avons donc:

$$\frac{\Omega_r(P)}{\Omega_r^*(P)} = \frac{1 + (T_r \omega_{sl})^2}{T_r^2 P^2 + 2T_r P + 1 + (T_r \omega_{sl})^2} \quad (V-5)$$

avec: $\omega_{sl} = (1/T_r) (i_{qs}/i_{ds})$

Après arrangement des équations (V-1) et (V-5) nous obtenons le modèle de référence représenté par les équations suivantes:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} T_{em} \\ \Omega_{rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{em} \\ \Omega_{rm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix} * \Omega_r^* \quad (V-6)$$

avec les coefficients suivants:

$$a_{11} = \frac{F}{J} - 2z\omega_0 \quad ; \quad a_{12} = 2z\omega_0 F - \frac{F^2}{J} - J\omega_0^2 \quad ; \quad a_{21} = \frac{1}{J} \quad ; \quad a_{22} = -\frac{F}{J} \quad ; \quad (V-7)$$

$$b_{11} = J\omega_0^2 \quad ; \quad b_{21} = 0 \quad ; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^2} = \frac{1}{T_r} (1 + (\frac{i_{qs}}{i_{ds}})^2)^{1/2} \quad ; \quad z = \frac{1}{T_r \omega_0}$$

Dans notre cas nous choisissons un modèle de référence d'ordre 2 pour la vitesse:

$$\frac{\Omega_r(P)}{\Omega_r^*(P)} = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2z\omega_0 P + \omega_0^2} = \frac{1 + (T_r \omega_{sl})^2}{T_r^2 P^2 + 2T_r P + 1 + (T_r \omega_{sl})^2} \quad (V-8)$$

V-4-3 COMMANDE PAR RETOUR DES VARIABLES D'ETAT

Il s'agit de récupérer des variables estimées par la méthode représentée dans le chapitre II, pour réaliser la commande directement sans les algorithmes adaptatifs. On dérive l'équation mécanique (I-43), après arrangement des équations (I-42), (I-43), et (V-8), nous obtenons la commande en courant par retour des variables d'état [21].

$$\frac{di_{qs}}{dt} + ai_{qs} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{pM\Psi_{dr}} \left[\frac{2J}{T_r^2} (\Omega_r^* - \Omega_r) + aF\Omega_r + \frac{dT_l}{dt} + aT_l \right] - \frac{\Psi_r^*}{T_r M \Psi_{dr}} \left(M^2 \frac{i_{qs}^2}{\Psi_r^{*2}} + 1 - aT_r \right) \Psi_{qr} \quad (V-9)$$

$$a = \frac{2}{T_r} - \frac{F}{J}$$

Il s'agit des algorithmes les plus simples pour obtenir une méthode de commande directe sans adaptation (fig.V-3) mais qui nécessite l'estimation des composantes du flux rotorique.

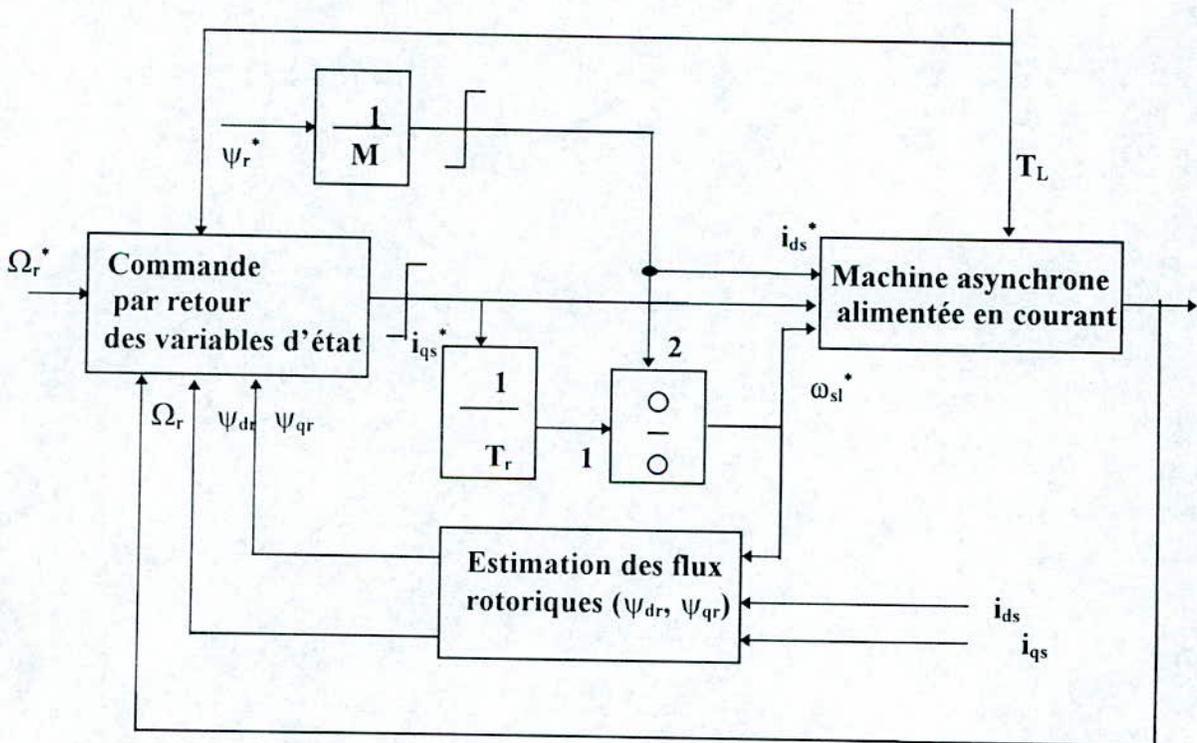


Fig.V-3 Schéma-bloc total du système de commande par retour des variables d'état.

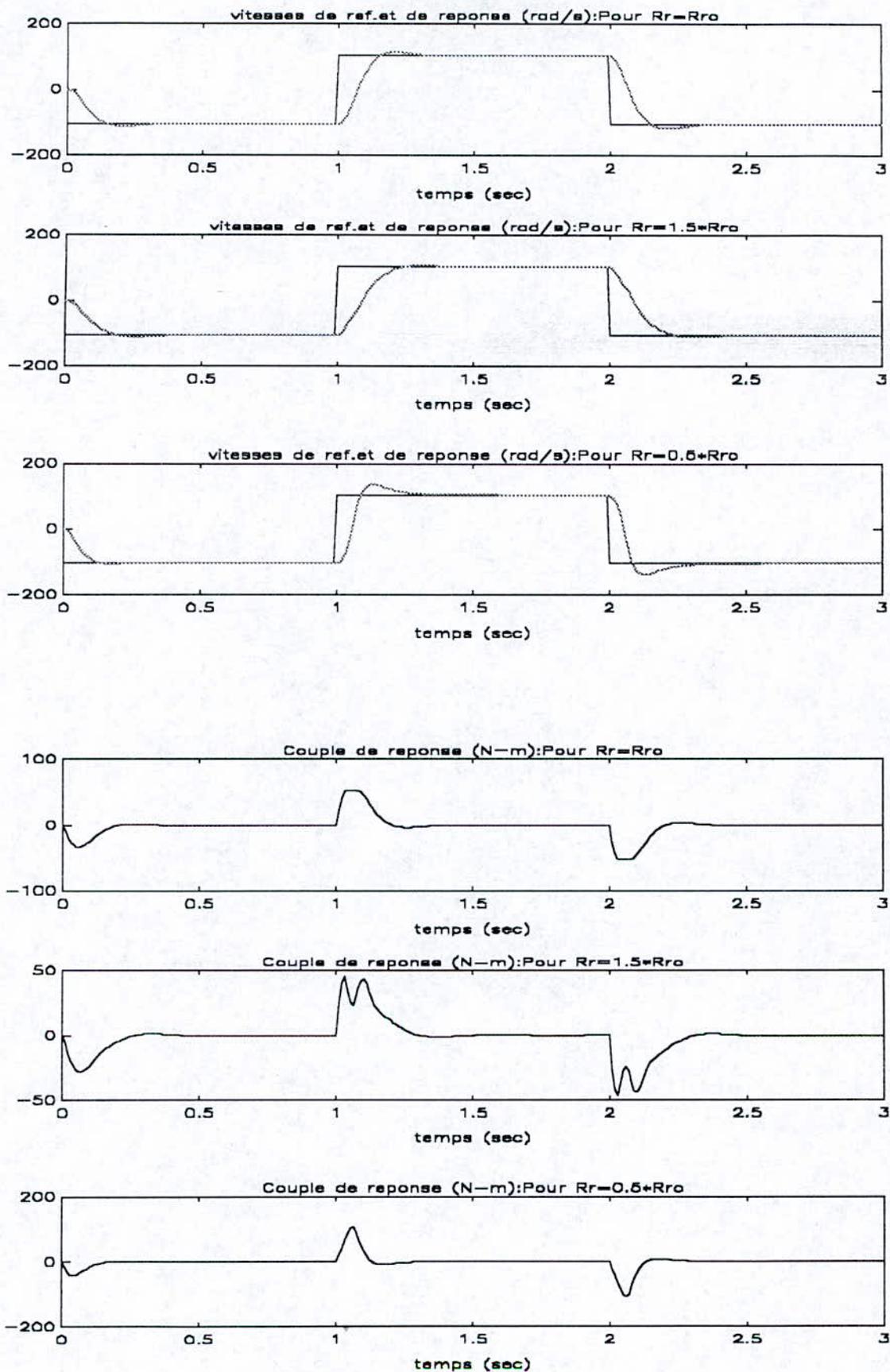


Fig.V-4 (a) Résultats de simulation de la commande par retour des variables d'état pour le démarrage et l'inversion de -1000 (tr/min) à +1000 (tr/min) et de +1000 (tr/min) à -1000 (tr/min) avec une variation de la résistance rotorique de 0%, +50% et -50%.

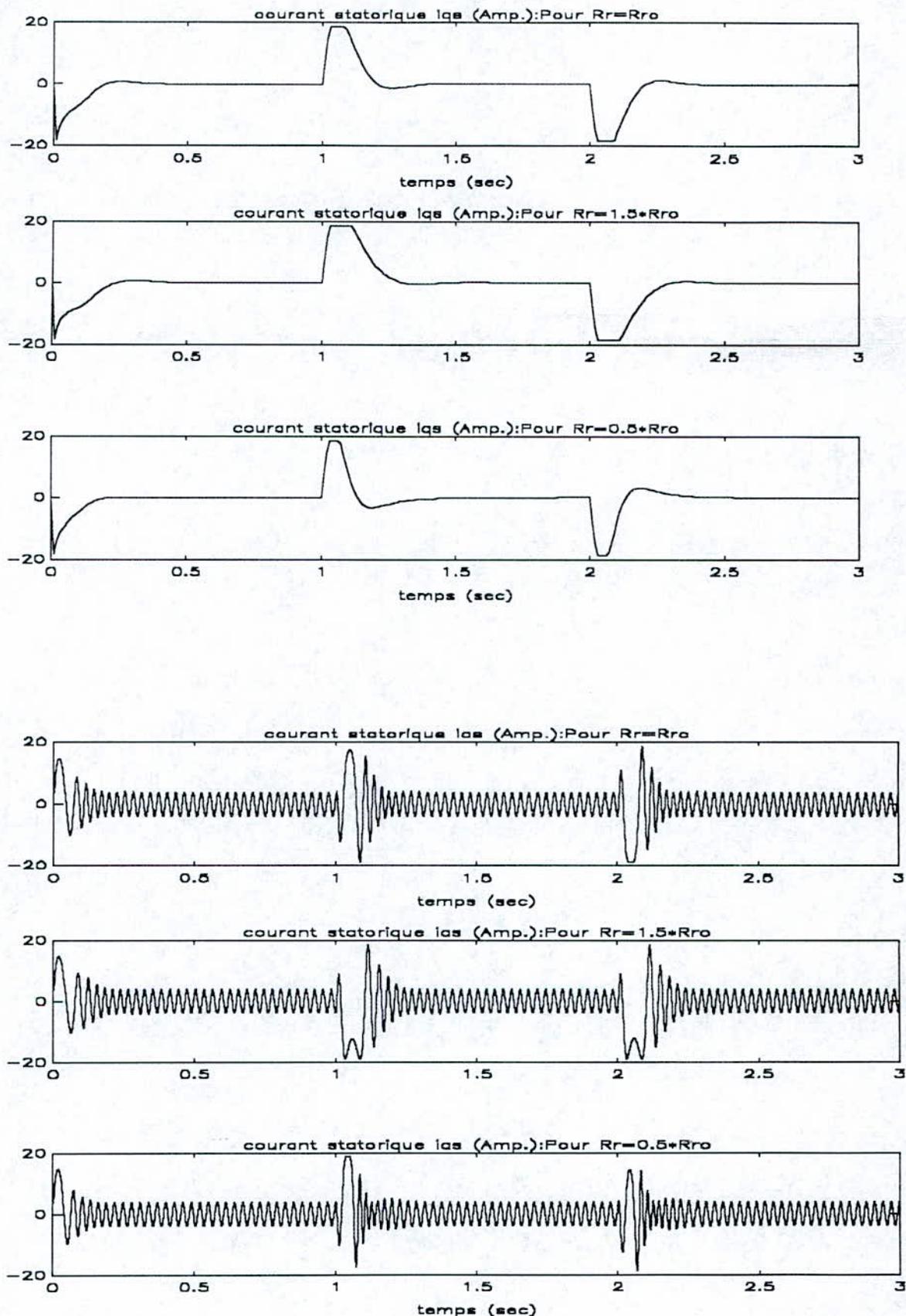


Fig.V-4 (b) Résultats de simulation de la commande par retour des variables d'état pour le démarrage et l'inversion de -1000 (tr/min) à +1000 (tr/min) et de +1000 (tr/min) à -1000 (tr/min) avec une variation de la résistance rotorique de 0%, +50% et -50%.

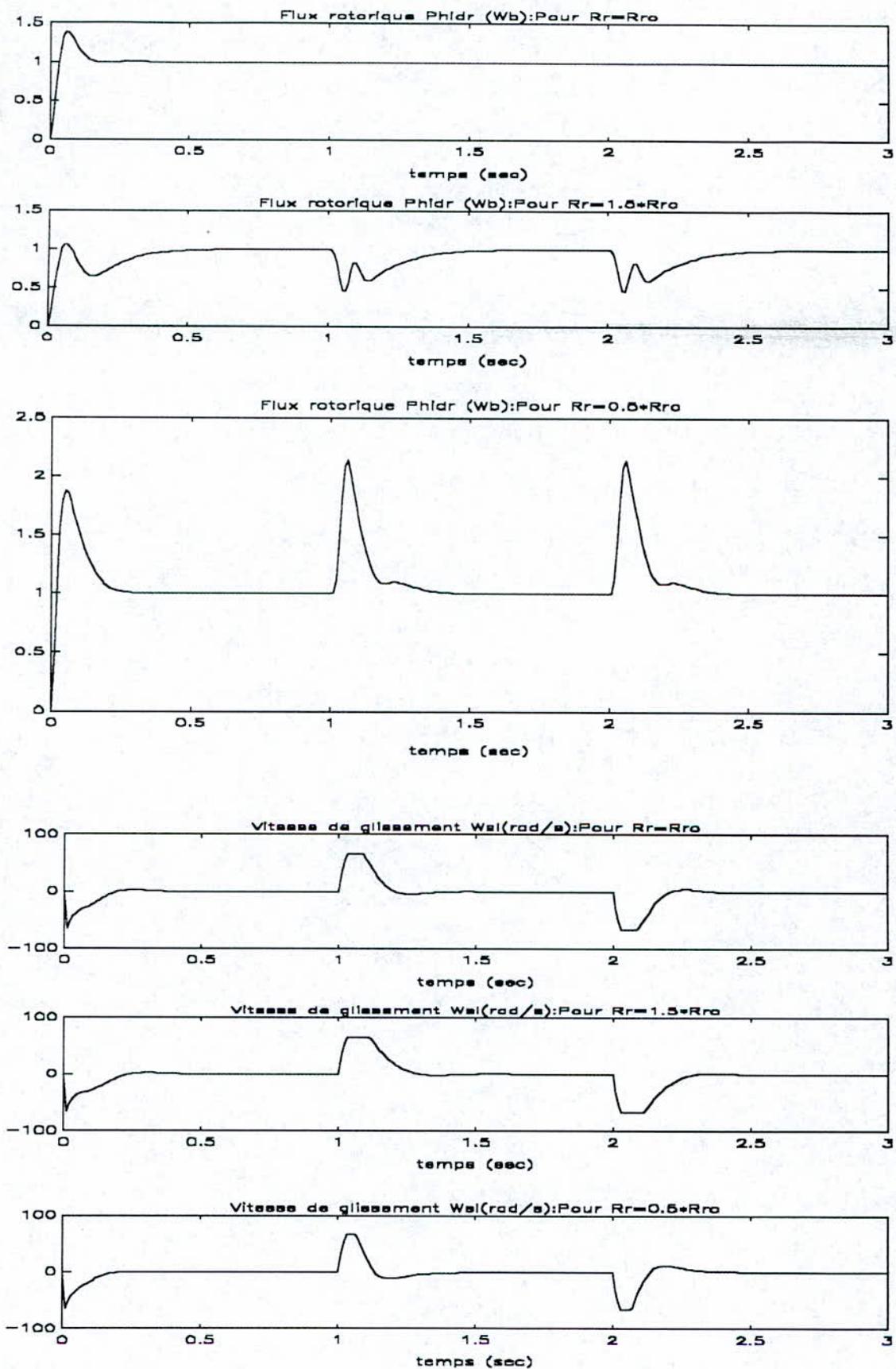


Fig.V-4 (c) Résultats de simulation de la commande par retour des variables d'état pour le démarrage et l'inversion de -1000 (tr/min) à +1000 (tr/min) et de +1000 (tr/min) à -1000 (tr/min) avec une variation de la résistance rotorique de 0%, +50% et -50%.

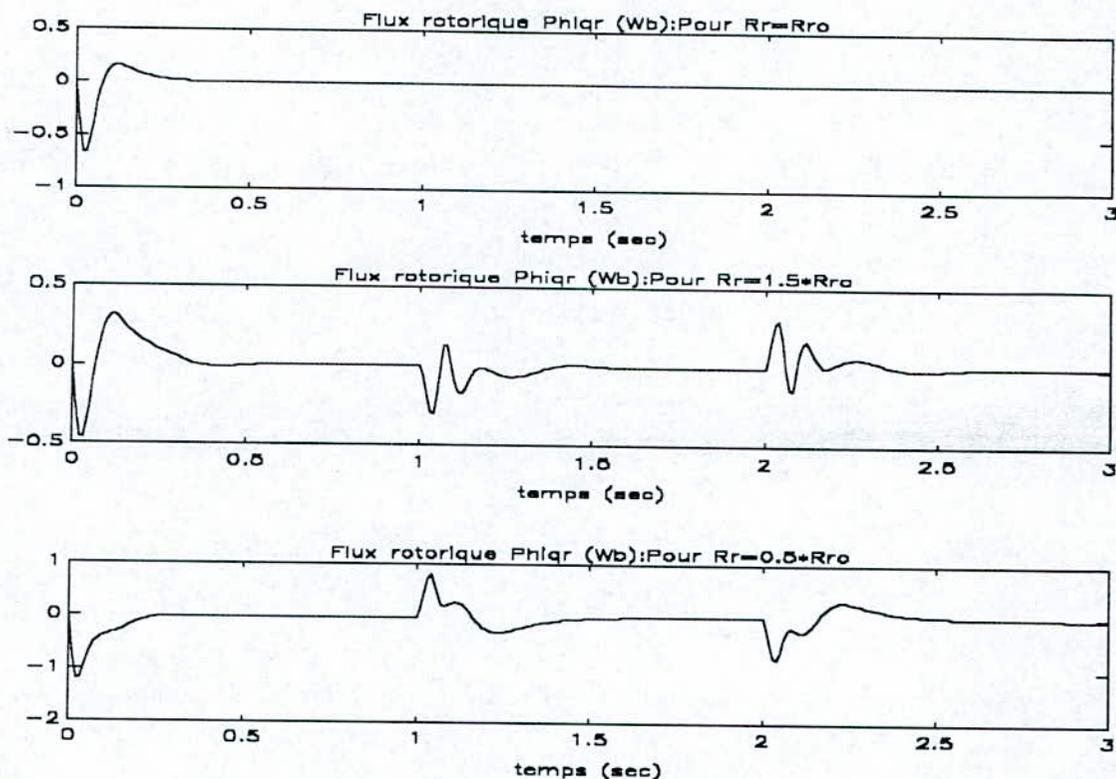


Fig.V-4 (d) Résultats de simulation de la commande par retour des variables d'état pour le démarrage et l'inversion de -1000 (tr/min) à +1000 (tr/min) et de +1000 (tr/min) à -1000 (tr/min) avec une variation de la résistance rotorique de 0%, +50% et -50%.

V-5 CONCLUSION

La simulation du démarrage et l'inversion du sens de rotation (fig.V-4 a-b-c-d) indique que la commande par retour des variables d'état que nous avons utilisée est relativement sensible aux variations de la résistance rotorique équivalente.

La réponse de la vitesse en régime transitoire change notablement avec les variations de la résistance (R_r); le couple électromagnétique (T_e), les courants (i_{qs} , i_{as}), la vitesse de glissement (ω_{sl}) subissent également des perturbations conséquentes et principalement lorsque la valeur de R_r est sous-estimée, quant aux flux (ψ_{dr} et ψ_{qr}), effectivement couplés: ils suivent les fluctuations des courants.

La commande par retour des variables d'état n'est donc pas robuste relativement aux variations des paramètres de la machine et des non-linéarités mises en jeu.

V-6 COMMANDE PAR MODELE DE REFERENCE

Le schéma de commande (fig.V-5) a été développé avec comme idée principale de minimiser les calculs et nous sommes basés sur la commande découplée comme interface entre les algorithmes adaptatifs et la machine asynchrone alimentée en courant.

$$i_{qs}^* = U_{p1} + U_{p2}$$

$$U_{p1} = K_u \Omega_r^* - K_p X_p + K_e e = K_u \Omega_r^* - K_{p1} T_e - K_{p2} \Omega_r + K_{e1} (T_{em} - T_e) + K_{e2} (\Omega_{rm} - \Omega_r) \quad (\text{V-12})$$

$$U_{p2} = \Delta K_u(e, t) \Omega_r^* + \Delta K_p(e, t) X_p = \Delta K_u(e, t) \Omega_r^* + \Delta K_{p1}(e, t) T_e + \Delta K_{p2}(e, t) \Omega_r$$

où e : est le vecteur d'erreur:

$$e = X_m - X_p = \begin{bmatrix} T_{em} - T_e \\ \Omega_{rm} - \Omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{V-13})$$

X_p est le vecteur d'état du système:

$$X_p = \begin{bmatrix} T_e \\ \Omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{V-14})$$

Le système équivalent en boucle fermée est donné par les équations suivantes [13], [21]:

$$\frac{de}{dt} = \frac{dX_m}{dt} - \frac{dX_p}{dt} = A_m e + B_p \Omega_r^* \quad (\text{V-15})$$

$$v = H e$$

$$\omega = \Delta K_p X_p + \Delta K_u \Omega_r^*$$

D'après la théorie des systèmes non linéaires, pour que le système soit stable, il faut que la fonction de transfert de la partie linéaire ait des pôles à partie réelle négative et que la partie non linéaire satisfasse l'inégalité de Popov:

$$\int_0^{\infty} \omega^T v dt \geq -\Delta^2, \quad \Delta > 0 \quad (\text{V-16})$$

Nous proposons la solution suivante qui satisfait les équations (V-15) et (V-16):

$$H = \frac{K_g}{\sigma L_s} [P_{11}, P_{12}] = \frac{K_g}{\sigma L_s} [0.01, 1]$$

$$\Delta K_p = \int_0^{\infty} E v (G X_p)^T dt + E' v (G X_p)^T = K_p - K_{p0} \quad (\text{V-17})$$

$$\Delta K_u = \int_0^{\infty} M v (N \Omega_r^*)^T dt + M' v (N \Omega_r^*)^T = K_u - K_{u0}$$

où K_{u0} et K_{p0} : valeurs initiales des gains.

E, E', M, M' : sont des constantes positives, $N=1, G$ satisfait:

$$G = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad 0 < \beta < 1 \quad (\text{V-18})$$

Dans la pratique, le couple (T_e) est très difficile à obtenir par la mesure, la solution est d'implanter un filtre à variable d'état à la sortie du système. Le couple (T_e) est donc remplacé par sa valeur filtrée (T_{ef}). La fonction de transfert du filtre est construite à partir de:

$$C(P) = \frac{\Omega_{rf}(P)}{\Omega_r(P)} = \frac{T_{ef}(P)}{T_e(P)} = \frac{1}{1 + C_0(P)} \quad (\text{V-19})$$

et l'équation dynamique du système est:

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{F\Omega_r}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (\text{V-20})$$

Comme (Ω_r et Ω_{rf}) sont observables, il n'est pas difficile de montrer que T_{ef} est observable:

$$T_{ef} = \frac{J(\Omega_r - \Omega_{rf})}{C_0} + F\Omega_{rf} \quad (\text{V-21})$$

On choisit une valeur C_0 convenable pour que l'erreur introduite par le remplacement de T_e par T_{ef} puisse être sans conséquence.

V-7 COMMANDE PAR MODELE DE REFERENCE SIMPLIFIE

Nous avons essayé de reprendre le schéma de contrôle précédent en simplifiant la structure du modèle de référence. Cette méthode de contrôle est appelée «modèle de référence simplifié (SMRAC)» avec comme idée de base la réduction dans la complexité des calculs pour la mise en oeuvre des algorithmes.

A cet effet, nous avons choisi un modèle de référence du premier ordre avec une constante de temps qui conduit à un temps de réponse voisin de celui observé dans la commande par modèle de référence.

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_{rm}}{dt} + \Omega_{rm} = \Omega_r^* \quad (\text{V-22})$$

Le passage du modèle de référence à la commande découplée se fait par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} e &= \Omega_{rm} - \Omega_r \\ T_e^* &= K_f \Omega_r^* + K_b \Omega_r + K_e e \\ i_{qs}^* &= \frac{2L_r T_e^*}{3pM\Psi_r^*} \end{aligned} \quad (\text{V-23})$$

avec e : vecteur d'erreur et T_e^* : vecteur de contrôle (algorithme d'adaptation).

D'après les équations (I-43) et (V-10), nous obtenons:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{pM}{L_r} i_{qs}^* \Psi_r^* - \frac{3}{2} \frac{p\Psi_r^*}{L_r} \Psi_{qr} \quad (\text{V-24})$$

Après arrangement des équations (V-22), (V-23) et (V-24), nous obtenons:

$$\frac{Jde}{dt} + (K + K_e)e = (K - K_f)\Omega_r^* - (K - F + K_b)\Omega_r + \frac{3}{2} \frac{p\Psi_r^*}{L_r} \Psi_{qr} + T_L \quad (\text{V-25})$$

D'après la théorie de stabilité du système non linéaire présentée dans le paragraphe (V-6), nous pouvons établir les relations suivantes:

$$K_f = K_{f0} + E \nu \Omega_r^* + \int_0^t G \nu \Omega_r^* dt$$

$$K_b = K_{b0} + L \nu \Omega_r^* + \int_0^t M \nu \Omega_r^* dt$$

$$K_e = K_{e0} + O \nu e + \int_0^t Q \nu e dt$$

(V-26)

$$\nu = D.e$$

d'où: les valeurs initiales des gains: $K_{f0} = K$; $K_{b0} = -(K - F)$; $K_{e0} = 0,5$.

Les matrices G, M, Q sont positives; E, L, O, D sont négatives.

Le schéma-bloc de commande (fig.V-8) est extrêmement voisin de la méthode par modèle de référence pour lequel nous avons reprecisé la transmittance du modèle de référence ainsi que les équations de l'algorithme adaptatif pour le couple électromagnétique de référence.

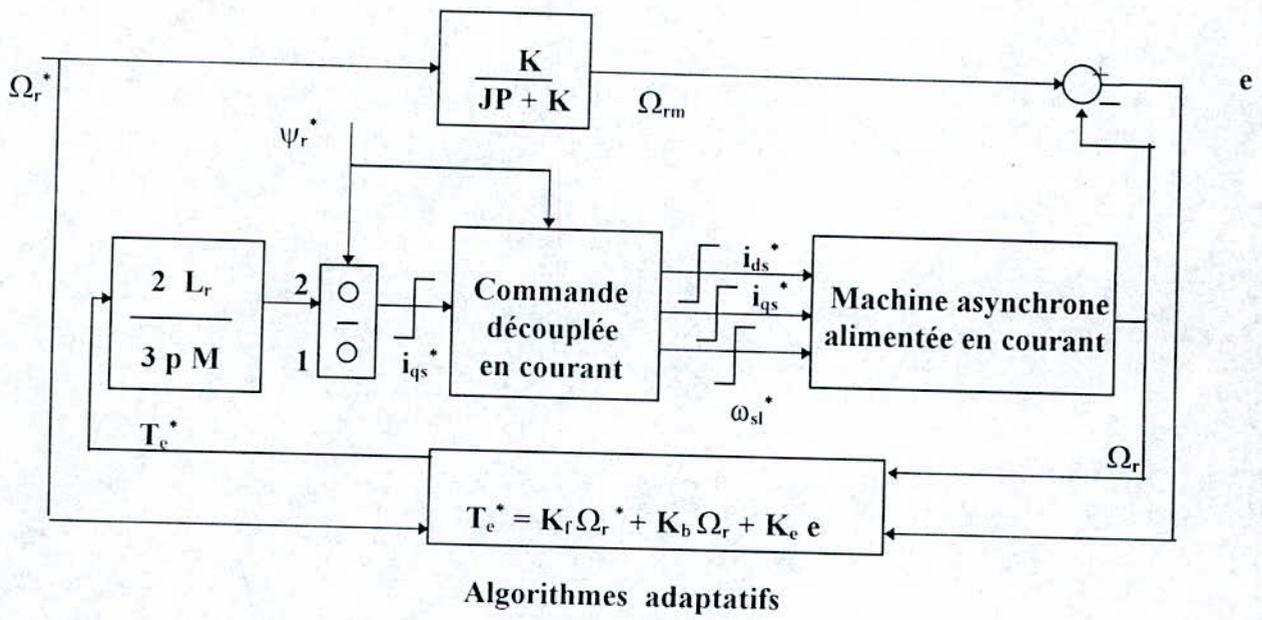


Figure V-8 Schéma-bloc du système commande par la modèle de référence simplifié.

V-8 CONCLUSION

Les résultats de simulation (fig.V-9-a et b) montrent que le variateur est insensible aux variations de la résistance rotorique équivalente.

La réponse en vitesse se confond avec le modèle de référence du premier ordre, même lorsque la valeur de la résistance R_r varie considérablement ($\pm 50\%$).

Il faut noter également les effets stabilisants de la commande adaptative sur le couple électromagnétique (T_e), les courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et la vitesse de glissement (ω_{sl}) pour R_r variant de $\pm 50\%$.

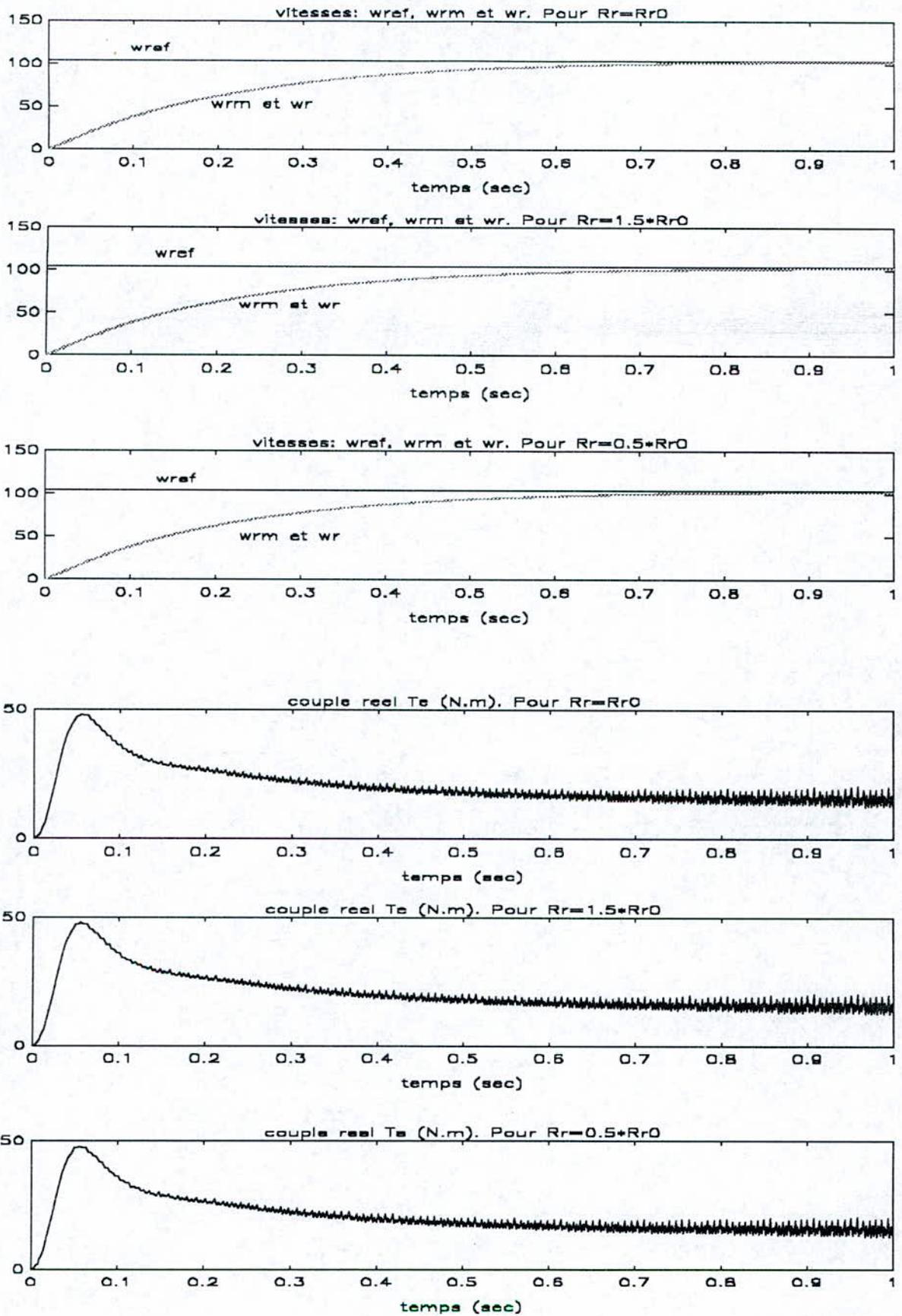


Fig.V-9(a) Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence simplifié avec un couple résistant nominal de 10Nm et une variation de la résistance rotorique (R_r) de 0%, 50% et -50% ($D=1$, $G=M=Q=5 \times 10^{-6}$, $F=L=P=2 \times 10^{-3}$, $K=J/(1,5T_r)$).

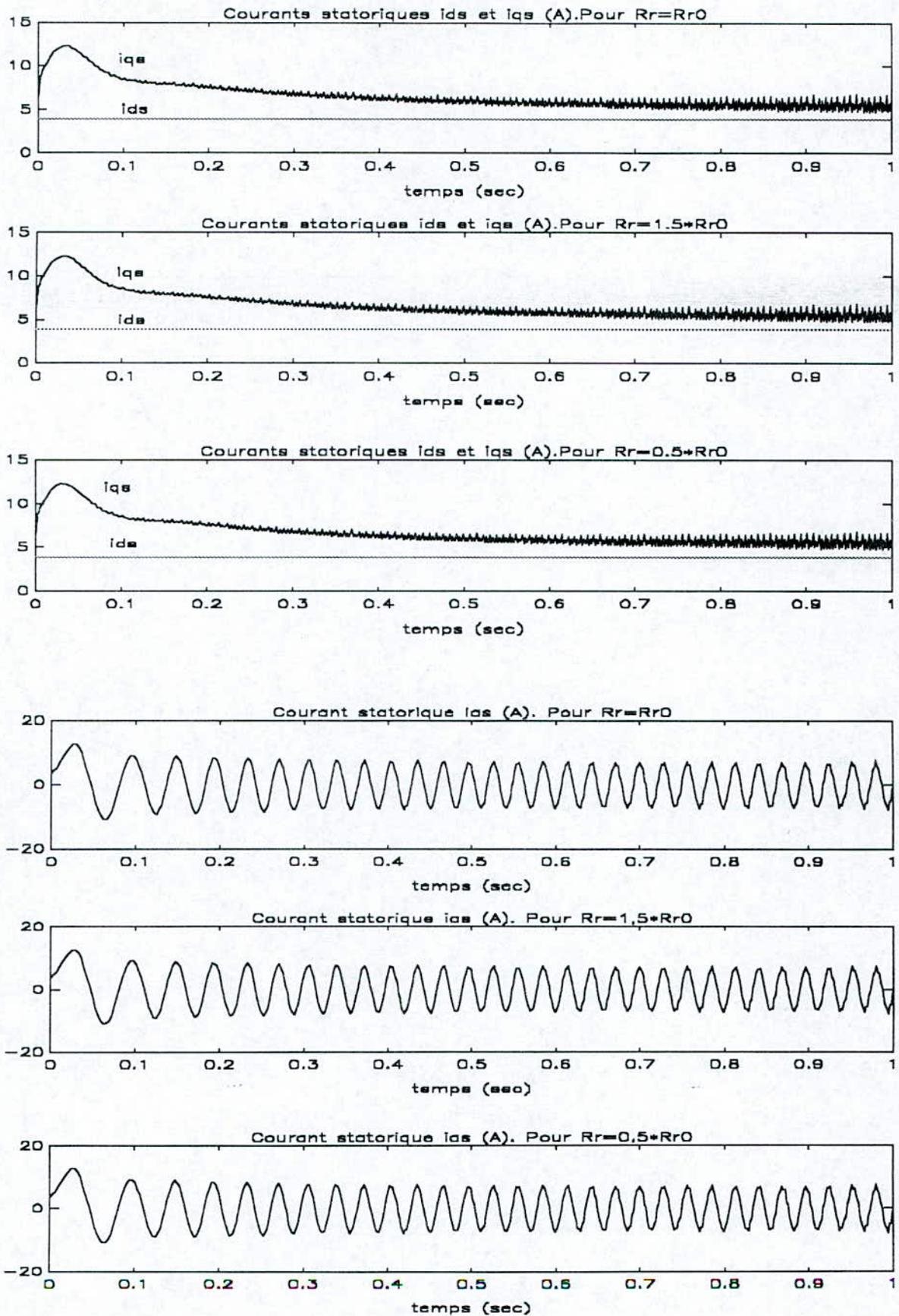


Fig.V-9(b) Résultats de simulation de la commande adaptative par modèle de référence simplifié avec un couple résistant nominal de 10Nm et une variation de la résistance rotorique (R_r) de 0% , 50% et -50% ($D=1$, $G=M=Q=5 \times 10^{-6}$, $F=L=P=2 \times 10^{-3}$, $K=J/(1,5Tr)$).

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude et la conception par orientation du flux: d'une commande de vitesse de la machine asynchrone triphasée, pour cela les structures suivantes ont été réalisées:

- * Trois structures de commande indirecte par flux orienté
- * Une structure de commande directe par flux orienté
- * Une structure d'identification en ligne de la constante de temps électrique
- * Une structure de commande par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)
- * Une structure de commande par retour de variables d'état
- * Une structure de commande adaptative

Dans le premier chapitre nous avons présenté plusieurs modèles pour la machine asynchrone, associée à sa source d'alimentation, en vue de sa commande par: flux rotorique, flux statorique et flux d'entrefer. A cet effet nous avons traité le cas de la commande en courant, qui est largement utilisé dans des applications industrielles. Certaines simplifications sont apportées lorsque la source d'alimentation est parfaite.

Le choix des variables d'état est un élément fondamental pour la modélisation et nous avons pu proposer plusieurs solutions interchangeables qui permettront à l'utilisateur d'envisager plusieurs types de commande.

La présentation sous forme de schémas-blocs des différents modèles nous a permis de mettre en évidence le couplage étroit entre les variables internes et les variables de sortie ou externes.

La simulation numérique (pour $f=50\text{Hz}$) des différents modes de fonctionnement nous a permis de valider ainsi nos modèles pour passer aux nombreux types de commande, qui ont fait l'objet des chapitres II, IV et V.

Dans le deuxième chapitre nous avons élaboré trois structures de commande en courant (commande indirecte par ψ_r , ψ_s et ψ_g), qui utilisent un régulateur de vitesse de type P-I. Une quatrième structure de commande en courant (commande directe par ψ_r) est conçue et qui contient trois régulateurs de type P-I pour la vitesse, le flux et le couple ces deux derniers sont obtenus grâce à l'élaboration d'un estimateur de flux et de couple. Les résultats de simulation obtenus à chaque étape nous montrent de bonnes performances dynamiques de la machine. Cependant la sensibilité aux variations de la résistance rotorique équivalente est démontrée. De plus nous avons présenté une comparaison entre les méthodes directes et indirectes en mettant en relief les différences fondamentales.

Le choix de l'alimentation en courant conduit certainement aux schémas de commande les plus simples au point de vue du concepteur surtout dans le cas de l'orientation du flux rotorique.

Dans le schéma de base, de la commande indirecte: nous constatons que la variation de la résistance rotorique équivalente ($\pm 50\%$) ne modifie pas la réponse de la vitesse. Cependant il y a une différence notable entre le couple de référence (T_e^*) et le couple électromagnétique (T_e) de la machine, par conséquent vu du variateur de vitesse, ce type de commande est robuste vis à vis des variations de la résistance équivalente de la machine et ce malgré l'existence de deux diviseurs, dont nous avons simplifié le schéma pour parvenir à une solution à un multiplicateur et qui a donné exactement les mêmes qualités de robustesse.

L'extension à une méthode directe (par orientation de ψ_r) conduit à une dégradation des performances lors des variations des paramètres. La principale raison réside dans l'emploi d'un estimateur de flux et de couple qui nécessite la connaissance à priori de ces paramètres. Pour obtenir de bons résultats, l'identification en ligne des paramètres nous parait indispensable.

Dans le troisième chapitre nous avons pu montrer la sensibilité aux variations des paramètres de la machine et étudié le comportement de celle-ci, dans la limite des cas auxquels la commande indirecte peut être exposée. Une méthode d'identification en ligne de la constante de temps électrique (T_r) a été appliquée et les résultats de simulation montrent clairement l'amélioration apportée.

Dans le quatrième chapitre: la modélisation de l'ensemble (commande-commutateur-machine asynchrone) et l'élaboration d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI), puis son application à la commande de vitesse par orientation du flux rotorique (fig.II-10) sont réalisées. Les résultats de simulation enregistrés ont permis d'évaluer les performances de la technique de contrôle par orientation du flux et le fonctionnement correct du variateur asynchrone .

Dans le cinquième chapitre, dans le soucis «d'améliorer davantage» nous sommes orientés vers la commande par retour des variables d'état, puis la commande adaptative, particulièrement vers les méthodes par modèle de référence (MRAC) et par modèle de référence simplifié (SMRAC) pour la commande des machines asynchrones. Les résultats de simulation montrent clairement l'effet stabilisant dans les différentes réponses et ce malgré les variations considérables de la résistance rotorique ($\pm 50\%$).

Ce chapitre nous a permis d'évaluer clairement les possibilités de la commande adaptative par flux orienté de la machine asynchrone commandée en courant.

Bien que les algorithmes de commande adaptative soient relativement compliqués pour la mise en oeuvre comparés aux régulateurs (PI) des commandes par flux orienté, nous avons pu mettre en valeur certaines améliorations intéressantes.

Dans le cas de l'alimentation en courant, nous avons montré que la méthode du modèle de référence simplifié (SMRAC) est particulièrement robuste vis à vis des variations des paramètres de la machine. Ce résultat est particulièrement important pour l'application des variateurs de vitesse et leurs adaptations aux machines asynchrones.

ANNEXES

ANNEXE A: DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES INTERNES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'utilisation de la simulation numérique nécessite la connaissance des différents paramètres de la machine

La détermination expérimentale de ces paramètres dépend du type de machine utilisée et du schéma équivalent choisi.

Le modèle ci-dessous convient pour déterminer les grandeurs rotoriques d'une machine à cage .

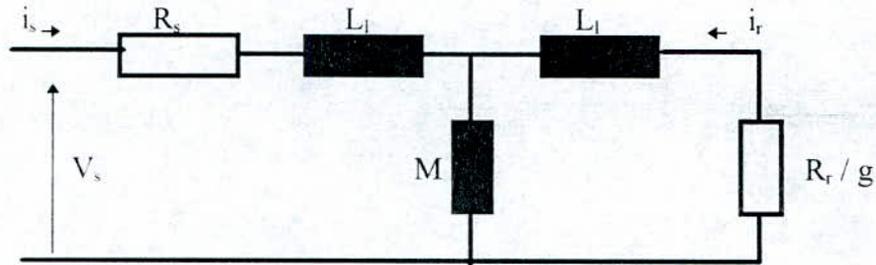


Fig.A-1 Schéma équivalent de la machine asynchrone

Supposons que le rapport de transformation est égal à l'unité «1» et que les inductances de fuite L_l au stator et au rotor sont égales: d'où les relations suivantes:

$$L_s = L_r = L_l + M, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \approx \frac{2L_l}{M} \quad (\text{A-1})$$

La mesure de la résistance statorique (R_s) se fait d'une manière classique (avec éventuellement une correction de température).

La mesure de la puissance absorbée par la machine fonctionnant à vide et à rotor bloqué permet de déterminer les valeurs des différents paramètres.

-L'essai en court circuit et rotor bloqué (couplage en Y) permet d'obtenir l'inductance de fuite équivalente ($2 L_l$) et la résistance équivalente ($R_s + R_r$).

-L'essai à vide (couplage en ∇): permet d'obtenir L_s , L_r d'où M et σ .

-L'essai à vide par la méthode de ralentissement de Routin permet d'obtenir le coefficient de frottement (F) et le moment d'inertie (J), en connaissant le poids du rotor et son diamètre[22] [23].

a1: PARAMETRES DE LA MACHINE

Nous donnons les paramètres de la machine employée dans notre travail:

$$\begin{array}{llllll} P_n=1,5 \text{ (kW)}, & U_n=220 \text{ (v)}, & N_n=1420 \text{ (tr/mn)}, & f=50 \text{ (Hz)} & & I_{ny}=3,64 \text{ (A)}, \\ I_{n\nabla}=6,31 \text{ (A)}, & P_p=2, & R_s=4,85 \text{ (\Omega)}, & R_r=3,805 \text{ (\Omega)}, & & L_s=0,274 \text{ (H)} \\ L_r=0,274 \text{ (H)}, & M=0,258 \text{ (H)} & F=0,00114 \text{ (N m/rad/s)} & J=0,031 \text{ (kg.m}^2\text{)}. & & \end{array}$$

a2: EQUATIONS DES DIFFERENTES INDUCTANCES

La machine est définie par les inductances suivantes:

- Inductance propre d'une phase statorique L_{as}
- Inductance propre d'une phase rotorique L_{ar}
- Inductance mutuelle entre deux phases statoriques M_{as}
- Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques M_{ar}
- Inductance mutuelle entre deux phases (statorique et rotorique).

$$\text{avec: } L_{as} = L_{ls} + L_{ms} \quad (\text{A-2})$$

$$L_{ar} = L_{lr} + L_{mr} \quad (\text{A-3})$$

où L_{ms} : inductance magnétisante d'une phase statorique.

L_{ls} : inductance de fuite d'une phase statorique.

L_{mr} : inductance magnétique d'une phase rotorique.

L_{lr} : inductance de fuite d'une phase rotorique.

- L'inductance mutuelle entre phases statoriques, compte tenu du déphasage de $2\pi/3$ entre axes des phases vaut :

$$M_{as} = L_{ms} \cdot \cos(2\pi/3) = -(1/2) L_{ms} \quad (\text{A-4})$$

de même pour le rotor:

$$M_{ar} = L_{mr} \cdot \cos(2\pi/3) = -(1/2) L_{mr} \quad (\text{A-5})$$

Du fait de l'isotropie du circuit magnétique seule $L_{sr}(\theta)$ est fonction de θ on a :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{A-6})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{A-7})$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = L_{sr} \cdot [c] \quad (\text{A-8})$$

avec

$$[c] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{A-9})$$

où L_{sr} : Amplitude de l'inductance mutuelle entre phases statorique et rotorique.

Tous les paramètres et variables rotoriques peuvent être ramenés au stator en les multipliant par le rapport (t_i) des nombres de spires statoriques (N_s) et rotoriques (N_r).

$$t_i = \frac{N_s}{N_r} \quad (\text{A-10})$$

Soient:

$$[i'_{abcr}] = \frac{1}{t_i} \cdot [i_{abcr}] \quad (\text{A-11})$$

$$[\Psi'_{abcr}] = t_i \cdot [\Psi_{abcr}] \quad (\text{A-12})$$

$$[u'_{abcr}] = t_i \cdot [u_{abcr}] \quad (\text{A-13})$$

$$L_{ms} = t_i \cdot L_{sr} \quad (\text{A-14})$$

$$\text{d'où } [L'_{sr}] = t_i \cdot [L_{sr}] = L_{ms} \cdot [c] \quad (\text{A-15})$$

$$L_{mr} = \frac{1}{(t_i)^2} \cdot L_{ms} \quad (\text{A-16})$$

$$[L'_r] = (t_i)^2 \cdot [L_r] \quad (\text{A-17})$$

$$[L'_r] = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{A-18})$$

$$\text{où } L'_{lr} = (t_i)^2 L_{lr} \quad (\text{A-19})$$

En introduisant les équations (A-11), (A-12), (A-15) et (A-17) dans (I-3) on obtient:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{abcs} \\ \Psi'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^t & L'_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (\text{A-20})$$

a3: EQUATIONS DES FLUX

Après application de la transformation de Park le système d'équation (A-20) devient:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qdos} \\ \Psi'_{qdor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s \cdot L_s \cdot (K_s)^{-1} & K_s \cdot L'_{sr} \cdot (K_r)^{-1} \\ K_r \cdot (L'_{sr})^t \cdot (K_s)^{-1} & K_r \cdot L'_r \cdot (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qdos} \\ i'_{qdor} \end{bmatrix} \quad (\text{A-21})$$

où L_s : est définie par (A-6)

L'_{sr} : est définie par (A-15)

L'_r : est définie par (A-18)

Après développement des différentes sous-matrices du système (A-21) on obtient:

$$K_s \cdot L_s \cdot (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (\text{A-22})$$

$$\text{ou : } M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (\text{A-23})$$

$$K_r L'_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + M & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \quad (\text{A-24})$$

$$K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} = K_r (L'_{sr})^t (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-25})$$

En remplaçant les sous matrices (A-22), (A-24) et (A-25) dans (A-21) on obtient sous forme développée les équations des flux: (I-25) à (I-28).

Les équations des tensions (I-21) à (I-24) et des flux (I-25) à (I-28) engendrent les schémas équivalents suivants, relatifs aux axes dq.

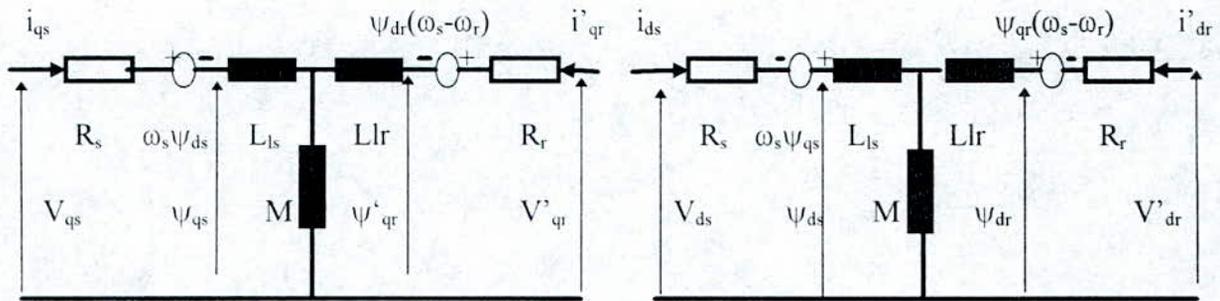


Fig.A-2 Schémas équivalents dans un référentiel arbitraire dq.

a4: EQUATION MECANIQUE

L'équation mécanique de la machine s'écrit d'une manière générale sous la forme suivante:

$$T_e - T_L = J \frac{d\Omega_r}{dt} + F \Omega_r \quad (\text{A-26})$$

L'énergie emmagasinée (W) dans le couplage électromagnétique a la forme suivante:

$$W = W_s + W_{sr} + W_r \quad (\text{A-27})$$

où W_s : énergie produite par le stator seul.

W_r : énergie produite par le rotor seul.

W_{sr} : énergie produite par l'interaction entre courants statoriques et rotoriques.

$$W_s = (i_{abcs})^t (L_s - L_{ls} I) \frac{i'_{abcs}}{2} \quad (\text{A-28})$$

$$W_r = (i'_{abcr})^t (L'_r - L_{lr} I) \frac{i'_{abcr}}{2} \quad (\text{A-29})$$

$$W_{sr} = (i_{abcs})^t (L'_{sr}) i'_{abcr} \quad (\text{A-30})$$

I : matrice identité.

En supposant que le circuit magnétique de la machine est non saturé:

$$T_e = \frac{\partial W}{\partial \theta_{rm}} \quad (\text{A-31})$$

et

$$\theta_r = p \theta_{rm}. \quad (\text{A-32})$$

θ_{rm} : angle (mécanique) de déplacement du rotor.

θ_r : angle électrique.

p : nombre de paire de pôles.

$$T_e = p \frac{\partial W}{\partial \theta_r} \quad (\text{A-33})$$

D'après (A-6) l'équation (A-28) ne dépend pas de θ_r , de même que pour (A-7) et (A-29).
Par conséquent:

$$T_e = p \frac{\partial W_{sr}}{\partial \theta_r} \quad (\text{A-34})$$

Puisque W_{sr} est le seul terme qui dépend de θ_r , ainsi on obtient:

$$T_e = p (i_{abcs})^t \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_{abcr} \quad (\text{A-35})$$

En appliquant la transformation de Park à l'équation (A-35), on obtient:

$$T_e = p [(K_s)^{-1} i_{qdos}]^t \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] (K_r)^{-1} i'_{qdor} \quad (\text{A-36})$$

Après développement de l'équation (A-36) on obtient:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{A-37})$$

En considérant les équations (I-25) et (I-26) le couple devient:

$$T_e = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (\text{A-38})$$

ANNEXE B: CALCUL DES VALEURS DE LIMITATION SUR (i_{ds} , i_{qs} et ω_{sl})

Toutes les variables de commande ont des valeurs de limitation et ce dans le cas où le principe de contrôle par orientation du flux est appliqué, dans notre cas nous avons trois variables (car la machine est alimentée en courant):

b1: CAS DE L'ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE (Ψ_s)

Modèle en courant

$$\begin{aligned} L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right) &= T_r \frac{d\Psi_s^*}{dt} + \Psi_s^* + \sigma L_s T_r \omega_{sl} i_{qs} \\ \omega_{sl} &= \frac{L_s \left(\sigma T_r \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} \right)}{T_r (\Psi_s^* - \sigma L_s i_{ds})} \\ i_{qs} &= \frac{2T_e^*}{3p\Psi_s^*} \end{aligned} \quad (\text{B-1})$$

En régime permanent, nous avons:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = 0, \quad \frac{di_{qs}}{dt} = 0, \quad \frac{d\Psi_s^*}{dt} = 0 \quad (\text{B-2})$$

d'où l'équation (B-1) en régime permanent:

$$\begin{aligned} L_s i_{ds} &= \Psi_s^* + \sigma L_s T_r \omega_{sl} i_{qs} \\ \omega_{sl} &= \frac{L_s i_{qs}}{T_r (\Psi_s^* - \sigma L_s i_{ds})} \\ i_{qs} &= \frac{2T_e^*}{3p\Psi_s^*} \end{aligned} \quad (\text{B-3})$$

Après arrangement du système (B-3), nous obtenons:

$$i_{ds}^2 - \frac{\sigma+1}{\sigma L_s} \Psi_s^* i_{ds} + i_{qs}^2 + \frac{\Psi_s^2}{\sigma L_s^2} = 0 \quad (\text{B-4})$$

$$\text{soit: } i_{ds} = \frac{\frac{1+\sigma}{\sigma L_s} \Psi_s^* - \sqrt{\frac{(1-\sigma)^2}{\sigma L_s} (\Psi_s^*)^2 - (2i_{qs})^2}}{2} \quad (\text{B-5})$$

$$|i_{qs}| \leq \min \left(2T_{e(\max)} \frac{1}{3p\Psi_s^*}, \frac{1-\sigma}{2\sigma L_s} \Psi_s^* \right) \quad (\text{B-6})$$

et:

$$\frac{\Psi_s^*}{L_s} \leq i_{ds} \leq \frac{1+\sigma}{2\sigma L_s} \Psi_s^* \quad (\text{B-7})$$

$$\text{Si: } \frac{2T_{e(\max)}}{3p\Psi_s^*} < \frac{1-\sigma}{2\sigma L_s} \Psi_s^* \quad (\text{B-8})$$

Nous obtenons:

$$\frac{\Psi_s^*}{L_s} \leq i_{ds} \leq \frac{\frac{1+\sigma}{\sigma L_s} \Psi_s^* - \sqrt{\frac{(1-\sigma)^2}{\sigma L_s} (\Psi_s^*)^2 - \left(\frac{2T_{e(\max)}}{3p\Psi_s^*} \cdot 2 \right)^2}}{2} \quad (\text{B-9})$$

D'après (B-3), nous avons:

$$|\omega_{sl}| = \frac{1}{T_r} \sqrt{\frac{1}{\sigma} \left\{ \frac{(1-\sigma)L_s}{\Psi_g^*} - 1 \right\} - \sigma L_s} \quad (\text{B-10})$$

soit:

$$|\omega_{sl}| \leq \frac{1}{\sigma T_r} \quad (\text{B-11})$$

b2: CAS DE L'ORIENTATION DU FLUX D'ENTREFER (Ψ_g)

Modèle en courant

$$M \left(k \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} \right) = T_r \frac{d\Psi_g^*}{dt} + \Psi_g^* + Mk\omega_{sl}i_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{M \left(\frac{kdi_{qs}}{dt} + i_{qs} \right)}{T_r \left(\Psi_g^* - \frac{Mk}{T_r} i_{ds} \right)} \quad (\text{B-12})$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3p} \frac{T_e^*}{\Psi_g^*}, \quad k = T_r - \frac{M}{R_r}$$

En régime permanent, nous avons:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = 0, \quad \frac{di_{qs}}{dt} = 0, \quad \frac{d\Psi_g^*}{dt} = 0 \quad (\text{B-13})$$

d'où le système d'équations (B-12) devient:

$$Mi_{ds} = \Psi_g^* + Mk\omega_{sl}i_{qs}$$

$$\omega_{sl} = \frac{Mi_{qs}}{T_r \left(\Psi_g^* - \frac{Mk}{T_r} i_{ds} \right)} \quad (\text{B-14})$$

$$i_{qs} = \frac{2}{3p} \frac{T_e^*}{\Psi_g^*}$$

Après arrangement du système d'équations (B-14), nous obtenons:

$$i_{ds}^2 - \frac{k + T_r}{Mk} \Psi_g^* i_{ds} + i_{qs}^2 + \frac{T_r}{M^2 k} \Psi_g^{*2} = 0 \quad (\text{B-15})$$

soit:

$$i_{ds} = \frac{\frac{T_r + k}{Mk} \Psi_g^* - \sqrt{\left(\frac{T_r - k}{Mk} \Psi_g^* \right)^2 - (2i_{qs})^2}}{2} \quad (\text{B-16})$$

Nous avons donc:

$$|i_{qs}| \leq \min \left[\frac{(2T_{e(\max)}^*)}{3p\Psi_g^*}, \frac{T_r - k}{2Mk} \Psi_g^* \right] \quad (\text{B-17})$$

et:

$$\frac{\Psi_g^*}{M} \leq i_{ds} \leq \frac{T_r + k}{2Mk} \Psi_g^* \quad (\text{B-18})$$

Si:

$$\frac{2T_{e(\max)}^*}{3p\Psi_g^*} < \frac{T_r - k}{2Mk} \Psi_r^* \quad (\text{B-19})$$

Nous obtenons:

$$\frac{\Psi_g^*}{M} \leq i_{ds} \leq \frac{\frac{T_r + k}{Mk} \Psi_r^* - \sqrt{\left(\frac{T_r - k}{Mk} \Psi_r^*\right)^2 - \left(\frac{2T_{e(\max)}^*}{3p\Psi_g^*} \cdot 2\right)^2}}{2} \quad (\text{B-20})$$

D'après (B-14), nous avons:

$$|\omega_{sl}| = \sqrt{\frac{1}{kT_r} \left[\frac{(T_r - k)M}{T_r \Psi_r^*} - 1 \right]} \quad (\text{B-21})$$

soit:

$$|\omega_{sl}| \leq \frac{1}{k} \quad (\text{B-22})$$

b3: CAS DE L'ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (ψ_r)

Modèle en courant

$$\begin{aligned} Mi_{ds} &= T_r \frac{d\Psi_r^*}{dt} + \Psi_r^* \\ \omega_{sl} &= \frac{Mi_{qs}}{T_r \Psi_r^*} \\ i_{qs} &= \frac{2L_r}{3pM} \frac{T_e^*}{\Psi_r^*} \end{aligned} \quad (\text{B-23})$$

En régime permanent, nous avons:

$$\frac{d\Psi_r^*}{dt} = 0 \quad (\text{B-24})$$

D'après les relations (B-23) et (B-24), nous avons:

$$\begin{aligned} Mi_{ds} &= \Psi_r^* \\ \omega_{sl} &= \frac{Mi_{qs}}{T_r \Psi_r^*} \\ i_{qs} &= \frac{2L_r}{3pM} \frac{T_e^*}{\Psi_r^*} \end{aligned}$$

Nous obtenons donc:

$$\begin{aligned} 0 \leq i_{ds} &\leq \frac{\Psi_r^*}{M} \\ |i_{qs}| &\leq \frac{2L_r}{3pM} \frac{T_{e(\max)}^*}{\Psi_r^*} \\ |\omega_{sl}| &\leq \frac{2R_r}{3p} \frac{T_{e(\max)}^*}{\Psi_r^{*2}} \end{aligned} \quad (\text{B-25})$$

ANNEXE C: CALCUL DES REGULATEURS P-I

Pour le calcul des paramètres des différents régulateurs (P-I) mis en oeuvre dans la commande par orientation du flux, nous utilisons une méthode analytique.

c1: REGULATEUR DE VITESSE

Nous choisissons le modèle en courant donné par les équations (I-42) et (I-43) soit:

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \Psi_{dr} = M \cdot i_{ds} + T_r \cdot \omega_{sl} \cdot \Psi_{qr} \\ T_r \cdot \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \Psi_{qr} = M \cdot i_{qs} - T_r \cdot \omega_{sl} \cdot \Psi_{dr} \\ J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + F \cdot \Omega_r = T_e - T_L \\ T_e = \frac{pM}{2L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \Psi_{dr} - i_{ds} \cdot \Psi_{qr}) \end{cases} \quad (C-1)$$

Dans le cas du modèle de la machine asynchrone alimentée en courant (fig I-4), les courants (i_{ds} , i_{qs}) et le glissement de vitesse (ω_{sl}) sont considérés comme variables de commande. La composante directe du courant (i_{ds}) est maintenue constante (ce qui est vrai pour $|\Omega_r| \leq \Omega_{ro}$), alors que celle en quadrature (i_{qs}) est un signal en échelon.

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\Psi_r^*}{M} & (\text{constant}) \\ i_{qs}^* = u & (\text{échelon}) \\ \omega_{sl}^* = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^*}{\Psi_r^*} = \frac{M}{T_r \cdot \Psi_r^*} u & (\text{échelon}) \end{cases} \quad (C-2)$$

Après arrangement des systèmes d'équations (C-1) et (C-2) nous obtenons:

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \Psi_{dr} = \Psi_r^* + \frac{M}{\Psi_r^*} \cdot u \cdot \Psi_{qr} \\ T_r \cdot \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \Psi_{qr} = M \cdot u - \frac{M}{\Psi_r^*} \cdot u \cdot \Psi_{dr} \\ J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + F \cdot \Omega_r = T_e - T_L \\ T_e = \frac{3pM}{2L_r} \cdot (u \Psi_{dr} - \frac{\Psi_r^*}{M} \cdot \Psi_{qr}) \end{cases} \quad (C-3)$$

En combinant les deux premières équations de (C-3) (la dérivée de i_{qs} est nulle en régime permanent) et après arrangement on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r^2 \cdot \frac{d^2 \Psi_{qr}}{dt^2} + 2 \cdot T_r \cdot \frac{d \Psi_{dr}}{dt} + [1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2] \cdot \Psi_{dr} = [1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2] \Psi_r^* \\ T_r^2 \cdot \frac{d^2 \Psi_{qr}}{dt^2} + 2 \cdot T_r \cdot \frac{d \Psi_{qr}}{dt} + [1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2] \cdot \Psi_{qr} = 0 \\ J \cdot \frac{d \Omega_r}{dt} + F \cdot \Omega_r = T_e - T_L \\ T_e = \frac{3p \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot (u \cdot \Psi_{dr} - \frac{\Psi_r^*}{M} \cdot \Psi_{qr}) \\ \omega_{sl}^* = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{u}{\Psi_r^*} \end{array} \right. \quad (C-4)$$

soit:

$$\Omega_r(P) = \left[\frac{3 \cdot p \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot \frac{(1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2) \cdot \Psi_r^*}{T_r^2 P^2 + 2 \cdot T_r \cdot P + 1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2} \cdot u(P) - T_L(P) \right] \cdot \frac{1}{J \cdot P + F} \quad (C-5)$$

Le schéma-bloc correspondant est le suivant:

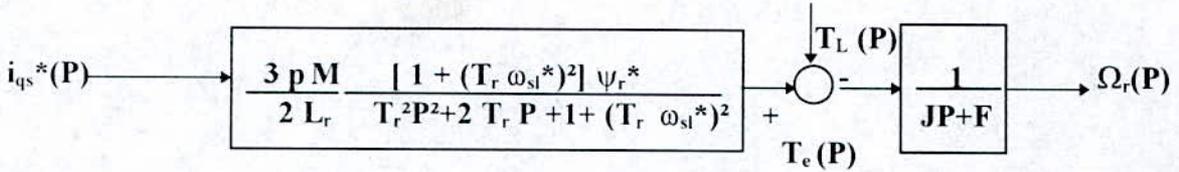


Fig.C1: Schéma-bloc du système à réguler

L'adjonction d'un régulateur P-I pour la régulation de la vitesse, transforme le schéma-bloc de la boucle ouverte comme suit et ce avec la relation:

$$i_{qs}^* = \frac{2 \cdot L_r}{3 \cdot p \cdot M} \cdot \frac{T_e^*}{\Psi_r^*} \quad (C-6)$$

Nous obtenons le schéma-bloc suivant:

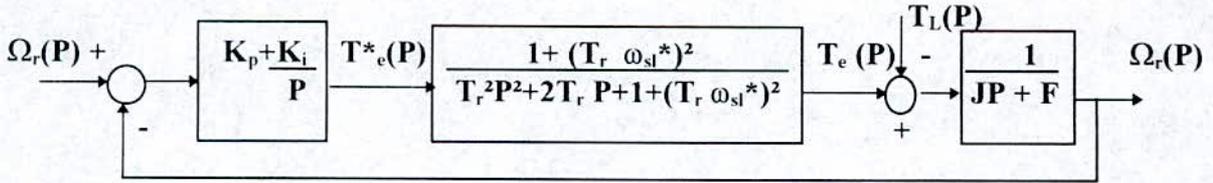


Fig.C2: Schéma-bloc de la régulation de la vitesse.

L'équation caractéristique du système ainsi obtenu est la suivante:

$$\Psi(P) = J \cdot T_r^2 \left[\begin{array}{l} P^4 + \left(\frac{F}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \cdot P^3 + \left(\frac{2 \cdot F}{J \cdot T_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^{*2} \right) P^2 + \frac{(F + K_p) \cdot [1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2]}{J \cdot T_r^2} \cdot P \\ + \frac{K_i}{J \cdot T_r^2} \cdot [1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2] \end{array} \right] \quad (C-7)$$

Pour que ce système ait une réponse optimale, il faut que la condition suivante soit réalisée:

$$\begin{cases} (F + K_p) \cdot \left[\frac{1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2}{J \cdot T_r^2} \right] = \left(\frac{F}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \cdot \omega_0^2 \\ \frac{K_i \cdot [1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2]}{J \cdot T_r^2} = \omega_0^4 \end{cases} \quad (C-8)$$

d'où:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{sl}^{*2} + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left[\frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}^*(\max)}{\Psi_r^*} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (C-9)$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont donnés par:

$$\begin{cases} K_p = \frac{2 \cdot J}{T_r} \\ K_i = J \cdot \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{qs}^*(\max)}{i_{ds}^*} \right)^2 \right] \end{cases} \quad (C-10)$$

-L'obtention des coefficient (K_p et K_i) se fait par approches successives. La méthode consiste à modifier les actions (P et I) et à observer, par simulation, les effets sur la vitesse (flux ou couple) estimée jusqu'à obtenir la réponse optimale. Les actions sont réglées dans l'ordre: coefficient de proportionnalité puis de coefficient intégral (k_i). Les performances à retenir: dépassement $\leq 5\%$ et un $T_r = 100$ fois la période d'échantillonnage ("T échelon").

-Dans notre cas le « K_p » calculé a été multiplié par quatre .

c2: REGULATEUR DE FLUX

La régulation du flux se fait par un régulateur de type P-I. Le schéma-bloc commun utilisé dans les fig.(II-26 , (II-39) et (II-41) est le suivant:

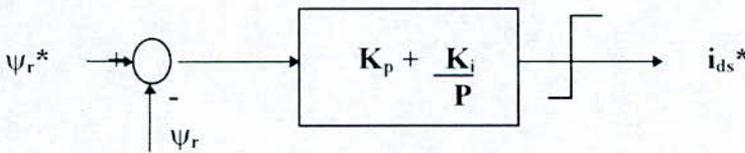


Fig.C3: Schéma-bloc pour la régulation de flux avec un régulateur P-I

Considérons la relation:

$$T_r \cdot \frac{d\Psi_r}{dt} + \Psi_r = M \cdot I_{ds}^* \quad (C-11)$$

nous obtenons le schéma-bloc suivant:

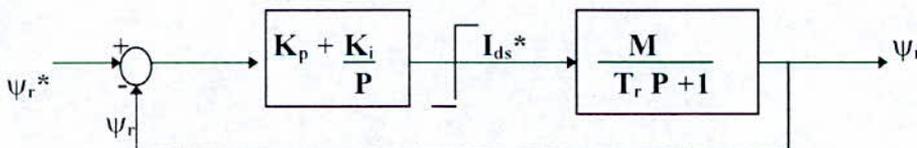


Fig.C4 : Schéma-bloc pour la régulation de flux avec un régulateur P-I en considérant la relation (C-11).

La fonction de transfert du système est la suivante:

$$\frac{\Psi_r(P)}{\Psi_r^*(P)} = \frac{\frac{MK_p}{T_r} P + \frac{MK_i}{T_r}}{P^2 + \left(\frac{MK_p + 1}{T_r}\right)P + \frac{MK_i}{T_r}} \quad (\text{C-12})$$

d'où l'équation caractéristique du système:

$$\theta(P) = P^2 + \left(\frac{1 + M \cdot K_p}{T_r}\right)P + \frac{M \cdot K_i}{T_r} \quad (\text{C-13})$$

Pour que ce système ait une réponse optimale nous devons avoir les relations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{1 + M \cdot K_p}{T_r} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = 1,4 \cdot \omega_0 \\ \frac{M \cdot K_i}{T_r} = \omega_0^2 \\ \omega_0 = \frac{1}{0,7 \cdot T_r} \end{cases} \quad (\text{C-14})$$

avec ω_0 pulsation de coupure du système.

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{M} \\ K_i = \frac{1}{(0,7)^2 \cdot T_r \cdot M} \end{cases} \quad (\text{C-15})$$

c3: REGULATEUR DE COUPLE

Dans les figures (II-39) et (II-41) nous avons le schéma-bloc commun suivant:

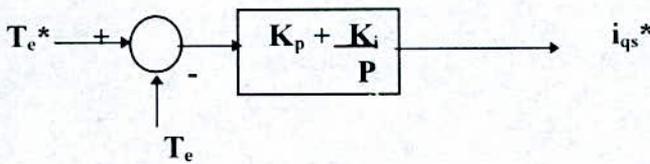


Fig.C5: Schéma-bloc pour la régulation de couple avec un régulateur P-I

Considérons la relation:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \Psi_r^* \cdot i_{qs}^* \quad (\text{C-16})$$

Nous obtenons un autre schéma-bloc:

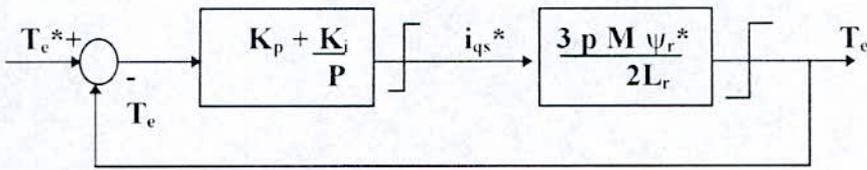


Fig.C6 : schéma-bloc pour la régulation de couple avec un régulateur P-I en considérant la relation (C-16).

La fonction de transfert du système est la suivante:

$$\frac{T_e(P)}{T_e^*(P)} = \frac{\frac{3 \cdot p \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot \Psi_r^* \cdot (K_p + \frac{K_i}{P})}{1 + \frac{3 \cdot p \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot \Psi_r^* \cdot (K_p + \frac{K_i}{P})} \quad (C-17)$$

l'équation caractéristique du système est donnée par la relation suivante:

$$\theta(P) = 1 + \frac{3 \cdot p \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot \Psi_r^* \cdot (K_p + \frac{K_i}{P}) \quad (C-18)$$

pour obtenir une réponse du couple très rapide, nous aurons:

$$K_p = \frac{2 \cdot L_r}{3 p \cdot M \cdot \Psi_r^*} \quad , \quad K_i = 100 \quad (C-19)$$

BIBLIOGRAPHIE

[1] **BARRET Philippe**

“Régimes transitoires des machines tournantes électriques”
Cours de l'école supérieure d'Electricité, Eyrolles, 1982.

[2] : **F.BLASCHKE.**

“The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines”.
Siemens review, vol 34, p 217-220 may 1972.

[3] : **CAPOLINO G.A. et FU YAYUAN**

“Commande des machines asynchrones par flux oriente: Principe , Methode et simulation”.
Journées SEE, Actionneurs Electriques, , pp. 4/1-17, Novembre 1989,Valence.

[4] : **CAPOLINO G.A. et NGUYEN PHUOC Y.T.**

“Microcontroller implementation for indirect orientation control of an induction motor”
MCED-I-EEE International Workshop on microcomputer control of electric drives,
pp.B2-1/B2-15, July 1989.

[5] : **CAPOLINO G.A., HENAO H., LEDUC D., NGUYEN PHUOC V.T.**

“Simulation of a field-oriented induction motor drive using ATP”
16th European EMTP Users Group Meeting May 29th,1989, Dubrovnik.

[6] : **WU ZHENG KANG, STRANGAS ELIAS G.**

“Feed -forward field orientation control of an induction motor using a PWM voltage source inverter and standardized single board computers”
IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol.35, N^o1, Feb. 1988 pp75-79.

[7] : **KUBO Kenji, WATANAB Massahiko, OHMAE Tsutomu, KAMIYAM Kenzo**

“A software-based speed regulator, for motor drives”
International Power Elec. Conf.Rec.Tokyo,1983, pp. 1500-1511.

[8] : **CAPOLINO G. A.**

“Non linear modeling and control of some classes of induction machines”
Colloque international du CNRS, Nantes 1988.

[9] : **S.K SUL.**

“A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance.” IEEE Aug/1989 p. 578-587.

[10] : **K.OHNISHI. Y.UEDA. K.MIYACHI.**

“Model reference adaptative system against rotor resistance variation in induction motor drive”. IEEE Aug/1986 p 217-223.

[11] : **A. B. PLUNKETT**

“A current controlled PWM Transistor Inverter Drive”
Conf. Rec. IEEE/IAS annu. Meet.,pp.785-792 oct.1979.

[12] : **A. B. PLUNKETT and D. L. PLETTE**

“Inverter- Induction motor Drive for Transit Cars”
IEEE Trans Ind. Appl. Vol. 1A-18, PP.26-37, 1977.

[13] : **B. k. BOSE**

“Power electronics and AC drives”.

Prentice-hall , Englewood Cliffs, New Jersey 07632. 1986

[14] : **Med OSAMA - KHALED SAKOURY - THOMAS A. LIPO.**

“Transient behavior coparaison of saturated induction machine models.”

IMACS - TCI' 93. Ecole polytechnique de montréal CANADA.

[15] : **PAUL C. KRAUSE**

“Analysis of electronic machinery”. Mc Graw-Hill book compagny 1987. Singapore.

[16] : **JALASSI KHALED**

“ Positionnement d'une MAS par la méthode du flux orienté”.

Thèse de doctorat INPT 1991. France

[17] **G. FIGALI , M. LA CAVA and L.THOMASI**

“An optimal feedback control bilinear model of induction motor drives” Int. J. Control, Vol.39, N° 5 , 1984.

[18] **EDWARD Y. Y. HO and PARESCHIC**

“Decoupling control of induction motor drives”. IEEE Transactions on industrial electronics. Vol.35, N° 2, May 1988

[19] : **YOUNG-DONG-LI**

“Etude comparative des lois de commande des MAS alimentées par onduleur de tension MLI : Réalisation d'une commande numérique de positionnement”.

Thèse de doctorat a l'INPT 1987 France.

[20] : **BOUMEDIENNE A.**

“Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la machine Synchrone autopilote alimentée en tension”.

Thèse de magister ENPA 1994.

[21] : **YAYUAN FU**

“Commandes découplées et adaptatives de machines asynchrones 3 ~”.

Thèse de doctorat mars 1991 - Université de Montpellier II. France.

[22] : **M. O. MAHMOUDI, B. HEMICI, S. REHAHLA**

“Commande Adaptative d'une machine asynchrone alimentée en courant”.

COMAEI'96, Tlemcen ALGERIE

[23] : **P. ROBERJOT J. LOUBIGNAC**

“Electrotechnique Appliquee (tome 1)” Editeur Dunod Paris 1968.

[24] : **G. LACROUX**

“Les actionneurs electriques pour la robotique et les asservissements” Edition Technique et Documentation 11, Rue Lavoisier 1985.

[25] : **P. DE LARMINAT ET Y. THOMAS**

“Automatique des systèmes linéaires” Tome 3- Commande. Editions flammariion sciences 20, rue de vaugirard-Paris-6° 1977.

- [26] : **J. O. OJO, ALFIO CONSOLI AND THOMAS A. LIPO**
"An improved model of saturated machines". IEEE (Vol. 26 No 02 March-April 1990)
- [27] : **ROBERT D. LORENZ AND DONALD W.**
"Saturation effects in field oriented induction machines".
IEEE (Vol. 26 No 02 March-April 1990).
- [28] : **H. BUHLER**
"Electronique de réglage et de commande". Edition Georgi 1979.
- [29] : **SHANKAR SASTRY**
"Adaptative control stability, convergence and robustness".
Prentice - Hall - International, Inc.
- [30] : **L. BARAZANE**
"Commande vectorielle d'un MAS alimenté en courant". Thèse magister 1994 (ENPA).
- [31] : **ZAOUI A. - AIT RAHMOUNE H. - CHIBANI R.**
"Commande numérique par flux orienté d'une MAS alimentée en courant".
Projet de fin d'études ingénieur ENITA 1993.
- [32] : **W. LEONHARD.**
"Control in power electronics and electrical drives".
Proceeding of the second IFAC Symposium, Düsseldorf RFA oct. 1977.
- [33] : **J. G GARCES**
"Parameter adaptation for the Speed Controlled Static AC drive with squirrel cage induction motor". IEEE-IAS Vol. IA-16, pp.173-178. March/April 1980.
- [34] : **H. SUGIMOTO and S. TAMAI**
"Secondary resistance identification motor : Applied model reference adaptative System and its characteristics". IEEE Transaction on Ind. Appl. Vol.IA-23, N°2 March/April 1987.
- [35] : **CC. EHAN, SENIOR Member, IEEE and HUAQIAN WNG**
"An effective methode for rotor resistance identification for high performance induction motor vector control". IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.37 N° 6 Dec.1990.