

5/197
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

المكتبة - BIBLIOTHEQUE

المعهد الوطني للتكنولوجيا
Ecole Nationale Polytechnique

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DER DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
En vue de l'Obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

SUJET

**CARACTERISATION DE LA
MACHINE SYNCHROME SATUREE
ALIMENTEE PAR UN
CONVERTISSEUR STATIQUE**

Présenté par:

- Mr : BELKACEM Djamel
- Mr : BOUKEZZI Larbi

Proposé et dirigé par:

Dr O. TOUHAMI

PROMOTION 97

E.N.P 10, Avenue Hassen Badi -EL-HARRACH-
ALGER



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

المكتبة - المكتبة
BIBLIOTHEQUE

المعهد الوطني للدراسات والبحوث
Ecole Nationale Polytechnique

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DER DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
En vue de l'Obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

SUJET

**CARACTERISATION DE LA
MACHINE SYNCHROME SATUREE
ALIMENTEE PAR UN
CONVERTISSEUR STATIQUE**

Présenté par:

- Mr : BELKACEM Djamel
- Mr : BOUKEZZI Larbi

Proposé et dirigé par:

Dr O. TOUHAMI

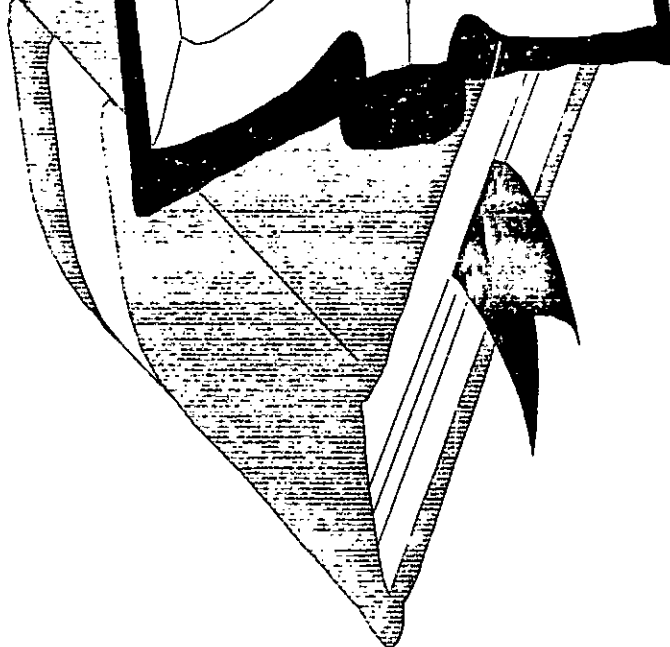
PROMOTION 97

E.N.P 10, Avenue Hassen Badi -EL-HARRACH-
ALGER

La culture est
l'élément
nourricier, le sang
d'une civilisation,
le sang où les
idées techniques
des cadres et les
idées pratiques du
peuple ont
néanmoins un
fond commun,
fait de
dispositions
d'idées, de
tendances
identiques
M.Bennabi

Quelles que soient
les découvertes du
futur, qu'elle ne
pourront jamais se
passer de
l'expérience, de
la connaissance, et
de l'audace des
hommes

Léonard de
VINCI



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿ الإهداء ﴾

إلى التي أحيانا من أجل أن أردّ ولو جزءاً يسيراً من جمائلها . .

إلى الإنسانية العظيمة . . . والدتي الكريمة .

إلى مصدر القوة في نفسي . . . والدي العزيز .

إلى كل إخوتي وأخواتي .

إلى كل رفقاء الدّرب . . وخاصة :

فاروق، خالد، م. رضا

إلى كل هؤلاء . . . أهدى هذا العمل المتواضع .

ب. العربي



﴿إهداء﴾

إلى الشمعة التي تحترق لنضوي لي الطريق إلى أمي،

إلى أمي،

إلى أمي العزيزة.

إلى أبي الكريم.

إلى جدتي الخالدة في ذاكرتي

إلى إخوتي: السبتي، صالح، يحيى

إلى اصدقائي: كمال، محمد، إلياس

إلى كل اصدقائي

إليكم جميعا أهدي ثمرة جهدي

ب. جمال

Remerciements



Ce travail a été effectué au département de génie électrique et informatique de l'Ecole National Polytechnique d'Alger.

Il nous est très difficile d'exprimer en quelques mots tout ce que nous devons à Mr. O. TOUHAMI, professeur à l'Ecole National Polytechnique d'Alger. Qu'il soit remercié pour avoir dirigé notre travail durant toute l'année, et pour ses encouragements, conseils et suggestions très appréciés.

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements vont également à tous nos amis spécialement à B. Rachid, B. Saïd, A. Telemçeni, A. Chouchou, B. Barkaoui, M. Boustoua et T. Abde Elmadjid pour leur aide morale et matériel, mais surtout pour leur gentillesse.

Que tous les étudiants de la spécialité électrotechnique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

NOMENCLATURE

- $V_{a, b, c}$: Valeur instantanée de la tension statorique par phase.
 V_f : Tension continue de l'excitation.
 $V_{d, q}$: Composante de la tension statorique par phase
 $I_{a, b, c}$: Valeur instantanée des courants par phase au niveau des enroulements statoriques
 $I_{d, q}$: Composante du courants statoriques suivant les axes d,q.
 I_f : Courant dans l'enroulement d'excitation.
 $I_{kd, kq}$: Courant dans le circuit d'amortisseur suivant les deux axes.
 $R_{a, b, c}$: Résistance d'une phase statorique.
 $R_{kd, kq}$: Résistance d'enroulement kd, kq.
 R_f : Résistance de l'enroulement d'excitation.
 $\phi_{a, b, c}$: Valeur instantanée du flux statorique par phase.
 $\phi_{d, q}$: Composante du flux statorique suivant l'axe d, q.
 ϕ_f : Flux dans le circuit d'excitation.
 $\phi_{kd, kq}$: Flux dans le circuit d'amortisseur suivant l'axe d, q.
 $\lambda_{d, q}$: Flux principale commun sur l'axe d,q.
 $\ell_{sd, sq}$: Inductance de fuite d'enroulement sd, sq.
 $\ell_{kd, kq}$: Inductance de fuite d'enroulement kd,kq.
 ℓ_f : Inductance de fuite d'enroulement d'excitation.
 $L_{md, mq}$: Inductance de magnétisation sur l'axe d,q état non saturé.
 $L_{1md, 1mq}$: Inductance de magnétisation sur l'axe d,q état saturé.
 $L'_{1md, 1mq}$: Inductance de magnétisation dynamique sur l'axe d,q.
 $K_{d, q}$: Facteur de saturation statique suivant l'axe d,q.
 $K'_{d, q}$: Facteur de saturation dynamique suivant l'axe d, q.
 θ : Position angulaire rotor/stator.
 ω : Vitesse angulaire.
 p : Nombre de paires de pôles.
 δ : Angle interne.
 $\phi(t)$: Matrice de transition d'état.
 T_e : Période d'échantillonnage.

- K : Vecteur de contre réaction d'état.
- K_v : Coefficient d'intervention de la perturbation.
- K_w : Coefficient d'intervention de la consigne.
- $P = d/dt$.
- MSA : Machine synchrone autopiloté.



SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone au régime saturé

Introduction.....	3
I.1 Hypothèses générales.....	3
I.2 Equations électriques et magnétiques de la machines.....	3
I.3 Méthodes de résolutions.....	5
I.4 Application de la transformée de PARK à la machine synchrone au régime saturé.....	6
I.4.1 Equations des tensions dans le référentiel de PARK.....	6
I.4.2 Représentation schématique d'équations des flux.....	8
I.4.3 Définition des inductances statiques et dynamiques.....	9
I.4.3.a Inductances statiques.....	9
I.4.3.b Inductances dynamiques.....	9
I.5 Introduction des facteurs de saturations.....	10
I.6 Equations des flux d'une machine synchrone saturée.....	11
I.7 Equations des tensions.....	12
Conclusion.....	14

Chapitre II : La mise sous forme d'équations d'état de la MSA

Introduction.....	15
II.1 Description de la machine synchrone autopilotée.....	15
II.2 Les équations d'état du système.....	16
II.2.a Equations électriques.....	16
II.2.b Equation mécanique.....	17
Interprétation des résultats de simulation.....	19

Chapitre III : Etude de l'association onduleur MLI-MSA

Introduction.....	23
III.1 Schéma de principe.....	23
III.2 Modélisation du redresseur.....	24
III.3 Modélisation du filtre.....	25
III.4 Modélisation de l'onduleur.....	26
III.5 Principe de la technique triangulo-sinusoidale.....	26
III.6 Simulation et interprétation.....	30

Chapitre IV : Réglage d'état échantillonné de la MSA

Introduction.....	34
IV.1 Equations d'état échantillonnées.....	34
IV.2 Structure générale du réglage d'état.....	35
IV.3 Equations de système global.....	36
IV.4 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état.....	37
IV.5 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de	

la perturbation.....	38
IV.6 Représentation d'état de la MSA.....	39
IV.6.1 Représentation d'état linéaire continue de la MSA.....	39
IV.6.2 Représentation d'état échantillonnée de la MSA.....	40
IV.6.2.a Choix de la période d'échantillonnage.....	40
IV.7 Réglage d'état échantillonné de la vitesse de la MSA.....	42
IV.7.1 Structure de réglage.....	42
IV.7.2 Choix des pôles en boucle fermée.....	43
IV.7.3 Synthèse du vecteur de la contre-réaction d'état.....	44
IV.7.4 Détermination des coefficients de réglage.....	44
IV.8 Dispositif anti-windup.....	47
IV.9 Simulations et interprétations.....	48
Conclusion.....	49

Chapitre V : Influence de la saturation sur la commande

Introduction.....	53
V.1 Le modèle de la MSA saturée.....	53
V.2 Modèle en flux.....	54
V.3 Simulations et interprétations.....	59
Conclusion générale.....	71
Annexe	
Bibliographies	

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION:

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment, et grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, la présence du collecteur mécanique limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse, milieux explosifs etc. ...).

Face à ces limitations, les études sont orientées vers les machines synchrones autopilotées. En effet l'autopilotage de la machine synchrone conduit en un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu. Le collecteur mécanique de cette dernière est remplacé par un système statique[17] qu'on appelle « collecteur électronique » .

Dans la théorie de modélisation des machines synchrones, on a souvent recourt à des hypothèses simplificatrices, telle que l'absence de la saturation magnétique, la répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer, l'oubli de l'effet pelliculaire et des effets thermiques ... etc. Bien que ces hypothèses permettent de simuler le comportement général tant en régime transitoire qu'en régime permanent, elle conduisent à des effets indésirables de point de vue commande de la machine.

Le dimensionnement des machines est tel que lors du fonctionnement nominal, les tôles ferromagnétiques qui les constituent sont bien souvent saturées. Les relations liant les flux aux courants ne sont donc plus linéaires, et les paramètres intervenants dans le modèle de la machine deviennent variables avec le niveau de saturation.

L'objet de notre travail est l'étude de l'influence de la saturation sur la commande par retour d'état de la machine synchrone autopilotée alimentée avec un onduleur de tension commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone en régime saturé. L'application de la transformation de PARK simplifie énormément les équations régissant le fonctionnement de la machine synchrone.

La description de l'autopilotage de la machine synchrone et la mise sous forme d'équations d'état du système sont traitées dans le deuxième chapitre.

Dans le troisième chapitre nous présentons la modélisation et la simulation d'un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont la modulation est basée sur la technique triangulo-sinusoidale. Nous terminerons ce chapitre par la simulation de l'ensemble onduleur à MLI-Machine synchrone autopilotée.

Le quatrième chapitre est réservé à la représentation détaillée du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à la MSA.

Enfin, le dernier chapitre est consacré à l'étude de l'influence de la saturation sur la commande de la MSA, ainsi que la représentation des résultats obtenus par simulation.

CHAPITRE I

**MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRONES AU REGIME
SATURE**

Introduction:

L'objet de ce chapitre est la modélisation de la machine synchrone en régime saturé, et les précautions à prendre lors de l'utilisation de la transformation de PARK en régime saturé.

I.1 Hypothèses générales:

Dans le cas général d'étude des machines synchrones saturées, le système n'est pas linéaire, on ne peut donc pas lui appliquer le principe de superposition, par conséquent:

- Les flux ne sont pas proportionnels aux f.m.m qui les produisent.
- Il n'est pas possible de considérer un flux résultant comme la somme des flux produits séparément par plusieurs f.m.m.[2]

Les autres hypothèses classiques restent les mêmes c.à.d. on néglige:

- L'effet de peau qui augmente les résistances et diminue les inductances.
- Les couplages capacitifs entre enroulements.
- L'hystérésis et les courant de FOUCAULT.
- On admettra que l'ensemble des amortisseurs peut être représenté par deux enroulements en court-circuit sur eux-mêmes, l'un dit amortisseur d'axe direct dirigé selon l'axe (od), l'autre dit amortisseur d'axe en quadrature dirigé selon l'axe (oq).

Enfin, nous adopterons la convention moteur et la connexion étoilée des enroulements.

I.2 Equations électriques et magnétiques de la machine:

Les équations générales des tensions du moteur synchrone s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des six enroulements est la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux total qui le traverse .

Sous forme matricielle , ces équations peuvent s'écrire :

$$[V_s] = [R][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (1.1)$$

$$[V_s] = [V_a, V_b, V_c, V_f, 0, 0]^T \quad (1.2)$$

$$[R] = \text{diag} [R_a, R_b, R_c, R_f, R_{kd}, R_{kq}] \quad (1.3)$$

$$[I_s] = [I_a, I_b, I_c, I_f, I_{kd}, I_{kq}]^T \quad (1.4)$$

$$[\phi_s] = [\phi_a, \phi_b, \phi_c, \phi_f, \phi_{kd}, \phi_{kq}] \quad (1.5)$$

Ces matrices sont de l'ordre de (6×6) qui est un ordre élevé, ce qui présente beaucoup de difficultés lors de la résolution de ces équations. Donc on suppose par la suite que la machine ne possède pas d'enroulement amortisseurs. Cela permet de réduire le modèle en éliminant les deux dernières équations de la relation (1.1).

Les flux sont liés aux courants par la relation suivante:

$$[\phi] = [L][I] \quad (1.6)$$

avec:

$$[L] = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

Remarque:

Dans une machine synchrone tous les éléments de la matrice inductance [L] hormis les coefficients d'inductances propres et mutuelles relatifs au rotor, sont fonction de l'angle θ , De plus, pour une machine synchrone saturée tous ces coefficients sont fonction des courants[2].

L'équation (1.1) devienne en tenant compte de l'équation (1.6) :

$$[V] = [R][I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \left[\frac{d}{dt} [L] \right] [I] \quad (1.8)$$

cette équation montre que l'étude d'une machine saturée passe essentiellement par la connaissance de l'expression de la matrice [L].

Les expressions mathématiques des diverses inductances sont données par :
[1, 2, 3, 4].

Pour une machine synchrone dont la position angulaire est caractérisée par l'angle θ l'équation du mouvement s'écrit:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = C_{em} - C_r - c_f \frac{d\theta}{dt} \quad (1.9)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.10)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - c_f \omega \quad (1.11)$$

Pour une machine multipolaire on a :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left[C_{em} - C_r - c_f \frac{\omega}{P} \right] \quad (1.12)$$

avec :

P: le nombre de paires de pôles.

I.3 Méthodes de résolutions:

L'équation (1.1) peut être écrite aussi sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} [I] = -[L]^{-1} \left[[R] + \frac{d}{dt} [L] \right] [I] + [L]^{-1} [V] \quad (1.13)$$

Pour résoudre cette équation d'état, il faut avoir la connaissance de la matrice dérivée temporelle de $[L]$ et l'inverser. La réalisation de la première étape n'est pas du tout évidente ; en effet les expressions des inductances sont elles mêmes très complexes.

On peut conclure que la résolution analytique des équations de la machine synchrone saturée dans le cas général n'est pas facilement réalisable.

Cependant, si la géométrie de la machine est bien connue et si on peut avoir accès aux détails de dimensionnement ainsi que les matériaux de la machine, il reste un moyen de

traiter le problème dans le cas général, d'écrire les équation du champ magnétique à l'intérieur de la machine et d'utiliser des méthodes numériques pour les résoudre[2].

Dans notre étude on ne s'intéresse pas à cette méthode, mais plutôt on se base sur la caractérisation de la machine vu par ses bornes extérieures

II Application de la transformation de PARK à la machine synchrone au régime saturé:

La transformation de PARK permet, par un changement de référentiel de passer d'un système statorique à un système lié au rotor. Ce nouveau référentiel est composé de deux axes en quadrature l'axe (od), et l'axe (oq). Cette transformation est très commode pour l'étude la machine synchrone. Cependant l'utilisation de cette méthode en cas de saturation est délicate et nécessite quelques précautions.

La transformée de PARK est définie dans le cas des hypothèses suivantes:

- Répartition sinusoïdale des f.m.m le long de l'entrefer.
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer.

Si la première hypothèse ne présente pas de problème dans la mesure où la machine est construite pour y répondre, la deuxième est impossible à satisfaire car, due à la non proportionnalité des flux et des courants , les effets ne sont pas proportionnels aux causes. On ne peut pas donc satisfaire en toute rigueur la deuxième hypothèse[2].

Pour pouvoir appliquer la transformation de PARK il faut donc linéariser la courbe d'aimantation, et appliquer cette transformation autour du point de fonctionnement.

II.1 Equations des tensions dans le référentiel de PARK:

Dans le système d'équations (1.1) effectuons le changement de variables suivant:

$$[V_s] = [P(\theta)] [V_{cs}] \quad (1.14)$$

$$[I_s] = [P(\theta)] [I_{cs}] \quad (1.15)$$

avec :

$[V_s], [I_s]$ grandeurs statoriques .

$[V_{cs}], [I_{cs}]$ composantes relatives .

$[P(\theta)]$ la matrice de la transformation modifiée de PARK .

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

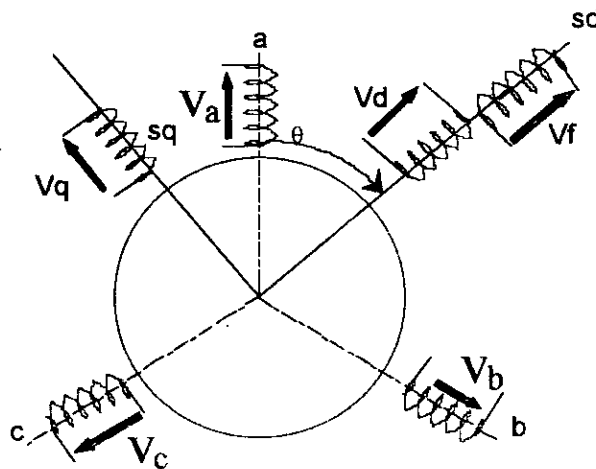
$$[i_{cs}] = [i_d, i_q, i_o] \quad (1.17)$$

$$[v_{cs}] = [v_d, v_q, v_o] \quad (1.18)$$

$$[i_s] = [i_a, i_b, i_c] \quad (1.19)$$

$$[v_s] = [v_a, v_b, v_c] \quad (1.20)$$

après ce changement de variable, la machine synchrone selon le modèle de PARK est représentée à la figure (1.1).



Figure(1.1) : machine synchrone dans le référentiel de PARK

II.2 Représentation schématique d'équations de flux:

La figure (1.2.a) schématise la disposition des enroulements dans l'axe direct. La signification des différents flux est la suivante :

λ_d : représente le flux principal commun couplé avec les enroulements selon l'axe (od).

$\phi_{sd}, \phi_{kd}, \phi_f$: correspondent aux flux de fuite des enroulements sd, kd et f.

$\phi_{sd, kd}, \phi_{kd, f}$: désignent le flux mutuel exclusif entre stator et l'amortisseur et le flux mutuel exclusif entre l'amortisseur et l'excitation. Le flux $\phi_{sd, f}$ qui correspond à un flux mutuel exclusif entre l'excitation et le stator peut toujours être supposé nul.

Le flux mutuel $\phi_{sd, kd}$ est pratiquement négligeable [2].

Dans l'axe transversal qui ne comporte que deux enroulements, le schéma des flux est illustré par la figure(1.2.b) dans laquelle :

λ_q : représente le flux principal commun couplé avec les enroulements selon l'axe (oq).

ϕ_{sq}, ϕ_{kq} : désignent le flux de fuite des enroulements sq et kq.

Pour simplifier encore le modèle à étudier, on suppose $\phi_{kd, f} = 0$, ce qui donne le schéma de la figure (1.3) relatif à la disposition des flux sur l'axe direct.

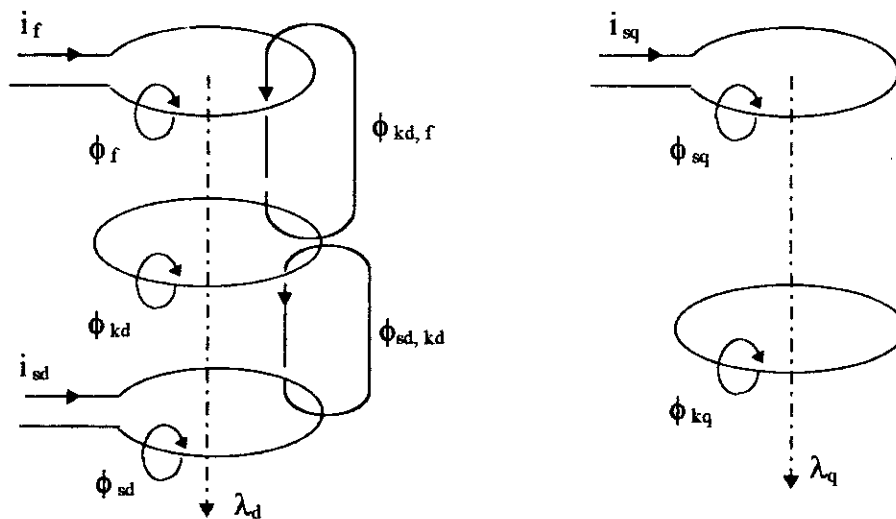


Figure (1.2.a) : Flux dans l'axe direct. Figure (1.2.b) : Flux dans l'axe transversal.

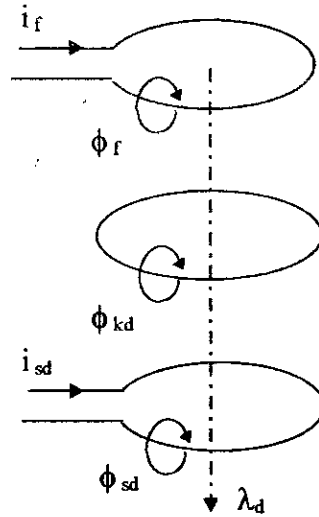


Figure (1.3) : Disposition simplifiée de flux dans l'axe direct.

En considérant ces représentations schématiques, et puisque la machine est supposé sans enroulement amortisseur, les équations des flux prennent la forme suivante.

$$\phi_{sd} = \ell_{sd} i_{sd} + \lambda_d \quad (1.21)$$

$$\phi_f = \ell_f i_f + \lambda_d \quad (1.22)$$

$$\phi_{sq} = \ell_{sq} i_{sq} + \lambda_q \quad (1.23)$$

ℓ_i : inductance de fuite liée à l'enroulement (i).

Le flux commun sur l'axe (od) est une fonction du courant sur l'axe direct, on peut écrire alors :

$$\lambda_d = f(I_{md}) \quad (1.24)$$

$$\lambda_q = f(I_{mq}) \quad (1.25)$$

avec:

$$\begin{cases} I_{md} = I_{sd} + I_f \\ I_{mq} = I_{sq} \end{cases} \quad (1.26)$$

Les flux λ_d et λ_q sont directement issus des caractéristiques d'aimantation de la machine.

La courbe d'aimantation sur l'axe direct est fournie par un essai à vide tandis que celle sur l'axe transversal nécessite selon les normes de la C.E.I [5], soit un essai à excitation négative soit un essai à faible glissement .

II.3 Définition des inductances statiques et dynamiques:

II.3-a Inductances statiques:

A chaque point de fonctionnement on peut toujours écrire que:

$$\lambda_d = L_{1md} \cdot I_{md} \quad (1.27)$$

$$\lambda_q = L_{1mq} \cdot I_{mq} \quad (1.28)$$

avec:

L_{1md} : inductance de magnétisation statique longitudinale.

L_{1mq} : inductance de magnétisation statique transversal.

Ces inductances varient suivant le point de fonctionnement de la machine. L'indice 1 indique que l'on se trouve sur les parties saturées des courbes d'aimantation.

II.3-b Inductances dynamiques:

On dérive les équations (1.8) on obtient:

$$\frac{d\phi_d}{dt} = \ell_{sd} \frac{di_d}{dt} + \frac{d\lambda_d}{dI_{md}} \frac{dI_{md}}{dt} \quad (1.29)$$

$$\frac{d\phi_q}{dt} = \ell_{sq} \frac{di_q}{dt} + \frac{d\lambda_q}{dI_{mq}} \frac{dI_{mq}}{dt} \quad (1.30)$$

Ces deux équations définissent deux nouvelles inductances:

$$L'_{1md} = \frac{d\lambda_d}{dI_{md}} \quad (1.31)$$

$$L'_{1mq} = \frac{d\lambda_q}{dI_{mq}} \quad (1.32)$$

L'_{1md} , L'_{1mq} sont appelées inductances de magnétisation dynamiques elles caractérisent les pentes des courbes d'aimantation.

Les inductances L_{md} , L_{1md} , L'_{1md} sont représentées à la figure (1.4).

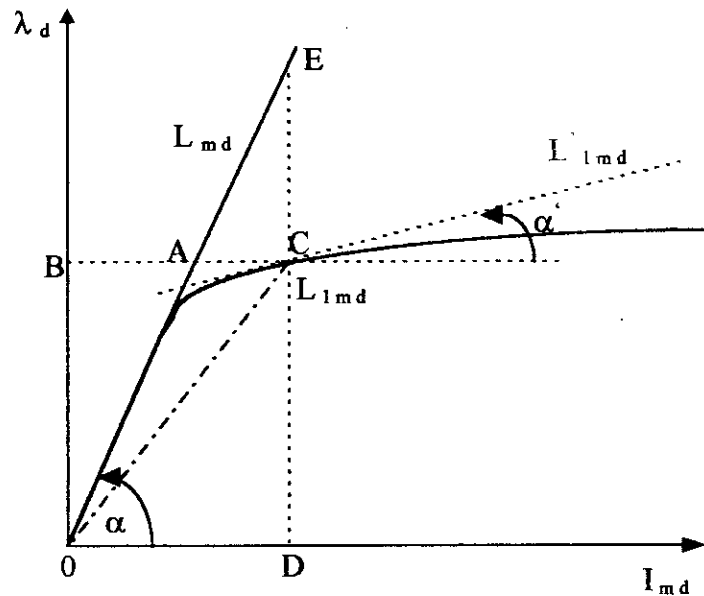


Figure (1.4): représentation graphique des inductances L_{md} , L_{1md} , L'_{1md} .

Les inductances de l'axe interpolaire sont représentées similairement en remplaçant l'indice d par l'indice q

II-4 Introduction des facteurs de saturation :

Pour introduire la saturation d'une manière pratique et simple dans les équations de la MSA, on définit deux sortes de facteurs de saturation pour les deux axes :

- Le facteur de saturation statique K_d , tel que :

$$K_d = \frac{DC}{DE} = \frac{BA}{BC} \quad (1.33)$$

donc on a :

$$L_{1md} = K_d L_{md} \quad (1.34)$$

$$L_{1mq} = K_q L_{mq} \quad (1.35)$$

- Le facteur de saturation dynamique K'_d , telque :

$$K'_d = \frac{\text{tg}(\alpha')}{\text{tg}(\alpha)} \quad (1.36)$$

et :

$$L'_{1md} = K'_d L_{md} \quad (1.37)$$

$$L'_{1mq} = K'_q L_{mq} \quad (1.38)$$

II-5 Equations des flux d'une machine synchrone saturée :

Les flux λ_d et λ_q sont donnés pour un point de fonctionnement qui se trouve dans la partie saturée

$$\lambda_d = K_d L_{md} I_{md} \quad (1.39)$$

$$\lambda_q = K_q L_{mq} I_{mq} \quad (1.40)$$

Pour un point de fonctionnement qui se trouve dans la partie non saturée on a :

$$K_d = K_q = K'_d = K'_q = 1.$$

Les équations des flux sont:

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_f \\ \phi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ell_{sd} + K_d L_{md} & K_d L_{md} & 0 \\ K_d L_{md} & \ell_f + K_d L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & \ell_{sq} + K_q L_{mq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_q \end{pmatrix} \quad (1.41)$$

Aussi par dérivation on obtient :

$$\begin{pmatrix} p\phi_d \\ p\phi_f \\ p\phi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ell_{sd} + K'_d L_{md} & K'_d L_{md} & 0 \\ K'_d L_{md} & \ell_f + K'_d L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & \ell_{sq} + K'_q L_{mq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} pi_d \\ pi_f \\ pi_q \end{pmatrix} \quad (1.42)$$

II-6 Equations des tensions :

Maintenant , que tous les flux ainsi que toutes les inductances sont connus , on peut facilement trouver les équations suivantes :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_f \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + \mathcal{L}_{1sd} P & L'_{1md} P & -\omega L_{1sq} \\ L'_{1md} P & R_f + L_{1f} P & 0 \\ \omega L_{1sd} & \omega L_{1md} & R_a + \mathcal{L}_{1sq} P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_q \end{pmatrix} \quad (1.43)$$

avec :

$$\begin{aligned} L_{1f} &= \ell_f + K'_d L_{md} \\ \mathcal{L}_{1sd} &= \ell_{sd} + K'_d L_{md} & , \quad \ell_{sd} = \ell_{sq} = \ell_a \\ \mathcal{L}_{1sq} &= \ell_{sq} + K'_q L_{mq} & , \quad L'_{1md} = K'_d L_{md} \\ L_{1sd} &= \ell_a + K'_d L_{md} \\ L_{1sq} &= \ell_a + K'_q L_{mq} \end{aligned}$$

Les facteurs de saturation K_d , K_q , K'_d , K'_q sont déterminés pratiquement .

Les variations de ces facteurs sont données en [4] .

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons essayé de répondre à une question importante qui est :
Comment peut-on introduire la saturation dans les équations de la machine synchrone ?

L'introduction du facteur de saturation est l'un des moyens qui permettent de modéliser la machine synchrone dans le régime saturé .

Ces résultats vont être exploités plus loin en vue de traiter l'influence de la saturation sur la commande de la machine synchrone autopilotée .



CHAPITRE III

**LA MISE SOUS FORME D'EQUATIONS
D'ETAT DE LA MSA**

Introduction :

Ce chapitre est consacré à la description de la machine synchrone autopilotée ainsi que la mise sous forme d'équations d'état du système à régler.

A la fin de ce chapitre nous donnons les résultats de simulation en boucle ouverte de la MSA.

Nous supposons par la suite que la machine est en régime linéaire, la prise en considération de la saturation est traitée au chapitre V.

II-1 Description de la machine synchrone autopilotée :

Le système à régler est une machine synchrone à pôles lisses dont les paramètres sont donnés à l'annexe.

Le moteur synchrone lorsqu'il est accroché au réseau à tension et à fréquence constante, peut développer un couple élevé et présente l'intérêt de pouvoir fonctionner à $\cos\phi=1$ ou même créer de la puissance réactive. Mais pour l'accrocher au réseau en partant d'une vitesse nulle, il faut soit prévoir un moteur auxiliaire soit le démarrer en asynchrone, en plus on ne peut le charger qu'après l'avoir accroché[8].

L'utilisation des onduleurs à MLI donne une meilleure solution à ce problème. La figure(2.1) donne le schéma de principe d'une machine synchrone autopilotée.

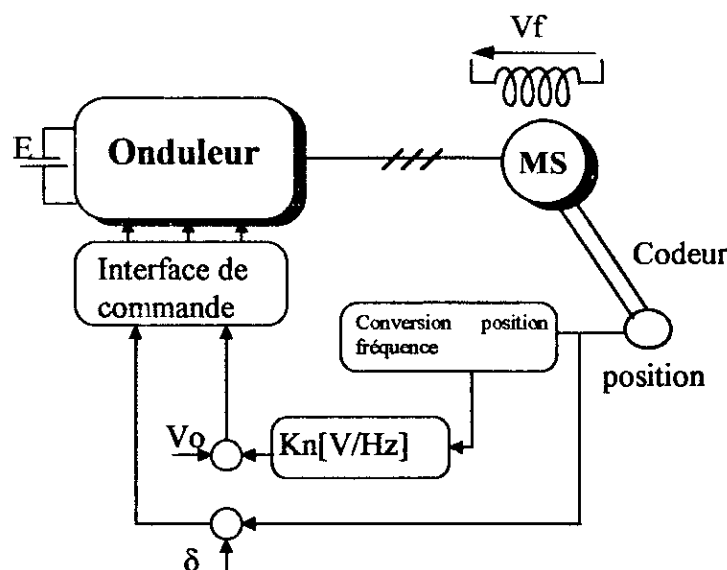


Figure (2.1) : Schéma de la MSA alimentée en tension.

L'information issue du capteur, une fois traitée, fournit les ordres d'aiguillages des impulsions vers les gâchettes des thyristors de l'onduleur. La fréquence des tensions alimentant la machine est asservie à la vitesse de rotation de la machine. On dit alors que la machine est autopilotée [9]. Cela conduit à dire que le moteur synchrone autopiloté est équivalent à un moteur à courant continu à excitation séparée. Cette solution écarte le problème de décrochage du moteur synchrone.

Lors de la commande en vitesse de la MSA les courants peuvent atteindre des valeurs inadmissibles, pour cela on doit utiliser la loi: $V/f = C^{te}$ qui permet de maintenir le flux presque constant et de contrôler d'une manière indirecte les courants [10].

II-2 Les équations d'état du système :

• Equations électriques

Comme on l'a mentionné précédemment le régime est supposé linéaire c.à.d :

$K_d = K_q = K'_d = K'_q = 1$. Et puisque la machine est à pôles lisses, l'ensemble des équations (1.43) devienne :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_f \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a + L_d P & MP & -\omega L_d \\ MP & R_f + L_f P & 0 \\ \omega L_d & \omega M & R_a + L_d P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

avec

$$L_d = \ell_s + L_{md} = \ell_a + L_{md} \quad (2.2)$$

$$L_q = L_d \quad (2.3)$$

$$M = L_{md} \quad (2.4)$$

d'où

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_f \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & -\omega L_d \\ 0 & R_f & 0 \\ \omega L_d & \omega M & R_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_d & M & 0 \\ M & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_f \\ \frac{d}{dt} i_q \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

ou sous forme matricielle :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt} [L][I] \quad (2.6)$$

Cela conduit à :

$$\frac{d}{dt} [I] = [L]^{-1} [[V] - [R][I]] \quad (2.7)$$

Après développement on trouve :

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d}{dt} I_f \\ \frac{d}{dt} I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_a}{L_d \sigma} & \frac{MR_f}{L_d L_f \sigma} & \frac{\omega}{\sigma} \\ \frac{MR_a}{L_d L_f \sigma} & -\frac{R_f}{L_f \sigma} & -\frac{\omega M}{L_f \sigma} \\ -\omega & -\frac{\omega M}{L_d} & -\frac{R_a}{L_d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_f \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d \sigma} & -\frac{M}{L_d L_f \sigma} & 0 \\ -\frac{M}{L_d L_f \sigma} & \frac{1}{L_f \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_f \\ V_q \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_d L_f} \quad (2.9)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = P(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (2.10)$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_f \\ \phi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & M & 0 \\ M & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_f \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

après la substitution des flux dans l'équation qui donne C_{em} on a :

$$C_{em} = P M i_f i_q \quad (2.12)$$

P : étant le nombre de paire de pôles.

- **Equation mécanique :**

L'équation mécanique est donné par:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(P M i_f i_q - c_f \frac{\omega}{P} - C_r \right) \quad (2.13)$$

Il reste à déterminer V_d , V_q , ces derniers sont tirés de la transformation de PARK.

En posant :

$$\theta = \omega t - \delta$$

telque :

δ : L'angle que fait l'axe polaire avec l'axe de la phase (A) à l'instant $t = 0$.

On suppose ici que les tensions qui alimentent la machine sont purement sinusoïdales

c.à.d :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_A = V_{ef} \sqrt{2} \sin \omega t \\ V_B = V_{ef} \sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_C = V_{ef} \sqrt{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Après l'application de la transformation de Park on trouve :

$$\begin{cases} V_d = +\sqrt{3}V_{ef} \sin \delta \\ V_q = -\sqrt{3}V_{ef} \cos \delta \end{cases} \quad (2.15)$$

Le système d'équations (2.8) peut s'écrire sous la forme d'équations d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.16)$$

A : Matrice d'évolution.

B : Matrice de commande.

X : Vecteur d'état.

U : Vecteur de commande.

L'angle de calage δ , présente la grandeur de commande du système (figure 2.1).

La loi $V/f = C^{te}$ peut s'écrire aussi :

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (2.17)$$

V_0 : Valeur initiale de la tension au démarrage ($V_0 = 20 \text{ V}$).

K_n : rapport V_n / f_n assurant $V/f = C^{te}$; $K_n = 2/\pi$.

Puisque la tension de l'excitation est constante le système est monovisible.

Interprétations des résultats de simulation :

Pour une charge nominale la vitesse de la machine synchrone tend vers sa valeur nominale (1500 tr/min) après un temps de réponse relativement long. D'autre part on remarque que lors du régime transitoire le couple électromagnétique prend des valeurs élevées qui tendent progressivement vers la valeur nominale.

Dans le cas ou un couple résistant ($C_n = 10\text{N.m}$) imposé dès le démarrage tout on gardant δ fixe ($\delta_n = 35^\circ$), la dynamique de réglage est assez lente.



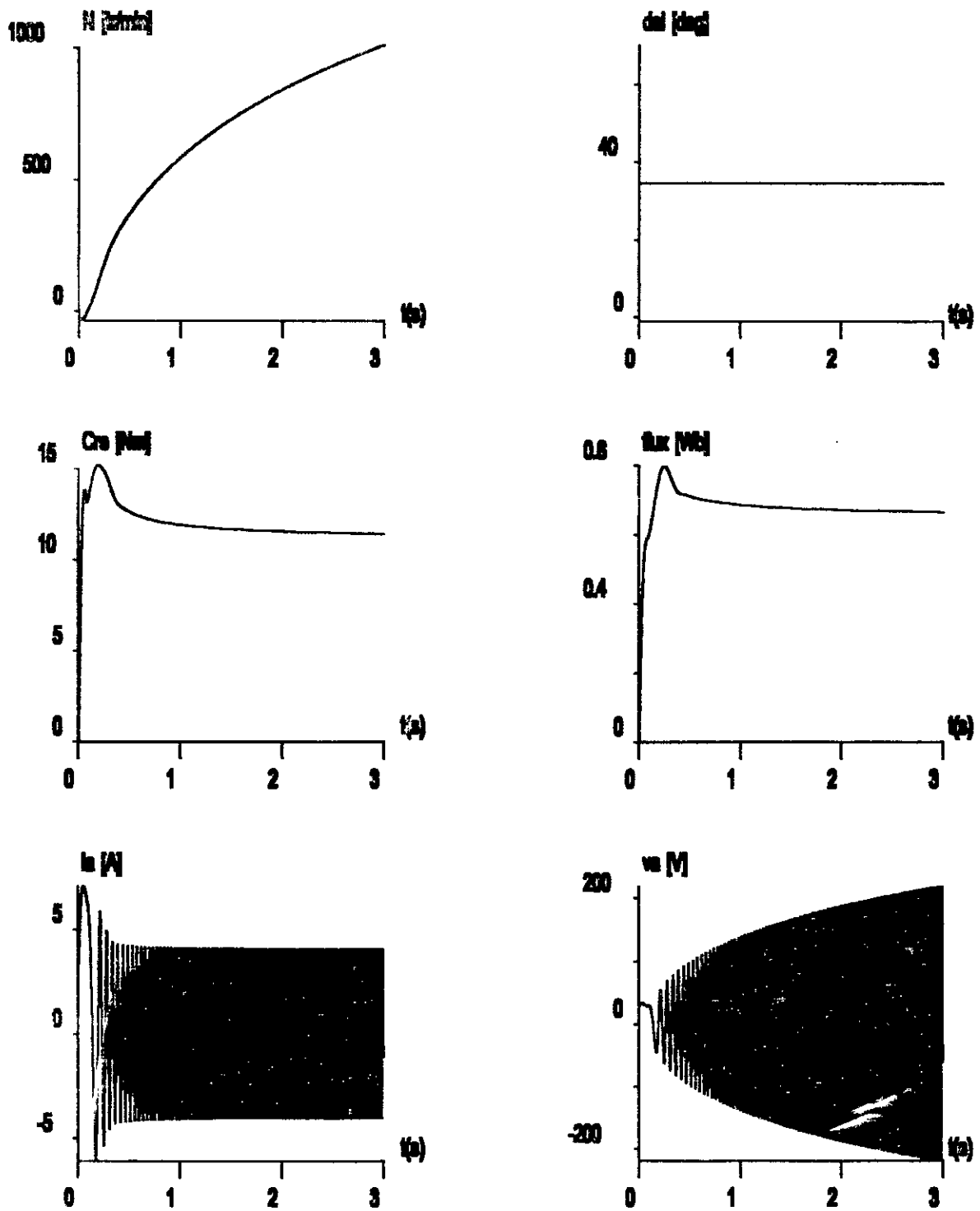


Figure (2.3) : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de démarrage en boucle ouverte ($C_r = 10$ Nm).

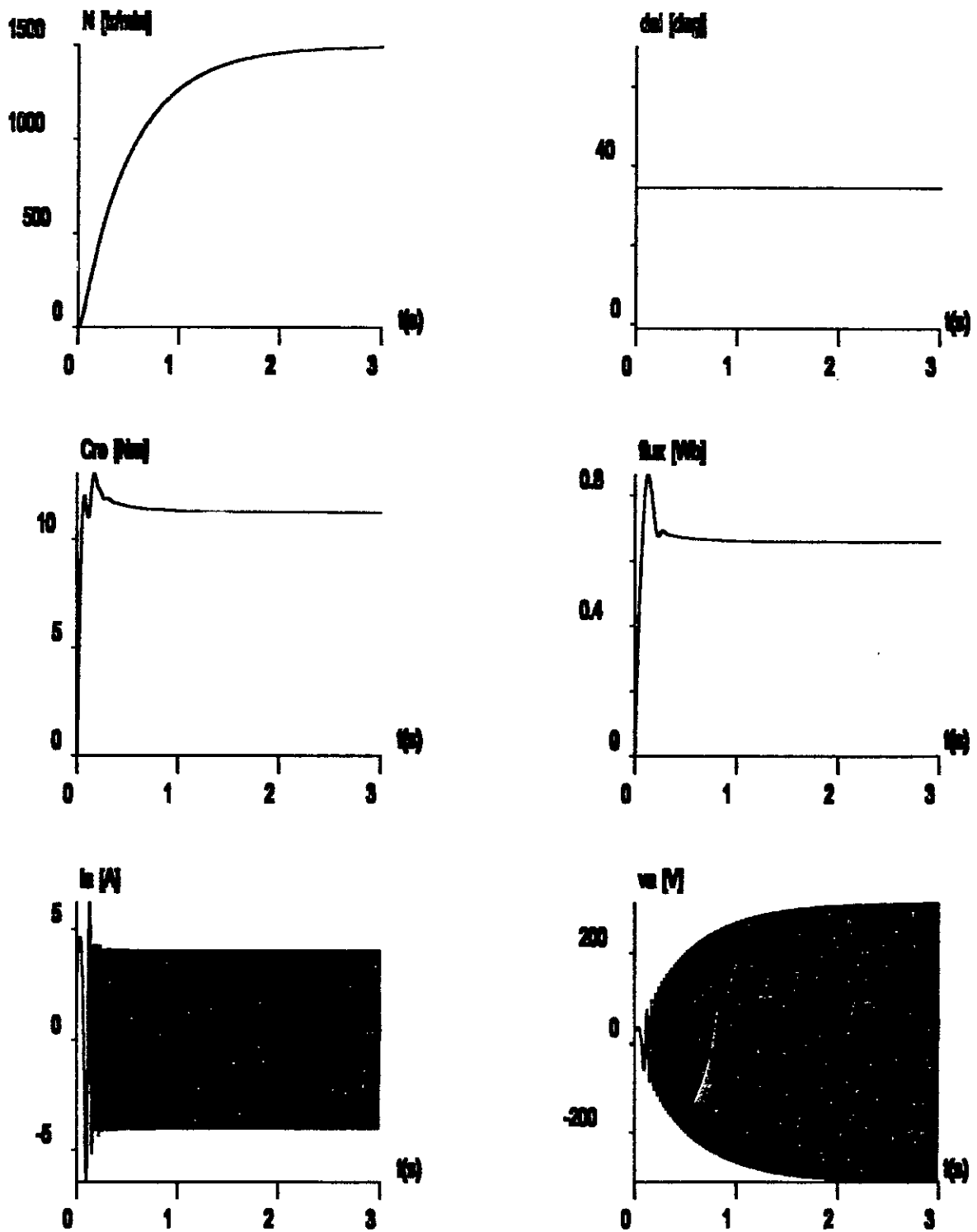


Figure (2.2) : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de démarrage en boucle ouverte ($C_r = C^{te} * N$).

CHAPITRE III

**ETUDE DE L'ASSOCIATION
MSA-ONDULEUR MLI**

Introduction:

Dans le chapitre précédent nous avons supposé que les tensions d'alimentation de la MSA sont parfaitement sinusoïdales. Mais en réalité ces tensions constituent la sortie d'un onduleur à MLI.

Dans ce chapitre nous présentons l'analyse de l'association onduleur - MSA.

III.1 Schéma de principe:

La figure (3.1) représente le schéma de principe de l'onduleur de tension alimentant le stator d'un moteur synchrone triphasé. L'alimentation de l'onduleur est obtenue par une source de tension continue.

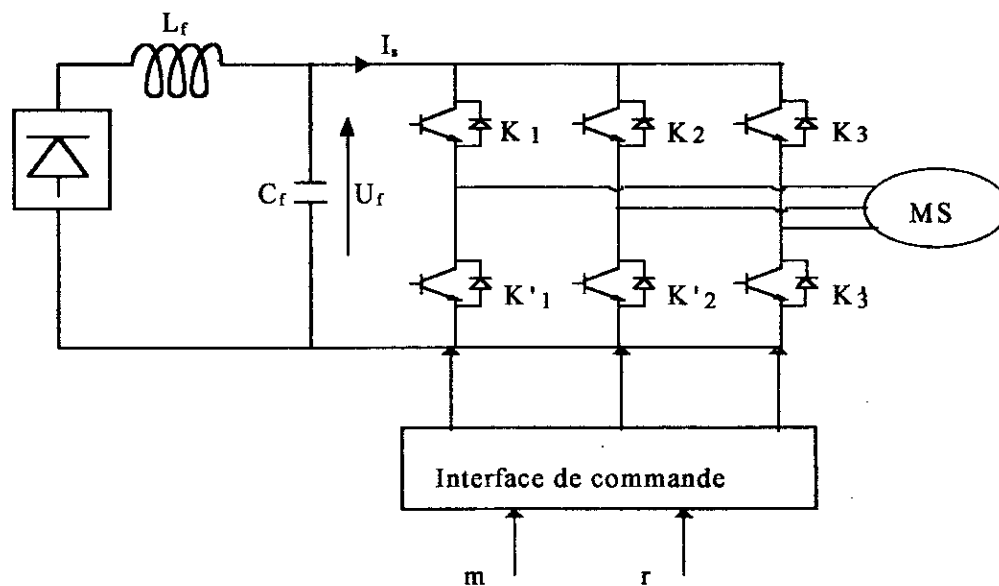


Figure (3.1) : Schéma de principe de l'association MSA onduleur MLI.

Les interrupteurs K_i sont des composants semi-conducteurs (thyristors, transistors...) shuntés en antiparallèle par des diodes.

III.2 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est schématisé par la figure (3.2):

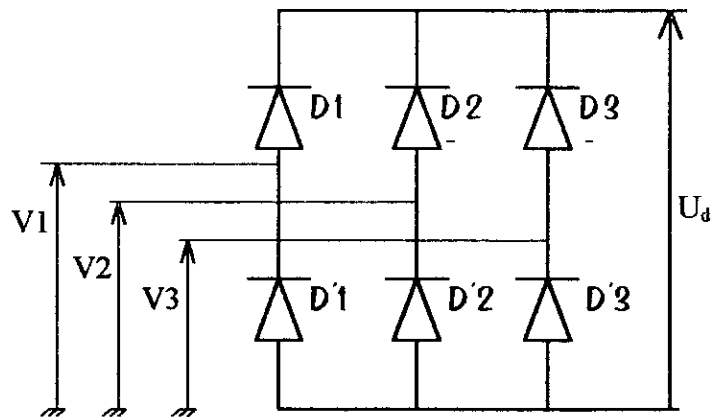


Figure (3.2): redresseur à diode.

D_i conduit si $V_i = \max (V_j), j = 1,2,3 \quad i = 1,2,3.$

D'_i conduit si $V_i = \min (V_i), j = 1,2,3 \quad i = 1,2,3.$

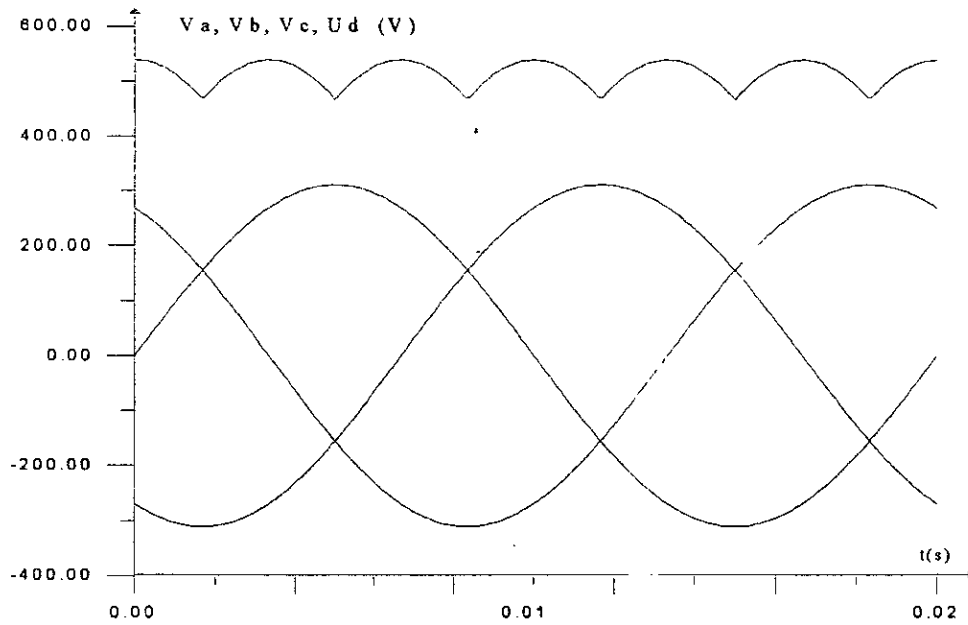
Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est:

$$U_d = V_i - V_k \quad (3.1)$$

où V_i , (respectivement) V_k est la tension appliquée à l'anode (respectivement à la cathode) de la diode D_i (respectivement D'_i) conductrice pendant cette séquence.

Par conséquent:

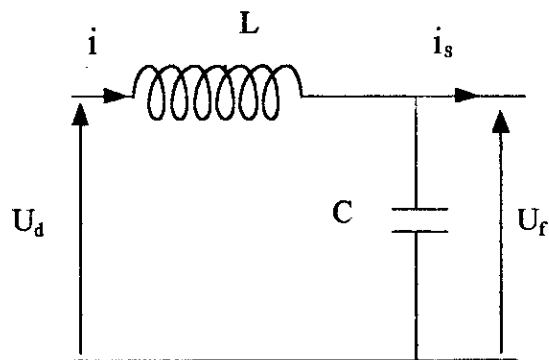
$$U_d = \text{Max} (V_j) - \text{Min} (V_j); \quad j = 1,2,3. \quad (3.2)$$



Figure(3.3): Tension à la sortie du redresseur.

III.3 Modélisation du filtre:

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe-bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences. Ce filtre est schématisé par la figure (3. 4).



Les équations du filtre sont :

Figure(3.4) : Filtre LC.

$$U_d = L \frac{di}{dt} + U_f \quad (3.3)$$

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C}(i - i_s) \quad (3.4)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LCP})^2} \quad (3.5)$$

c'est donc un filtre de 2^{ème} ordre dont la fréquence de coupure est:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre supérieur à deux, nous devons imposer le choix[11], ce qui nous amène à :

$$LC > 2.7710^{-6}$$

Nous choisissons:

$$LC=25$$

d'où :

$$L=100\text{mH}, C=250\mu\text{F}.$$

III.4 Modélisation de l'onduleur:

La commutation des composants électroniques est supposée instantanée (composants parfaits).

L'onduleur qui alimente la MSA est un onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, ce type d'onduleur présente un grand intérêt pour l'alimentation des machines à courant alternatif. En effet, en plus du réglage de la tension de sortie en amplitude et en fréquence, il permet aussi le rejet vers les fréquences élevées des harmoniques de la tension.

Afin d'améliorer les performances d'un onduleur, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsion MLI ont été développées[6], pour notre étude nous avons utilisé la technique triangulo-sinusoidale.

III.5 Principe de la technique triangulo-sinusoidale:

Le principe de cette technique consiste à comparer trois signaux de référence, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées, de fréquence " f " à un signal triangulaire commun d'amplitude fixe (mais réglable) et de fréquence " f' " nettement supérieur à " f ". On peut dire que cette technique est caractérisée par:

- L'indice de modulation " m ", égale au rapport f'/f .
- Le coefficient de réglage en tension " r ", égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête $U_f/2$ de l'onde de modulation.

$$r = \frac{V_m}{\frac{U_f}{2}} \quad (3.7)$$

$$m = \frac{f'}{f} \quad (3.8)$$

On peut démontrer que le fondamental de la tension de sortie entre la phase " a " et le point milieu fictif est une fonction linéaire du rapport " r ", [6].

La porteuse est décrite par les équations suivantes:

$$\text{pour } t < T_p/2 : \quad U_p = \frac{U_f}{2} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) \quad (3.9)$$

$$\text{pour } T_p/2 < t < T_p : \quad U_p = \frac{U_f}{2} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Les signaux de références sont donnés par:

$$e_j = V_m \sin \left(\omega t - 2(j-1)\pi/3 \right). \quad (3.11)$$

L'intersection des porteuses avec les ondes de référence donne les instants de commutation des interrupteurs.

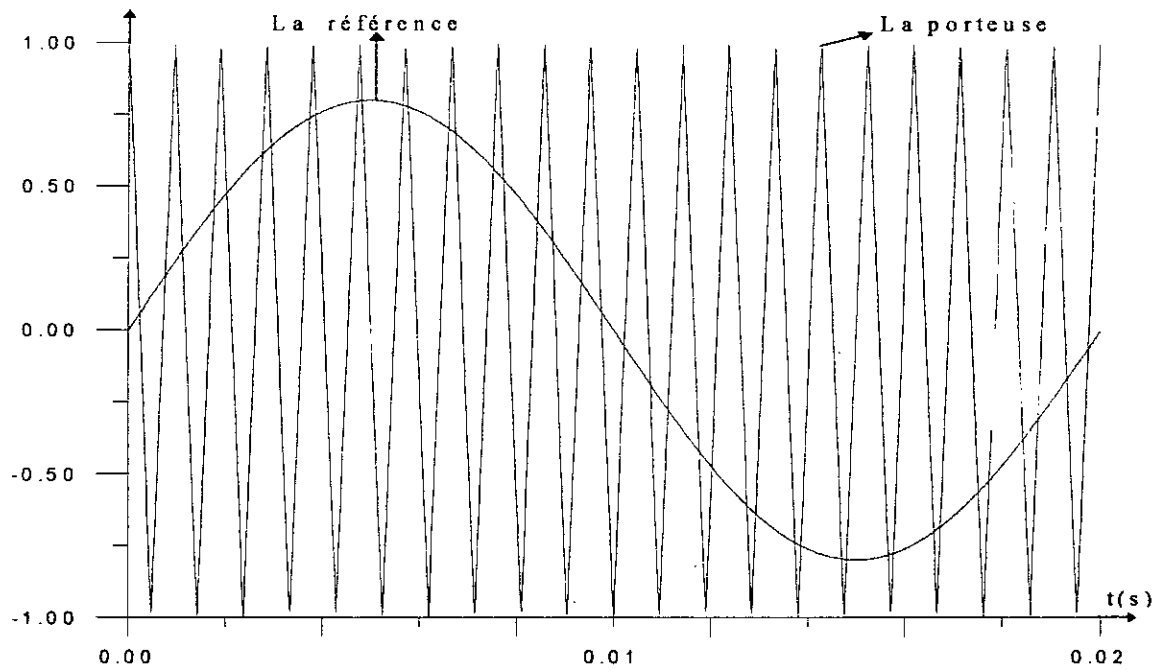
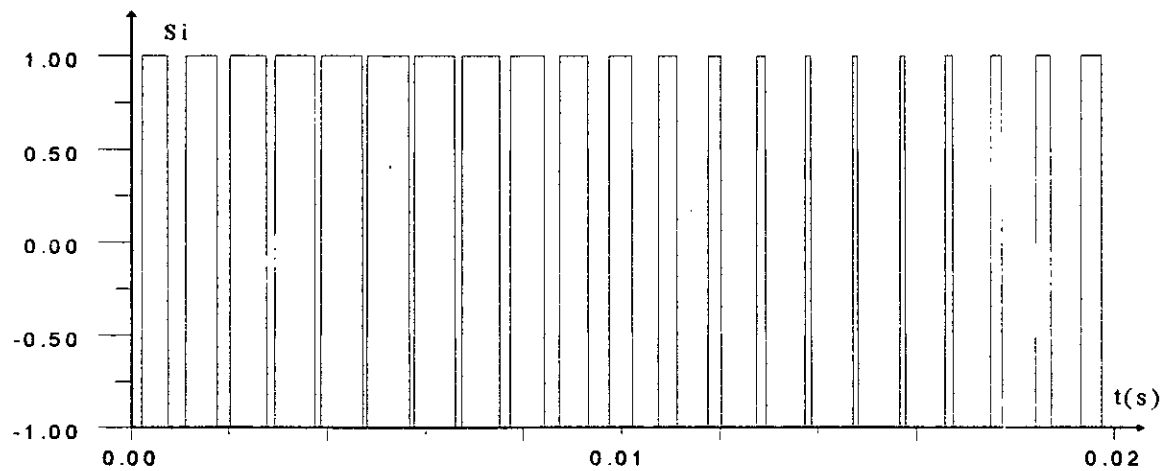


Figure (3.5): Principe de la technique triangulo-sinusoidale.



Figure(3.6) : La fonction S_i .

A chaque bras de l'onduleur, nous lui associons une fonction logique de connexion "S_j" telle que:

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{Si } K_j \text{ est fermé et } D_j \text{ ouverte} \\ -1 & \text{Si } D_j \text{ est fermée et } K_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad \text{Avec } j=1,2,3. \quad (3.12)$$

Les équations des tensions composées et simples sont données par:

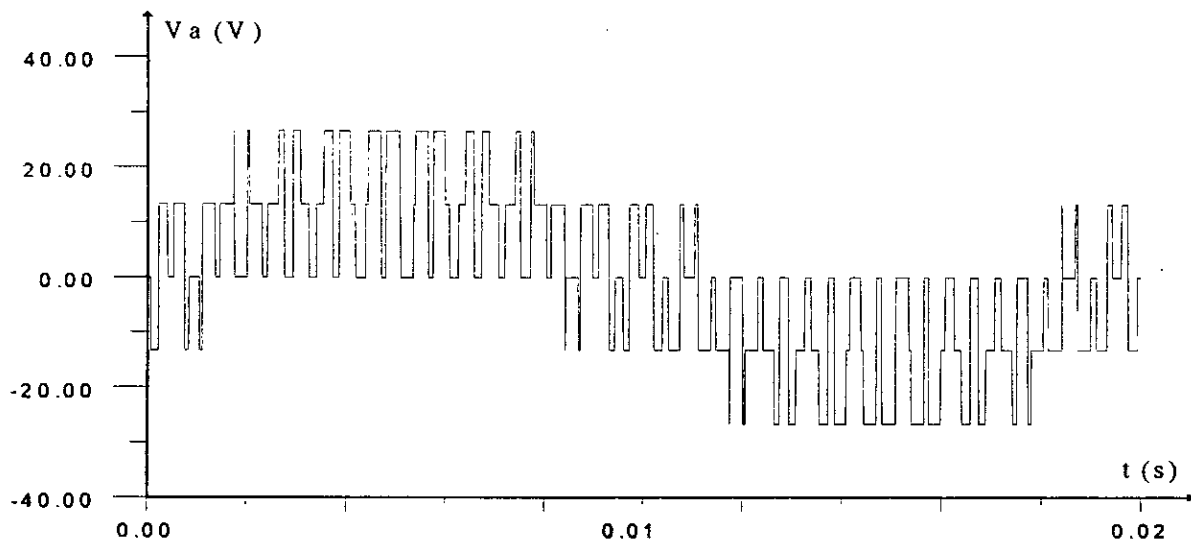
$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b = U_f(S1 - S2) \\ U_{bc} = V_b - V_c = U_f(S2 - S3) \\ U_{ca} = V_c - V_a = U_f(S3 - S1) \end{cases} \quad (3.13)$$

Vue la symétrie de la machine on peut écrire:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (3.14)$$

Cela conduit aux équations suivantes:

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3} U_f (S1 - 1/2(S2 + S3)) \\ V_b = \frac{2}{3} U_f (S2 - 1/2(S1 + S3)) \\ V_c = \frac{2}{3} U_f (S3 - 1/2(S1 + S2)) \end{cases} \quad (3.15)$$



Figure(3.7) : Tension d'une phase à la sortie de l'onduleur

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

$$I_0 = S1I_a + S2I_b + S3I_c \quad (3.16)$$

Si l'indice de modulation m est multiple de 3 on aura deux effets bénéfiques:

- Réduction des harmoniques des tensions de sortie.
- Réduction des harmoniques du courant d'entrée.

En plus si le récepteur est en étoile sans conducteur neutre ou en triangle, on peut supprimer les principaux harmoniques de ces tensions.[6].

Pour notre étude on a choisi $m = 21$ (cela est possible avec l'apparition de transistors avec un temps de recouvrement très faible).

Afin de maintenir constant le flux statorique on doit faire varier le rapport de réglage " r " selon la loi $r/f = \text{constante}$.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence le comportement de la machine synchrone vis à vis à deux différents couples de charge, et nous avons constaté que le temps de réponse de la machine soumise à un couple variable est nettement meilleur que celui d'un couple de charge constant.

L'alimentation par un convertisseur statique montre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant qui est l'origine des pulsations du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la MSA, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

La commande de la MSA par l'intermédiaire de l'angle de calage avec tension d'excitation constante permet un réglage aisé de la vitesse et rend le système global comme un système monovisible, cette propriété est utilisée plus tard pour le dimensionnement de la commande par retour d'état.



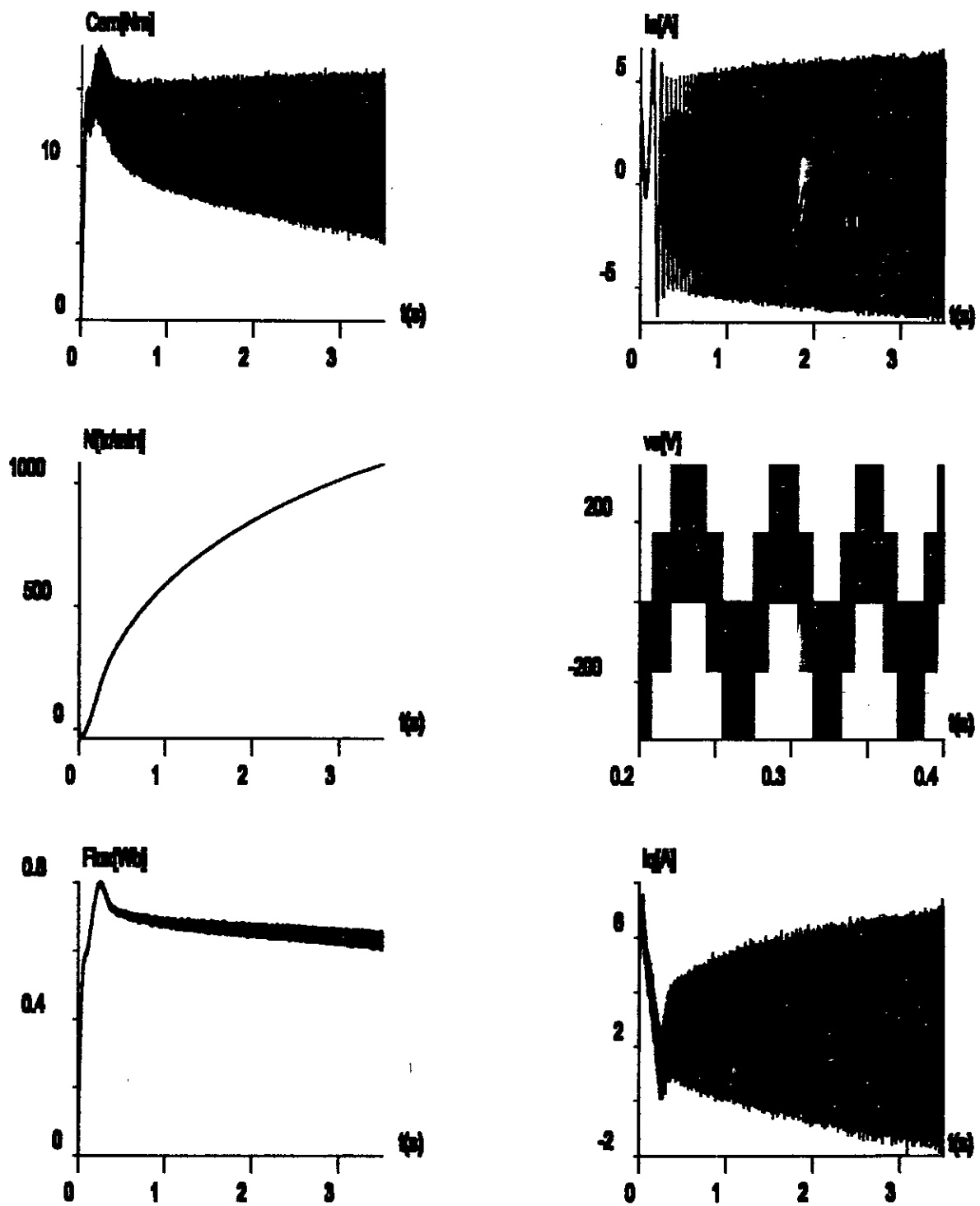


Figure (3.9) : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSA alimentée par un onduleur MLI lors d'un démarrage en boucle ouverte ($C_T = 10$ Nm).

CHAPITRE IV

**REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE
DE LA MSA**

Introduction:

La commande par retour d'état est basée sur la connaissance de l'évolution des variables internes du processus, ce qui offre à cette méthode la possibilité de décrire le comportement dynamique global du système. De plus, elle présente l'avantage de conserver la même représentation indépendamment du type du système à régler.

Dans ce chapitre nous introduisons le réglage par retour d'état de la MSA. D'autre part, nous présentons la structure globale du réglage, ainsi que les techniques de la détermination des différents coefficients. Cette structure est basée sur le modèle d'état linéaire du système à régler. Par la suite, les coefficients déterminés sont utilisés dans la simulation par la commande du modèle non linéaire de la MSA.

IV.1 Equations d'état échantillonnées :

Lorsqu'un système est décrit par un ensemble d'équations différentielles linéaires à coefficients constants, le modèle peut être mis sous la forme d'état[15].

$$\begin{cases} \frac{dX_s(t)}{dt} = A_s X_s(t) + B_{su} U(t) + B_{sv} V(t). \\ Y_s(t) = C_s X_s(t). \end{cases} \quad (4.1)$$

Les vecteurs X_s , Y_s , U , V de dimension n_s , p , m et q , représentent respectivement le vecteur d'état du système, le vecteur de sortie, le vecteur des entrées, et le vecteur de perturbation. Lorsque le système est échantillonné, les équations d'états (4.1) deviennent d'après [10,15] :

$$X_s(k+1) = F_s X_s(k) + H_{su} U(k) + H_{sv} V(k) \quad (4.2)$$

$$Y_s(k) = C_s^t X_s(k) \quad (4.3)$$

avec:

$$F_s = \Phi(t = T_e) \quad (4.4)$$

$$H_{s,u} = \int_0^{T_e} [\Phi(\tau) d\tau] B_{s,u} \quad (4.5)$$

$$H_{s,v} = \int_0^{T_e} [\Phi(\tau) d\tau] B_{s,v} \quad (4.6)$$

où T_e est la période d'échantillonnage et $\phi(t)$ est la matrice de transition d'état qui est définie par:

$$\Phi(t) = L^{-1} [\Phi(P)] = L^{-1} [(P I - A_s)^{-1}] \quad (4.7)$$

IV.2 Structure générale du réglage d'état:

La synthèse du réglage d'état optimal lors de l'influence de grandeurs de consigne et de perturbation est basée sur la minimisation du critère de performance quadratique étendu avec pondération de l'état final. Ce critère est donné par [10, 15]:

$$I = e^T(n) Q_e e(n) + X_R^T(n) Q_R X_R(n) + \sum_{k=0}^{n-1} (e^T(k) Q_e e(k) + X_R^T(k) Q_R X_R(k) + U^T(k) R U(k))$$

Les matrices Q_e et R , symétriques et semi-définie positive, pondèrent respectivement l'écart du réglage et la commande, tandis que la matrice Q_r , qui pondère l'état du régulateur, doit être symétrique et définie positive pour assurer l'apport maximum du régulateur intégrateur au réglage optimal.

L'application du principe d'optimalité de BELLMAN [15] permet d'aboutir à la loi de commande optimale suivante:

$$U(k) = k^1 X(k) + k_w w(k) - k_v(k) \quad (4.8)$$

La décomposition de la contre réaction du vecteur d'état permet de séparer l'influence de vecteur d'état du régulateur $X_r(k)$, tandis que la nouvelle écriture conduit à une loi de commande de la forme:

$$U(k) = -k_s^t X_s + k_r X_r(k) + k_w w(k) - k_v V(k) \quad (4.9)$$

Ainsi, nous élaborons la structure optimale du réglage par retour d'état échantillonné.

La structure de réglage monovariante est donnée par la figure si dessous :

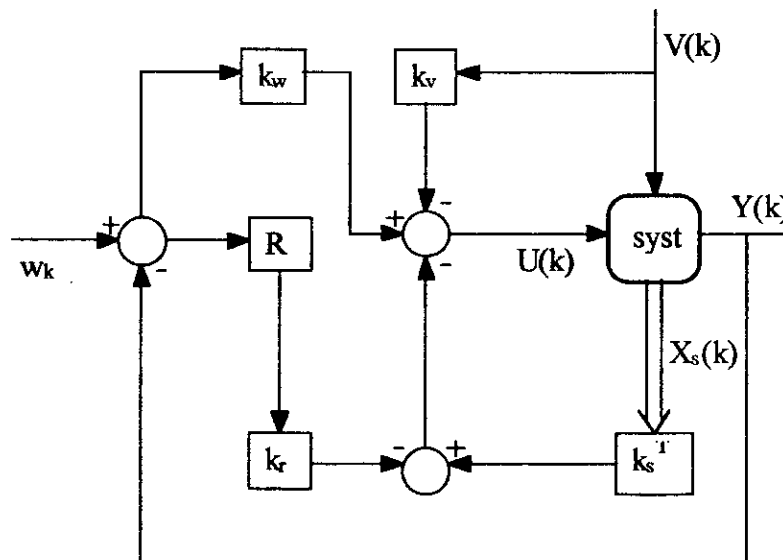


Figure (4.1) : Structure optimale du réglage d'état monovariante,[13,15].

Cette structure de réglage est composée de trois actions combinées [13]:

- * une contre-réaction des grandeurs d'état à travers le vecteur k^t , composé de k_s^t et de k_r ;
- * un effet d'anticipation par l'action directe de la consigne, à travers le coefficient k_w ;
- * un effet de compensation, par l'intervention directe du vecteur de perturbation, à travers le coefficient k_v .

IV.3 Equations du système global :

Les équations d'état échantillonnées décrivant le système à régler sont :

$$X_s(k+1) = F_s X_s(k) + h_{su} U(k) + h_{sv} V(k) \quad (4.10)$$

$$Y_s(k) = C_s^T X_s(k) \quad (4.11)$$

et sachant que le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante :

$$X_R(k+1) = X_R(k) + W(k) - Y(k) \quad (4.12)$$

En considérant le vecteur d'état global :

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_s(k) \\ X_R(k) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Le modèle d'état échantillonné de l'ensemble régulateur - système est le suivant :

$$X(k+1) = F X(k) + H U(k) + H_W W(k) + H_V V(k) \quad (4.14)$$

$$Y(k) = C^T X(k) \quad (4.15)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$H_V = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} C_s^T & 0 \end{bmatrix}$$

Connaissant la loi de commande, nous pouvons établir les équations d'état échantillonnées du système global en boucle fermée :

$$X(k+1) = F_G X(k) + H_{GW} W(k) + H_{GV} V(k) \tag{4.16}$$

$$Y(k) = C^T X(k) \tag{4.17}$$

avec :

$$\begin{aligned} F_G &= F - H K^T \\ H_{GW} &= H_w + H K^T \\ H_{GV} &= H_v - H K^T \end{aligned}$$

IV.4 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état :

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de contre réaction d'état K^T fait appel à la forme canonique de réglage. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [10,15] :

$$X_r(k) = T X(k) \tag{4.18}$$

où $X_r(k)$ est l'image de $X(k)$ par la transformation T [15].

La matrice de transformation T est égale à l'inverse de la matrice S , non singulière, définie telle que :

$$\begin{aligned} S_{n-1} &= F S_n + a_{n-1} S_n \\ &\vdots \\ &\vdots \\ S_1 &= F S_2 + a_1 S_n \end{aligned} \tag{4.19}$$

où S_n est défini par $S_n = H$.

Tandis que les coefficients a_i sont les coefficients du polynôme caractéristique du système global en boucle ouverte suivante :

$$Det (Z I_d - F) = Z^n + a_{n-1} Z^{n-1} + \dots + a_1 + a_0 \tag{4.20}$$

Les coefficients de la contre réaction d'état sont alors donnés par :

$$K^T = K_r^T T \tag{4.21}$$

où les coefficients $K_{r,i}$ sont définis par [15,12] :

$$K_{r,i} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \tag{4.22}$$

avec $i = 1 \dots n$.

Ainsi, la détermination de K^T nécessite une assignation des pôles qui permettent de fixer la dynamique du système global en boucle fermée, en imposant le polynôme caractéristique défini par :

$$P(Z) = Det (Z I_d - F_G) = Z^n + \alpha_{n-1} Z^{n-1} + \dots + \alpha_1 Z + \alpha_0 \tag{4.23}$$

IV.5 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation:

Une fois le calcul du vecteur K^T effectué, il reste à déterminer les coefficients d'intervention directe de la consigne K_w et de la perturbation K_v .

Le coefficient K_w est calculé de manière à compenser un pôle réel Z_r du système échantillonné tel que [13] :

$$K_w = \frac{K_r}{1 - Z_r} \tag{4.24}$$

Le coefficient K_v est calculé à partir du critère de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur intégrateur en régime établi qui abouti à [15,12] :

$$K_v = \frac{C_s^T (I_d - F_s + h_{s,u} K_s^T)^{-1} h_{s,v}}{C_s^T (I_d - F_s + h_{s,u} K_s^T)^{-1} h_{s,u}} \tag{4.25}$$

IV.6 Représentation d'état de la MSA :

IV.6.1 Représentation d'état linéaire continue de la MSA :

Les équations qui régissent le fonctionnement de la MSA sont non linéaires. Pour déterminer la représentation d'état linéaire de ce système, nous devons donc linéariser ses équations en faisant une petite variation $X = X_0 + \Delta X$ autour d'un point de fonctionnement, et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante :

$$[\dot{X}_s] = A[X] + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C, \tag{4.26}$$

où :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega_0 & \frac{M_{sr} \omega_0}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr} \frac{i_{rq0}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \cos \delta_0 \\ \frac{-\omega_0}{\sigma} & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & R_r \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & \frac{i_{sd0}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{\sigma L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{M_{sr} \omega_0}{\sigma L_s} & R_s \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{\sigma L_r} - \frac{\sqrt{3} M_{sr} K_n}{\sigma L_s L_r} \sin \delta_0 \\ \frac{-P^2 M_{sr} i_{rq0}}{J} & 0 & \frac{-P^2 M_{sr} i_{sd0}}{J} & \frac{-C_r}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_u = \begin{pmatrix} \frac{-V_{s0}}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{-V_{s0}}{\sigma L_s} \cos \delta_0 \\ \frac{-M_{sr} V_{s0}}{\sigma L_r L_s} \cos \delta_0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{-P}{J} \end{pmatrix}, \quad [X_s] = \begin{pmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \Delta \omega \end{pmatrix}$$

Remarque :

La représentation d'état ainsi obtenue n'est valable que pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement.

IV.6.2 Représentation d'état échantillonnée de la MSA :

A partir du modèle linéaire continu du système à régler et avec un choix bien déterminé de la période d'échantillonnage, nous obtenons le modèle d'état échantillonné qui s'écrit sous la forme suivante :

$$X_s(k) = F_s X_s(k) + H_{s,u} \Delta \delta(k) + H_{s,v} \Delta C_r(k) \quad (4.27)$$

- **Choix de la période d'échantillonnage :**

Le choix de la période d'échantillonnage T_e est fonction de la plus petite constante de temps T_{ce} du système tel que [15] :

$$T_e < T_{ce} / 2. \quad (4.28)$$

Mais le choix définitif est fonction des performances désirées du réglage. Nous avons choisi : $T_e = 10 \text{ ms}$.

Les différents éléments de la matrice F_s et des vecteurs H_{su} et H_{sv} sont calculés en utilisant la matrice de transition $\phi(t)$ comme il était indiqué précédemment.

La discrétisation du système autour du point de fonctionnement nominal ($C_r=10\text{N.m}$, $N_{ref}=1500 \text{ tour/min}$) donne :

$$F_s = \begin{pmatrix} -0.2635 & 0.9994 & 9.1448 & -0.0011 \\ 0.8874 & -7.9501 & -72.5298 & 0.0052 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0949 & -2.3234 & -21.8062 & 0.9982 \end{pmatrix}$$

$$H_{su} = \begin{pmatrix} 2.4553 \\ 38.2781 \\ -3.5451 \\ 25.7125 \end{pmatrix}$$

$$H_{sv} = \begin{pmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{pmatrix}$$

En tenant compte du régulateur intégrateur, définie par ces équations d'état suivantes:

$$X_R(k+1) = X_R(k) - (w(k) - w_{ref}(k)) \quad (4.29)$$

Ce qui permet la formulation du vecteur d'état global X qui est représenté par la formule suivante.

$$X(k+1) = F X(k) + H \Delta \delta(k) + H_w w_{ref}(k) + H_v \Delta Cr(k) \quad (4.30)$$

Ou:

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_s(k) \\ X_R(k) \end{bmatrix};$$

$$F = \begin{bmatrix} F_s & [0] \\ [0 \ 0 \ 0 \ -1] & [1] \end{bmatrix};$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad H_w = \begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix}; \quad H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

IV.7 Réglage d'état échantillonné de la vitesse de la MSA :

IV.7.1 Structure de réglage:

L'application de la théorie de réglage par retour d'état à la MSA, après linéarisation des équations du système à régler autour de point de fonctionnement nominal, conduit à la structure optimale de réglage d'état suivante:

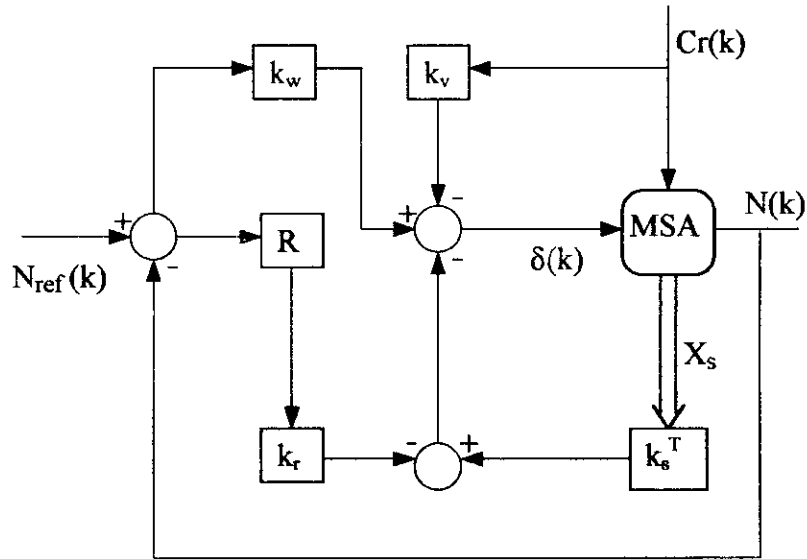


Figure (4.2): Structure optimale du réglage de vitesse d'une MSA.

où la grandeur de commande est définie par l'angle de calage δ .

Les grandeurs d'état du système sont les courants: (i_{sd}, i_{sq}, i_{fd}) et la vitesse de rotation N , qui interviennent dans la contre-réaction d'état.

Le signal de référence de la vitesse est injecté directement dans la commande à travers le régulateur, ce dernier permet de supprimer tout écart de réglage en régime établi.

IV.7.2 Choix des pôles en boucle fermée:

Comme nous avons indiqué précédemment, le réglage d'état est basé sur le choix des pôles en boucle fermée. Ce choix doit prendre en compte le comportement dynamique désiré (amortissement et temps de réponse).

Le système est du 5^{ème} ordre, nous choisissons les pôles du système[15,13] de telle sorte que :

$$Z_{12} = e^{-\rho T_e} \left(\cos(-\rho T_e) \pm \sin(-\rho T_e) \right) \tag{4.31}$$

$$Z_r = e^{-\rho T_e} \tag{4.32}$$

une paire de pôles complexes conjugués et un pôle réel triple. Ces pôles du système échantillonné correspondent aux pôles suivant dans le plan S:

$$P_{1,2} = -\rho \pm j \rho \tag{4.33}$$

$$P_r = -\rho \tag{4.34}$$

Les pôles complexes conjugués sont placés sur la ligne d'amortissement relatif optimale. De plus, on désire que les pôles soient alignés dans le plan S (même partie réelle). Ce choix donne en général un comportement transitoire rapide et bien amorti.

Les pôles choisis sont déterminés pour $\rho = 1.1$.

L'emplacement des pôles du système en boucle fermée est donné par la figure (4.3).

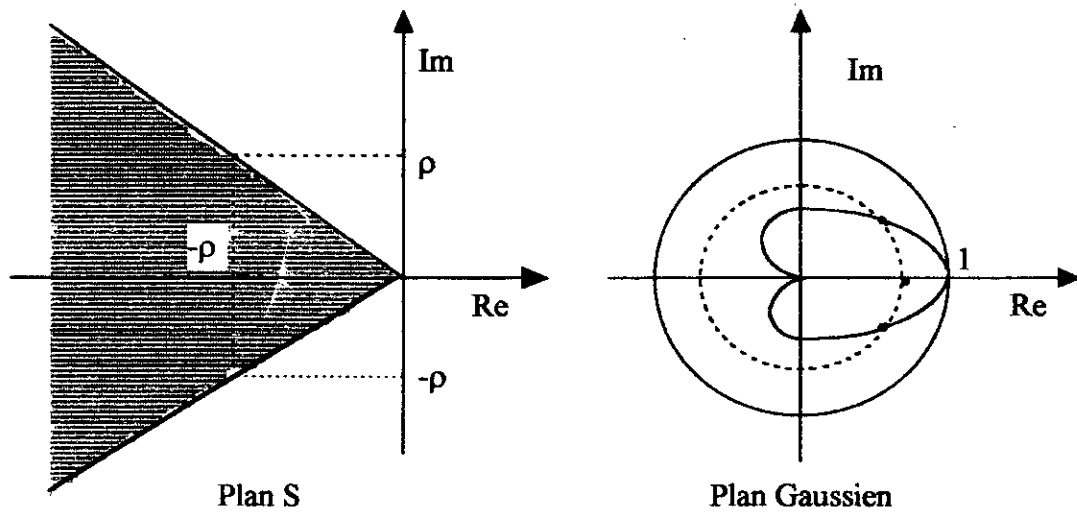


Figure (4.3) : Configuration des pôles en boucle fermée dans le plan S, et son image dans le plan Z.

IV.7.3 Synthèse du vecteur de contre-réaction d'état :

L'équation caractéristique du système à régler en boucle ouverte, linéarisé autour du point de fonctionnement nominal, étant définie par:

$$Det (Z I_d - F) = Z^5 - 1.88 Z^4 + 0.98 Z^3 - 0.32 Z^2 + 0.221 Z - 4.83 e^{-4} \tag{4.35}$$

pour le placement des pôles choisi, l'équation caractéristique du système en boucle fermée est:

$$\text{Det} (Z I_d - F) = Z^5 - 1.3 Z^4 + 0.75 Z^3 - 0.25 Z^2 + 0.05 Z - 0.004 \quad (4.36)$$

Alors le vecteur de contre réaction d'état vaut:

$$k^t = [-0.0376 \quad -0.0786 \quad -0.7227 \quad 0.0435 \quad -0.0221].$$

IV.7.4 Détermination des coefficients de réglage:

Par l'emplacement des pôles choisis, le calcul du coefficient d'intervention de la consigne est effectué selon le critère de la compensation du pôle réel :

$$k_w = \frac{k_r}{1 - Z_r} = 0.0332$$

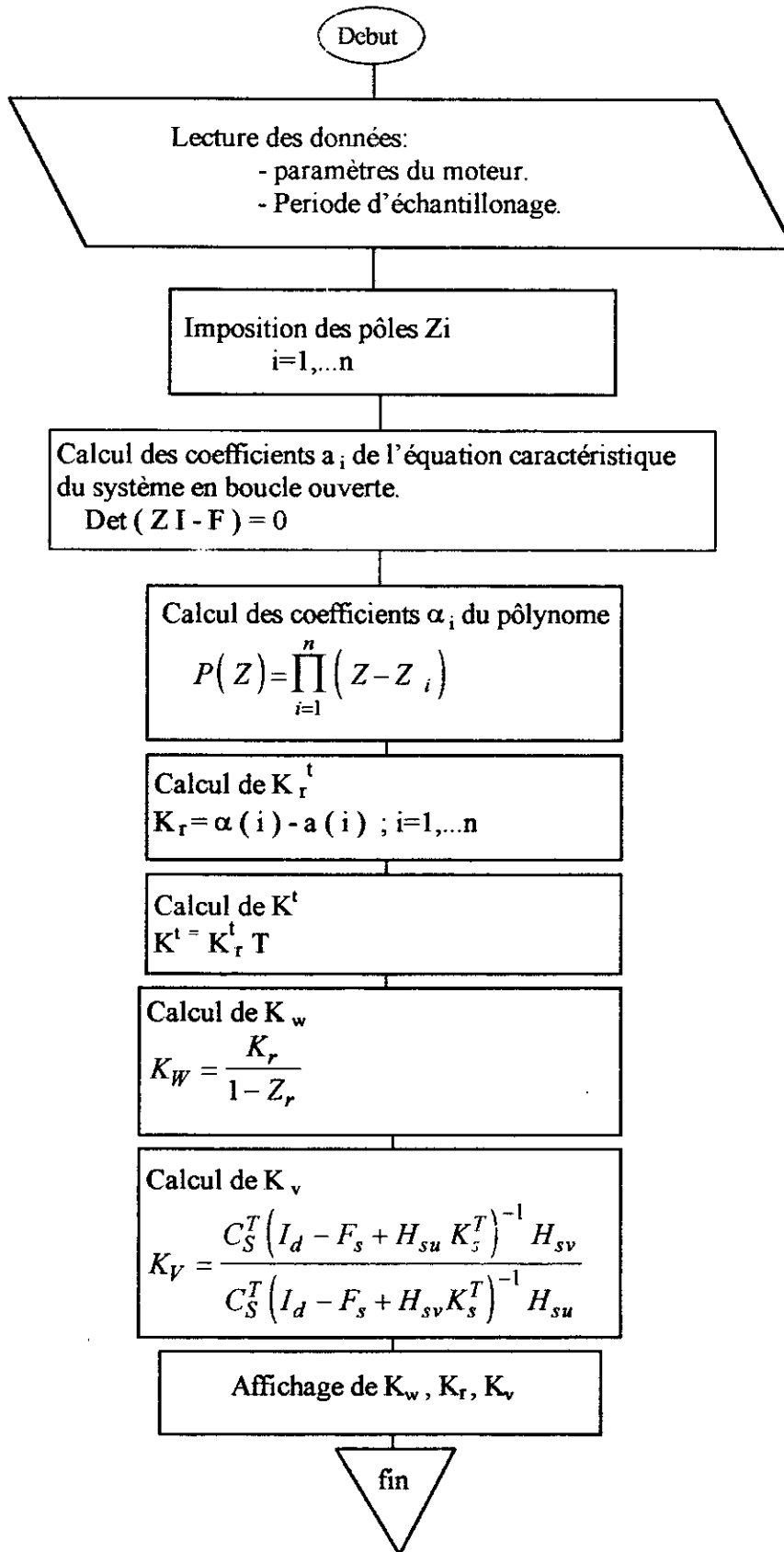
où:

$$Z_r = 0.03329$$

Pour la détermination du coefficient d'intervention directe de la perturbation, il est judicieux d'employer le critère sur l'annulation de la grandeur d'état du régulateur intégrateur en régime établi, on obtient alors :

$$k_v = -0.0248$$

La récapitulation du réglage d'état est donnée par l'organigramme suivant :



IV.8 Dispositif anti - windup :

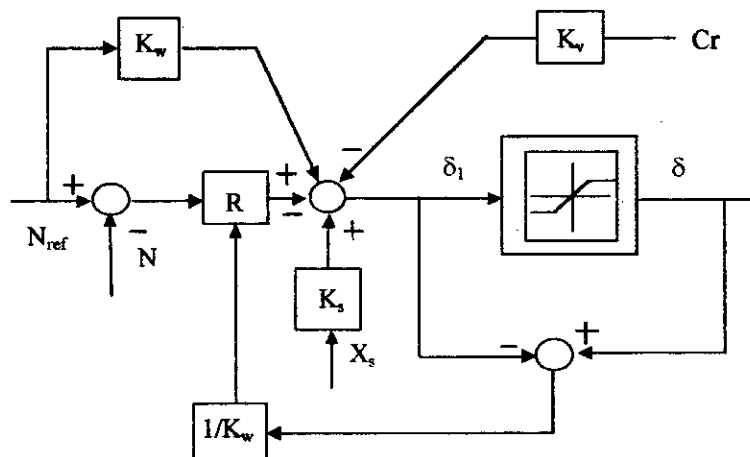
Très souvent, le transfert de la grandeur de commande est affecté par un ou plusieurs éléments non linéaires (hystérésis, saturation de la grandeur de commande ,...etc).

La saturation de la grandeur de commande peut entraîner un phénomène d'emballement de l'action intégrale lors des grandes variations(démarrage de la machine), qui risque de détériorer les performances du système ou même de le déstabiliser complètement.

Pour parer à ce phénomène d'emballement, plusieurs solutions sont possibles[12] :

-une première possibilité consiste à stopper la mise à jour de l'intégrateur lorsque l'actionneur est saturé.

-une autre possibilité, que nous avons adopté, consiste à corriger l'action intégrale suivant le schéma de la figure(4.4) :



Figure(4.4) : Principe du système d'anti-windup.

La correction de l'action intégrale est basée sur l'écart entre les valeurs de (δ) en amont et en aval du limiteur, pondéré par le coefficient $1/K_w$ telque[12] :

$$X_R(k+1) = X_R(k) - \left(\frac{1}{K_w}\right)(\delta(k) - \delta_1) \quad (4.37)$$

Simulations et interprétations:

Après la synthèse du réglage d'état à partir de modèle d'état échantillonné linéaire autour d'un point de fonctionnement nominal, nous simulons le fonctionnement de l'ensemble onduleur-MSA-commande.

Les simulations de l'ensemble onduleur-MSA-commande sont effectuées pour deux types de variations :

- Variation de la vitesse de référence (de 1500 tr / min à 1350 tr / min), en gardant le couple de charge constant, pour deux types d'alimentation : onduleur parfait et onduleur à MLI figure (4.5) et figure (4.8).
- Variation du couple de charge, en gardant la vitesse de référence constante, pour deux types d'alimentation : onduleur parfait et onduleur à MLI, figure (4.6) figure (4.7).

La limitation de l'angle de calage impose un démarrage avec δ_{max} , donc un établissement rapide de la vitesse, tout en assurant une valeur raisonnable de courant de phase.

Conclusion :

Dans ce chapitre, le réglage d'état est synthétisé pour une MSA associée à un onduleur de tension MLI alimentée en tension, dont le modèle de Park est utilisé sous forme d'équation d'état linéaire.

Les caractéristiques dynamiques obtenus montrent que la dynamique de poursuite de la consigne est satisfaisante. En effet, avec différentes impositions des pôles, on peut prescrire plusieurs comportements dynamiques du système. Ainsi le rejet de la perturbation est efficace, grâce à l'effet de la compensation par le coefficient K_v .

Le réglage exige que toutes les grandeurs d'état du système soient mesurables afin de pouvoir les mettre en contre-réaction pour imposer au système le comportement dynamique désiré. Dans la pratique elle est souvent très difficile de mesurer tous les éléments du vecteur d'état, pour cela une solution est apparue, c'est l'utilisation des observateurs.



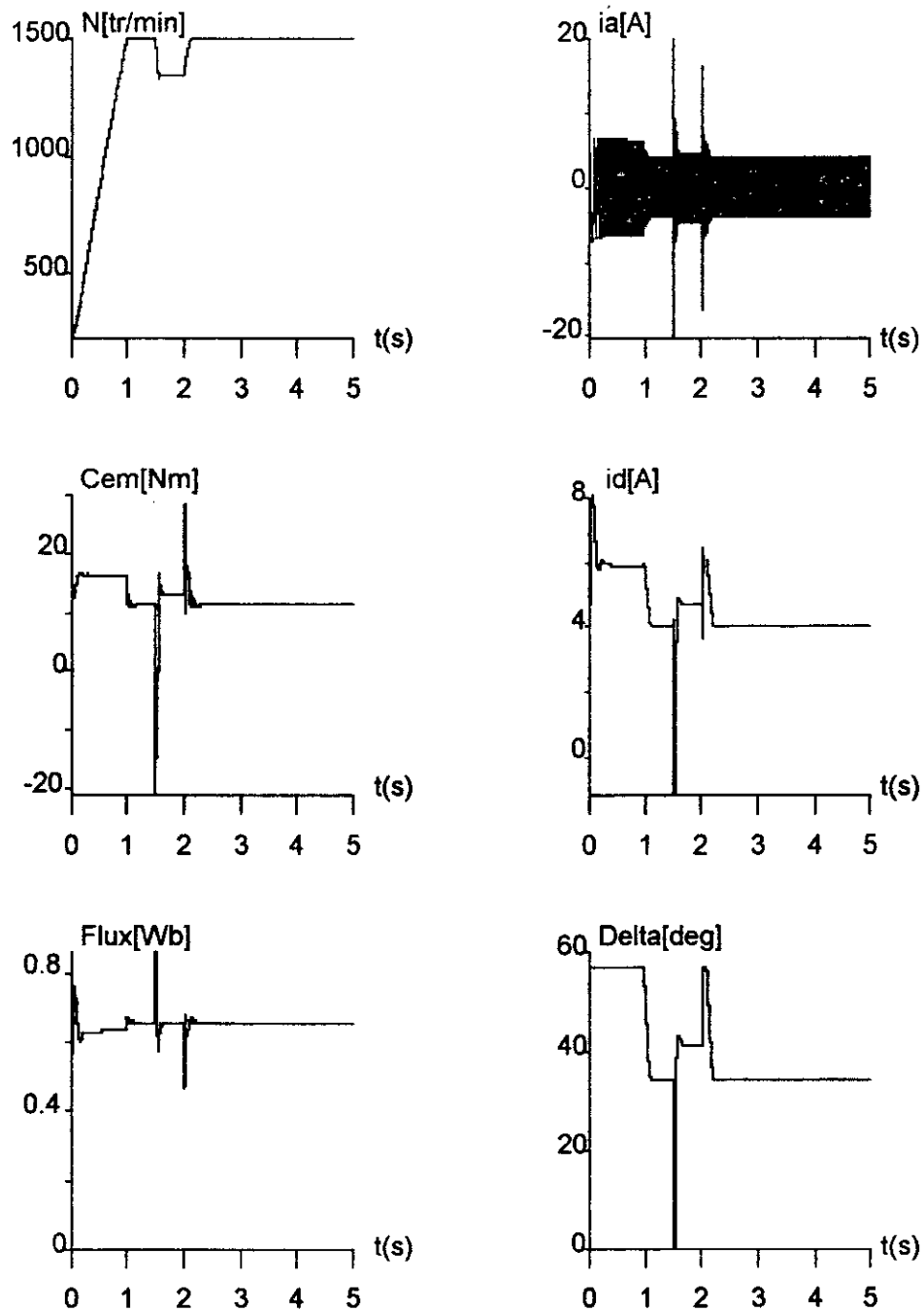


Figure (4.5) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence.

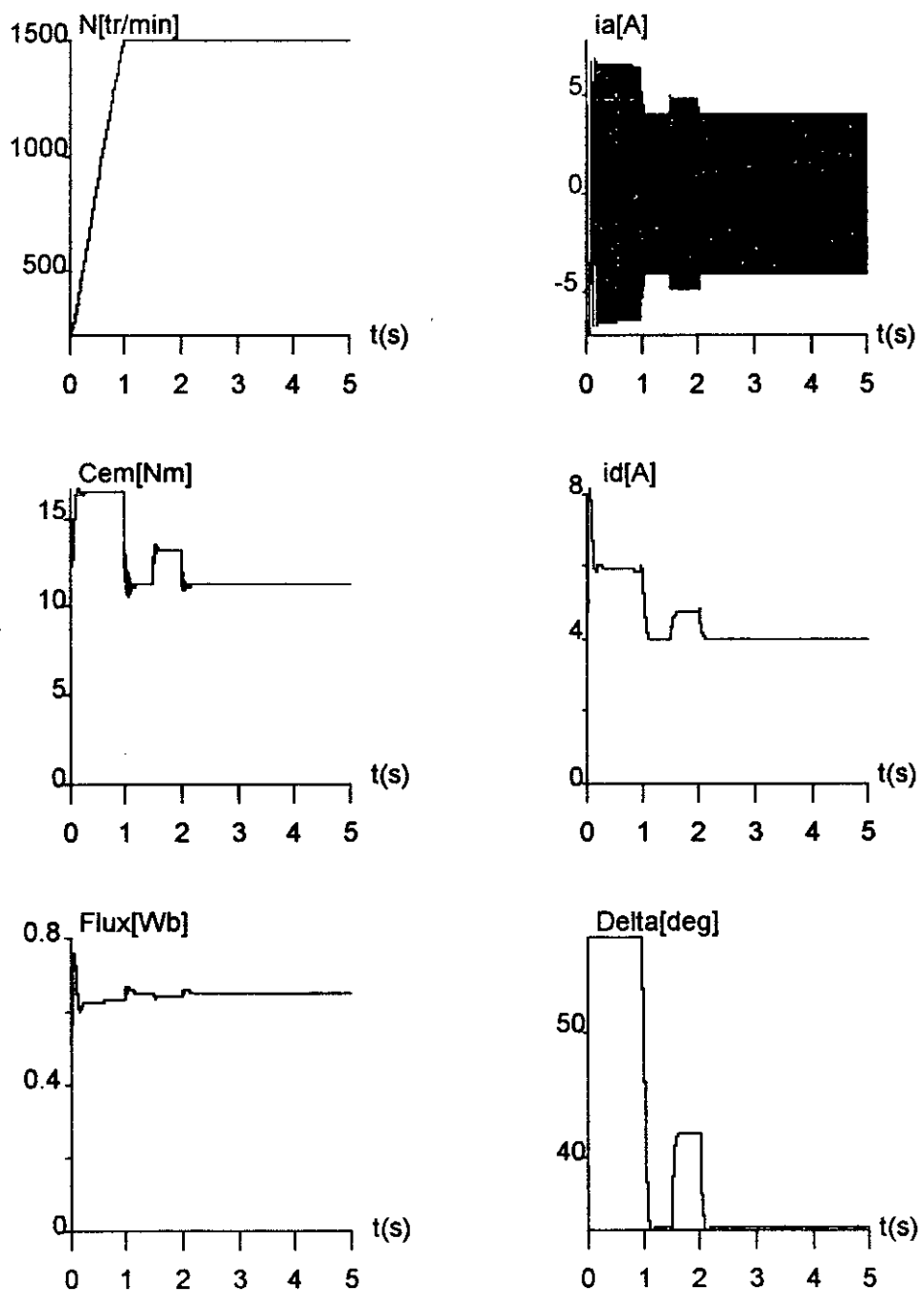


Figure (4.6) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la charge.

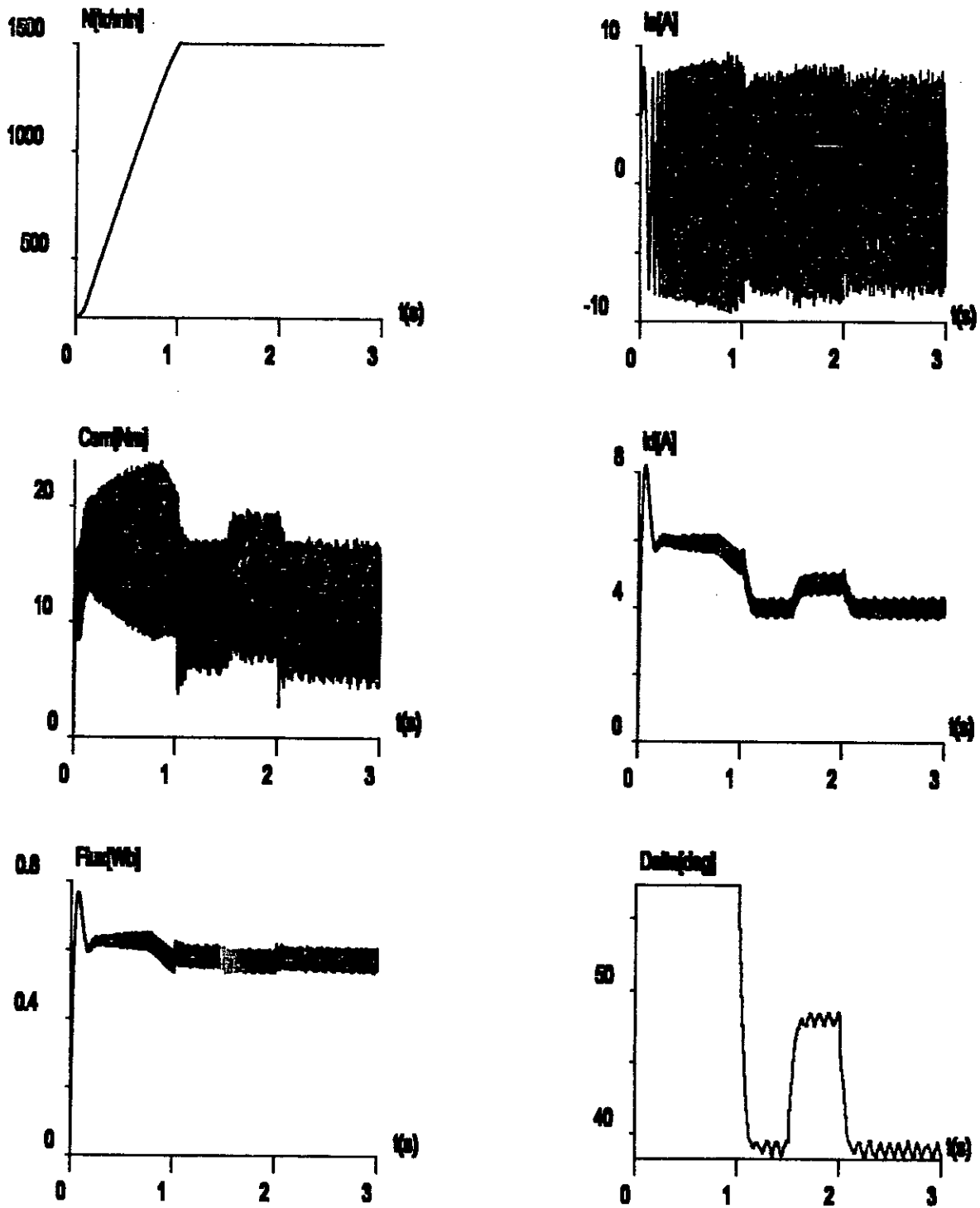


Figure (4.7) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la charge.

CHAPITRE V

INFLUENCE DE LA SATURATION SUR LA COMMANDE

Introduction :

Nous avons vu au premier chapitre comment à partir des courbes d'aimantations sur les deux axes d et q, on a pu introduire la saturation dans le modèle de Park et de dégager un modèle mathématique d'une machine synchrone saturée.

Sur la base de ce modèle nous allons étudier dans ce chapitre l'influence de la saturation sur la commande étudiée dans le chapitre précédent, et cela en gardant les mêmes coefficients de réglage, nous terminerons ce chapitre par la simulation de l'ensemble convertisseur- machine- commande et nous présentons les différents résultats obtenus.

V.1 Le modèle de la MSA au régime saturé :

Nous avons vu au premier chapitre qu'on peut décomposer le flux total suivant l'axe (d) et l'axe (q) en un terme dû au flux de fuite, indépendant de la saturation, et d'un terme magnétisant lié à la saturation. D'où les équations suivantes:

$$\begin{cases} \phi_d = \ell_{sd} i_d + \lambda_d \\ \phi_q = \ell_{sq} i_q + \lambda_q \end{cases} \quad (5.1)$$

Les flux communs λ_d et λ_q sont reliés au courants I_{md} et I_{mq} par les équations suivantes :

$$\lambda_d = L_{md} I_{md} \quad (5.2)$$

$$\lambda_q = L_{mq} I_{mq} \quad (5.3)$$

Avec:

$$\begin{cases} I_{md} = I_f + I_d \\ I_{mq} = I_q \end{cases} \quad (5.4)$$

A vide et en régime établi, λ_d qui ne dépend que de I_f , induit une tension rotationnelle V_q tel que:

$$V_q = \frac{\omega_0}{\sqrt{2}} \lambda_d \quad (5.5)$$

D'où

$$\lambda_d = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} V_q \quad (5.6)$$

En définitive, la caractéristique à vide, n'est d'autre que la courbe d'aimantation sur l'axe direct $\lambda_d = f(I_{md})$.

Le même raisonnement est repris avec les résultats de l'essai à excitation négative

$$\lambda_q = f(I_{mq}).$$

L'implantation du modèle saturé dépend du choix des variables d'état, il existe deux modèles pour implanter le modèle de saturation, le modèle en flux et le modèle en courants, ce la dépend du choix des variables d'état. Dans notre cas nous avons utilisé le modèle en flux.

V.2 Modèle en flux:

Dans ce cas, les flux (ϕ_d, ϕ_q, ϕ_f) et la vitesse sont pris comme variables d'état de système.

La saturation est introduite dans le modèle par l'intermédiaire du flux magnétisant. Les équations statoriques et rotorique sont données par:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \\ V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \end{cases} \quad (5.7)$$

L'ensemble d'équations (5.1) peut s'écrire aussi de la manière suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{\ell_s} (\phi_d - \lambda_d) \\ i_q = \frac{1}{\ell_s} (\phi_q - \lambda_q) \\ i_f = \frac{1}{\ell_r} (\phi_f - \lambda_d) \end{cases} \quad (5.8)$$

Le flux magnétique sur l'axe direct et quadrature est exprimé par:

$$\begin{cases} \lambda_d = K_d L_{md} I_{md} \\ \lambda_d = K_d L_{md} (I_d + I_f) \\ \lambda_q = K_q L_{mq} I_q \end{cases} \quad (5.9)$$

I_{md} : courant magnétisant suivant l'axe d.

I_{mq} : courant magnétisant suivant l'axe q.

En tenant compte de l'ensemble d'équations (1.8), les équations (5.9) s'écrivent:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= m \left(\frac{\phi_d}{\ell_s} + \frac{\phi_f}{\ell_r} \right) \\ m &= \left(\frac{1}{\ell_s} + \frac{1}{\ell_r} + \frac{1}{K_d L_{md}} \right)^{-1} \\ \lambda_q &= m l \frac{\phi_q}{\ell_s} \\ m l &= \left(\frac{1}{\ell_s} + \frac{1}{L_{mq} K_q} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Le système (5.7) peut se mettre sous la forme d'équations d'état suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_d}{dt} = V_d - \frac{R_s}{\ell_s} (\phi_d - \lambda_d) + \omega \phi_q \\ \frac{d\phi_q}{dt} = V_q - \frac{R_s}{\ell_s} (\phi_q - \lambda_q) - \omega \phi_d \\ \frac{d\phi_f}{dt} = V_f - \frac{R_r}{\ell_r} (\phi_f - \lambda_d) \end{cases} \quad (5.11)$$

Lorsqu'en tien compte de la saturation, les facteurs de saturation k_d et k_q deviennent variables. Ils sont obtenus à partir des caractéristiques $k_d = f(I_{md})$, $k_q = f(I_{mq})$

Plusieurs études pratiques ont abouti aux mêmes résultats pratiques en ce qui concerne les variations de X_d et X_q en fonction de la saturation, celles la restent constantes pour les faibles courants ensuite au fur et à mesure que les courants (I_{md} , I_{mq}) augmentent les inductances L_d , L_q , L_f décroissent de la même manière, mais différemment de point de vue accentuation.

La figure ci dessous nous donne une idée sur ces variations pour une machine de 2kVA[5].

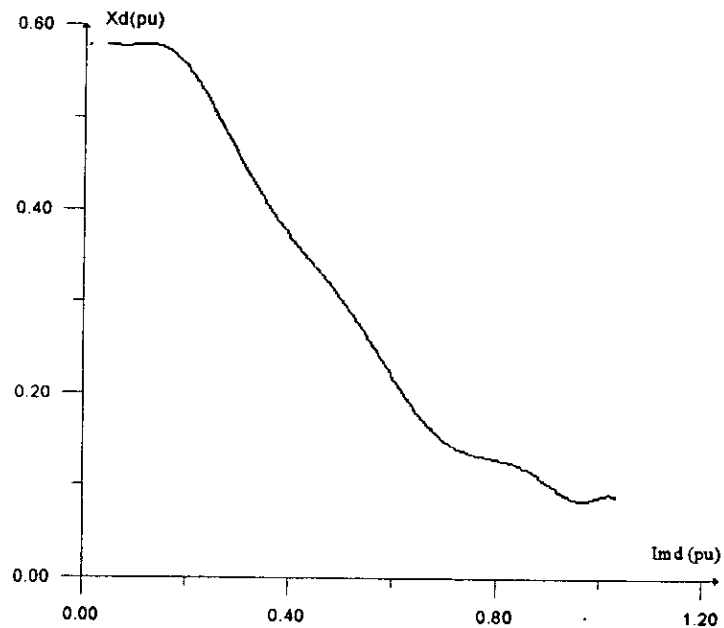


Figure (5.1) : Influence de la saturation sur la réactance longitudinale

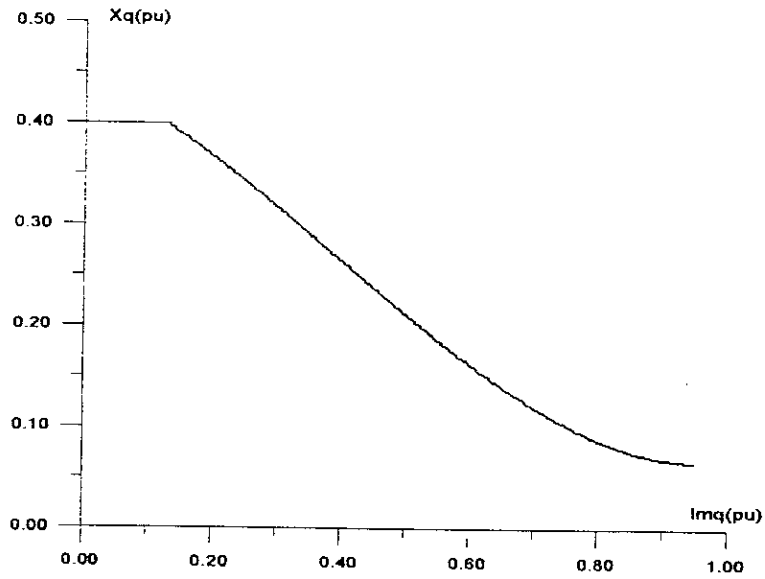


Figure (5.2) : Influence de la saturation sur la réactance transversale

Les facteurs de saturations pour la même machine sont représentés dans les figures (5.3) et (5.4).

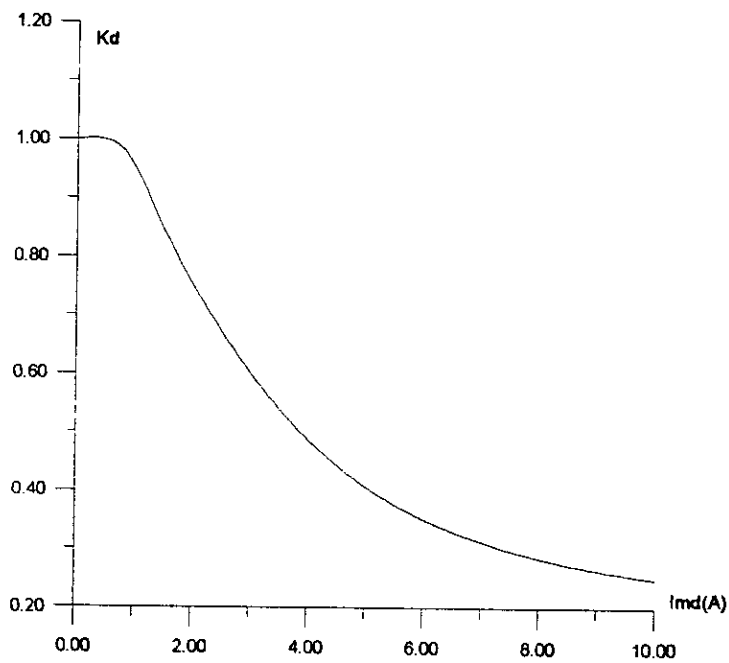


Figure (5.3) : Courbe de variation du facteur de saturation K_d
en fonction du courant I_{md} .

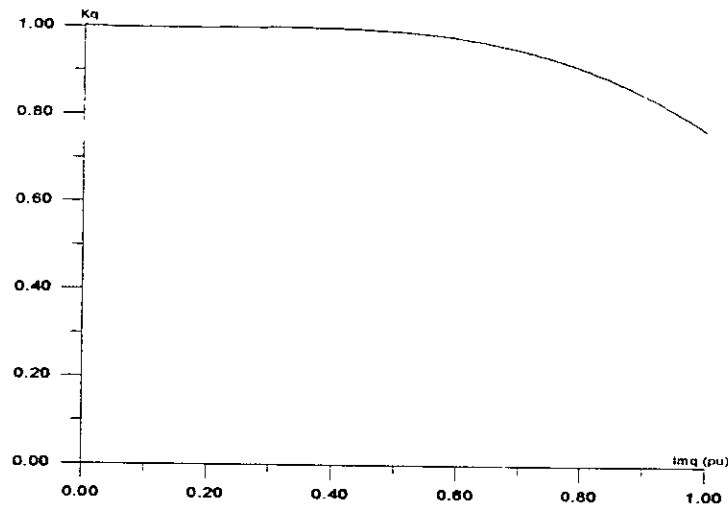


Figure (5.4) : Courbe de variation du facteur de saturation K_q en fonction du courant I_{mq} .

Une fois les facteurs de saturation sont déterminés, on arrive à la dernière étape qui consiste à approximer ces facteurs par des fonctions (polynomiales, exponentielles, logarithmiques,...). Ces fonctions doivent contenir deux parties distinctes :

- Une partie linéaire pour des courants de faibles valeurs caractérisant l'inductance constante de non-saturation.
- Une partie non linéaire pour des courants moyens.

Ces fonctions sont ensuite injectées dans le programme de simulation.

Il faut donc, à chaque pas de calcul, déterminer les valeurs des facteurs de saturation k_d et k_q ensuite résoudre le système (5.11).

L'absence des caractéristiques $\lambda_d = f(I_{md})$ et $\lambda_q = f(I_{mq})$ nous a empêché d'utiliser cette méthode exacte. Néanmoins pour donner une idée sur l'influence de la saturation sur la commande, nous avons proposé des variations allant jusqu'à 20 % des valeurs de k_d et k_q au régime linéaire. Les variations prises sont: 4%, 8%, 12%, 16% et 20%.

Pour chacune de ces variations on détermine les nouvelles valeurs correspondantes de L_d , L_f et M , et cela en utilisant les relations suivantes :

$$L_d = l_a + K_d L_{md}$$

$$L_f = l_f + K_d L_{md} \text{ et}$$

$$M = K_d L_{md}$$

Avec:

L_{md} : correspond à l'inductance de magnétisation au régime linéaire et elle est constante

l_a : inductance de fuite des enroulements statoriques

l_f : inductance de fuites de l'enroulement rotorique

Rappelons que l_a et l_f restent invariantes même au régime saturé.

Il faut noter aussi que la connaissance de K_d et K_q suffit pour étudier l'influence de la saturation sur la commande en utilisant le modèle en flux, cependant, si on utilise le modèle en courant, on doit connaître aussi K_d' et K_q' puisque dans ce modèle interviennent les inductances dynamiques L_{1sd} , L_{1sq} , L_{1f} avec:

$$L_{1sd} = l_{sd} + K_d' L_{md}$$

$$L_{1sq} = l_{sq} + K_q' L_{mq}$$

$$L_{1f} = l_f + K_d' L_{md}$$

Simulation et interprétation:

Nous avons simulé le comportement de la MSA au régime saturé lors d'une variation de la référence de la vitesse autour du point de fonctionnement nominal pour deux types d'alimentation, alimentation parfaite, et alimentation avec onduleur MLI. Cette simulation concerne les variations proposées c.à.d (4%, 8%, 12%, 16% et 20%).

Il apparaît clairement des résultats obtenus que les performances du réglage dépendent du niveau de saturation, en effet pour des variations de K_d allant jusqu'à 12% les performances du réglage restent inchangées, mais pour $K_d = 16\%$ des détériorations commencent à apparaître soit au niveau de la réponse indicielle de la vitesse ou celle du couple, cette détérioration est appréciable pour $K_d = 20\%$.

Nous remarquons également que la dégradation des performances du réglage commence dès le début de la saturation dans le cas d'une alimentation avec onduleur MLI, ce qui n'est pas le cas pour une alimentation parfaite. La dégradation des performances du réglage est attendue car les coefficients de réglage sont calculés au régime linéaire et ces derniers dépendent des paramètres de la machine.

Une diminution du couple électromagnétique est observée, cela peut être expliqué par la diminution du flux due à la saturation.



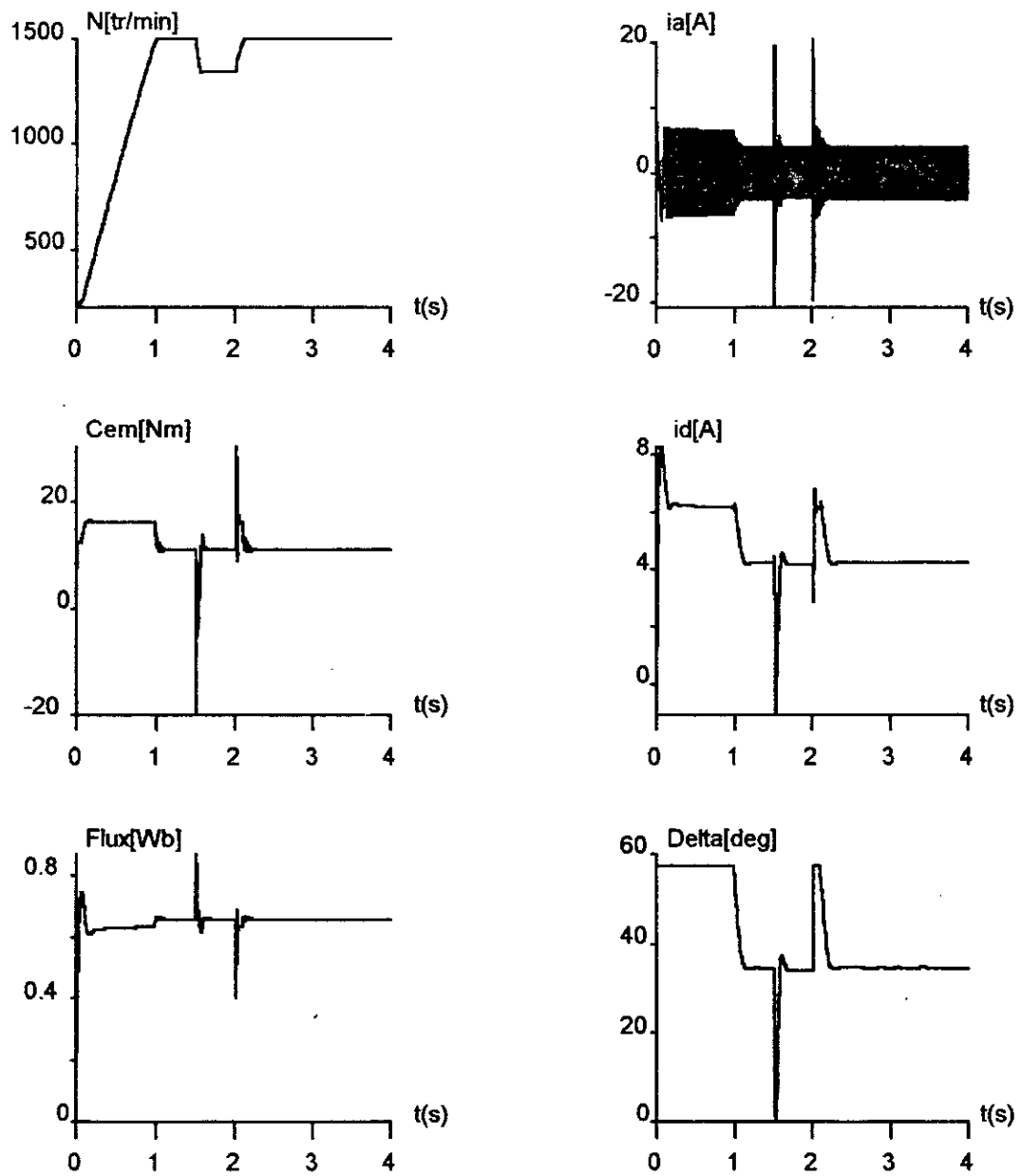


Figure (5.5) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de vitesse de référence pour une diminution de K_d de 4 %.

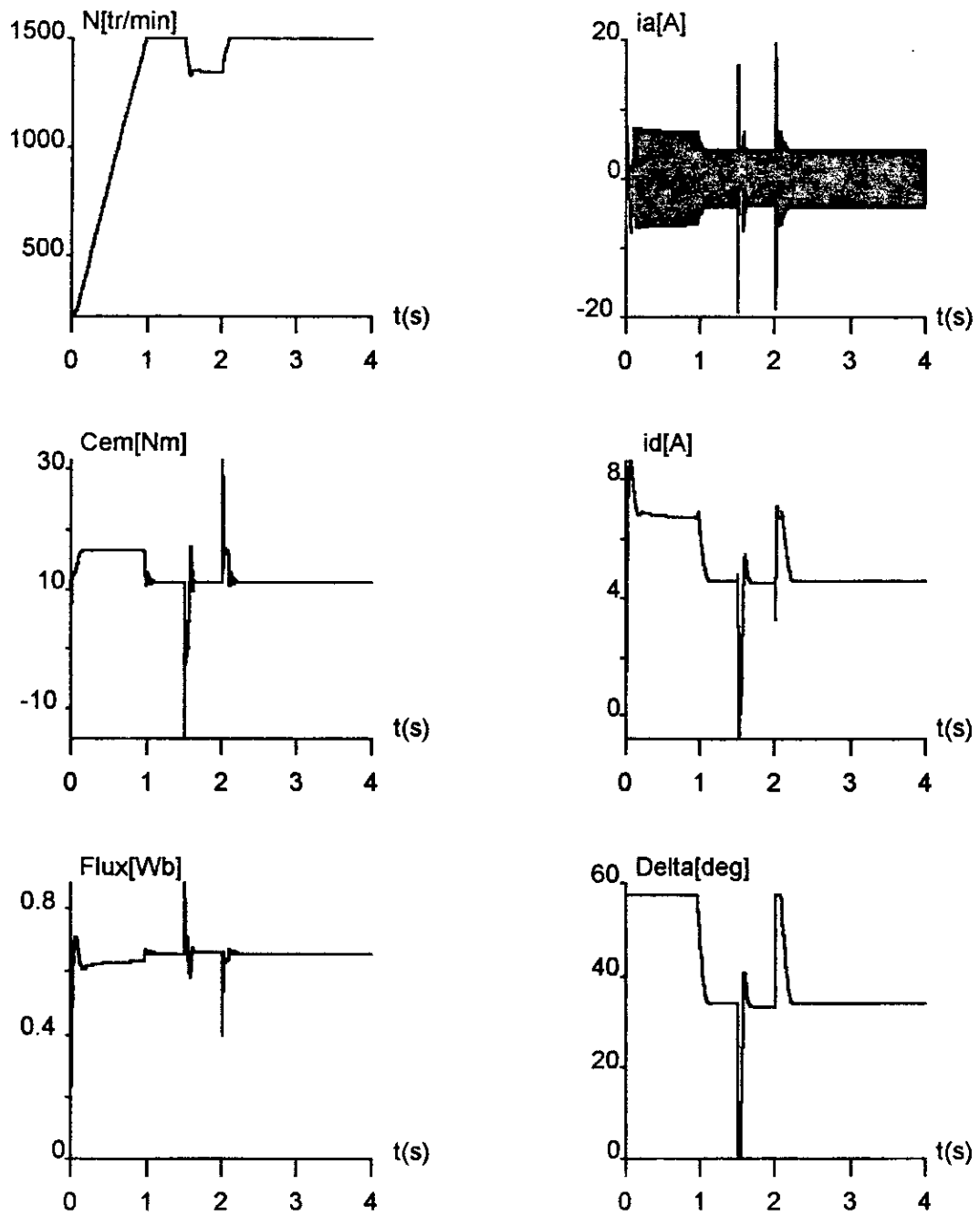


Figure (5.6) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour diminution de K_d de 8 %.

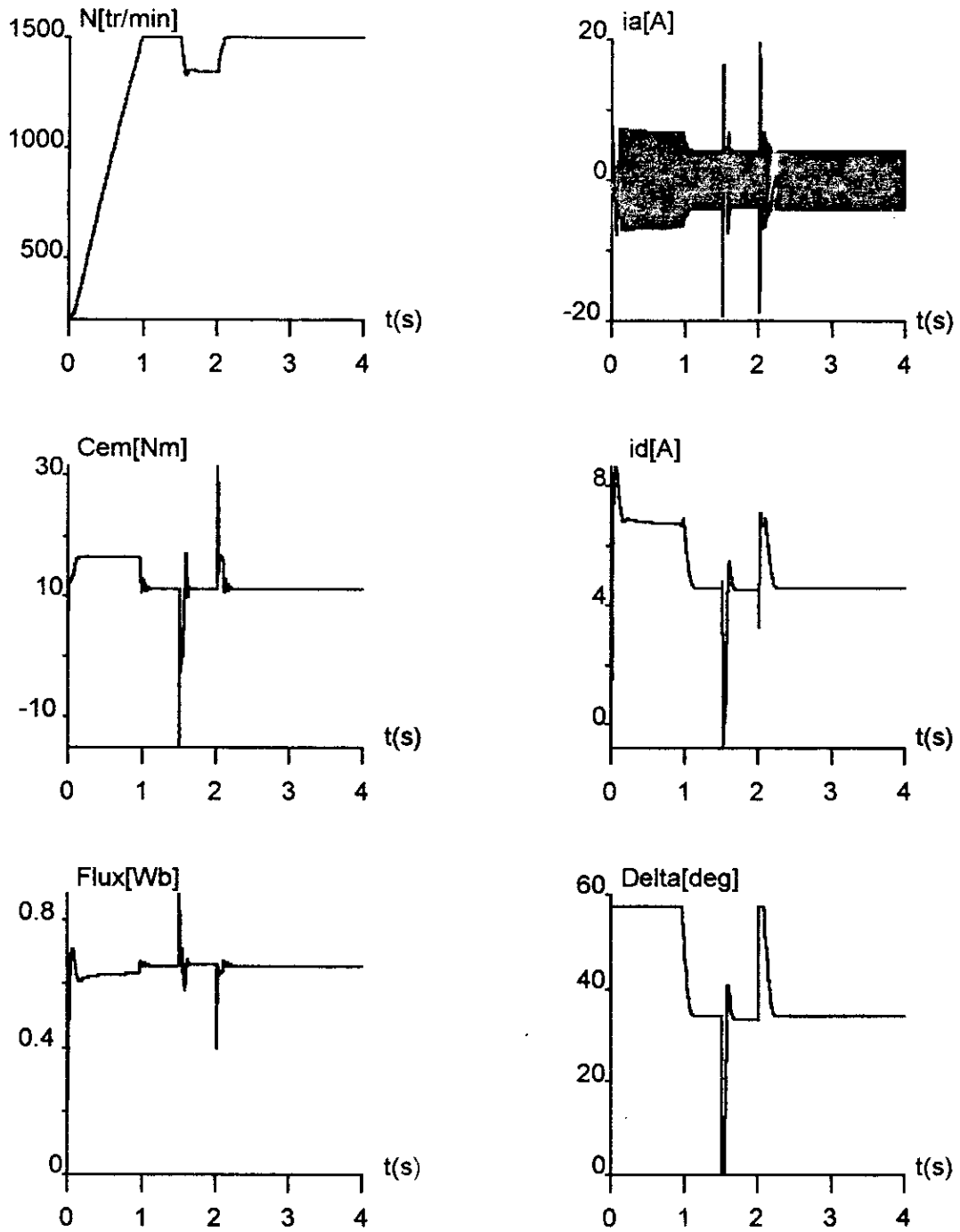


Figure (5.7) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 12 %.

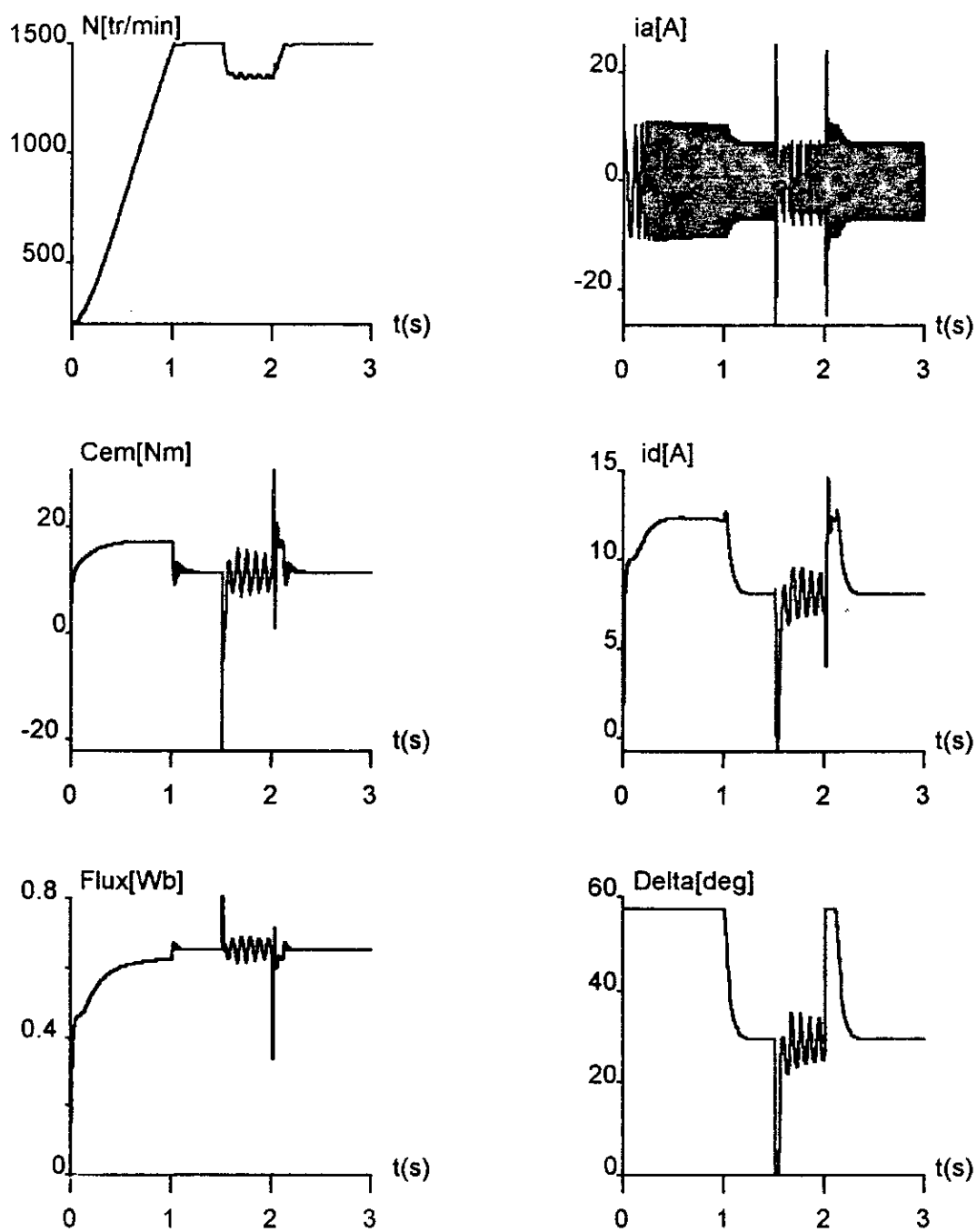


Figure (5.8) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 16 %.

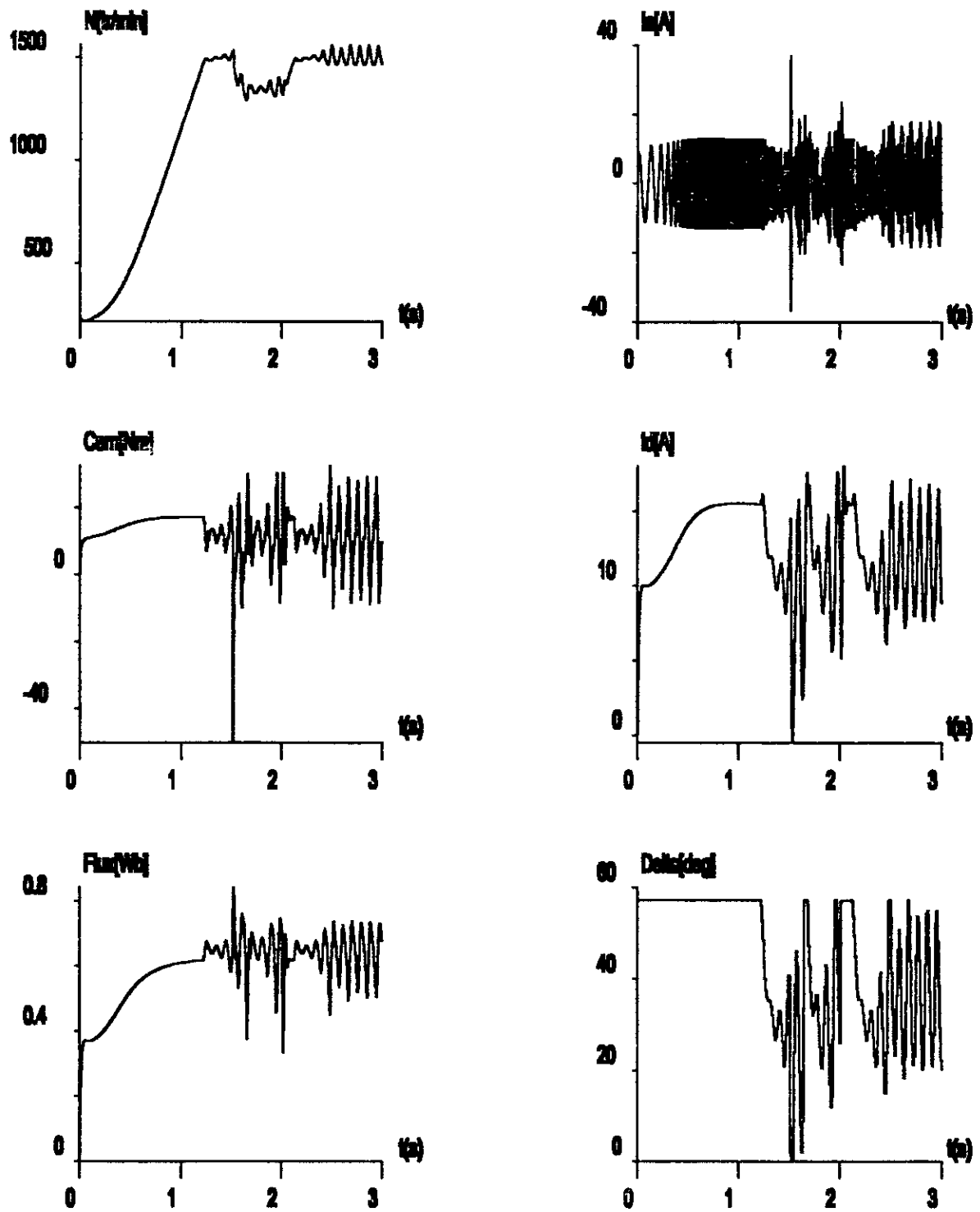


Figure (5.9) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 20 %.

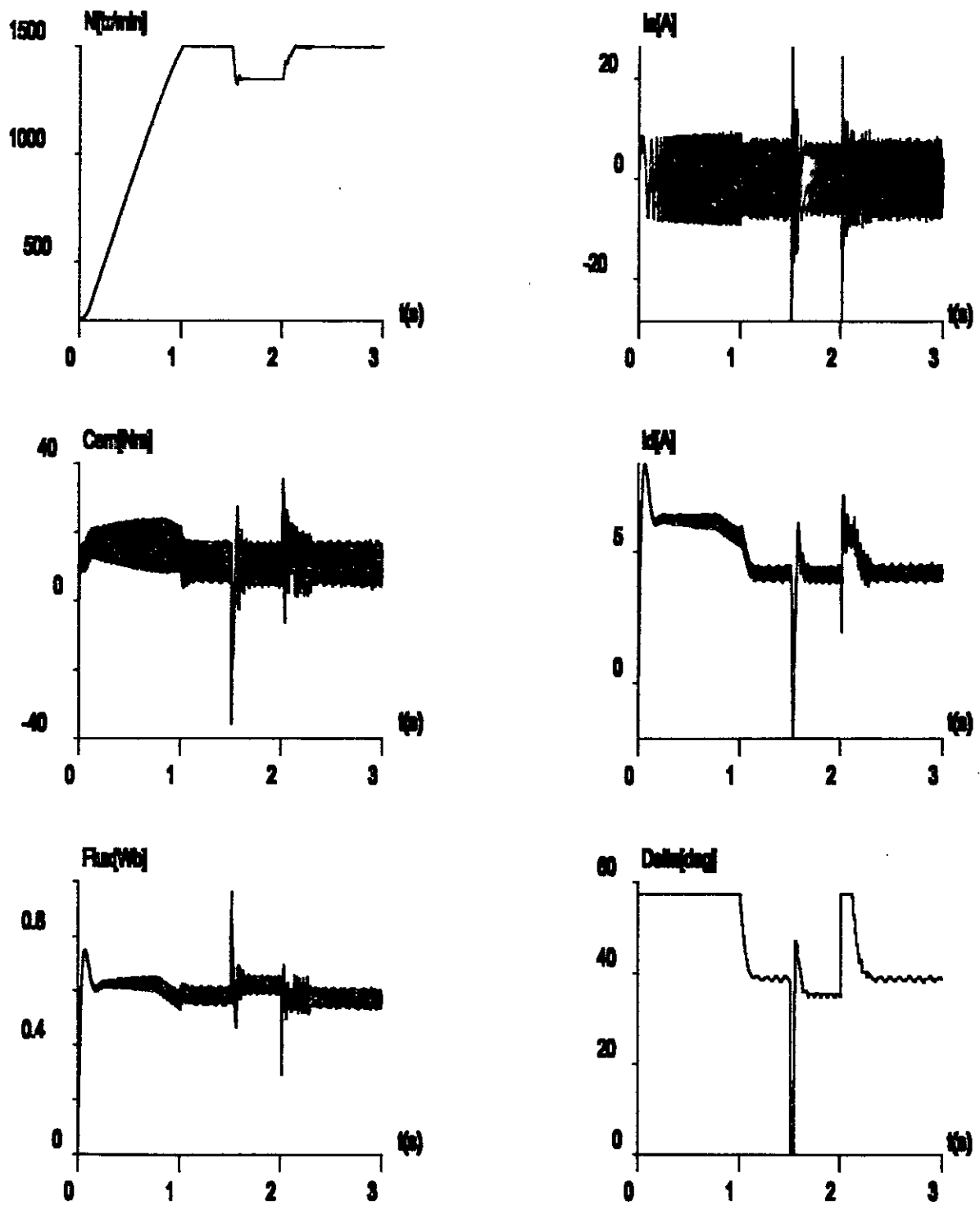


Figure (5.10) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 4 %.

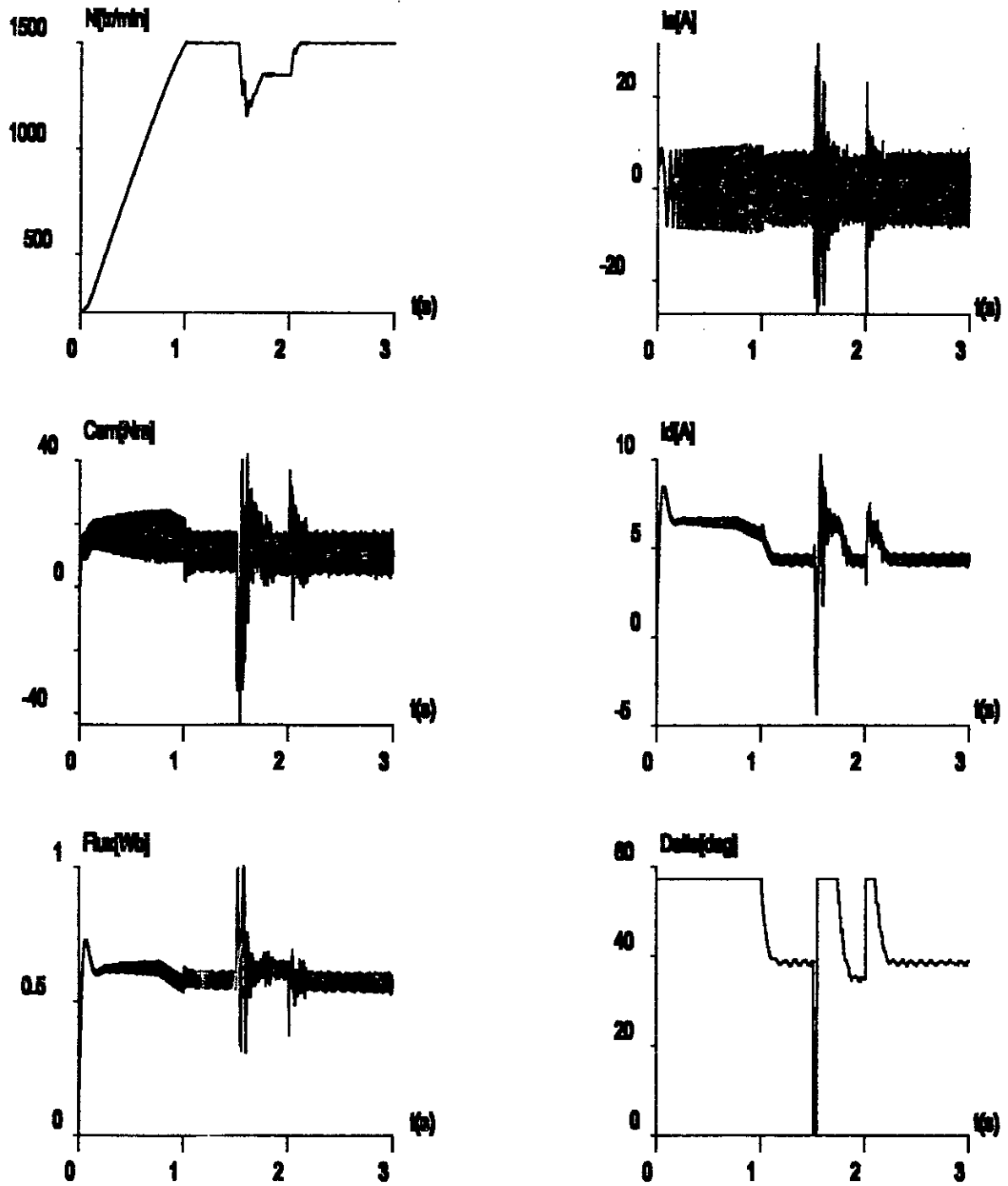


Figure (5.11) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 8 %.

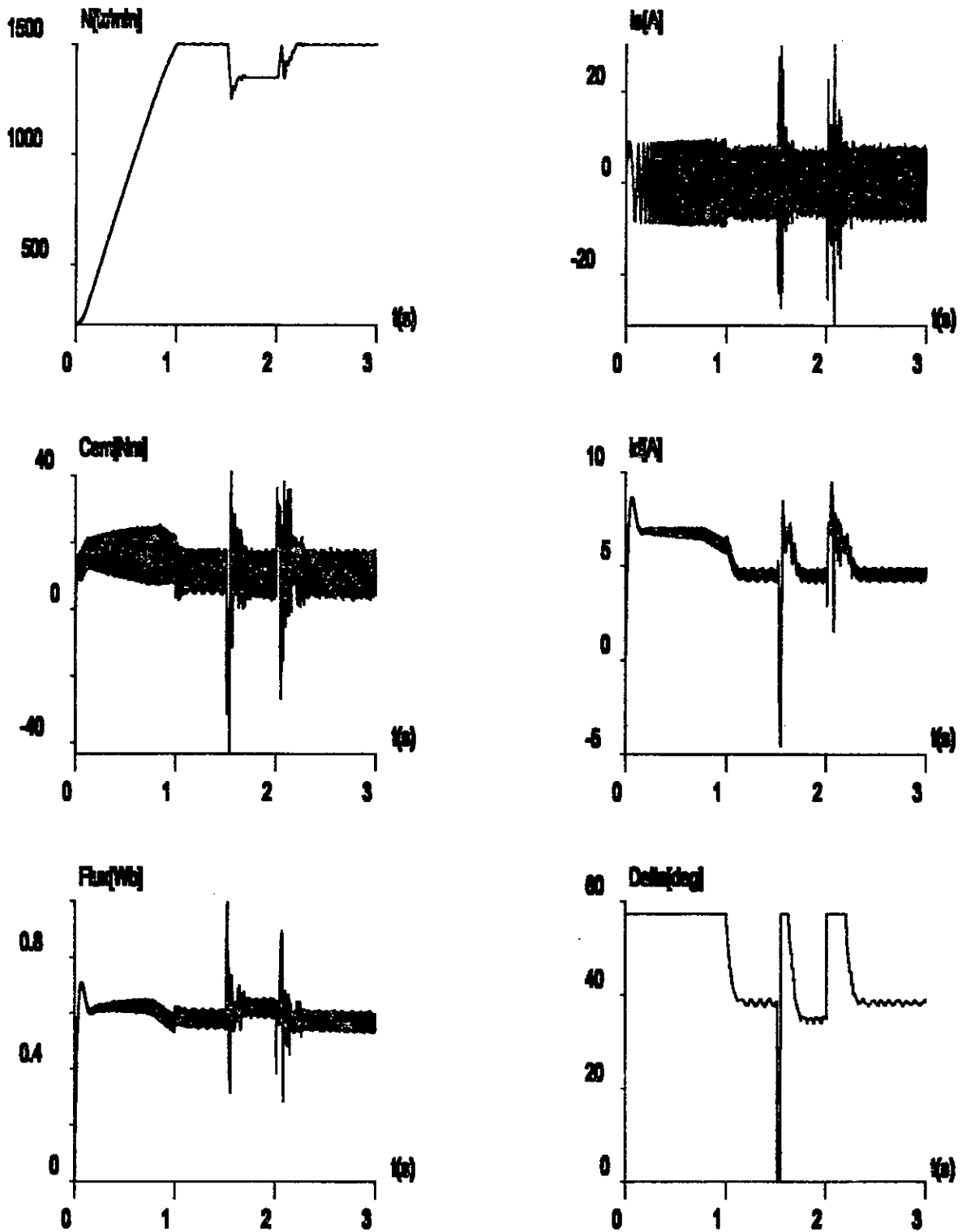


Figure (5.12) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 12 %.

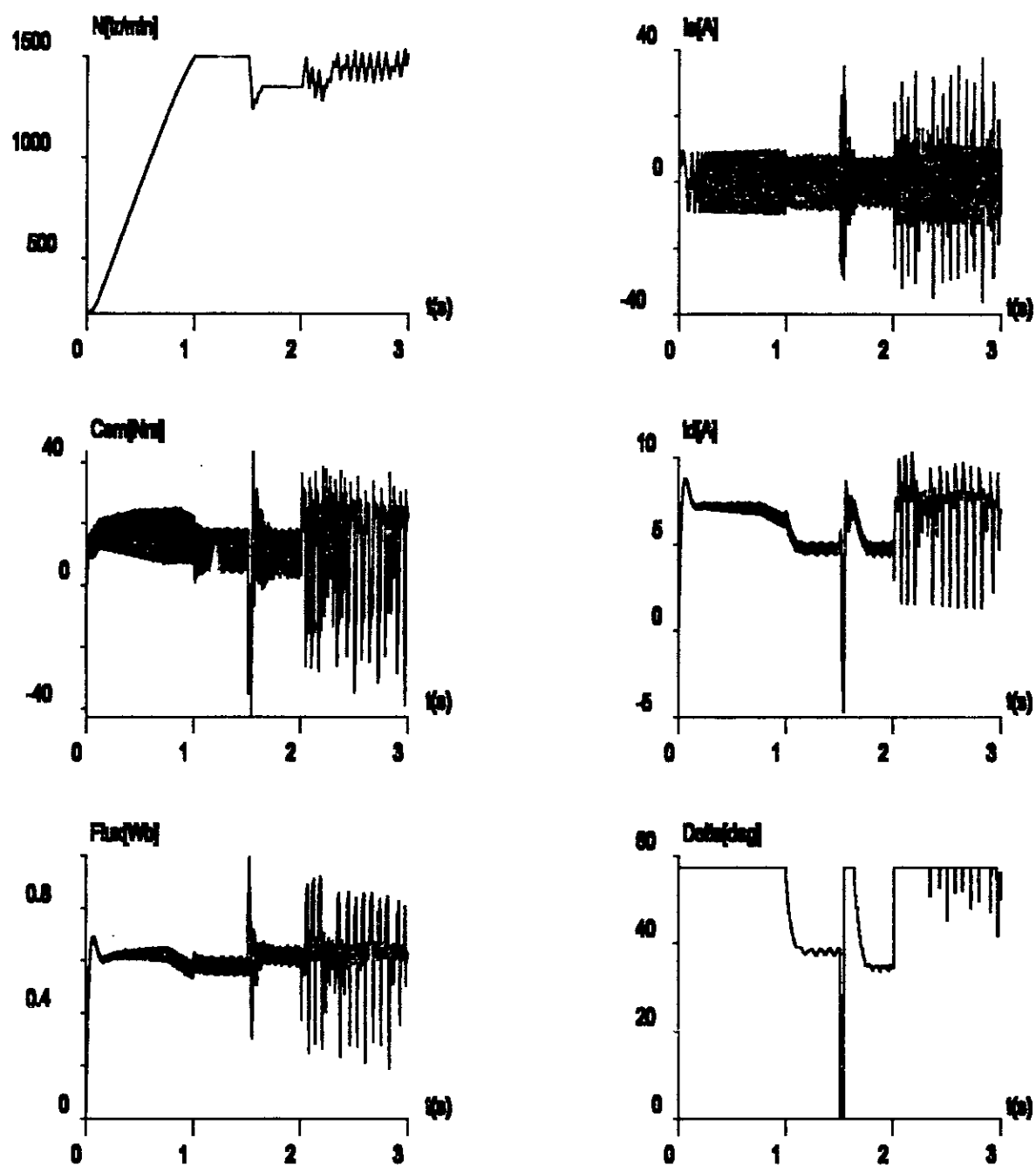


Figure (5.13) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 16 %.

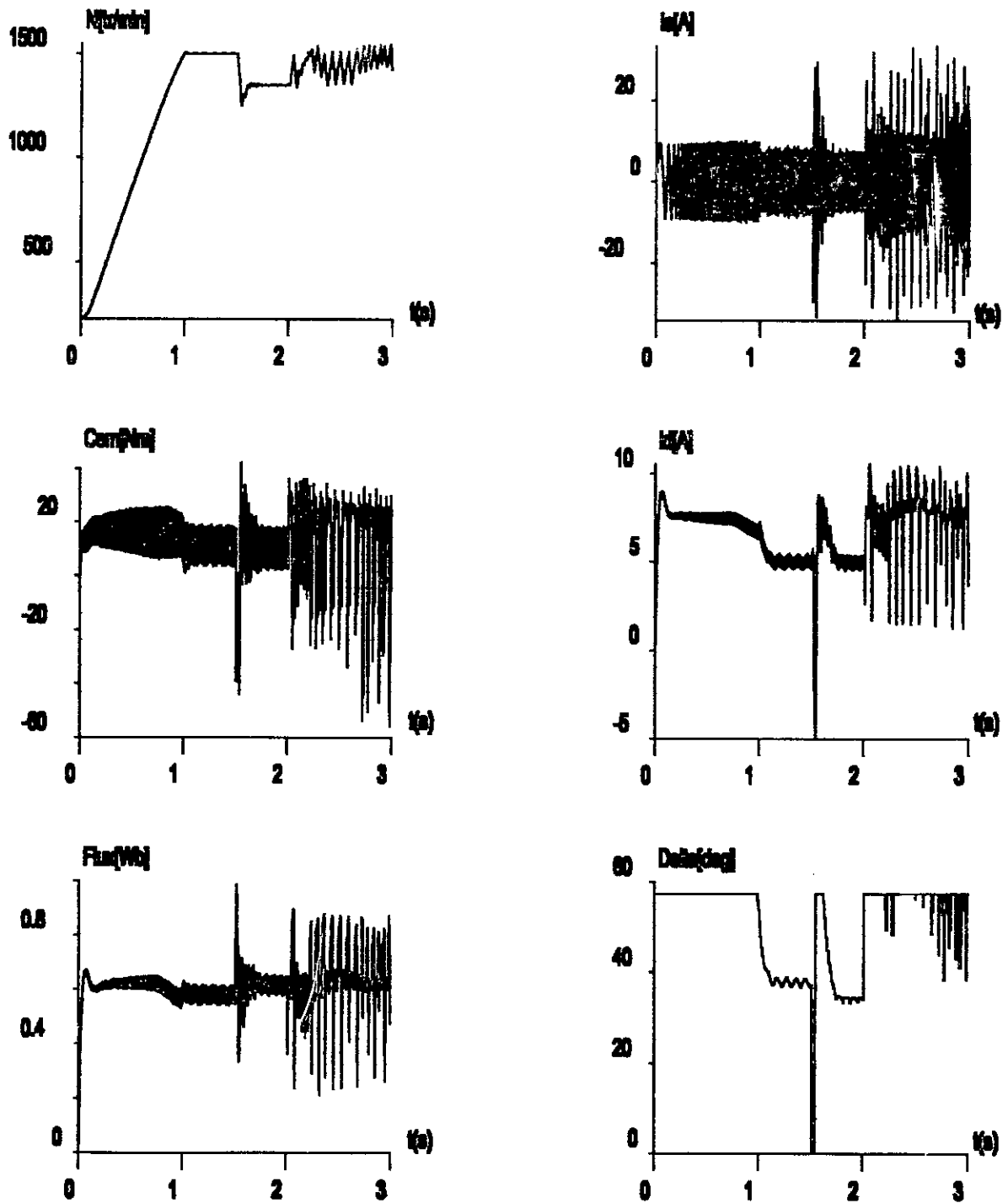


Figure (5.14) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence pour une diminution de K_d de 20 %.

CONCILIUM GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'influence de la saturation sur la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

Après avoir dégagé, dans une étude préliminaire, un modèle mathématique qui tient compte de la saturation, nous avons appliqué le réglage par retour d'état échantillonné à la machine synchrone autopilotée, se n'est qu'après la détermination des coefficients de réglage eu régime linéaire qu'en à introduit la saturation de cette dernière.

Cette étude nous permet de tirer les points suivants qui nous semble utiles:

- * La prise en compte de l'effet de la saturation par des facteurs des saturations est devenu un outil efficace dans la modélisation et simulation des machines synchrone au régime saturé.
- * Les résultats obtenus au régime linéaire montre que le réglage par retour d'état échantillonné de la MSA présente d'excellentes performances autour du point de fonctionnement, aussi bien lors des variations de consigne que ce de la perturbation.
- * Le phénomène de saturation ne peut être négligé, car cela introduit des effets indésirables du point de vu commande, en effet les résultats obtenus montre que les performances de la commande sont dégradées pour des diminutions considérables de L_d et L_q .

ANNEXE



BIBLIOGRAPHIES

- [1] : **G. SEGUIER**,
'Introduction à l'électrotechnique approfondie'. Technique et Documentation (Lavoisier), 1981.
- [2] : **H. ANVARI**,
'Caractérisation des machines synchrones saturées et alimentées par convertisseurs statiques'. Thèse de Doctorat ès sciences, Institut National Polytechnique de Toulouse, Juillet 1989.
- [3] : **PH. BARRET**,
'Régimes transitoires des machines tournantes électriques'. Eyrolles, Paris, 1982.
- [4] : **C. KRAUSE**,
'Analysis of electric machinery'. New York : Mc Graw-hill, 1986
- [5] : **A. ARTABAZ-A. TAIBOUNI**,
'Caractérisation des machines synchrones saturées'. PFE, ENP Alger, Juin 1996.
- [6] : **F. LABRIQUE - G. SEGIER**,
'Les convertisseurs de l'électronique de puissance'. Volume 4, La conversion continu-alternatif, Technique et documentation(Lavoisier), 1989.
- [7] : **Y. AIT-GOUGUAM**,
'Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone'. Thèse de Magister ,ENP Alger, Février 1992.
- [8] : **G. SEGUIER**,
'Electrotechnique industrielle'. Technique et Documentation (Lavoisier), 1977.
- [9] : **DALMASSO**,
'Les machines électriques tournantes à courants alternatifs'. Technique superieur. 1987
- [10] : **K. BENMENSOUR**,
'Commande par retour d'état avec observateurs de la MSA'. PFE, ENP Alger, 1992.
- [11] : **B.K. BOSE**,
'Power élctrics and AC drives '. Prentice -Hall , Englewood Cliffs, New Jersey. 1986

[12] : **BOUCHHIDA,**

'Synthèse de la commande par retour d'état échantillonné appliqué à la MSA'. PFE, ENP Alger, 1995.

[13] : **BOUMEDIENNE,**

'Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la MSA'. Thèse de Magister, ENP Alger, 1994.

[14] : **KHENE,**

'Etude par simulation du réglage d'état échantillonné d'une MSA'. Thèse de Magister, ENP Alger, 1993.

[15] : **H. BUHLER ,**

'Réglages échantillonnés'. Volume2. traitement dans l'espace d'état. Technique et documentations(Lavoisier).

[16] : **CHAUPRADE,**

'Electronique de puissance'. Volume 2, commande des moteurs à courant alternatif, Paris : Eyrolles., 1984

[17] : **R. IBTIOUENE,**

'Contribution au dimensionnement électromagnétique d'un MSA à aimants insérés'. Thèse de Doctorat, ès science, 1993.

[18] : **L. NEZLI,**

'Etude par simulation numérique du fonctionnement de la MSA'. Thèse de Magister, ENP Alger, 1986.

[19] : **M. HASNI,**

'Identification d'une machine synchrone'. Thèse de Magister, ENP, 1995.