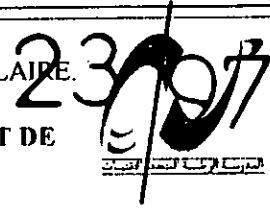


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE.



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DER de Génie Electrique & Informatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

*En vue d'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Automatique*

الدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

*Differentes Approches de Commandes
à Structures Variables :
Applications à une Machine Asynchrone*

Proposé et dirigé par :

Mr : H. CHEKIREB

Etudié par :

M. LARABI

Promotion 1997
E.N.P 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El-Harrach, Alger



Dédicaces



A ma mère
A mon père
A mes frères et soeurs
A ma grand-mère
A mon oncle ZIAD
A ABDELLAH
A mes tantes et oncles
A tous mes cousins et cousines
A tous ceux que j'aime

Je dédie ce modeste travail.

AVANT PROPOS

المركز الوطني المتعدد التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Je ne saurais clore ce mémoire sans adresser mes vifs remerciements à Monsieur H.CHEKIREB pour l'assistance qu'il m'a témoigné tout au long de ce travail, pour l'aide qu'il m'a toujours prodigué sans ménager ni son temps ni ses efforts. Qu'il trouve ici le témoignage de gratitude et de sympathie d'un élève.

Je tient remercie également Monsieur M. TADJINE pour la discussion entreprise avec lui sur le sujet et qui m'a été d'un apport appréciable à l'amélioration de ce travail.

J'exprime toute ma reconnaissance à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Que mes amis D. ALLIAOUI, M. MEHDAOUI, S. LABIOD, A. MEZOUAR, Z. TIDJANI et A. BENMEBAREK trouvent ici toute ma reconnaissance.

Je ne saurais oublier dans cette énumération nécessaire incomplète tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, que ce soit par leur amitié, leurs conseils ou leur soutien moral et matériel, particulièrement ma famille, qu'ils trouvent dans ces quelques lignes le témoignage de ma reconnaissance.

Mohammed LARABI

ملخص: إلى دراسة عدة طرق التحكم اللاخطي: التحكم بالتغذية اللاخطية و طريقتين تعتمدان نظرية الانظمة ذات البنى المتغيرة في نمط الإنزلاق، الأولى باستعمال المساحة المقترحة من طرف سلوتين (17) و الثانية باستعمال الرجوع المرحلي، هتان الطريقتان مكيفتان لمعالجة مسائل المتانة، تلتها عدة تطبيقات بمحاكاة عددية على ماكنة غير متواقة. و قد تم توجيه حقل الماكنة بتقييد نبض التواترات السكنونية و أمكن تحديد التيار بتصحيح هذه التواترات.

كلمات مفتاحية: التغذية الرجعية اللاخطية، أنظمة دات بنى متغيرة، النماذج المنزلة، الرجوع المرحلي.

Différentes Approches de Commandes à Structures Variables : Applications à une Machine Asynchrone

Résumé : Dans ce mémoire, différentes stratégies de commandes non linéaires sont abordées : la commande par bouclage non linéaire et deux approches utilisant la théorie des systèmes à structures variables en modes glissants, la première est basée sur le choix de la surface proposée par Slotine dans [17], la deuxième est la commande par Backstepping. Ces dernières sont plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Des applications par simulations de celles-ci, à la machine asynchrone, ont été présentées. L'orientation du flux est garantie par la contrainte sur la pulsation des tensions statoriques et la limitation des courants a été réalisée par une correction des tensions statoriques.

Mots clés : linéarisation entrée-sortie, systèmes à structures variables, modes glissants, surface de glissement, Backstepping.

Different Approaches of Variable Structures control: Application to an induction Machine

Abstract : In this work, different strategies of nonlinear control have been studied : the feedback linearization and two approaches of variable structure control associated with sliding mode, the first one based on the technique proposed by Slotine [17], the second one is Backstepping control. The last ones, are more able to surmount the nonlinearity and more adapted to the resolution of the problems of robustness. Some applications by numerical simulation of these, to induction machine, have been presented. The field orientation is guaranteed by the constraint on the stator voltage pulsation and the current limitation is achieved by correction of the stator voltages.

Key words : input-output linearization, variable structure systems, sliding modes, sliding surface, Backstepping approach.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Chapitre I MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|---|----|
| I.1 Hypothèses simplificatrices | 03 |
| I.2 Equations électriques de la M.AS | 03 |
| I.3 Transformation de Park..... | 03 |
| I.4 Application de la transformation de Park à la M.AS..... | 04 |
| I.5 Objectifs de la commande et choix du vecteur d'état | 05 |
| I.6 Modèle de la machine dans le repère (d-q) | 05 |
| I.7 Equation mécanique..... | 05 |
| I.8 Référentiel lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique..... | 06 |
| I.9 Equation d'état | 07 |
| I.10 Simulations numériques et interprétations | 07 |
| I.11 Conclusion..... | 08 |

Chapitre II BOUCLAGE NON LINEAIRE - APPLICATION A LA M.AS

| | |
|---|----|
| II.1 Linéarisation entrée-sortie !..... | 11 |
| II.1.1 Cas monovarié | 11 |
| II.1.2 Cas multivarié | 13 |
| II.2 Conclusion 1 | 15 |
| II.3 Validité de l'application de la commande au modèle de la M.AS..... | 16 |
| II.3.1 Calcul des degrés relatifs..... | 17 |
| II.3.2 Placement de pôles | 19 |
| II.4 Résultats de simulations et commentaires | 20 |
| II.5 Conclusion 2 | 20 |

Chapitre III COMMANDE A STRUCTURES VARIABLES - APPLICATION A LA M.AS

| | |
|---|----|
| III.1 Systèmes à structures variables | 29 |
| III.1.1 Définition | 29 |
| III.1.2 Exemple..... | 29 |
| III.2 Rappels sur les modes glissants | 30 |
| III.2.1 Définitions..... | 30 |
| <i>Surface de glissement</i> | 30 |
| <i>Mode de convergence</i> | 30 |
| <i>Régime ou mode de glissement</i> | 31 |
| <i>Régime permanent</i> | 31 |

| | |
|---|----|
| III.2.2 Principe de la commande par mode de glissement | 31 |
| III.2.3 Conception de la commande par mode de glissement..... | 31 |
| <i>Choix d'une surface de glissement</i> | 31 |
| <i>Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement</i> | 32 |
| <i>Le calcul de la commande</i> | 32 |
| III.2.4 Expression analytique de la commande | 33 |
| III-2.5 Phénomène du chattering | 34 |
| III.3 Application de la commande par mode de glissement à la M.AS | 35 |
| III.3.1 Choix des surfaces..... | 35 |
| III.3.2 L'expression des commandes | 36 |
| III.3.3 Etude de la dynamique du système sur la surface | 37 |
| III.4 Résultats de simulations et interprétations | 37 |
| III.5 Conclusion 1 | 38 |
| III.6 Backstepping..... | 53 |
| III.6.1 Système mono-entrée | 53 |
| III.6.2 Extension au cas multi-entrée | 56 |
| III.6.3 Détermination des fonctions $\Psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta_i)$ | 58 |
| III.7 Application à la machine asynchrone | 59 |
| III.8 Résultats de simulations et interprétations | 62 |
| III.9 Conclusion 2 | 63 |

CONCLUSION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'implantation des machines à courant alternatif et plus particulièrement des machines asynchrones connaît un essor incontestable dans les milieux industriels. En effet, ces machines robustes et très économiques, associées à une commande vectorielle par orientation du flux permettent de réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu. Cette combinaison assure l'indépendance du contrôle du flux et de la vitesse. Mais, en revanche, elles présentent des difficultés inhérentes lors de leurs exploitations.

Les procédés classiques de commande pour la machine asynchrone reposent sur un modèle à paramètres constants. Or les variations de ces derniers et les non linéarités très prononcées intervenant peuvent éloigner, de manière notable, la machine de son fonctionnement optimal.

Dans ce contexte, plusieurs approches de commandes robustes intègrent, lors de leur élaboration, les fluctuations paramétriques et les perturbations de charge injectées dans le processus. Elles ont été le fruit de plusieurs recherches. Cependant, dans la plus part des cas, elles consistent en l'analyse de la sensibilité paramétrique en vue de la synthèse d'algorithmes adaptatifs.

Le travail présenté propose la synthèse de lois de commandes non linéaires et plus précisément, une synthèse de deux stratégies de commande à structures variables et de les appliquer à une machine asynchrone. Les régulateurs dimensionnés, tout en gardant des coefficients constants, assurent des performances acceptables. En ce qui concerne ces coefficients, Il n'existe pas de directives précises pour leur dimensionnement. On est donc amené à faire appel à une simulation et à des modification interactive, jusqu'à ce qu'à obtenir une solution convenable. Pour cela, il faut préalablement fixer les buts à atteindre.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres:

Le premier a été consacré à l'élaboration analytique du modèle dynamique de la machine asynchrone. Le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour donner au mieux une représentation permettant la simulation de la machine.

La technique de linéarisation entrée-sortie appliquée à la M.AS est développée dans le chapitre II. Elle permet d'obtenir un comportement entrée-sortie linéaire. La faiblesse de cette commande apparaît au niveau des variations paramétriques. Pour palier cette insuffisance, on a été conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse.

Parmi elles et bien particulières par rapport aux autres méthodes, on retrouve les commandes à structures variables basées sur la technique des modes glissants. Dans le troisième chapitre, deux approches de celles-ci sont présentées. La première est basée

sur le choix d'une surface de glissement proposée par Slotine dans [17]. La deuxième est la commande par Backstepping où une extension au cas multi-entrée est présentée, n'est-ce qu'en introduisant la notion de mode de glissement.

Les propriétés d'attraction et de convergence de chacune d'elles y sont discutées et théoriquement prouvées se basant sur des réflexions d'énergie généralisée, (Fonctions de Lyapunov). Pour clore ce chapitre, est présentée une simulation numérique de chaque approche appliquée à la machine asynchrone.

Chapitre 1

Modélisation de la Machine Asynchrone

Introduction : [1], [2], [3] et [5].

Toute commande de système, entre autre celle des machines électriques exige une modélisation approuvée et accessible pour l'automaticien. Dans le contexte fréquent d'hypothèses simplificatrices, le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système de six équations non linéaires et à coefficients périodiques du temps. En conséquences la résolution d'un tel système s'avère très complexe et le contrôle du couple séparément du flux n'est pas possible.

Pour réduire cette complexité et retrouver un système d'équations à coefficients constants, la transformation de Park est introduite. Quant au découplage, on fera appel à la notion de référentiel lié au champ tournant.

I.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est faite en admettant que :

- l'additivité du flux;
- la constance des inductances propres;
- les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques varient selon une loi sinusoïdale en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

soient vérifiées.

Ceux-ci n'étant possibles qu'en conséquences et moyennant certaines hypothèses.

On citera:

- l'entrefer constant;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques est négligé;
- le circuit magnétique est non - saturé.

I.2 Equations électriques de la machine asynchrone

En tenant compte de ces hypothèses, la machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes:

$$\begin{cases} [V_{Sabc}] = [R_S] [i_{Sabc}] + (d/dt) [\Phi_{Sabc}] \\ [V_{Rabc}] = [R_R] [i_{Rabc}] + (d/dt) [\Phi_{Rabc}] \end{cases} \quad (1-1)$$

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par:

$$\begin{cases} [\Phi_{Sabc}] = [l_S] [i_{Sabc}] + [M_{SR}] [i_{Rabc}] \\ [\Phi_{Rabc}] = [l_R] [i_{Rabc}] + [M_{SR}]^T [i_{Sabc}] \end{cases} \quad (1-2)$$

avec:

$$[R_x] = \begin{bmatrix} R_x & 0 & 0 \\ 0 & R_x & 0 \\ 0 & 0 & R_x \end{bmatrix}, [l_x] = \begin{bmatrix} l_x & M_x & M_x \\ M_x & l_x & M_x \\ M_x & M_x & l_x \end{bmatrix}, x = S, R \quad (1-3)$$

et:

$$[M_{SR}] = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Il est clair que l'écriture de $[V_{Sabc}]$, $[V_{Rabc}]$ en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps, d'où la complexité de leur résolution.

Pour résoudre ce problème, on a recourt à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

I.3 Transformation de Park

La transformation de Park fait projeter les enroulements d'axes a, b, et c sur deux axes fictifs d et q en quadrature. On obtient une machine diphasée équivalente à la machine triphasée équilibrée. Cette transformation est définie par la matrice de Park:

$$P(\theta_x) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & \cos(\theta_x - 2\pi/3) & \cos(\theta_x + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_x) & -\sin(\theta_x - 2\pi/3) & -\sin(\theta_x + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Les composantes relatives et réelles sont liées par:

$$[d \ q \ 0]_x^T = p(\theta_x) [a_x \ b_x \ c_x]^T, \quad x = s, r$$

I.4 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone

Une transformation de Park $P(\theta_s)$ et $P(\theta_r)$ appliquée au courant, tension, et flux, intervenant dans les équations 1-1 et 1-2 conduit au système d'équations à coefficients constants suivant:

$$\begin{cases} V_{dz} = R_z i_{dz} + (d\Phi_{dz}/dt) - (d\theta_z/dt) \Phi_{qz} \\ V_{qz} = R_z i_{qz} + (d\Phi_{qz}/dt) + (d\theta_z/dt) \Phi_{dz} \end{cases} \quad z = R, S$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ M = 3M_{SR} / 2 \end{cases} \quad (1-4)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} L_r = l_r - M_r \end{cases}$$

En posant dorénavant: $\omega_s = d\theta_s/dt$, $\omega_r = d\theta_r/dt$ et $\omega = d\theta/dt$.
de plus $\omega_s - \omega_r = \omega = p\Omega$.

La dernière relation montre que les vitesses angulaires du repère d-q par rapport aux repères statorique et rotorique liées rigidement à la vitesse angulaire du rotor Ω , ne sont pas des grandeurs indépendantes.

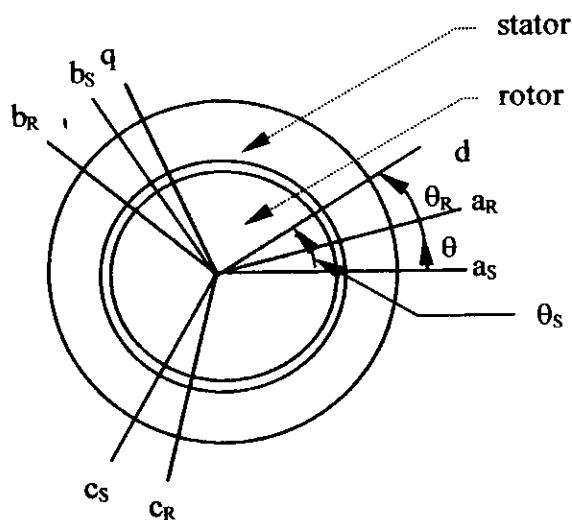


Fig I.1 Vue en coupe de la machine.

I.5 Objectifs de la commande et choix du vecteur d'état

Le choix des sorties est d'une grande importance du fait qu'il est lié aux objectifs de commande. On désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotorique. Pour le modèle complet, la vitesse mécanique $\Omega = \omega/p$ est une variable d'état. Pour les quatre variables électriques, les choix les plus courants sont :

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \omega)$$

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dS}, \Phi_{qS}, \omega)$$

$$x = (\Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \Phi_{dS}, \Phi_{qS}, \omega)$$

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, i_{dR}, i_{qR}, \omega)$$

Parmi ces choix possibles des variables d'état, on opte les courants statoriques du fait qu'ils sont mesurables, et le flux rotorique pour contrôler sa norme. Les tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}) et la vitesse du champ tournant (ω_s) sont les commandes du système.

I.6 Modèle de la machine dans le repère (d-q)

En manipulant les équations précédentes et avec le choix du vecteur d'état $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dR} \ \Phi_{qR} \ \omega]^T$ et du vecteur de commande $[V_{ds} \ V_{qs}]^T$, on aboutit au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère (d-q) tournant à la vitesse synchrone ω_s .

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_R} \Phi_{dR} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \Phi_{qR} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_R} \Phi_{qR} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \Phi_{dR} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (1-5)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{ds} - \frac{1}{T_R} \Phi_{dR} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qR} \\ \frac{d\Phi_{qR}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{qs} - \frac{1}{T_R} \Phi_{qR} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dR} \end{cases} \quad (1-6)$$

avec: $T_R = L_R / R_R$, $T_s = L_s / R_s$, et $\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_R)$.

Qui peut être écrit sous forme condensée :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) U$$

en prenant comme vecteur d'état:

$$x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dR} \ \Phi_{qR}]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{ds} \ V_{qs}]^T.$$

I.7 Equation mécanique

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique. Sur la base du développement de l'équation de la puissance instantanée, on obtient l'expression du couple électromécanique:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_R} (\Phi_{dR} i_{qs} - \Phi_{qR} i_{dR}) \quad (1-7)$$

D'autre part on dispose de l'expression:

$$C_{em} = J \frac{d(\omega / p)}{dt} + K_f (\omega / p) + C_R \quad (1-8)$$

On obtient la cinquième équation d'état suivante:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_R} (\Phi_{dR} i_{qS} - \Phi_{qR} i_{dS}) - \frac{K_f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_R \quad (1-9)$$

Où C_R représente le couple résistant.

Remarque: Un couplage apparaît entre les courants statoriques dans l'expression du couple électromagnétique. Par conséquent, le couple ne peut être contrôlé séparément du flux.

I.8 Référentiel lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique

Le choix convenable d'un référentiel mène à une expression du couple électromagnétique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Ce choix est celui lié au champ tournant. Il permet de contrôler le couple séparément du flux. Le flux peut être le flux statorique, rotorique, ou magnétisant.

Un référentiel lié au champ tournant se traduit par la relation :

- Orientation du flux statorique
 $\Phi_{dS} = \Phi_S, \Phi_{qS} = 0;$
- Orientation du flux magnétisant:
 $\Phi_{dM} = \Phi_M, \Phi_{qM} = 0;$
- Orientation du flux rotorique:
 $\Phi_{dR} = \Phi_R, \Phi_{qR} = 0;$

Si le référentiel choisi est lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique, le contrôle du flux est fait par le courant i_{dS} séparément de la vitesse par i_{qS} .

Une orientation parfaite du flux permet d'avoir :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{dS} - \frac{1}{T_R} \Phi_{dR} \\ 0 = \frac{M}{T_R} i_{qS} - (\omega_S - \omega) \Phi_{dR} \end{cases} \quad (1-10)$$

l'expression de ω_S déduite est :

$$\omega_S = \omega + \frac{M}{T_R} \frac{i_{qS}}{\Phi_R} \quad (1-11)$$

Une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant l'expression suivante [3]:

$$\omega_s(2) = \omega + \alpha i_{qs} + \beta \Phi_{qR}$$

où : α et β sont des constantes à déterminer

I.9 Equation d'état

A partir des équations 1-5, 1-6 et 1-9 et avec la notation suivante :

$$x = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) = (i_{dS}, i_{qS}, \Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \omega)$$

on aboutit au système d'équations avec grandeurs réduites suivant avec :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_s x_2 + d_1 x_4 x_5 + e V_{dS} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_s x_1 - d_1 x_3 x_5 + e V_{qS} \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_3 + b_2 x_1 + c_1 \omega_s x_4 - c_1 x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = -a_2 x_4 + b_2 x_2 - c_1 \omega_s x_3 + c_1 x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_3 x_5 + d_3 x_2 x_3 - d_3 x_1 x_4 - f C_r \end{cases} \quad (1-12)$$

où :

$$\begin{aligned} a_1 &= (1/(\sigma \times T_S) + (1-\sigma)/(\sigma \times T_R)) & , & \quad a_2 = 1/T_R & , & \quad a_3 = K_f/j \\ b_1 &= ((1-\sigma)/(\sigma \times M \times T_R)) \times (\Phi_n / I_m) & , & \quad b_2 = M \times I_m / (T_R \times \Phi_n) \\ d_1 &= ((1-\sigma)/(\sigma \times M)) \times (\Phi_n \times \omega_n / I_m) & , & \quad d_3 = ((p \times p \times M)/(j \times L_R)) \times (I_m \times \Phi_n / \omega_n) \\ c_1 &= \omega_n \\ e &= V_m / (\sigma \times L_S \times I_m) \\ f &= p \times C_n / (j \times \omega_n) \end{aligned}$$

I.10 Simulations numériques et interprétations

A partir du modèle d'état 1-13, on effectue une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduites par application de la transformation inverse de Park. La machine est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées de valeur efficace de 220V. Le repère (d-q) est lié au champ tournant. On se contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d-q), la norme du flux et la vitesse électrique du rotor par rapport au stator.

On effectue deux essais typiques :

1. Démarrage à vide de la machine asynchrone.
2. Démarrage à vide puis application d'une perturbation de charge nominale à $t = 6s$.

La machine est couplé directement au réseau.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures I.2.a et I.2.b. Le démarrage sous pleine tension permet d'avoir un établissement à 0.54 s. D'autre part, on remarquera un fort appel des courants qui atteignent jusqu'à 80A.

L'introduction d'une charge provoque une diminution de la vitesse qui prend en régime établi la valeur 300 rd/s (correspond à une erreur statique de 4.46%) qui se traduit par un glissement supplémentaire de la machine. Quand au courant i_{dS} , il subit une variation remarquable.

Les résultats de simulations sont présentés en grandeurs réelles.

I.12 Conclusion

Dans cette partie « Modélisation de la Machine Asynchrone », on est arrivé à obtenir un modèle d'équation d'état de la M.AS qui nous servira tout au long de ce travail. On note que le modèle est non linéaire et fortement couplé.

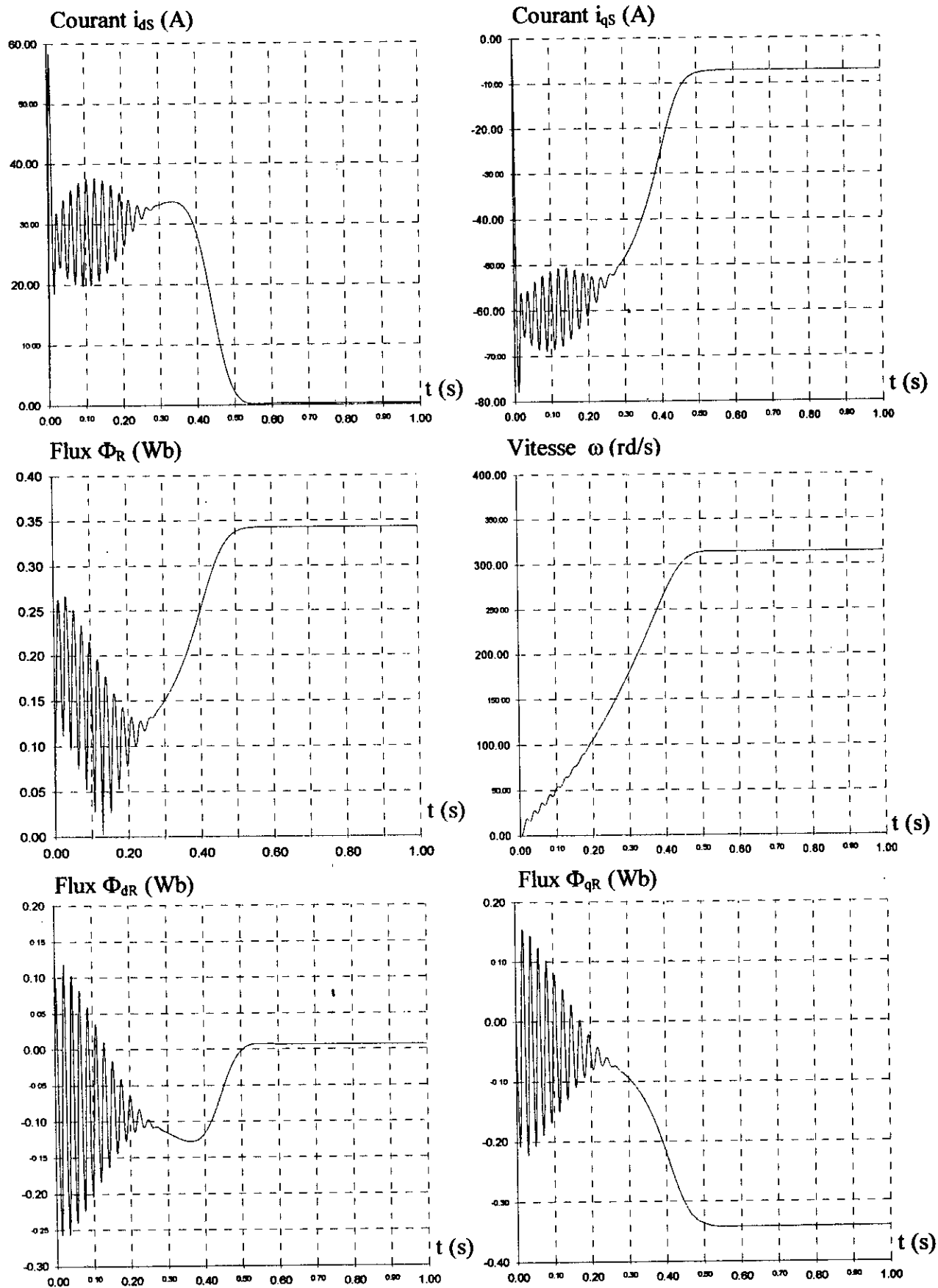


Fig.I.2.a. Démarrage à vide de la M.AS couplée directement au réseau.

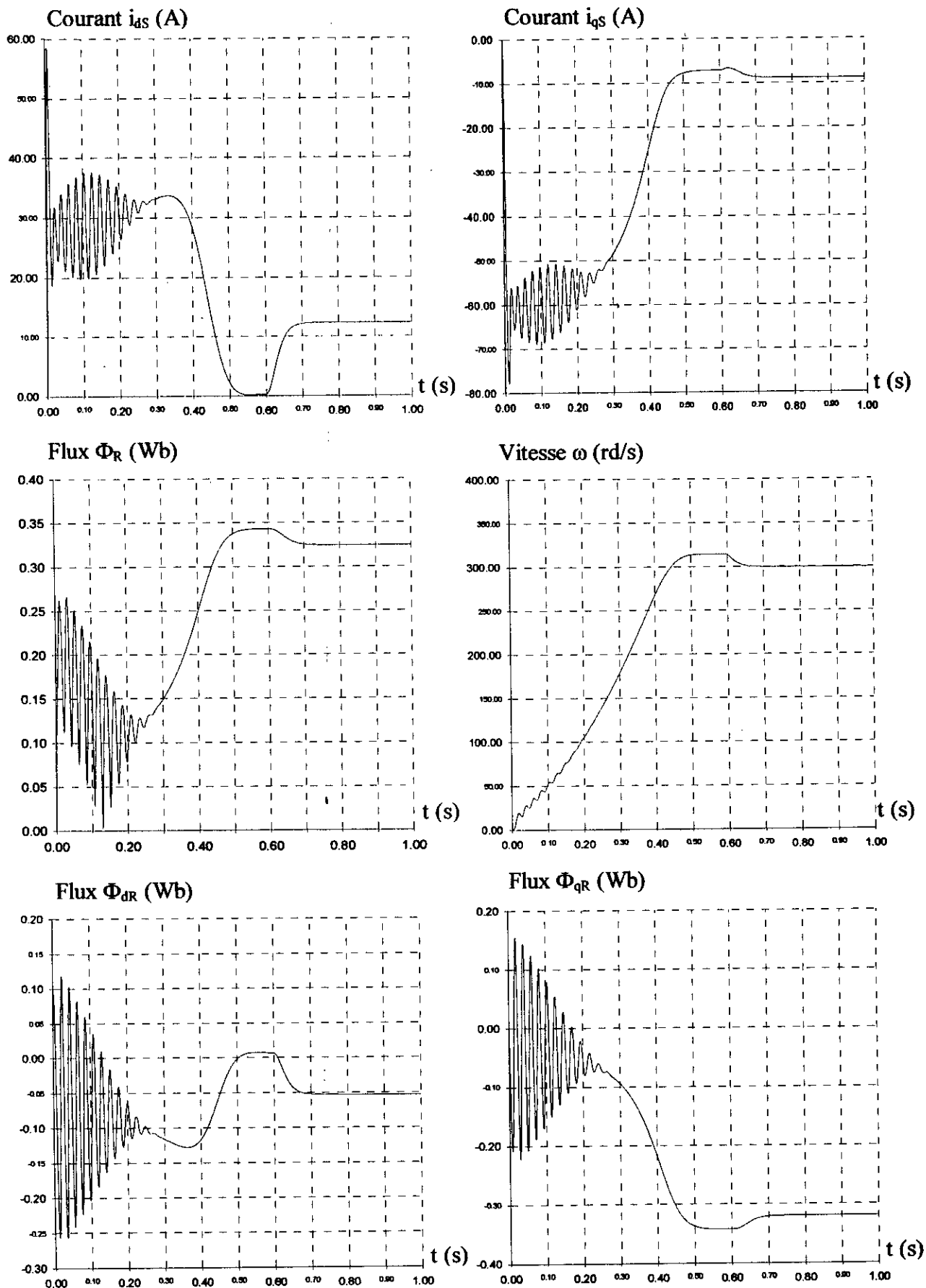


Fig.I.2.b. Démarrage à vide de la M.AS couplée directement au réseau avec application d'une charge nominale à $t = 0.6$ s.

Bouclage

non

Linéaire

Application

à la

M.AS

Chapitre II

Introduction :

Le plus souvent, le comportement d'un système physique est de nature décrit par des équations différentielles non linéaires.

Face aux problèmes engendrés par les systèmes non linéaires, des outils mathématiques ont été développés et il est maintenant possible de ramener le comportement d'un système appartenant à une classe de systèmes non linéaires à celui d'un système linéaire.

En parallèle, les avancées technologiques concernant les processeurs pour le traitement numérique dues au développement et de la micro-électronique ont permis l'implantation d'algorithmes de commande très complexes. Ceci a permis de mettre en œuvre les progrès significatifs obtenus dans le domaine de l'automatique non linéaire.

La machine asynchrone est de conception simple, de faible coût d'achat et de maintenance. En revanche son caractère non linéaire et multivariable rend difficile son exploitation. Pour remédier à cet inconvénient, une commande à structure non linéaire est indispensable. Par conséquent, la commande par bouclage sur l'état constitue une alternative. La technique de linéarisation et découplage entrée-sortie par bouclage non linéaire est développée dans cette partie et est appliquée à la machine asynchrone.

II.1 Linéarisation entrée-sortie

II.1.1 Cas monovarié

Afin d'explicitier la notion de bouclage non linéaire, on considère d'abord le cas monovarié. Partant d'un système non linéaire appartenant à la classe des systèmes définis par :

$$(\Sigma) = \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{où :} \quad \begin{cases} x: \text{l'état} \in \mathbb{R}^n; \\ u: \text{l'entrée} \in \mathbb{R}; \\ y: \text{la sortie} \in \mathbb{R}. \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

avec : f , g et h sont des fonctions lisses.

Le bouclage non linéaire consiste à trouver un retour d'état de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v$$

qui puisse ramener le comportement entrée-sortie du système défini par l'expression II-1 à celui d'un système linéaire. La première dérivée de y peut être représentée à l'aide de la dérivée directionnelle de Lie suivant un champ de vecteur [10] :

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (\text{II-2})$$

Soit x_0 un état d'équilibre du système en boucle ouverte

Si $L_g h(x_0) \neq 0$, y est de degré relative 1 à x_0 ⁽¹⁾ et la commande est donnée par :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} [-L_f h(x) + v] \quad (\text{II-3})$$

Cette expression de u permet d'obtenir un système linéaire où la sortie est séparée de l'entrée par un simple intégrateur. Pour cela, il suffit de substituer II-3 dans II-2. Nous obtenons :

$$\dot{y} = v$$

Par contre si $L_g h(x_0) = 0$, la commande n'apparaît pas. Deux cas se présentent :

1. S'il existe un point arbitraire x proche de x_0 tel que $\frac{\partial h}{\partial x}(x)g(x) \neq 0$, on ne peut pas définir un degré relatif à x_0 [8].
2. S'il existe un voisinage V_0 de x_0 tel que $\frac{\partial h}{\partial x}(x)g(x) = 0$, pour tout $x \in V_0$, alors le degré relative de y à x_0 peut être défini et on continue la dérivation de y jusqu'à obtenir :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x)u \quad (\text{II-4})$$

⁽¹⁾ Puisque la fonction est lisse, $\frac{\partial h}{\partial x}(x_0)g(x_0) \neq 0$, implique qu'il existe un voisinage V_0 de x_0 tel que $\frac{\partial h}{\partial x}(x)g(x) \neq 0$.

tel que : $L_g L_f^{i-1} h(x) \neq 0$. Si cette condition est vérifiée pour tout $x \in \mathbb{R}^n$, ce degré relatif est défini globalement. Ainsi, l'idée est de trouver le degré de dérivation δ (degré relatif de $h(x)$) qui est le nombre de fois qu'il faut dériver y tel que u apparaisse.

$$y^{(\delta)} = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x) u.$$

La commande est ainsi donnée par :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{\delta-1} h(x)} [-L_f^\delta h(x) + v] \tag{II-5}$$

Cette expression conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de δ intégrateurs comme le montre la figure II.1.

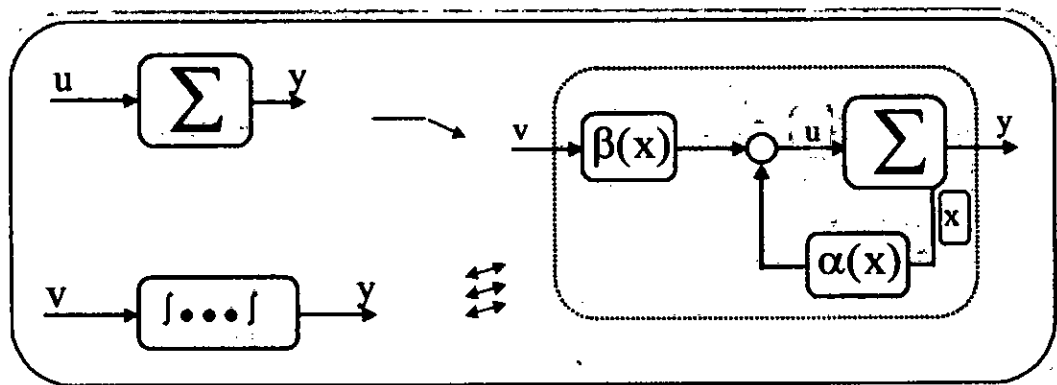


Fig.II.1. Linéarisation entrée-sortie (cas monovariable)

On construit le difféomorphisme (changement de coordonnées) suivant :

$$\begin{cases} z_1 = F_1(x) = h(x) \\ z_2 = F_2(x) = L_f h(x) \\ \vdots \\ z_\delta = F_\delta(x) = L_f^{\delta-1} h(x) \end{cases} \tag{II-6}$$

En utilisant les outils de la géométrie différentielle [8], on peut montrer que si le degré relatif est inférieur au degré du système ($\delta < n$), il est possible de compléter le difféomorphisme II-4 avec $(n - \delta)$ fonctions : $\xi = [F_{\delta+1}(x), \dots, F_n(x)]$, mais avec des dynamiques ne dépendant pas directement de u . On obtient le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{\delta-1} = z_\delta \\ \dot{z}_\delta = L_f^\delta h(x) + L_g L_f^{\delta-1} h(x) u = f_1(z) + g_1(z) u \\ \dot{\xi} = \psi(z_1, \dots, z_\delta, \xi) \end{cases} \tag{II-7}$$

En écriture matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{\delta-1} \\ \dot{z}_\delta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{\delta-1} \\ z_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v$$

Remarque:

Si le degré relatif δ de $h(x)$ est strictement inférieur au degré du système n , le retour linéarisant rend certaines dynamiques non observables et de ce fait apparaît ce qu'on appelle la dynamique des zéros. Si cette dynamique est asymptotiquement stable, la commande linéarisante assurera la stabilité interne du système en boucle fermée [12].

II.1.2 Cas multivariable

Le cas multivariable n'est qu'une extension du cas monovarié. Considérons un système à p entrées et p sorties représenté par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i, & x \in \mathbb{R}^n, u_i \in \mathbb{R}; \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_p = h_p(x) \end{cases} \left\{ \begin{array}{l} \text{les sorties que nous souhaitons découplées;} \\ y_i \in \mathbb{R}. \end{array} \right. \quad (II-8)$$

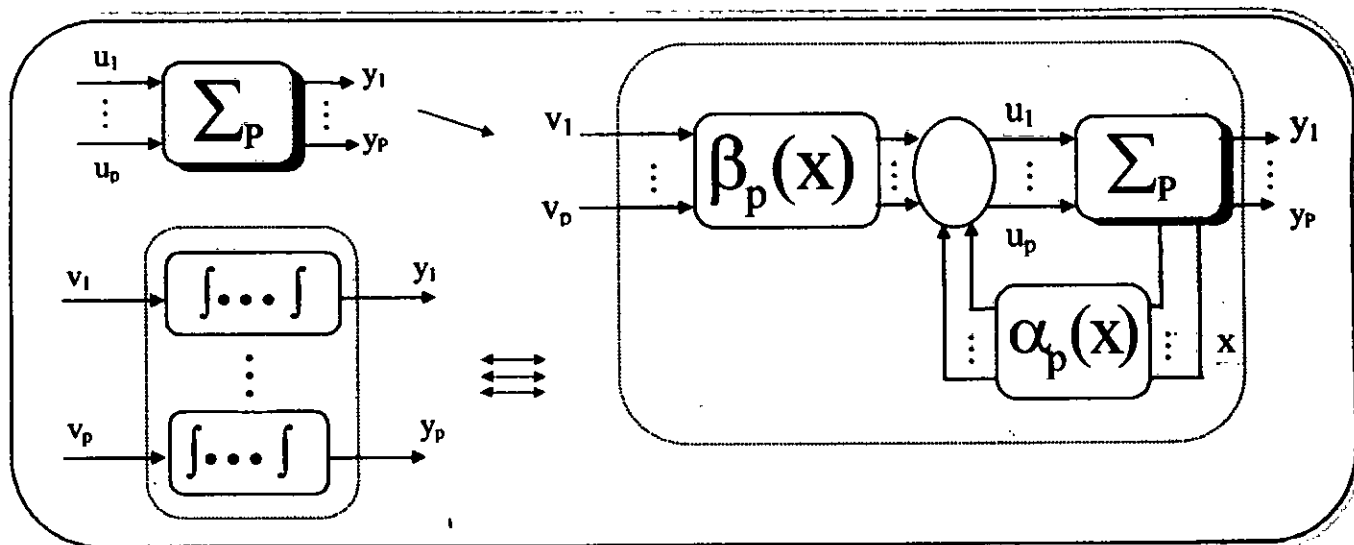


Fig.II-2. Linéarisation entrée-sortie (cas multivariable).

Il existe des conditions permettant de vérifier si ou non un système est découplable [5].
 Chaque sortie y_j est dérivée δ_j fois tel que $L_{g_i} L_f^{\delta_j-1} h_j$ soit différente de zéro $x \in \mathbb{R}^n$.

$$y_j^{(\delta_j)} = L_f^{\delta_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_f^{\delta_j-1} h_j(x)) u_i$$

On définit une matrice $A(x) \in \mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^p$ de découplage :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\delta_1-1} h_1 & \bullet & \bullet & \bullet & L_{g_p} L_f^{\delta_1-1} h_1 \\ \bullet & \bullet & & & \bullet \\ \bullet & & \bullet & & \bullet \\ \bullet & & & \bullet & \bullet \\ L_{g_1} L_f^{\delta_p-1} h_p & \bullet & \bullet & \bullet & L_{g_p} L_f^{\delta_p-1} h_p \end{bmatrix}$$

Le système devient :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(\delta_1)} \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ y_p^{(\delta_p)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{\delta_1} h_1 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ L_f^{\delta_p} h_p \end{bmatrix} + A(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ u_p \end{bmatrix} \tag{II-9}$$

Si $A(x)$ est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le système est donné par :

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ u_p \end{bmatrix} = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{\delta_1} h_1 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ L_f^{\delta_p} h_p \end{bmatrix} + A^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 \\ \bullet \\ \bullet \\ \bullet \\ v_p \end{bmatrix} \tag{II-10}$$

Remarque: Dans le cas où la matrice A est singulière, un découplage dynamique est nécessaire[5].

On construit le difféomorphisme suivant :

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_p \end{bmatrix}, \text{ avec } z_i = \begin{bmatrix} z_{i,1} \\ z_{i,2} \\ \vdots \\ z_{i,\delta_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i(x) \\ L_f h_i(x) \\ \vdots \\ L_f^{\delta_i-1} h_i(x) \end{bmatrix}, i = 1, p$$

Si $m = (\delta_1 + \dots + \delta_p) < n$ (la somme des degrés relatifs est inférieure à l'ordre du système), on complète le difféomorphisme avec $n - m$ fonctions : $\xi = [F_1(x), \dots, F_{n-m}(x)]$.

Dans ces nouvelles coordonnées, le système devient :

$$\dot{z}_i = \begin{bmatrix} \dot{z}_{i,1} \\ \dot{z}_{i,2} \\ \vdots \\ \dot{z}_{i,\delta_i-1} \\ \dot{z}_{i,\delta_i} \end{bmatrix} = \begin{cases} z_{i,2} \\ z_{i,3} \\ \vdots \\ z_{i,\delta_i} \\ L_f^{\delta_i} h_i(x) + L_g L_f^{\delta_i-1} h_i(x)u \end{cases}, i = 1, p \text{ et } \begin{cases} y_1 = z_{1,1} \\ y_2 = z_{2,1} \\ \vdots \\ y_p = z_{p,1} \end{cases}$$

En notation matricielle, on a :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \vdots \\ \dot{z}_m \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_m \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix}$$

$$\dot{\xi} = \Psi(z) + \Theta(z) \cdot u(z)$$

avec :

$$A = \text{diag}(A_1, \dots, A_p), B = \text{diag}(B_1, \dots, B_p);$$

et

$$A_i = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}_{\delta_i \times \delta_i}, \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{\delta_i \times 1}, \quad i = 1, \dots, p$$

Si $(x_0 = \bar{0}) \in \mathbb{R}^n$ est un point d'équilibre, les dynamiques des zéros sont données par :

$$\dot{\xi} = \Psi(\bar{0}, \xi) + \Theta(\bar{0}, \xi) \cdot u(\bar{0}, \xi),$$

Il faut prouver la stabilité de la dynamique des zéros afin d'appliquer la linéarisation [8], [13].

II.2 Conclusion 1

Les états $F_j, j=1, n-m$ du sous-système non linéaire ont été rendus non observables à la sortie y par l'expression II-9 de u . C'est l'équivalent non linéaire du placement de δ pôles du système à l'origine et l'élimination de $n-(m=\sum\delta_i)$ zéros par les $n-(m=\sum\delta_i)$ pôles restants. Reste à prouver que la dynamique des zéros est stable. L'expression II-9 de u ne garantit pas la stabilité interne du système néanmoins, elle garantit la stabilité des sorties, à moins d'établir séparément la stabilité du sous-système non linéaire.

II.3 Validité de l'application de la commande linéarisante au modèle de la M.AS

Il faut avant tout vérifier la validité de l'application de la commande par bouclage non linéaire sur le modèle de la machine asynchrone présenté au chapitre I.

Rappelons-en les équations :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_s x_2 + d_1 x_4 x_5 + e V_{ds} = f_1(x) + e V_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_s x_1 - d_1 x_3 x_5 + e V_{qs} = f_2(x) + e V_{qs} \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_3 + b_2 x_1 + c_1 \omega_s x_4 - c_1 x_4 x_5 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = -a_2 x_4 + b_2 x_2 - c_1 \omega_s x_3 + c_1 x_3 x_5 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = -a_3 x_5 + d_3 x_2 x_3 - d_3 x_1 x_4 - f C_r = f_5(x) \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Notre premier et capital objectif comme cité auparavant est de ramener la vitesse vers une valeur de référence et là y maintenir. Quand au deuxième, c'est le contrôle le flux. Ainsi, les grandeurs de sorties doivent être:

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) = \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) = \frac{1}{2} \Phi_R^2 \\ y_2 = h_2(x) = x_5 = \omega \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Ainsi, le système (entrées - sorties - commandes) appartient à la classe des systèmes représentés par des équations non linéaires de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \end{cases} \text{ les sorties que l'on désire découplées et commandées.}$$

$$\text{avec : } x = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \omega]^T,$$

$$u = [u_1, u_2]^T = [V_{ds}, V_{qs}]^T,$$

$$f(x) = [f_1(x), f_2(x), f_3(x), f_4(x), f_5(x)]^T,$$

$$g(x) = [g_1(x), g_2(x)]^T \text{ où } g_1(x) = [e, 0, 0, 0, 0]^T, g_2(x) = [0, e, 0, 0, 0]^T.$$

Afin de vérifier les conditions d'application de la commande, on construit les distributions suivantes [5], [10]:

$$\begin{cases} G_0 = \text{span}\{g_1, g_2\}; \\ G_1 = \text{span}\{g_1, g_2, \text{ad}_f g_1, \text{ad}_f g_2\}. \end{cases}$$

Dans notre cas, G_0 est involutive et de rang constant égale à 2. G_1 est de rang 4 mais n'est pas involutive.

On remarquera que $\text{rang}(G_1) < 5$ (inférieur au degré du système), par conséquent, le système n'est pas entièrement linéarisable. Néanmoins le plus grand sous-système linéarisable est

de dimension 4. Notons aussi que la dimension du sous-système linéarisé dépendra des sorties, car n'est autre que la somme des degrés relatifs associés aux sorties.

II.3.1 Calcul des degrés relatifs

Soit la première sortie :

$$y_1(x) = h_1(x) = \frac{1}{2} \Phi_R^2 = \frac{1}{2} (x_3^2 + x_4^2) \quad (\text{II-13})$$

Le calcul de sa dérivée donne :

$$\dot{y}_1(x) = -2a_2 y_1(x) + b_2 (x_1 x_3 + x_2 x_4) \quad (\text{II-14})$$

Il est clair que dans l'expression de \dot{y}_1 aucune commande n'apparaît. Par conséquent, le degré relatif étant différent de 1 et on continue la dérivation jusqu'à faire apparaître au moins une commande.

Le calcul de la seconde dérivée donne :

$$y_1^{(2)}(x) = -2a_2 \dot{y}_1(x) + b_2 (x_1 f_3 + x_3 f_1 + x_2 f_4 + x_4 f_2) + b_2 e (x_3 V_{ds} + x_4 V_{qs}) \quad (\text{II-15})$$

Les commande V_{ds} et V_{qs} apparaissent dans l'expression de la deuxième dérivée. Donc le degré relative δ_1 de y_1 est 2. Afin d'éviter de traîner cette expression, on pose :

$$V_1 = y_1^{(2)}(x) = B_1(x) + b_2 e (x_3 V_{ds} + x_4 V_{qs}) \quad (\text{II-16})$$

Soit la deuxième sortie :

$$y_2(x) = h_2(x) = \omega = x_5 \quad (\text{II-17})$$

Aucune commande n'apparaît dans l'expression de la première dérivée. Le calcul de la deuxième dérivée donne :

$$y_2^{(2)}(x) = -a_3 \dot{y}_2 + d_3 (x_3 f_2 + x_2 f_3 - x_1 f_4 - x_4 f_1) + d_3 e (-x_4 V_{ds} + x_3 V_{qs}) \quad (\text{II-18})$$

on pose :

$$V_2 = y_2^{(2)}(x) = B_2(x) + d_3 e (-x_4 V_{ds} + x_3 V_{qs}) \quad (\text{II-19})$$

Ainsi, comme pour le flux, le degré relatif δ_2 associé à y_2 est 2.

Comme $[(\delta_1 + \delta_2) = 4 < 5]$, on obtient une dynamique non observable d'ordre 1. On peut effectuer le changement de coordonnées suivant :

$$\begin{cases} Z_1 = h_1(x) \\ Z_2 = L_f h_1(x) = \dot{Z}_1 \\ Z_3 = h_2(x) \\ Z_4 = L_f h_2(x) = \dot{Z}_3 \end{cases}$$

Pour compléter le difféomorphisme, on introduit une cinquième variable. On prendra Z_5 l'angle du flux rotorique dans l'axe (d-q). Le système II-11 s'exprime dans les nouvelles coordonnées de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 = L_f h_1(x) \\ \dot{Z}_2 = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) u \\ \dot{Z}_3 = Z_4 = L_f h_2(x) \\ \dot{Z}_4 = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) u \\ \dot{Z}_5 = \frac{x_4 f_3 - x_3 f_4}{x_4 \Phi_R} \end{cases} \quad (II-20)$$

avec : $z_5 = \arctg(x_3 / x_4)$.

On abouti, à partir de III-6 et III-9, à l'expression des commandes suivantes :

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_2 e x_3 & b_2 e x_4 \\ -d_3 e x_4 & d_3 e x_3 \end{pmatrix}^{-1} \left(\begin{pmatrix} -B_1(x) \\ -B_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \right) \quad (II-21)$$

En écriture abrégée, on pose :

$$V_s = (A(x))^{-1} (B(x) + V)$$

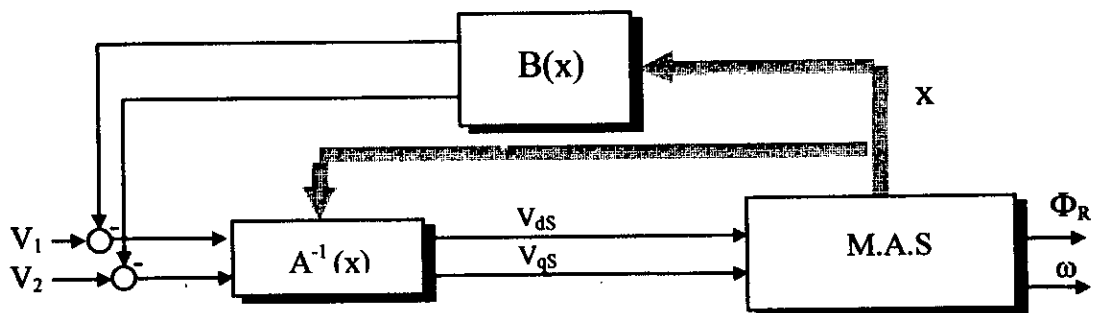


Fig.II-3. Structure de la commande par bouclage non linéaire (cas de la M.A.S).

Cela n'étant possible que si $A(x)$ est inversible, ceci est vérifiée si : $(x_3^2 + x_4^2 \neq 0)$. Donc apparaît une singularité uniquement à l'instant initial.

Enfin, on obtient le système linéarisé :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = V_1 \\ \dot{Z}_3 = Z_4 \\ \dot{Z}_4 = V_2 \\ \dot{Z}_5 = \frac{x_3 f_4 - x_4 f_3}{x_3 \Phi_R} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

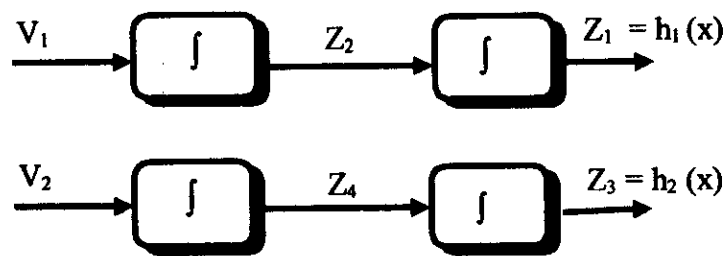


Fig.II.4 : Linéarisation entrée-sortie et découplage.

Remarque : La dynamique \dot{Z}_5 est non observable. On doit montrer que cette dynamique est stable. Physiquement, l'angle du vecteur flux rotorique par rapport au repère d-q ne peut varier qu'entre 0 et 2π . Par conséquent elle est stable.

II.3.2 Placement de pôles

Les dynamiques désirées sont imposées par placement de pôles au moyen du retour d'état suivant :

$$\begin{cases} V_1 = -k_1 Z_1 - k_2 Z_2 + k_{w1} W_1 \\ V_2 = -k_3 Z_3 - k_4 Z_4 + k_{w2} W_2 \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

Le calcul de la matrice de transfert $H(s)$ en boucle fermée donne que :

$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{k_{w1}}{k_1 + k_2 s + s^2} & 0 \\ 0 & \frac{k_{w2}}{k_3 + k_4 s + s^2} \end{pmatrix}$$

Pour un choix de pôles : p_1, p_2, p_3 et p_4 à partie réelle négative les coefficients: k_1, k_2, k_3 et k_4 sont donnés par :

$$\begin{cases} k_1 = p_1 p_2, & k_2 = -p_1 - p_2, & k_{w1} = k_1 \\ k_3 = p_3 p_4, & k_4 = -p_3 - p_4, & k_{w2} = k_2 \end{cases}$$

II.4 Résultats de simulations et commentaires

La simulation est une étape indispensable, puisque, pour obtenir un fonctionnement optimal, il est nécessaire d'effectuer une modification des paramètres intervenants dans les expressions des commandes qui ne peuvent être déterminés par une méthode précise.

Les essais sont effectués pour des échelons de vitesse et du flux variants de leur valeur nulle aux valeurs de référence.

Pour mettre en évidence l'évolution et les valeurs extrémales que peuvent atteindre les courants, une simulation est faite sans limitations de ces derniers (figure II.5). Il est noté que le courant i_{qS} atteint plus de trois fois la valeur maximale admise. Ceci peut endommager la machine.

La limitation du courant statorique est obtenue en limitant simultanément ses deux composantes d-q. La méthode proposée est d'effectuer une régulation en cascade du flux et du courant i_{dS} et une autre de la vitesse et du courant i_{qS} .

Les sorties des régulateurs du flux et de la vitesse données par l'expression II-21 sont supposées les images des courants nécessaires qui imposent les dynamiques du flux et la vitesse désirées (Figure II.5). Ainsi les tensions de commandes données par l'expression II-21 constituent les références des courants :

$$\begin{cases} x_{1ref} = V_{dS(lim itée)} \\ x_{2ref} = V_{qS(lim itée)} \end{cases} \quad (II-24)$$

Pour imposer ces courants au stator, les régulateurs de courants fournissent les commandes V_{dS} , V_{qS} à injecter à la M.AS :

$$\begin{cases} V_{dS} = (q_1 \cdot (x_{1ref} - x_1) - f_1) / e \\ V_{qS} = (q_2 \cdot (x_{2ref} - x_2) - f_2) / e \end{cases} \quad (II-25)$$

où q_1 et q_2 sont des constantes réelles obtenues pour le fonctionnement nominal.

Il est à noter que les simulations numériques sont effectuées en grandeurs relatives.

L'analyse des résultats obtenus est résumé au tableau 1.

II.5 Conclusion 2

Le but de ce chapitre était d'appliquer la stratégie de commande par bouclage non linéaire qui présente la double propriété **stabilité - découplage** (flux - vitesse). Elle a permis d'obtenir un réglage du flux et de la vitesse vers les références et avec les dynamiques désirées.

La limitation de courant a permis d'imposer les contraintes maximales admissibles, ce qui n'a été possible que grâce à l'orientation du champ.

Mais les caractéristiques propres à la machine asynchrone (fortes variations paramétriques, ..., etc) n'ont pas pu être totalement rejetées par cette stratégie de commande et nous conduisent vers d'autres types de commandes de types robustes.

La suite de notre étude sera consacrée à la synthèse de commandes à structures variables.

| Figure | Structure de ω_s | Paramètres | Remarques |
|--------|-------------------------|---|--|
| II.5 | (1) | $p_1 = -35, p_2 = -30,$ $p_3 = -16, p_4 = -14$ | Le flux et la vitesse convergent asymptotique vers les valeurs de référence, mais avec des accélérations fortes au début et qui diminuent par la suite. Ce qui impose des courants assez importants. |
| II.6 | | | Les courants sont limités à leur valeurs maximales admises. La vitesse conserve le même temps de réponse mais avec une accélération maintenue constante. |
| II.7 | (2) | $p_1 = -1125, p_2 = -800$ | Mêmes remarques de la figure II.6 sont valables cependant, avec une meilleure orientation du flux. |
| II.8 | | $p_3 = -500, p_4 = -400$ $q_1 = 250, q_2 = 50.$ | Le flux et la vitesse subissent de légères influences lors de l'introduction d'une perturbation de charge nominale. On constate un glissement nettement supérieur. |
| II.9 | | | La vitesse suit convenablement la valeur de référence. Le flux n'est pas influencé. Les courants évoluent dans la bande admise. |
| II.10 | | $p_1 = -1125, p_2 = -800$ $p_3 = -500, p_4 = -400$ $q_1 = 250, q_2 = 50.$ | Le flux et la vitesse sont faiblement influencés par les variations paramétriques. |
| II.11 | | Variations : +100% sur (R_s et R_R) et -30% sur ($L_S L_R$ et M) | Lorsqu'une perturbation de charge est introduite en compagnie des variations paramétriques, la commande est perdue. |

$$\omega_s(1) = \omega + \frac{M}{T_R} \frac{i_{qS}}{\Phi_R}$$

$$\omega_s(2) = \omega + \alpha i_{qS} + \beta \Phi_{qR}, \text{ cette expression a été développée dans [3].}$$

où : α et β sont des constantes réelles à déterminer.

Tab1. Tableau récapitulatif des différentes simulations effectuées en Bouclage non linéaire.

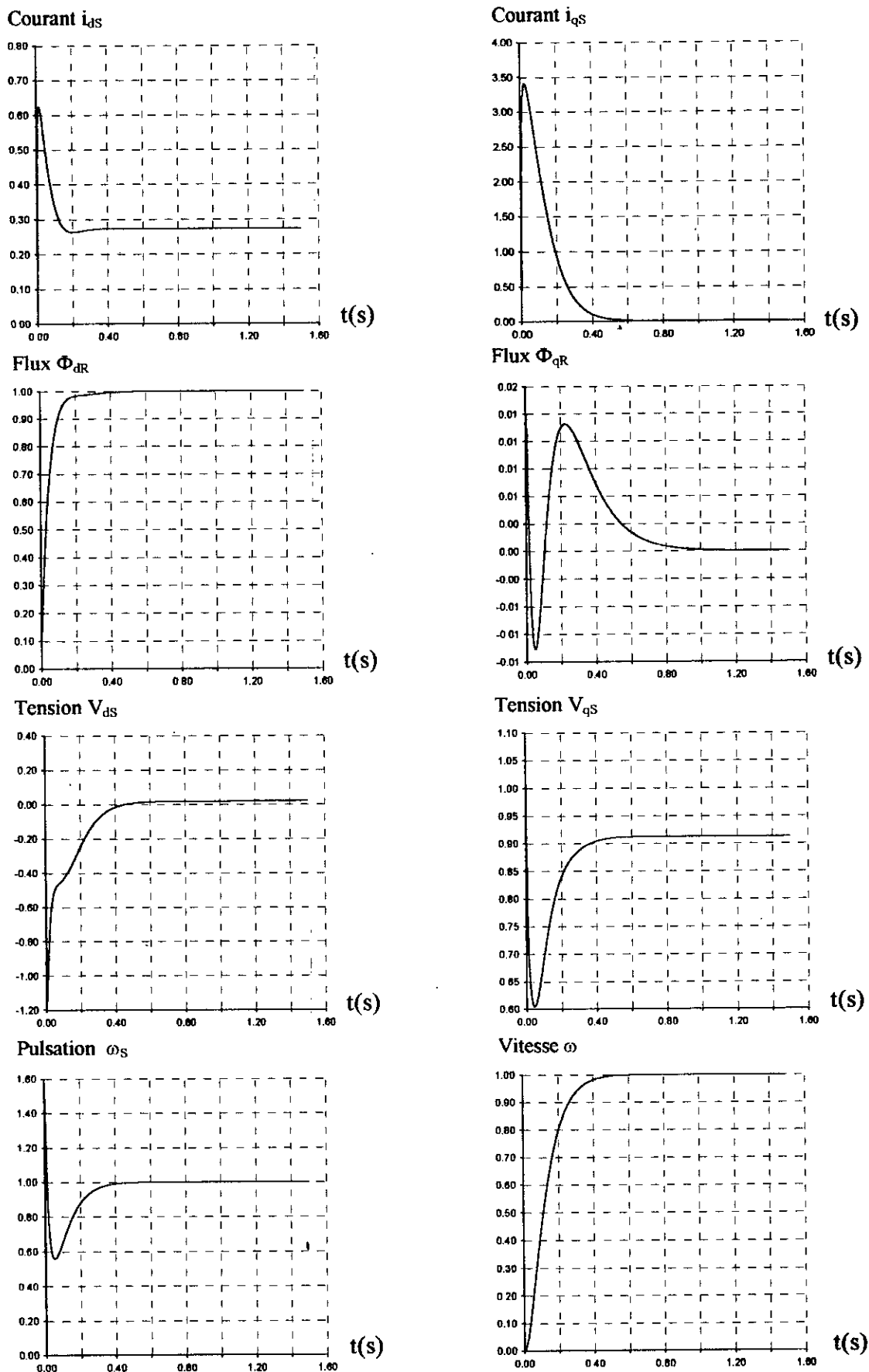


Fig.II.5 Réponses de la M.A.S à vide aux échelons du flux et de la vitesse sans limitation de courant et avec ω_S donnée par $\omega_S(1)$.

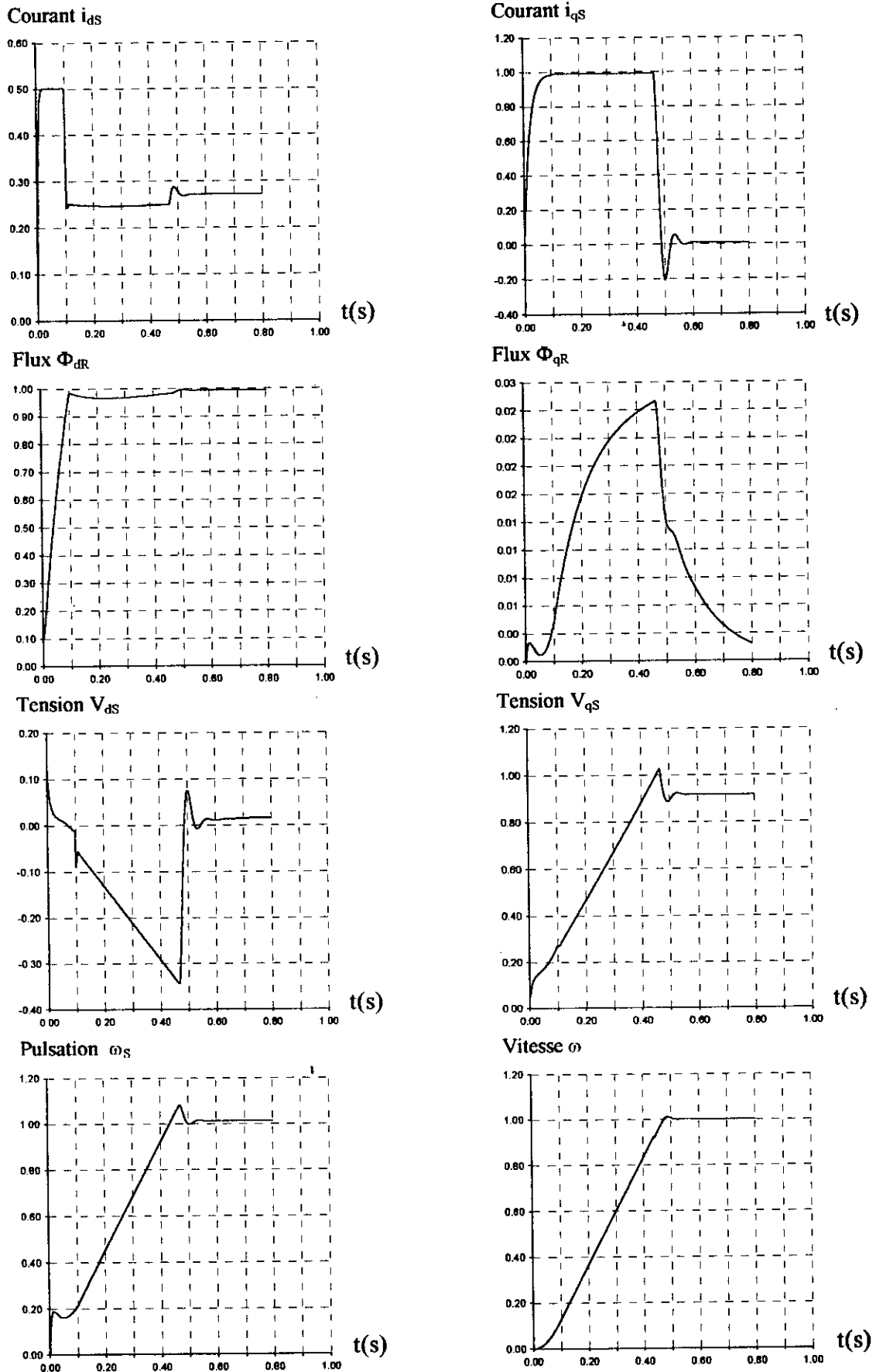


Fig.II.6 Réponses de la M.A.S à vide aux échelons du flux et de la vitesse avec limitation de courant et avec ω_s donnée par $\omega_s(1)$.

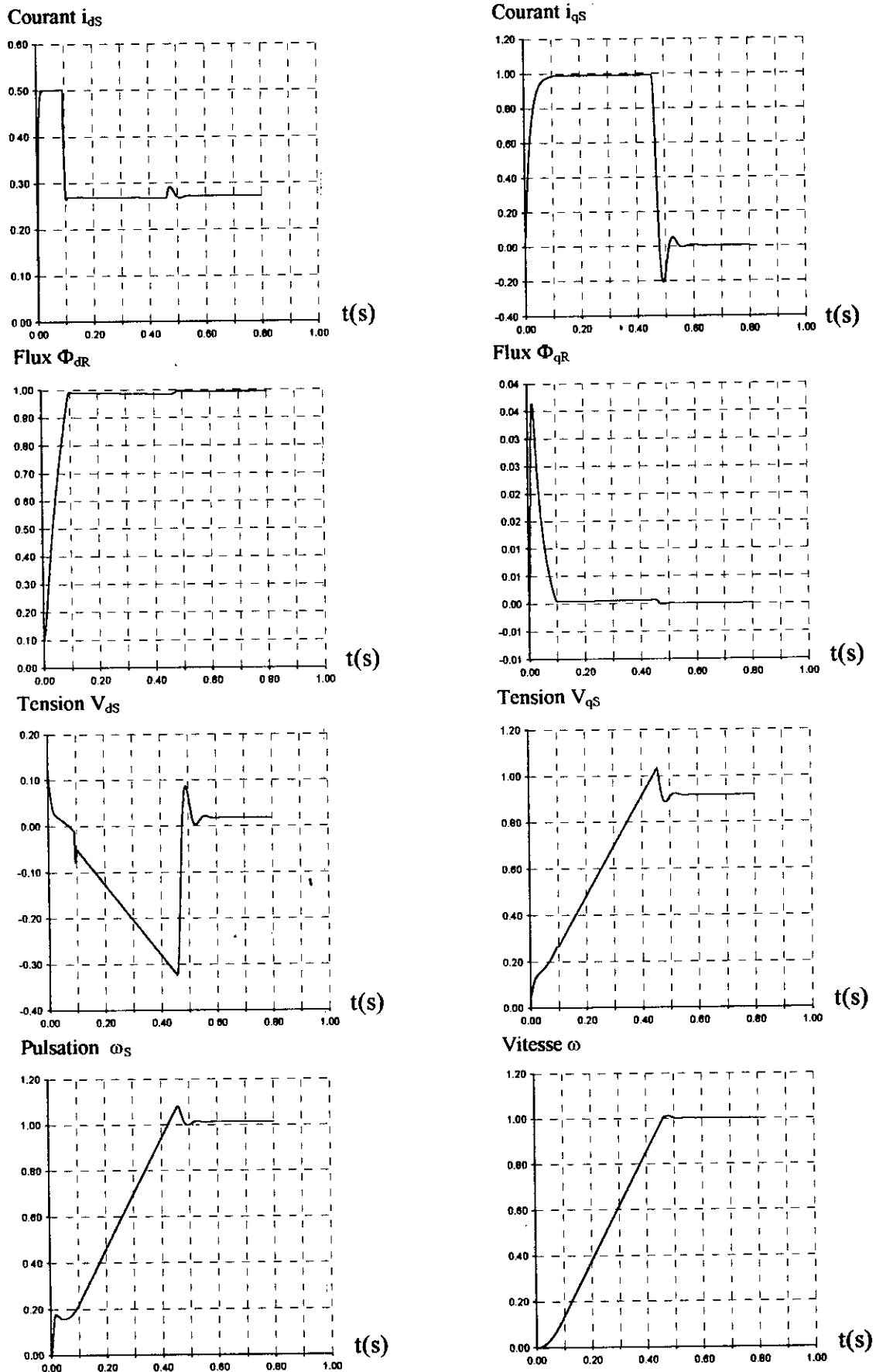


Fig.II.7 Réponses de la M.AS à vide aux échelons du flux et de la vitesse avec limitation de courant et avec ω_s donnée par $\omega_s(2)$.

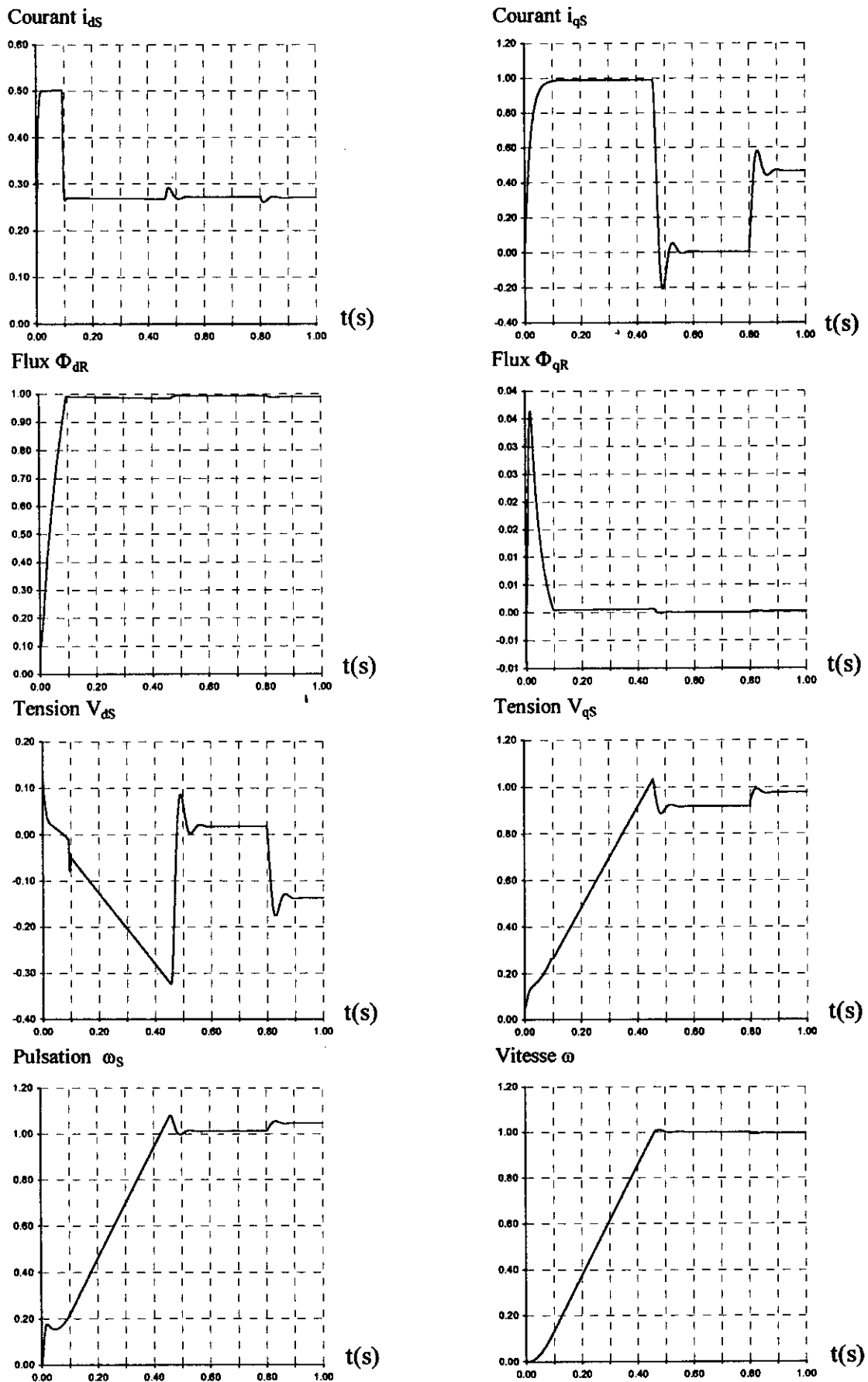


Fig.II.8 Réponses de la M.A.S à une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.8$ s.

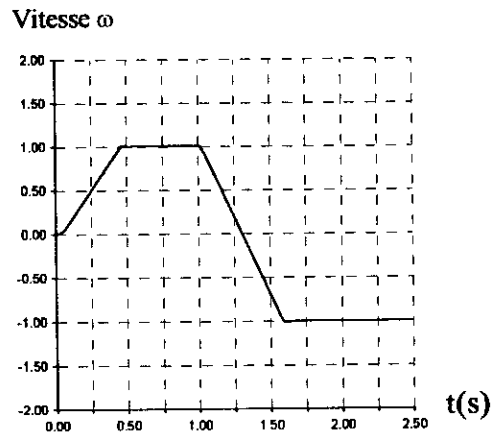
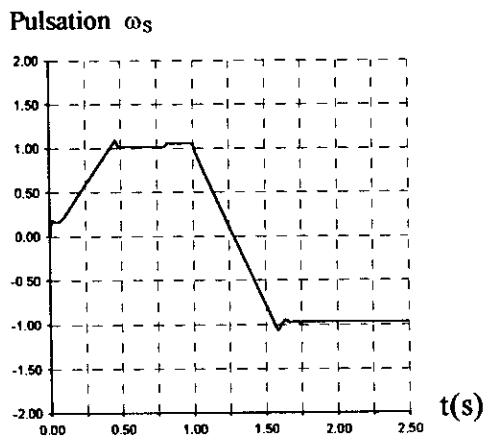
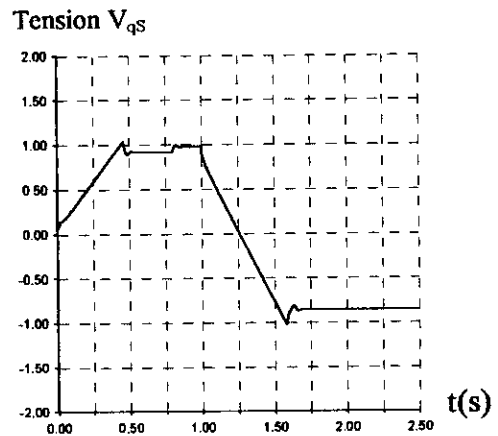
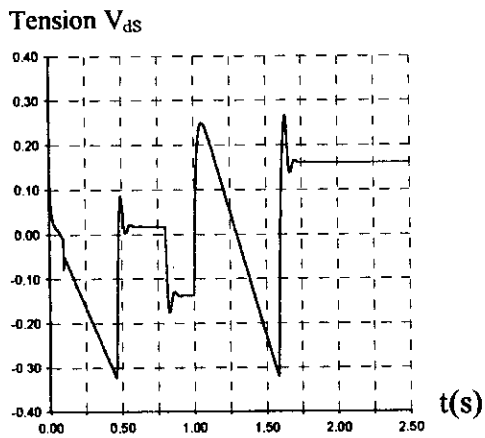
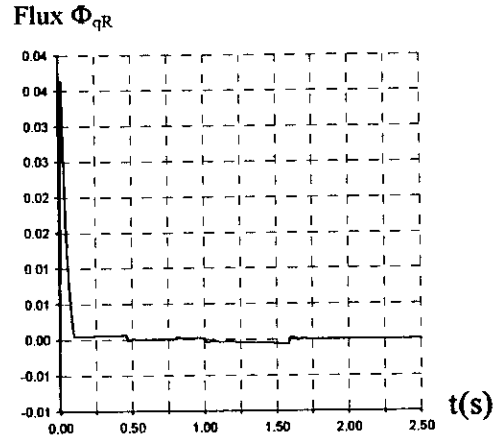
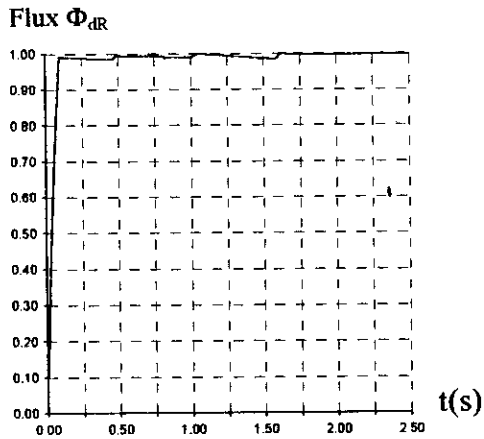
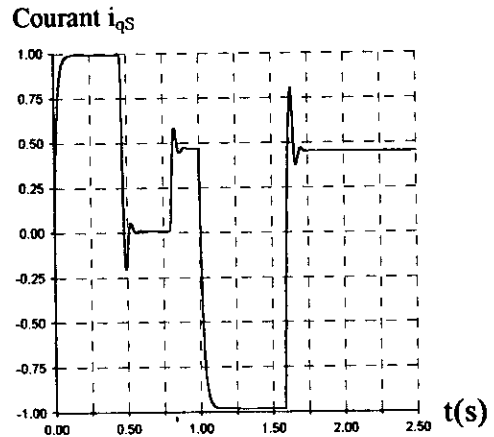
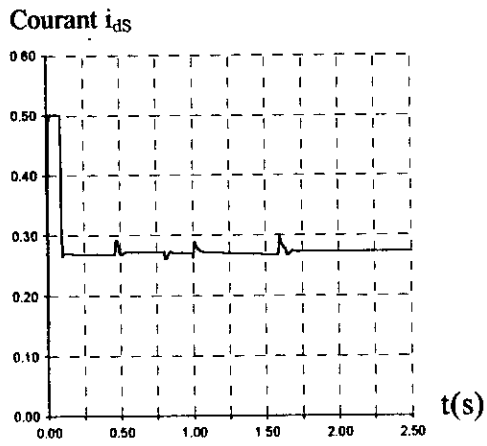


Fig.II.9 Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s en présence d'une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.8$ s.

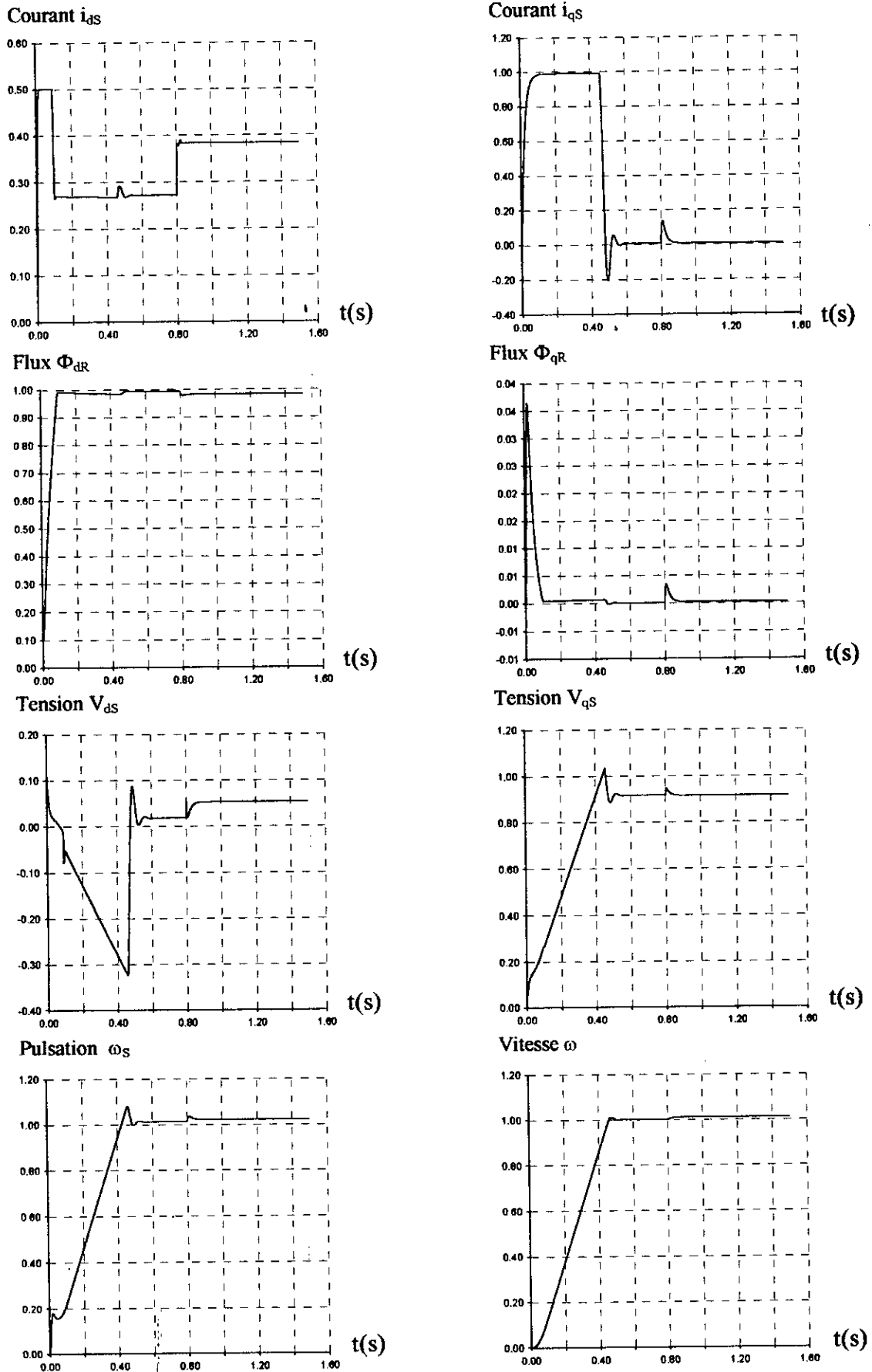


Fig. III. 10 Influence d'une variation paramétrique, (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M), introduite à $t = 0.8$ s.

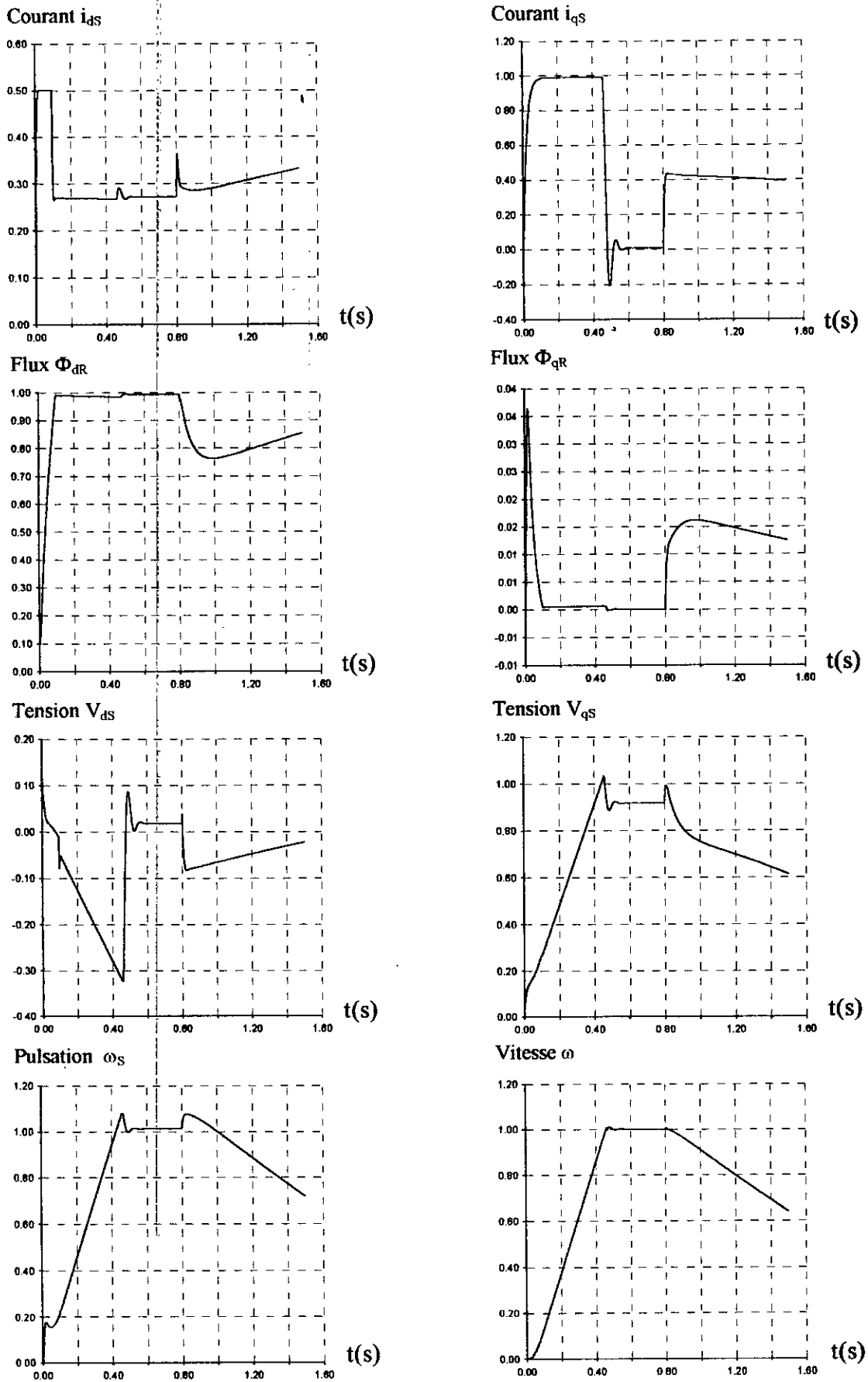


Fig.III.11 Influence d'une variation paramétrique (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M) introduite à $t = 0.8 s$ en présence d'une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.6 s$.

Commandes
à
Structures Variables

Applications
à la
M.AS

Chapitre III

Introduction :

Dans cette partie, la commande des systèmes non linéaires de la forme II.8 en présence d'incertitudes sur les paramètres du modèle est traitée. On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse.

Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F.FILLIPOV.

La commande par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structures variables.

III.1 Systèmes à structures variables

Lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, la notion de système à structures variables intervient. Il en découle la définition suivante :

III.1.1 Définition [14]

Un système est dit à structure variable, s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si condition "1" vérifiée} \\ \vdots \\ f_n(x) & \text{si condition "n" vérifiée} \end{cases} \quad \dot{f}_j \in C^k, k \geq 1$$

Lorsque la condition i est vérifiée, le système commute vers la structure i associée. En conséquence, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et une logique de commutation.

III.1.2 Exemple [15], [16]

A titre d'exemple, prenons le cas d'un système du second ordre défini par :

$$\ddot{x} = -x \cdot u \quad (\text{III-1})$$

où $x, u \in \mathbb{R}$, x est l'état et u la commande du système.

Le problème posé est : Comment ramener le système à l'origine $(x, \dot{x}) = (0, 0)$ à partir d'un état initial $(x, \dot{x}) = (x_0, \dot{x}_0)$.

La solution proposée est la suivante :

Si on pose $u = \alpha^2$, (α une constante), alors la solution de l'équation III-1 est :

$$\begin{cases} x = c_1 e^{j\alpha t} + c_2 e^{-j\alpha t} \\ \dot{x} = j\alpha c_1 e^{j\alpha t} - j\alpha c_2 e^{-j\alpha t} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

où c_1 et c_2 dépendent des conditions initiales.

A partir de l'expression III-2, on tire la relation qui lie x à \dot{x} :

$$\frac{\dot{x}^2}{\alpha^2} + x^2 = 4c_1 c_2 > 0$$

qui représente l'équation d'une ellipse dans le plan de phase (Figure III.1) suivant que α est supérieure, inférieure ou égale à 1.

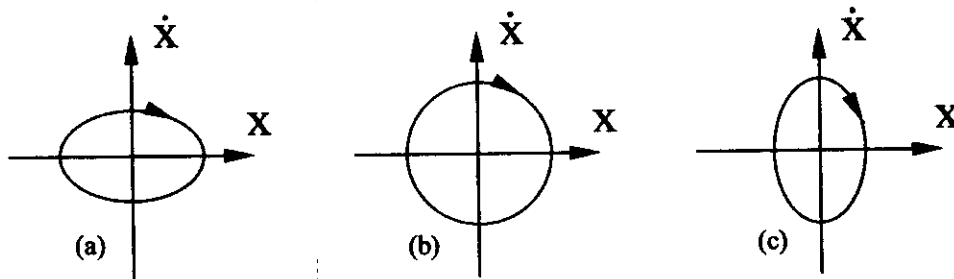


Fig.II.1 Représentation dans le plan d'état du comportement du système
 a : $\alpha < 1$, b : $\alpha = 1$ et c : $\alpha > 1$

Etant donné que la variation se fait selon la direction des aiguilles (Figure II.1), la loi de commutation de la commande est choisie suivant le signe de $x\dot{x}$ de la manière suivante :

$$u = \begin{cases} \alpha^2 = \alpha_1^2 < 1 & \text{si } x\dot{x} < 0 \\ \alpha^2 = \alpha_2^2 > 1 & \text{si } x\dot{x} > 0 \end{cases}$$

Il en résulte un comportement convergent et stable vers l'origine (Figure III.2).

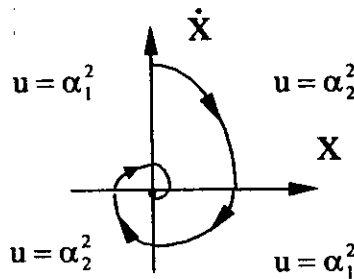


Fig.III.2 Convergence et stabilisation par logique de commutation.

Ainsi, il a été déterminé une fonction et une logique de commutation.

III.2 Rappels sur les modes glissants

La commande par les modes glissants est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle retrouve ses origines dans la théorie de la commande Bang-Bang, dans la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance.

III.2.1 Définitions [15], [16], [17]

Surface de glissement

Il a été convenu dans la littérature que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation. On retrouve aussi la notion de surface de commutation qui n'est rien d'autre que la surface désirée sur laquelle le système doit évoluer.

Mode de convergence

C'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation $S = \{x(t) / S(x, t) = 0\}$

Régime ou mode de glissement

C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

Régime permanent

Ce régime est considéré afin d'étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande.

III.2.2 Principe de la commande par mode de glissement [12], [14]

La commande par le mode de glissement est appliquée à des systèmes décrits par les équations suivantes :

$$\dot{x} = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } s(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases}$$

Les champs de vecteurs " f^+ " et " f^- " sont bien définis avec :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases}$$

u^+ et u^- représentent les bornes extrémales de la commande u .

III.2.3 Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement nécessite le passage par trois étapes :

Etape 1 : Choix d'une surface de glissement [7], [17], [18]

En fonction de l'application et des objectifs visés, est déterminé le nombre nécessaire ainsi que la forme des surfaces. Pour un système définie par une équation d'état nonlinéaire de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ et $u \in \mathbb{R}^m$, le nombre de surfaces est choisie égal au nombre m d'entrées du système.

Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la seconde dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et elle est parfois de conception difficile. Par contre la deuxième est une fonction scalaire assujetti à la dynamique désirée. A cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence. Si y_i est une sortie à commander, lui est associée la surface :

$$S_i(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{y}_i \quad (\text{III-3})$$

avec $\tilde{y}_i = y_i - y_{id}$, λ une constante positive, r est le degré relatif associé à y_i et y_{id} est la valeur désirée de y_i .

Remarque

$S_i(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $\tilde{y}_i = y_i - y_{id} = 0$. Par la suite, on pose :

$$S(x) = (S_1(x), \dots, S_m(x))^T$$

Etape 2 : Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement [11], [16], [17]

On se contente de présenter un critère conçu autour d'une fonction de Lyapunov. Donc, il s'agit de définir une fonction scalaire $V_i(x)$ positive pour chaque sortie y_i et de construire une loi de commande telle que cette fonction décroît ($\dot{V}_i(x) \leq 0$) et en conséquence garantir la stabilité de la fonction $V_i(x)$.

Si on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_i(x) = \frac{1}{2} S_i^2(x) \quad (\text{III-4})$$

sa dérivée est :

$$\dot{V}_i(x) = S_i(x) \dot{S}_i(x)$$

Pour que la carrée de la distance $S_i^2(x)$ vers la surface de commutation associée diminue continuellement dans le temps et ainsi obliger les trajectoires du système à commuter autour de cette surface en se rapprochant vers elle il faut que :

$$S_i(x) \dot{S}_i(x) < 0 \quad (\text{III-5})$$

En plus de cela, le choix de la surface $S_i(x)$ doit garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; ce qui justifie le choix de la surface III-3.

Les conditions d'existence du mode de glissement peuvent être développées en utilisant les notions élémentaires de géométrie différentielle [12],[19].

Etape 3 : Le calcul de la commande

Les systèmes à structures variables comme cité auparavant sont caractérisés par le choix d'une fonction et une logique de commutation. La surface définie cette fonction, reste alors à déterminer la logique de commutation.

En fonction du signe de la surface, la commande par mode de glissement commute entre deux valeurs U_{\max} et U_{\min} . Cette variation brusque provoque un phénomène à très haute fréquence appelé "chattering ou broutement". Pour surmonter cet inconvénient majeur, différentes méthodes ont été proposées dans [21].

La commande linéarisante déduite au chapitre II a pu ramener le système vers le comportement désiré. Mais pour éliminer les effets d'imprécision sur la connaissance des paramètres et rejeter les perturbations extérieures, l'introduction d'un terme supplémentaire est nécessaire. A cet effet, on pose :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{III-6})$$

u_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par Phillipov et Utkin. Elle peut être interprétée comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre ses deux valeurs.

L'expression de la commande est obtenue en tenant compte du fait que le comportement durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0$$

Le terme u_s est introduit pour satisfaire la condition de convergence III-5. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, il est donné par :

$$\dot{S}(x) = u_s$$

III.2.4 Expression analytique de la commande [12], [17], [19]

On s'intéresse à déterminer l'expression analytique de la commande donnée par III-6 pour les systèmes définis par des équations de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

avec : $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leur dérivée sont nulles. Ceci se traduit par :

$$u_s = 0$$

donc

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x) + g(x)u) = 0 \text{ avec : } u = u_{eq}$$

Ainsi, la commande équivalente est donnée :

$$u_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x) \right)^{-1} \left\{ \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x) \right\} \quad (\text{III-7})$$

Avec la condition de transversalité : $\det \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x) \right] \neq 0$.

Mais, le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre :

$$u_s = \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III-8})$$

où $K = \text{diag}(k_1, \dots, k_m)$

qui est la forme d'un relais (Figure III.3).

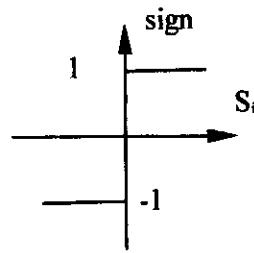


Fig.III.3 Représentation de la fonction SIGN

III-2.5 Phénomène de Chattering

Le sujet de cette section est d'une grande importance puisque l'étude théorique doit prendre en compte les recommandations de la pratique.

L'apparition d'un phénomène sur la surface appelé "broutement ou encore chattering" constitue le principal inconvénient des techniques par les modes glissants car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du systèmes. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées.

Fonction SAT [14], [16], [20]

Les amplitudes des ondulations peuvent être atténuées en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (Figure III.4).

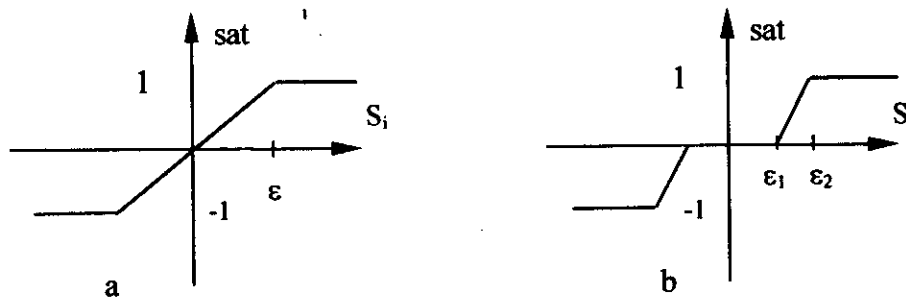


Fig.III.3 Représentation de la fonction SAT
a : un seuil, b : deux seuils (zone morte).

Ces deux fonctions sont définie par :
pour le cas a :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\epsilon \\ \frac{S}{\epsilon} & \text{si } |S| < \epsilon \\ 1 & \text{si } S > \epsilon \end{cases}$$

pour le cas b:

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \epsilon_1 \\ \frac{S - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1} & \text{si } \epsilon_1 < |S| < \epsilon_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \epsilon_2 \end{cases}$$

Fonction SMOOTH [14], [20], [21]

On peut aussi remplacer la fonction sign par une fonction continue (Figure III.4). Elle est définie par :

$$\text{smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \epsilon}$$

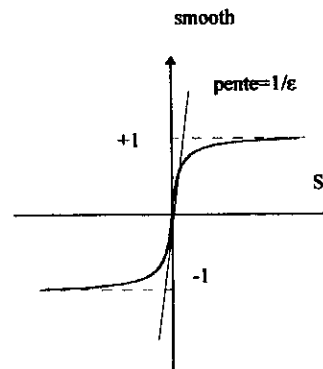


Fig.III.4 Représentation de la fonction SMOOTH

III.3 Application de la commande par mode de glissement à la M.AS

Dans le chapitre II page 14, on a présenté les grandeurs qu'on désire contrôler.

On rappelle les expressions nécessaires :

$$\begin{cases} y_1 = \Phi_r^2 = (x_3^2 + x_4^2) \\ \frac{1}{2}\dot{y}_1 = -a_2 y_1 + b_2(x_1 x_3 + x_2 x_4) \\ \frac{1}{2}\ddot{y}_1 = -a_2 \dot{y}_1 + b_2(x_1 f_3 + x_3 f_1 + x_2 f_4 + x_4 f_2) + b_2 e(x_3 V_{ds} + x_4 V_{qs}) \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

$$\begin{cases} y_2 = x_5 \\ \dot{y}_2 = -a_3 y_2 + d_3(x_2 x_3 - x_1 x_4) - f C_r \\ \ddot{y}_2 = -a_3 \dot{y}_2 + d_3(x_3 f_2 + x_2 f_3 - x_1 f_4 - x_4 f_1) + d_3 e(-x_4 V_{ds} + x_3 V_{qs}) \end{cases}$$

Les variables erreurs sont comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = y_{1d} - y_1 = \Phi_{Rd}^2 - \Phi_R^2 \\ e_2 = y_{2d} - y_2 = x_{5d} - x_5 \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

où Φ_{Rd} et ω_d sont les valeurs de références désirées de Φ_R et ω .

III.3.1 Choix des surfaces

Puisque les surfaces doivent avoir un degré relatif d'ordre un et être de la forme III-3, elles sont données par :

$$\begin{cases} S_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 = (\dot{y}_{1d} - \dot{y}_1) + \lambda_1 (y_{1d} - y_1) \\ S_2 = \dot{e}_2 + \lambda_2 e_2 = (\dot{y}_{2d} - \dot{y}_2) + \lambda_2 (y_{2d} - y_2) \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

L'expression de leur dérivée :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \ddot{e}_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 = (\ddot{y}_{1d} - \ddot{y}_1) + \lambda_1 (\dot{y}_{1d} - \dot{y}_1) \\ \dot{S}_2 = \ddot{e}_2 + \lambda_2 \dot{e}_2 = (\ddot{y}_{2d} - \ddot{y}_2) + \lambda_2 (\dot{y}_{2d} - \dot{y}_2) \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

III.3.2 L'expression des commandes

Les expressions III-9 substituées dans III-12 donnent :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = B_1(x) - 2b_2 e (x_3 V_{ds} + x_4 V_{qs}) \\ \dot{S}_2 = B_2(x) - d_3 e (-x_4 V_{ds} + x_3 V_{qs}) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

où

$$\begin{cases} B_1(x) = \ddot{y}_{1d} + \lambda_1 \dot{y}_{1d} + (2a_2 - \lambda_1) \dot{y}_1 - 2b_2 (x_1 f_3 + x_3 f_1 + x_2 f_4 + x_4 f_2) \\ B_2(x) = \ddot{y}_{2d} + \lambda_2 \dot{y}_{2d} + (a_3 - \lambda_2) \dot{y}_2 - d_3 (x_3 f_2 + x_2 f_3 - x_1 f_4 - x_4 f_1) \end{cases}$$

L'inégalité III-5 est vérifiée en imposant aux surfaces :

La fonction SIGN

$$\dot{S}_i = -k_i \text{sign}(S_i) \quad \text{où } k_i > 0 \text{ et } i=1,2$$

Ainsi :

$$\dot{S}_i S_i = -k_i |S_i| \leq 0, \forall S_i$$

La fonction SAT

$$\dot{S}_i = -k_i \text{sat}(S_i) \quad \text{où } k_i > 0 \text{ et } i=1,2$$

permet d'avoir :

$$\begin{aligned} S_i \dot{S}_i &= -k_i S_i \text{sat}(S_i) \\ &= \begin{cases} -k_i \frac{S_i^2}{\varepsilon} & \text{si } |S_i| < \varepsilon \\ -k_i |S_i| & \text{si } |S_i| > \varepsilon \end{cases} \leq 0 \forall S_i \end{aligned}$$

La fonction SMOOTH

$$\dot{S}_i = -k_i \text{smooth}(S_i) \quad \text{où } k_i > 0 \text{ et } i=1,2$$

Ainsi :

$$\begin{aligned} S_i \dot{S}_i &= -k_i S_i \text{smooth}(S_i) \\ &= -k_i \frac{S_i^2}{|S_i| + \varepsilon} \leq 0 \quad \forall S_i \end{aligned}$$

Les expressions des commandes pour la fonction sign sont alors données:

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2b_2ex_3 & 2b_2ex_4 \\ d_3ex_4 & -d_3ex_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_1(x) + k_1\text{sign}(S_1) \\ B_2(x) + k_2\text{sign}(S_2) \end{pmatrix} \quad (\text{III-14})$$

La même expression est obtenue en utilisant les fonctions SAT et SMOOTH.

III.3.3 Etude de la dynamique du système sur la surface

On a mentionné auparavant que la le choix de la surface III-3 garantie l'attraction de la variable vers sa valeur de référence puisque:

de l'expression III-11 lorsque $S_i = 0$, $i=1,2$ on obtient :

$$(\dot{e}_i = -\lambda_i e_i \text{ avec } \lambda_i > 0) \Rightarrow e_{i(i=1,2)} \text{ converge asymptotiquement vers } 0.$$

Ainsi le flux et la vitesse convergent asymptotiquement vers les valeurs de références.

Il reste à montrer que les courants sont stables.

On utilise l'expression III-9 (deuxième et cinquième équations), pour montrer que :

$$\begin{pmatrix} b_2x_3 & b_2x_4 \\ -d_3x_4 & d_3x_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (2a_2 - \lambda_1)y_1 + (\dot{y}_{1d} + \lambda_1 y_{1d}) \\ (a_3 - \lambda_2)y_2 + (\dot{y}_{2d} + \lambda_2 y_{2d} + fC_R) \end{pmatrix} \quad (\text{III-15})$$

Lorsque y_1 et y_2 atteignent leurs valeurs de références constantes et puisque dans notre cas \dot{y}_{1d} et \dot{y}_{2d} sont nulles, les courants se stabilisent aux valeurs :

$$\begin{cases} x_1 \rightarrow \frac{2a_2}{b_2} \Phi_{Rd} \\ x_2 \rightarrow \frac{a_3}{d_3} \cdot \frac{\omega_d}{\Phi_{Rd}} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

En résumé, il en résulte un comportement stable du système global.

III.4 Résultats de simulations et interprétations

Notes :

1. L'orientation du flux suivant l'axe d est obtenue en utilisant l'expression de ω_s suivante :

$$\omega_s(2) = \omega + \alpha i_{qS} + \beta \Phi_{qR}$$

où α et β sont des constantes à déterminer.

2. Les résultats de simulations sont effectuées avec une période d'échantillonnage de 0.001s et sur des intervalles de temps différents. Avec inversion de vitesse ou variations paramétriques sur un intervalle de temps [0, 2.5s] sinon [0, 1.5s].

3. Afin de montrer l'apport de la fonction SMOOTH par rapport à la fonction SAT, deux simulations sont effectuées pour chaque cas (à vide, en charge, inversion de vitesse et variations paramétriques) une avec la fonction SAT et une autre avec la fonction SMOOTH. Seul pour le premier cas de figure, on utilisera les trois fonctions (SIGN, SAT et SMOOTH).
4. Les paramètres utilisés ainsi que les remarques faites sont regroupés dans le tableau 2.
5. La stratégie de limitation de courant est identique à celle utilisée en bouclage nonlinéaire Chapitre II, excepter que les sorties des régulateurs de courants sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = (q_1 \cdot \text{sat}(x_{1ref} - x_1) - f_1)/e \\ V_{qs} = (q_2 \cdot \text{sat}(x_{2ref} - x_2) - f_2)/e \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

où q_1 et q_2 sont des constantes réelles et les fonctions SAT ont un seuil égale à 1.

Les résultats de simulations sont présentés en grandeurs relatives.

III.5 Conclusion 1

Cette partie a été consacrée à la commande par modes glissants. Les simulations ont montré les possibilités potentielles de cette stratégie de commande.

On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et est pratiquement insensible aux variations paramétriques.

| Figure | paramètres Communs | La fonction utilisée | Remarques |
|---|---|----------------------------|---|
| III.5.a | $\lambda_1 = 175$ $\lambda_2 = 175$ $k_1 = 11000$ $k_2 = 2000$ $q_1 = 1$ $q_2 = 1$ | SIGN | Les grandeurs électriques (courants et tensions) sont trop ondulées. L'apparition de pics de courants et tensions assez importants. Le démarrage s'effectue sans dépassement des grandeurs à régler. Une bonne orientation du flux rotorique suivant l'axe d. |
| III.5.b | | SAT $\epsilon = 0.5$ | Mêmes remarques avec une atténuation des ondulations. |
| III.5.c | | SMOOTH $\epsilon = 0.5$ | Le chattering disparaît totalement. Les performances du flux et de la vitesse sont très légèrement influencées, donc pratiquement conservées. |
| III.6.a | | SAT $\epsilon = 0.5$ | Mêmes remarques de la figure III.5.a sont valables. On constate un rejet total de la perturbation (le flux et la vitesse ne sont pas influencés) et un glissement nettement supérieure du à l'augmentation du courant iqs. |
| III.6.b | | SMOOTH $\epsilon = 0.5$ | Mêmes remarques de la figure III.5.c sont valables, mais cette fois lorsque une charge est introduite réapparaît le phénomène de Chattering. |
| III.7.a | | SAT $\epsilon = 0.5$ | Le flux n'est pas influencé. Aucun dépassement n'est signalé. L'apparition d'un broutement au niveau des grandeurs électriques. |
| III.7.b | | SMOOTH $\epsilon = 0.5$ | Le flux et la vitesse jouissent des mêmes propriétés de la figure III.7.a. Le broutement disparaît . |
| II.8.a | | SAT $\epsilon = 0.5$ | Pratiquement les mêmes remarques que pour la figure III.7.a, avec un accent plus fort du broutement. |
| III.8.b | | SMOOTH $\epsilon = 0.5$ | Une grande diminution du Chattering avec conservation des performances par rapport de la figure III.8.a. |
| II.9.a | | SAT $\epsilon = 0.5$ | Le flux est influencé par une variation paramétrique mais pas la vitesse. |
| III.9.b | | SMOOTH $\epsilon = 0.5$ | Les performances du flux se dégradent totalement, par contre celles de la vitesse sont conservées. |
| II.10.a | | SAT $\epsilon = 0.5$ | Les performances de la vitesse sont bonnes, aucun dépassement n'est signalé. Par contre celles du flux se dégradent et retrouve les performances désirées en régime établi. |
| III.10.b | | SMOOTH $\epsilon = 0.5$ | Mêmes remarques précédentes sont valable avec une atténuation du broutement. |
| Remarques Communes à Toutes les Figures. | | | |
| L'orientation du flux suivant l'axe d est satisfaite. On constate un découplage pratiquement parfait entre le flux et la vitesse. On distingue deux mode : le mode de convergence (aucun broutement) et le mode glissement où apparaît le broutement. Le coefficient intervenant dans la fonction SAT ou SMOOTH est commun au flux et la vitesse. | | | |

Toutes les simulations ont été effectuées en utilisant une limitation de courant.

Tab2. Tableau récapitulatif des différentes simulations effectuées en Modes Glissants.

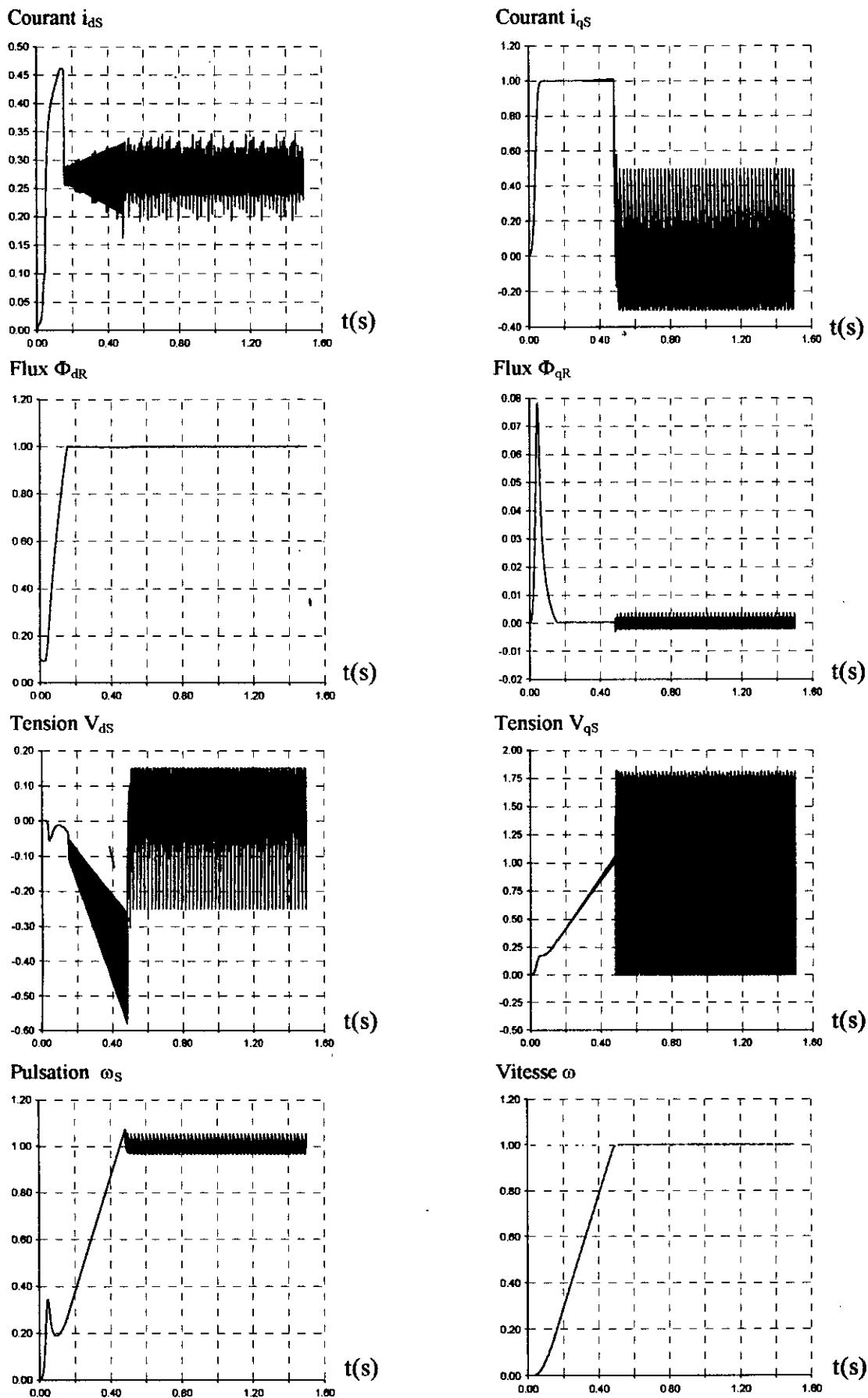


Fig. III.5.a Réponses de la M.A.S à vide aux échelons du flux et de la vitesse avec la fonction SIGN.

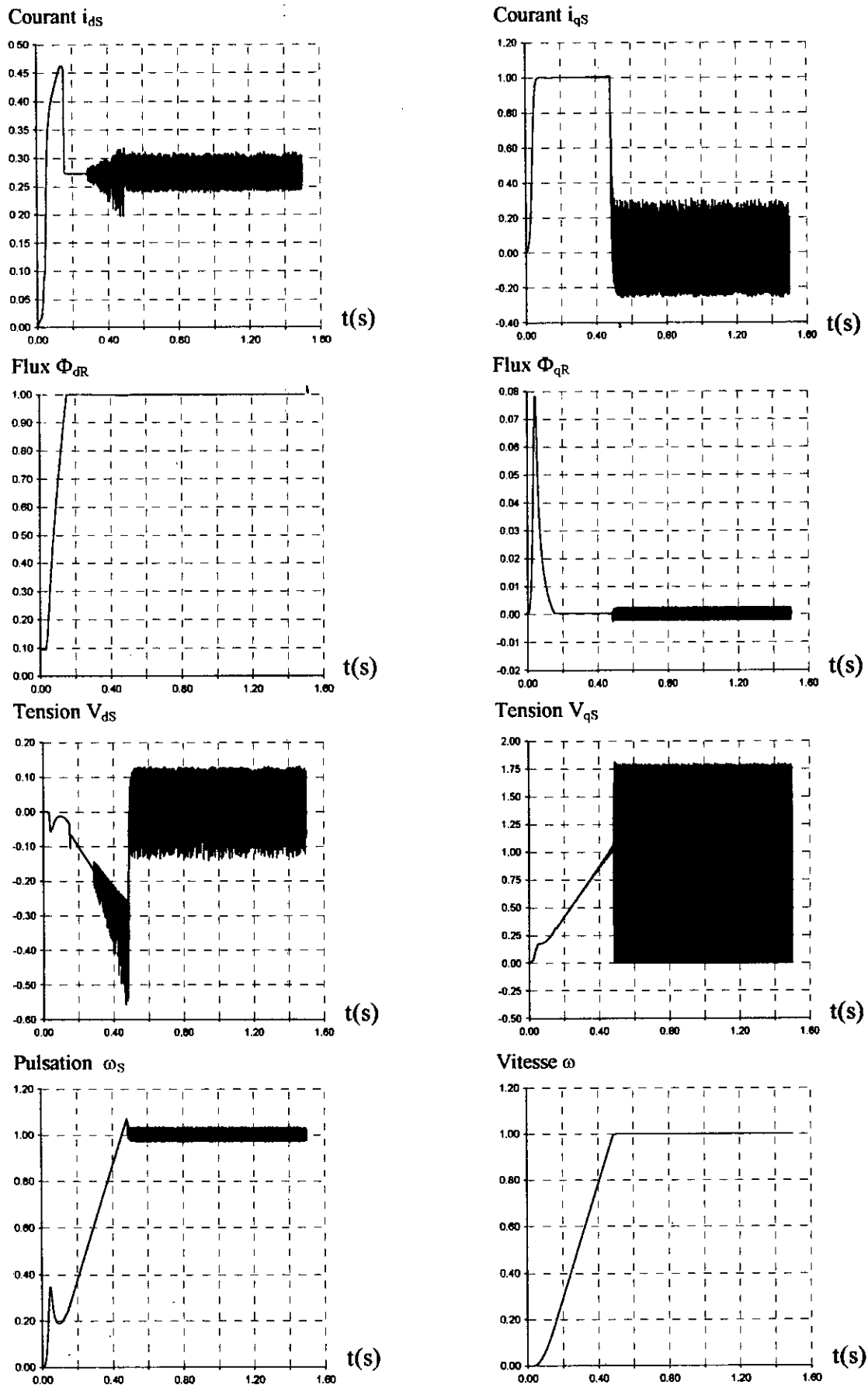


Fig III.5.b Réponses de la M.AS à vide aux échelons du flux et de la vitesse avec la fonction SAT.

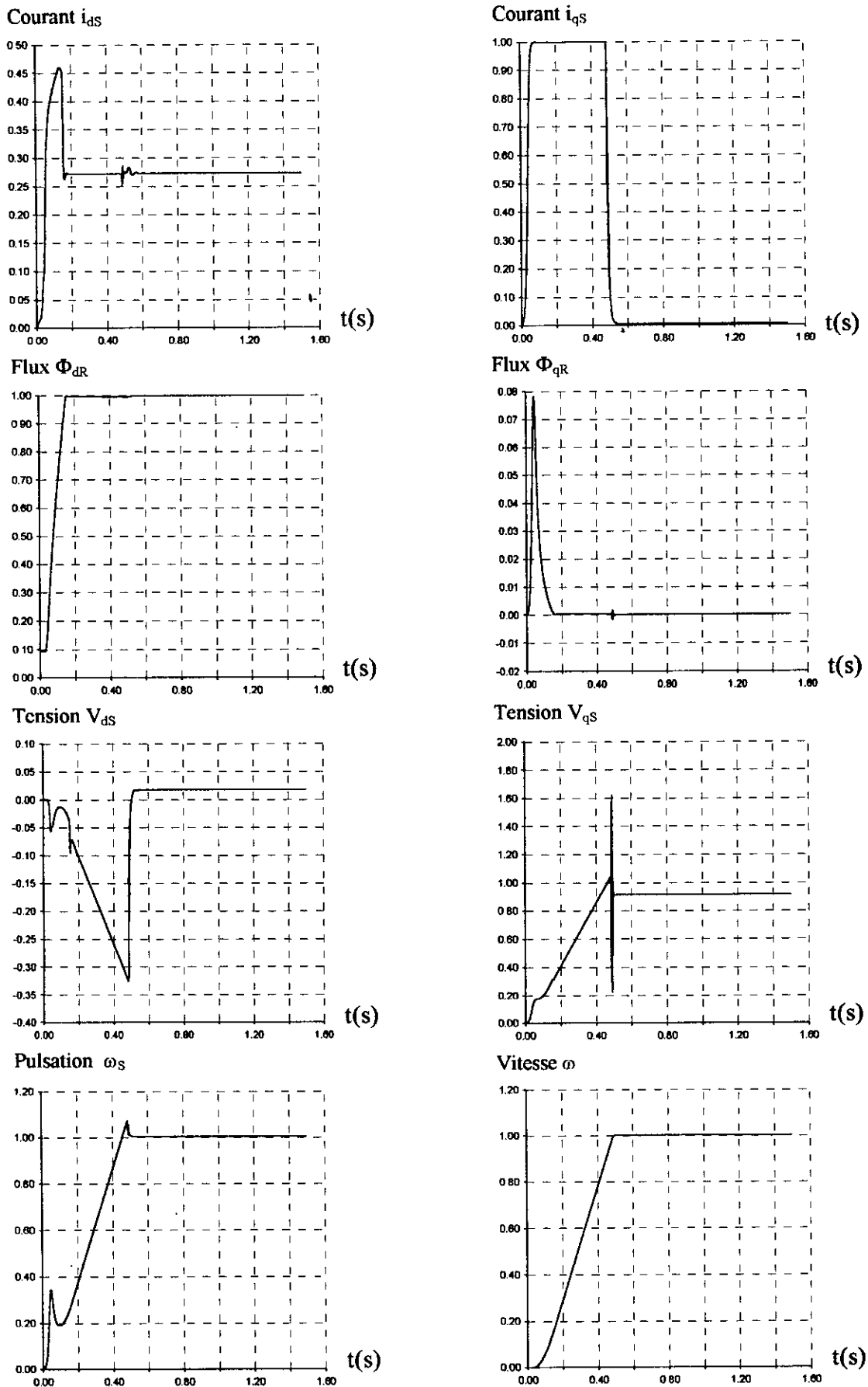


Fig.III.5.c Réponses de la M.A.S à vide aux échelons du flux et de la vitesse avec la fonction SMOOTH.

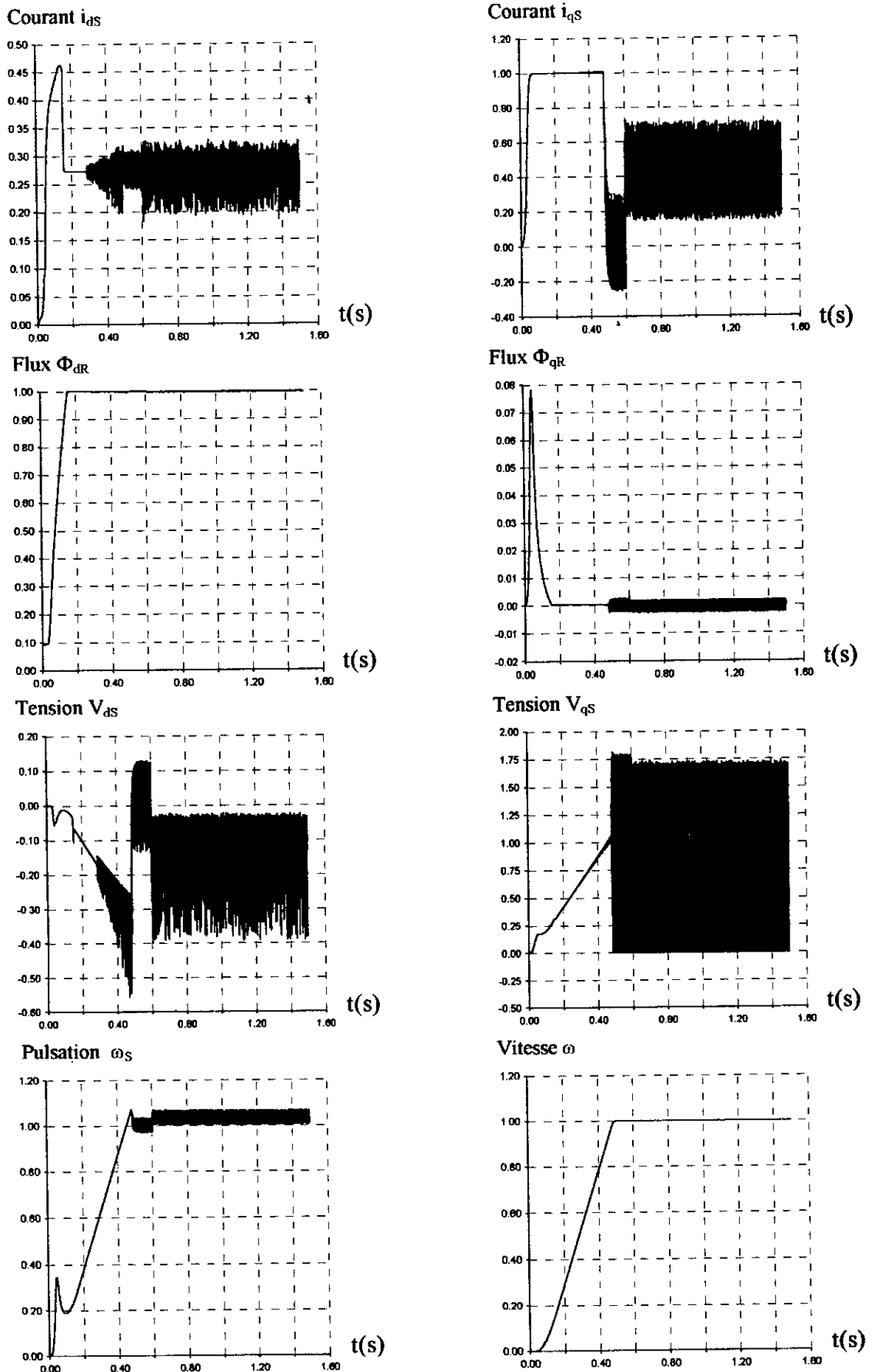


Fig.III.6.a Réponses de la M.A.S à une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.6$ s avec la fonction SAT.

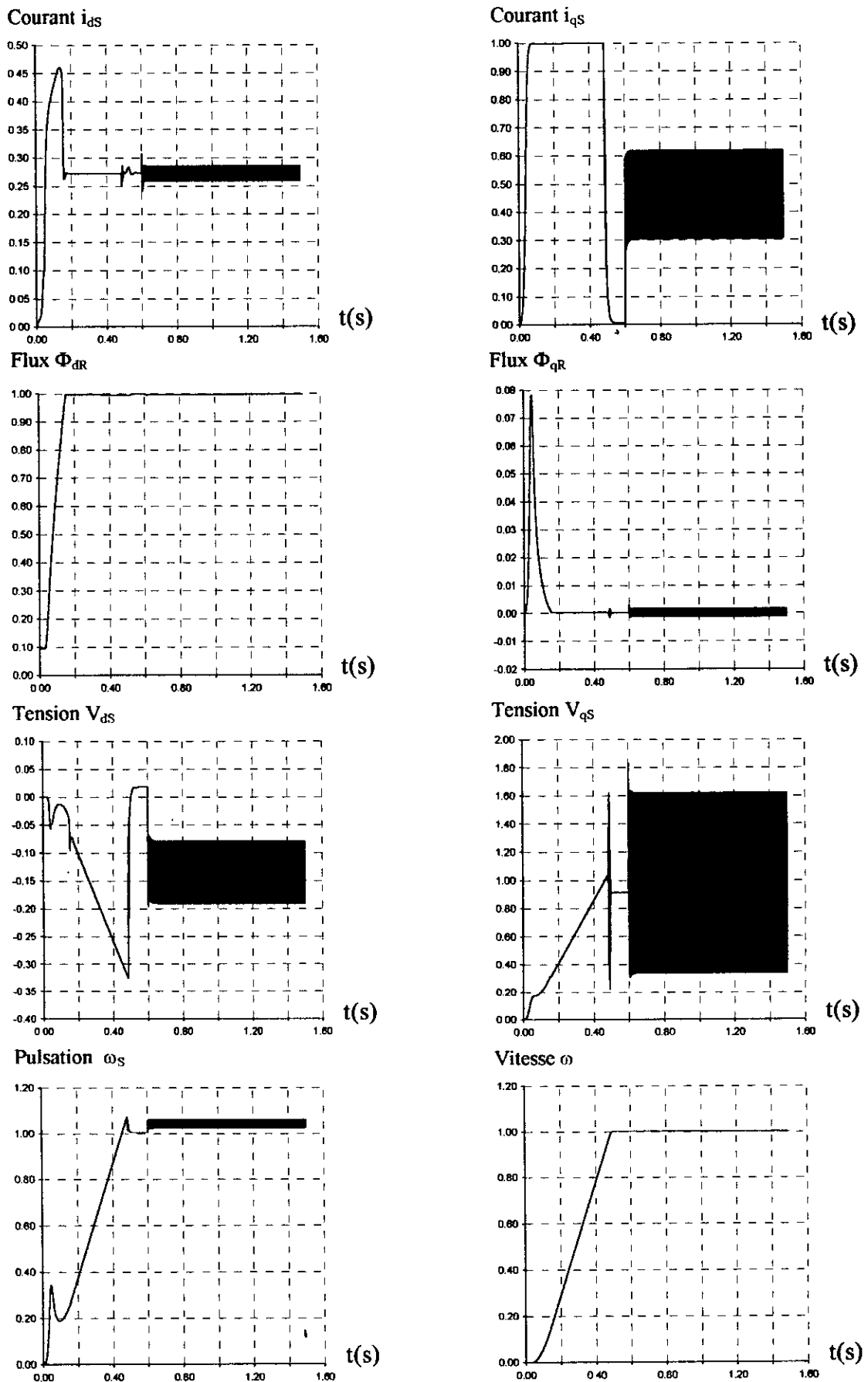


Fig.III.6.b Réponses de la M.AS à une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.6$ s avec la fonction SMOOTH.

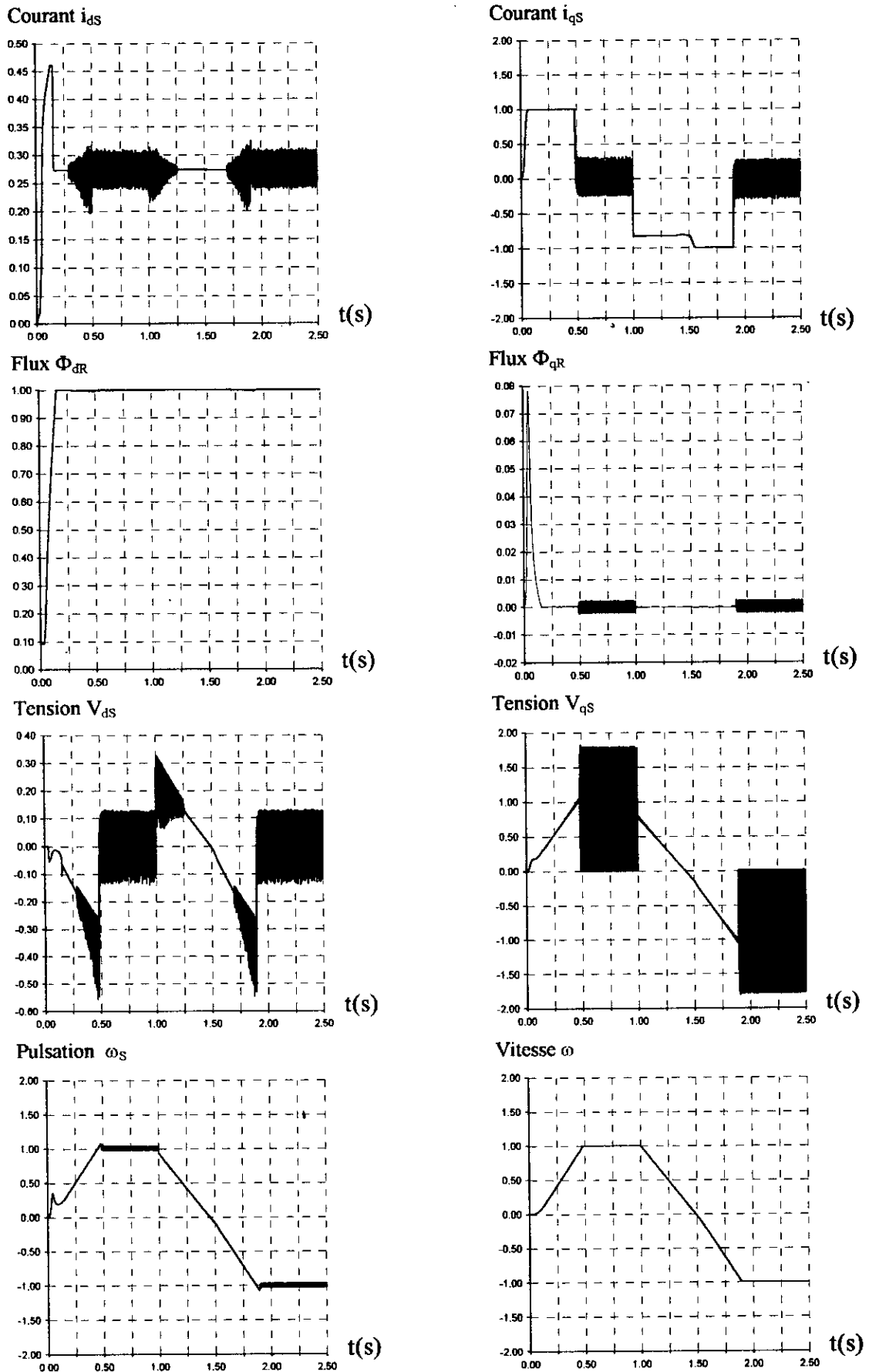


Fig.III.7.a Réponses de la M.AS à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s avec la fonction SAT.

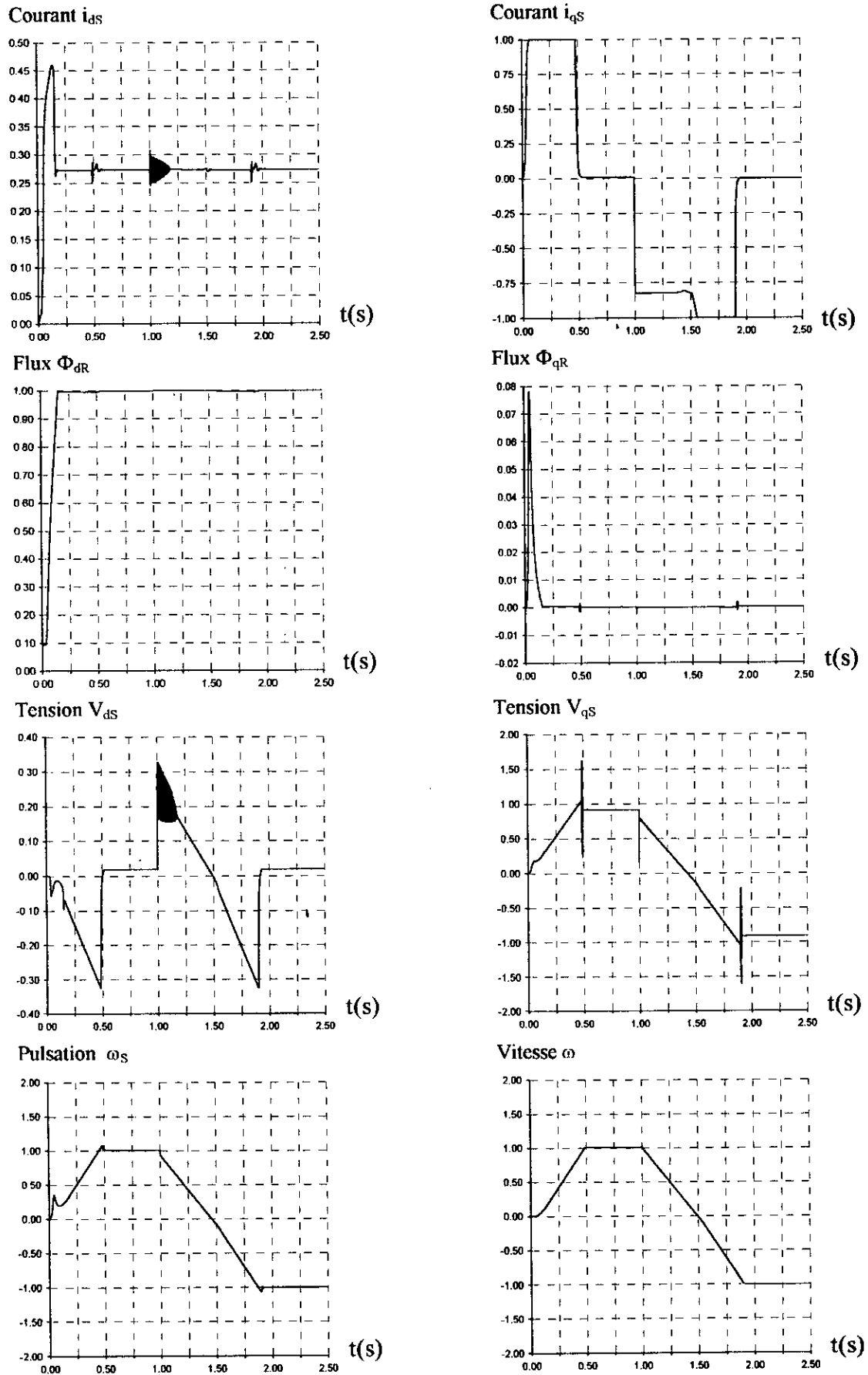


Fig.III.7.b Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s avec la fonction SMOOTH.

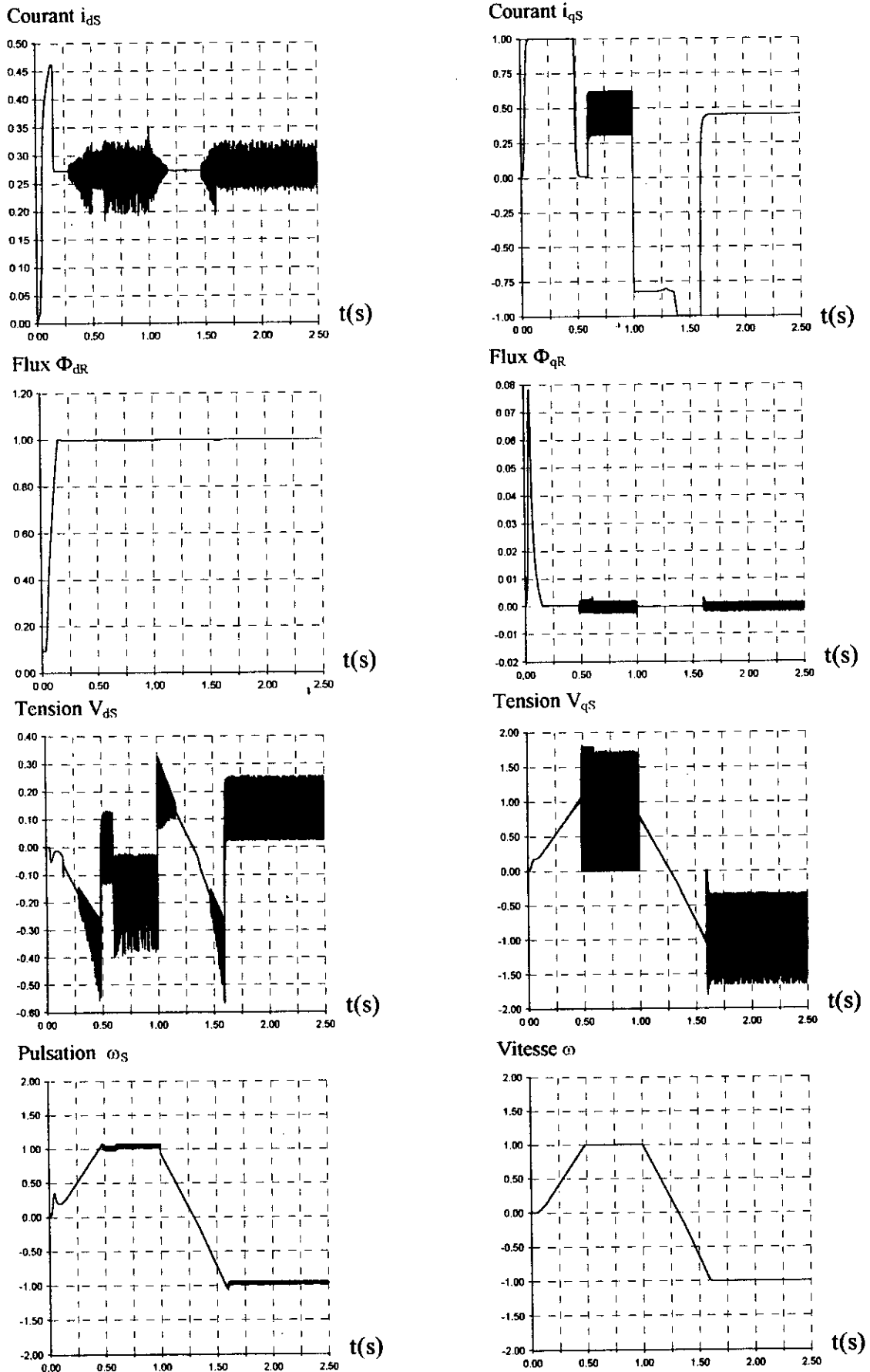


Fig.III.8.a Réponses de la M.AS à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s en présence d'une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.6$ s avec la fonction SAT.

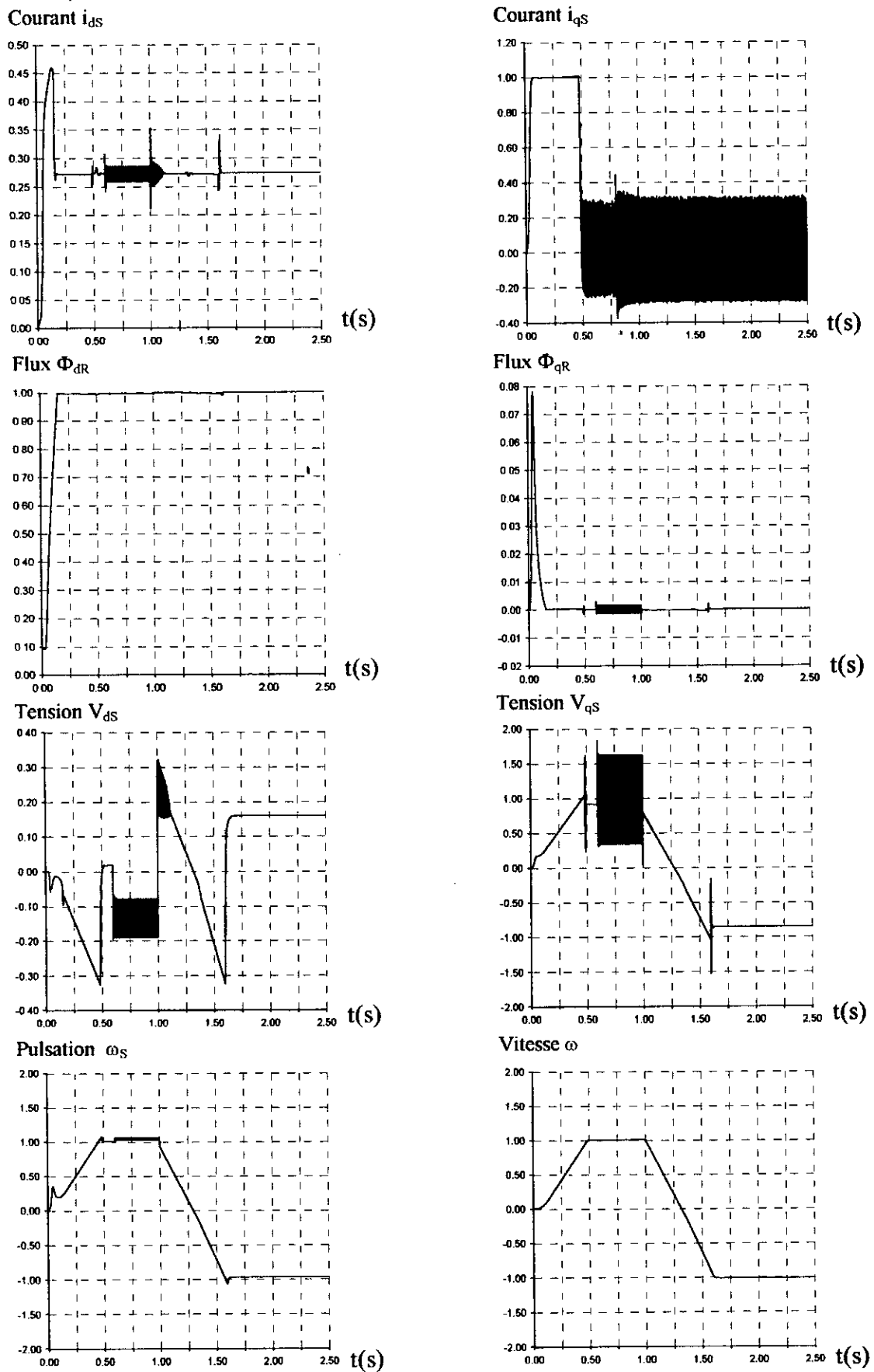


Fig.III.8.b Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s en présence d'une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.6$ s avec la fonction SMOOTH.

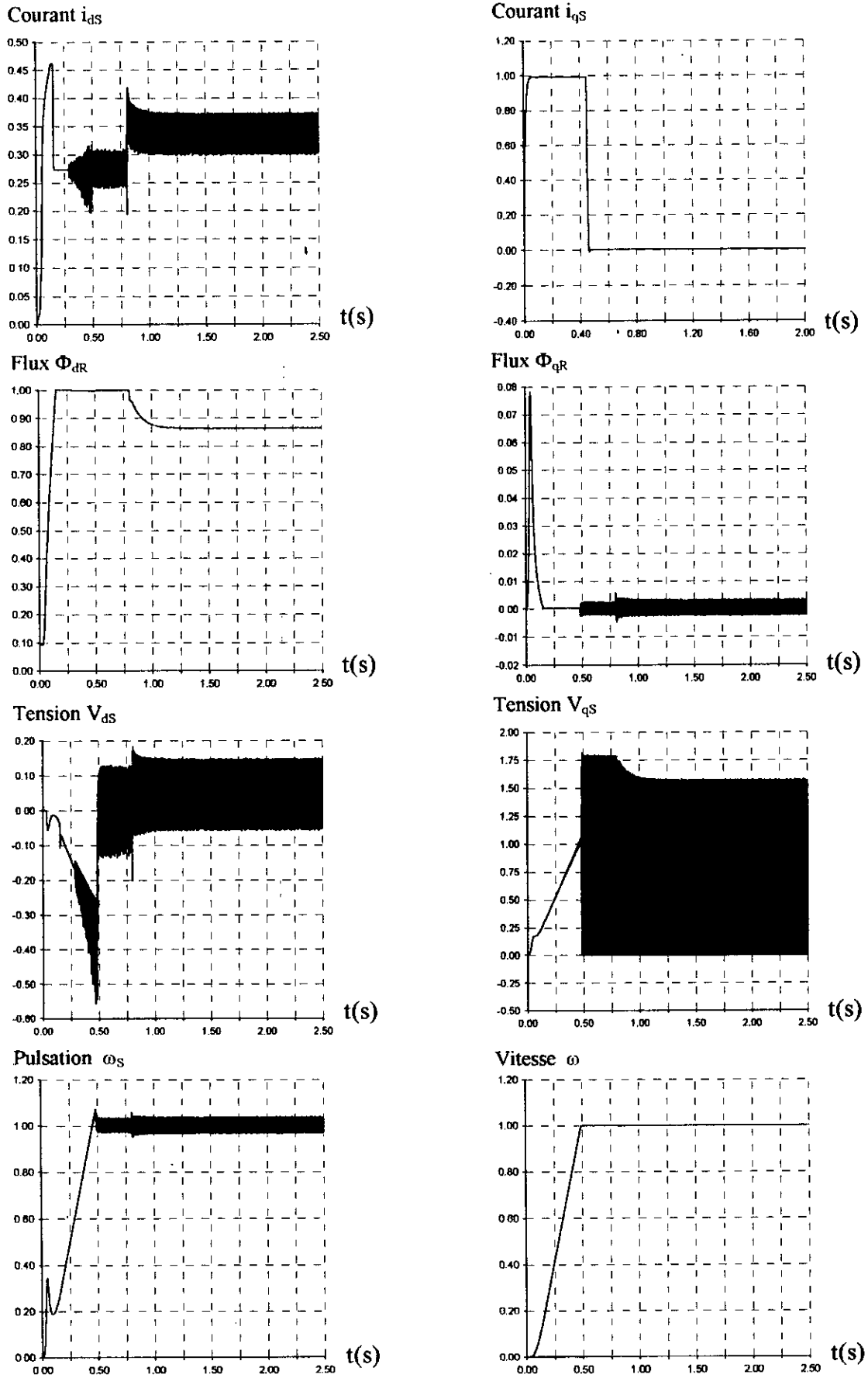


Fig.III.9.a Influence d'une variation paramétrique introduite à $t = 0.8$ s sur les réponses de la M.A.S (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M) avec la fonction SAT.

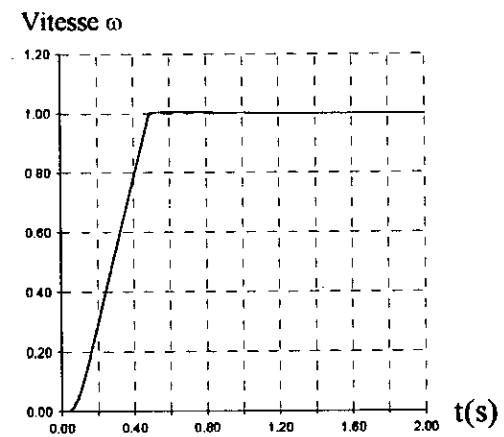
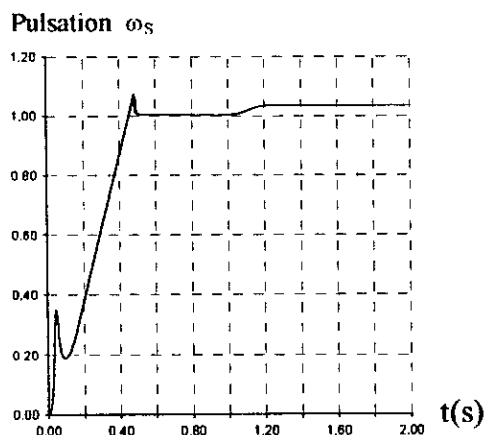
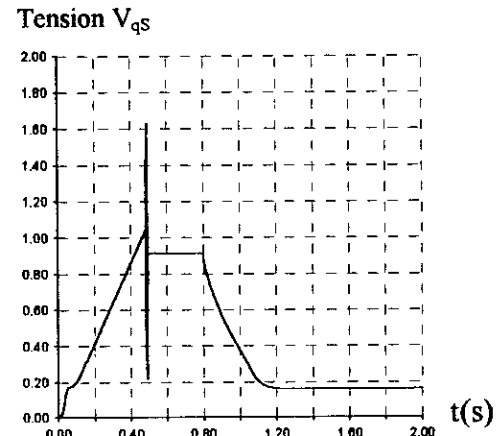
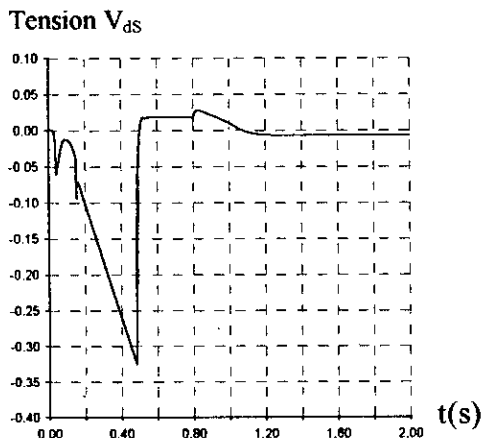
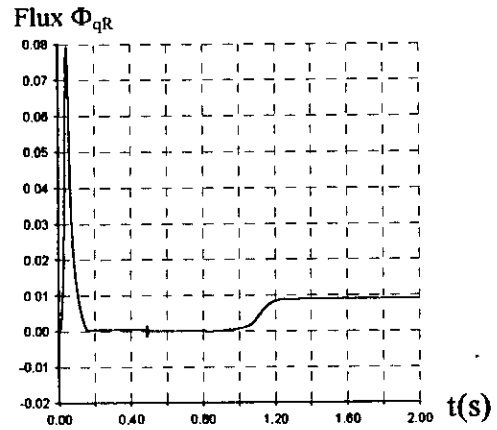
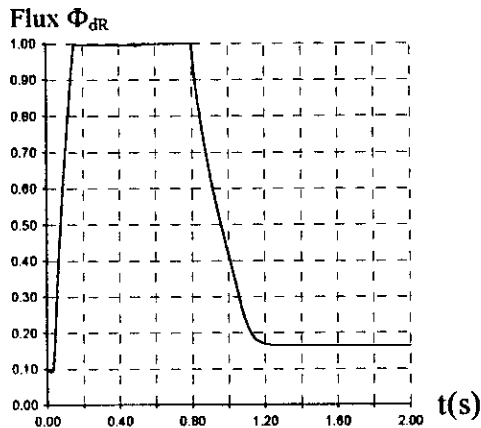
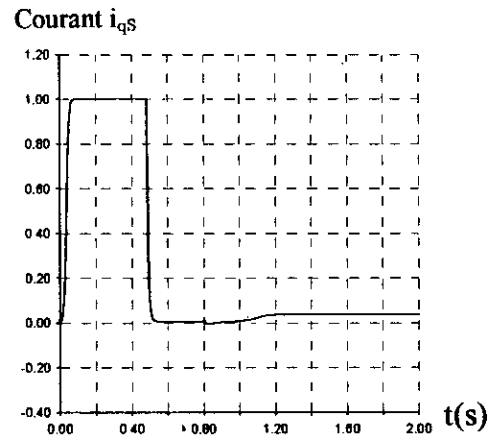
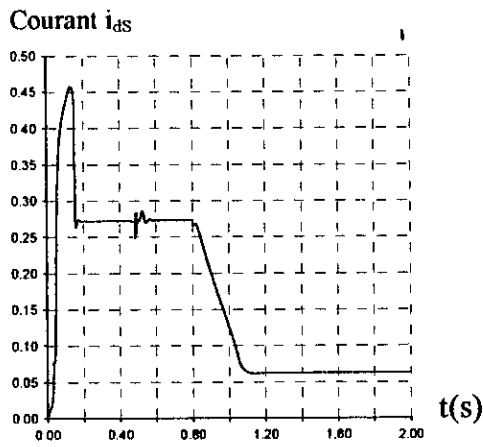


Fig. III.9.b Influence d'une variation paramétrique introduite à $t = 0.8$ s sur les réponses de la M.AS (+100% sur R_s et R_r et -30% sur L_s , L_r et M) avec la fonction SMOOTH.

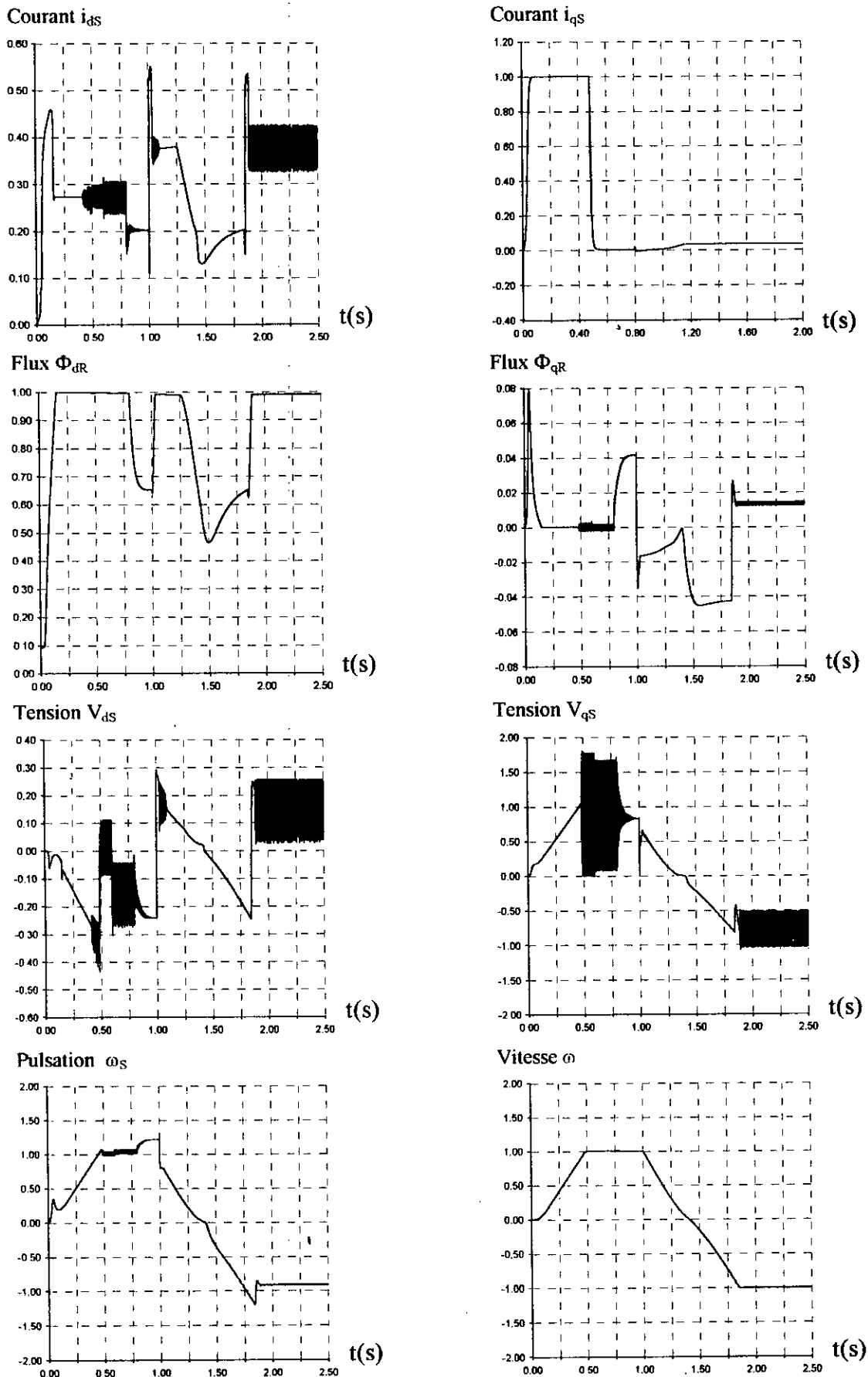


Fig.III.10.a Réponses de la M.AS à une : 1. Introduction d'une perturbation de charge nominale à $t=0.6s$; 2. Introduction d'une variation paramétrique à $t = 0.8s$ (+100% sur R_s et R_r et -30% sur L_s , L_r et M) ; 3. Inversion de consigne de vitesse à $t = 1s$, avec la fonction SAT.

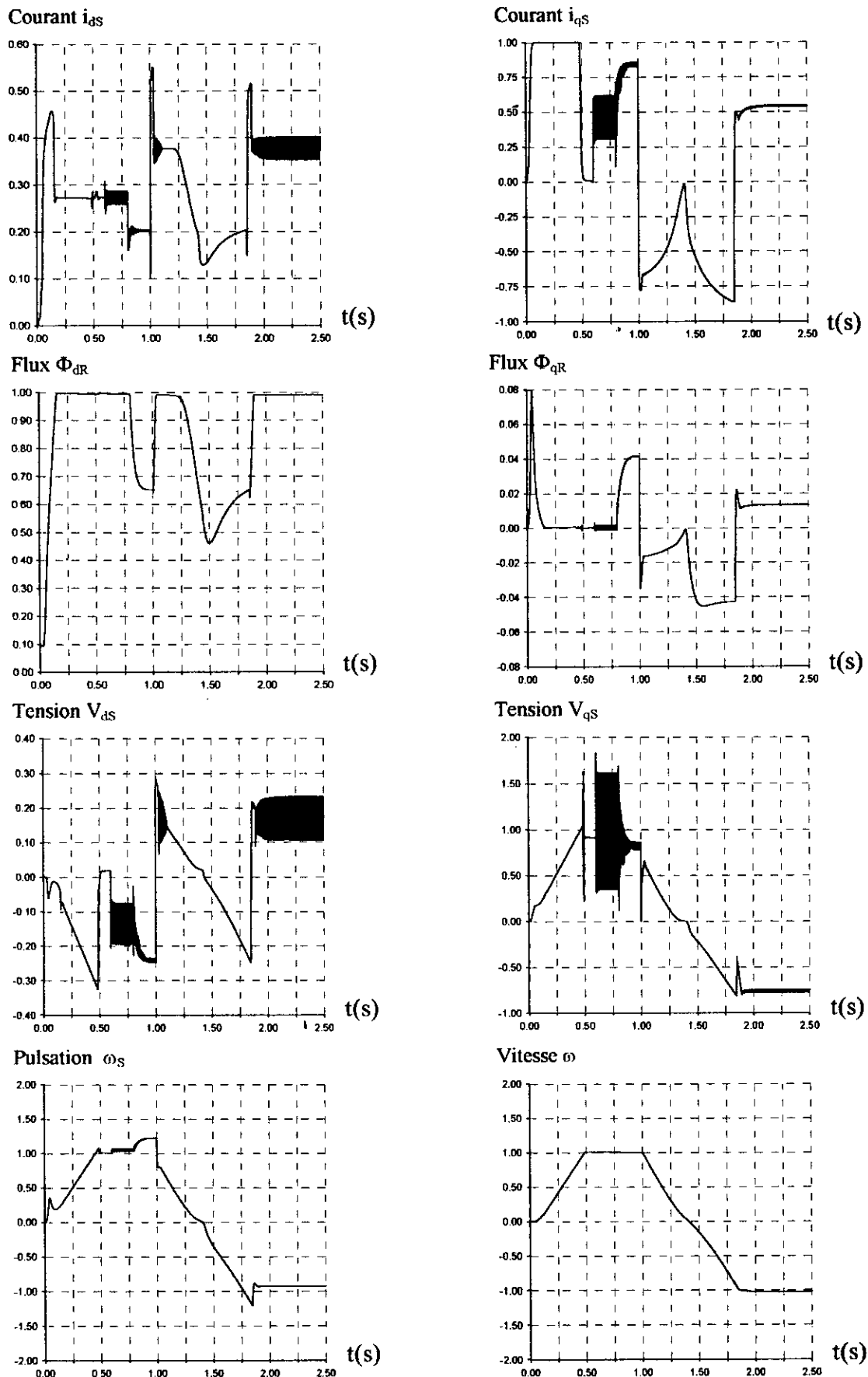


Fig.III.10.b Réponses de la M.A.S à une : 1. Introduction d'une perturbation de charge nominale à $t=0.6s$; 2. Introduction d'une variation paramétrique à $t = 0.8s$ (+100% sur R_s et R_r et -30% sur L_s , L_r et M) ; 3. Inversion de consigne de vitesse à $t = 1s$, avec la fonction SMOOTH.

III.6 Backstepping [8], [9]

III.6.1 Système mono-entrée

Afin d'introduire l'idée de base de la méthode, on considère tout d'abord les systèmes mono-entrée décrit par des équations nonlinéaires de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (III-18)$$

qui peut être vue sous la forme générale :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

avec : $x^T = (\eta^T, \zeta)$ où $\eta \in \mathbb{R}^{n-1}$ et $\zeta \in \mathbb{R}$. On suppose que les fonctions $f_1(\cdot)$ et $g_1(\cdot)$ sont connues.

Comme le montre la figure III.11, le système décrit par l'équation III-18 est équivalent à de deux sous-systèmes mis en cascade.

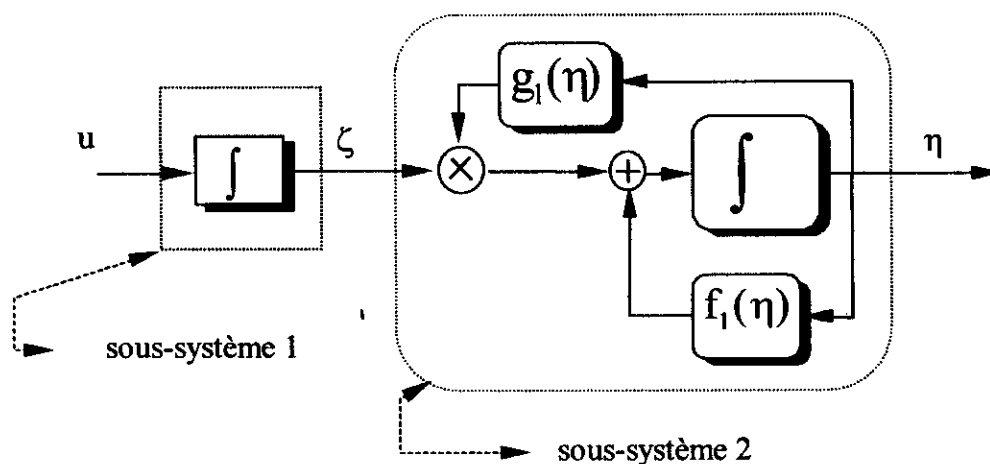


Fig.III.11 Représentation par schéma bloc du système III-18.

On suppose que le sous-système 2 peut être stabiliser par une commande par retour d'état $\zeta = \Psi(\eta)$ et qu'on dispose d'une fonction scalaire de Lyapunov $V(\eta)$ définie positive qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) \leq -W(\eta), \quad \forall \eta \in D \quad (III-19)$$

D est un domaine contenant l'origine $(\eta, f_1) = (0,0)$ et $W(\eta)$ une fonction définie positive. En manipulant l'équation III-18, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) + g_1(\eta)(\zeta - \Psi(\eta)) \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (III-20)$$

Le passage à cette étape est illustré à la figure III.12.

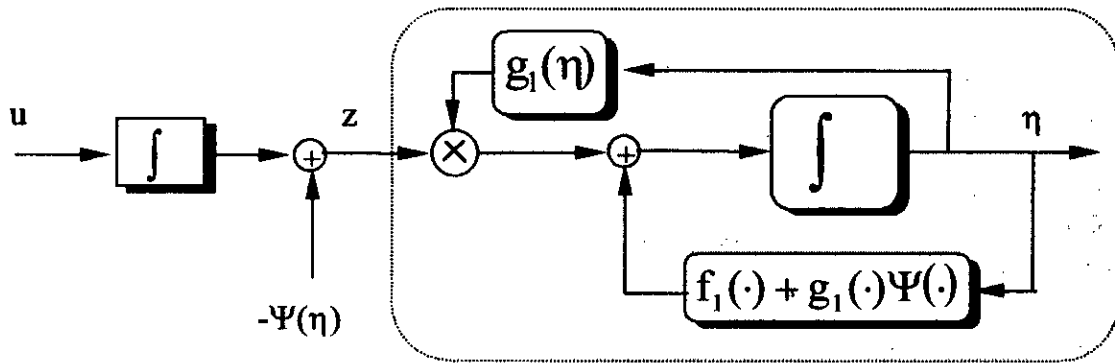


Fig.III.12 Représentation par schéma bloc du système III-20.

Le changement de variable $z = \zeta - \Psi(\eta)$ permet d'obtenir la nouvelle représentation :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) + g_1(\eta)z \\ \dot{z} = u - \dot{\Psi} = v \end{cases} \quad \text{(III-21)}$$

Il est à noter que (Figure III.13) que $-\Psi(\eta)$ vient se placer devant l'intégrateur.

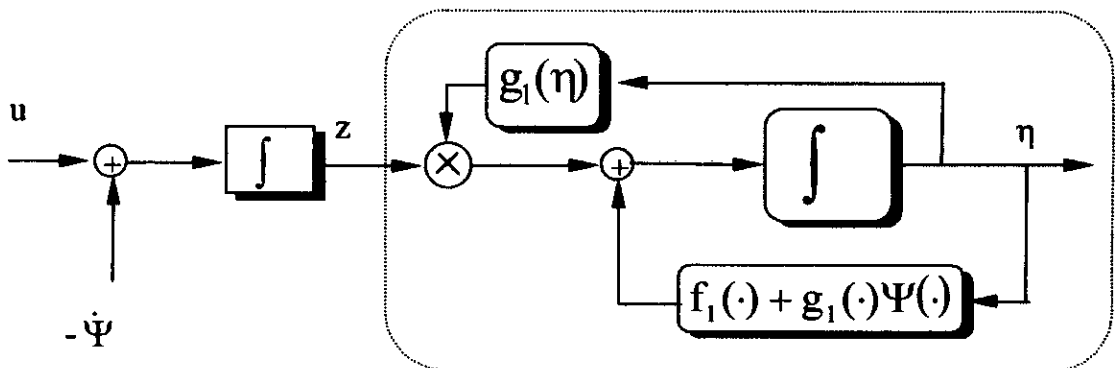


Fig.III.13 Représentation par schéma bloc du système III-21.

Puisque les fonctions : f_1 , g_1 et Ψ sont supposées connues, la dérivée de Ψ peut être calculé à partir de :

$$\dot{\Psi} = \frac{\partial \Psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta)$$

La nouvelle forme du système décrit par l'équation III-21 est similaire à la première, excepté que maintenant, le deuxième sous-système à une origine asymptotiquement stable lorsque l'entrée est nulle. Cette caractéristique peut être exploitée pour construire l'entrée v afin que le système global soit stable.

Si, la fonction de Lyapunov augmentée est choisie tel que:

$$V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2} z^2 \quad (\text{III-22})$$

sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_a(\eta, \zeta) &= \dot{V}(\eta) + z\dot{z} \\ &= \frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta) \Psi(\eta)) + \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) z + z v \end{aligned}$$

Partant de l'expression III-19 pour montrer que :

$$\dot{V}_a(\eta, \zeta) \leq -W(\eta) + \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) z + z v$$

et avec le choix de v suivant:

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k z \quad \text{où: } k > 0$$

la dérivée sera définie négative puisque :

$$\dot{V}_a(\eta) \leq -W(\eta) - k z^2 \quad (\text{III-23})$$

qui montre que l'origine ($\eta = 0, z = 0$) est asymptotiquement stable. De plus si $\Psi(0) = 0$, l'origine ($\eta = 0, \zeta = 0$) l'est aussi.

Alors, l'expression de la commande u est obtenue :

$$u = \frac{\partial \Psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta) \zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k(\zeta - \Psi(\eta)) \quad (\text{III-24})$$

De même, pour le choix de v suivant :

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k \text{sign}(z) \quad \text{où: } k > 0 \quad (\text{III-25})$$

on aura :

$$\dot{V}_a(\eta) \leq -W(\eta) - k|z|$$

L'expression de la commande devient :

$$u = \frac{\partial \Psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k \operatorname{sign}(\zeta - \Psi(\eta)) \quad (\text{III-26})$$

Notons que l'expression de u avec le choix de v (expression III-25) à une structure variable.

Remarque : Le problème précédent peut être traité en supposant disposer d'une fonction $\Psi(\eta) = g_1(\eta)\zeta$ au lieu de $\Psi(\eta) = \zeta$. Ainsi :

L'expression III-20 s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + \Psi(\eta)) + g_1(\eta)\zeta - \Psi(\eta) \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (\text{III-27})$$

Avec le changement de variable : $z = g_1(\eta)\zeta - \Psi(\eta)$ et conservant l'expression III-22, l'expression de v suivante :

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} - k z \quad \text{où } k > 0$$

mène à la même expression III-23.

En conséquence, la méthode consiste :

1. A chercher l'expression d'une loi de commande $\Psi(\eta)$ qui assure la stabilité du système $\dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta))$.
2. De construire la variable erreur : $z = \zeta - \Psi(\eta)$ et de lui imposer une certaine dynamique sur la base d'une fonction de Lyapunov $V(\eta)$. Ainsi la commande u est donnée par l'expression III-24.

III.6.2 Extension au cas multi-entrée

On effectue une extension du développement fait pour le cas des systèmes mono-entrée à celui des systèmes multi-entrée. A cet effet, soit la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = F(\eta, \zeta) + G(\eta, \zeta)u \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

avec : $\eta \in \mathbb{R}^m$, $\zeta \in \mathbb{R}^k$ et $u \in \mathbb{R}^m$. On suppose que les fonctions $f(\cdot)$, $g(\cdot)$, $F(\cdot)$ et $G(\cdot)$ sont connues et on pose :

$$\begin{aligned} \eta &= (\eta_1, \dots, \eta_m)^T, \zeta = (\zeta_1, \dots, \zeta_k)^T \text{ et } u = (u_1, \dots, u_m)^T \\ f &= (f_1, \dots, f_m)^T, g^T = (g_1, \dots, g_m) \text{ et } g_i = (g_{i1}, \dots, g_{ik})^T \end{aligned}$$

Ainsi, on peut :

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + g_i^T \zeta = f_i(\eta) + \sum_{j=1}^k g_{ij} \zeta_j \quad (\text{III-29})$$

En outre, qu'on dispose d'une loi de commande $\Psi_i(\eta)$ pour chaque variable η_i qui assure la stabilité du système :

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)$$

et d'une fonction de Lyapunov $V_i(\eta_i)$ qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} (f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)) \leq -W_i(\eta_i) \quad (\text{III-30})$$

En manipulant l'expression III-29, on a :

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta) + z_i \quad (\text{III-31})$$

avec : $z_i = g_i^T \zeta - \Psi_i(\eta)$.

Le calcul de la dérivée :

$$\begin{cases} \dot{z}_i = g_i^T G(\eta, \zeta) u + g_i^T F(\eta, \zeta) + \dot{g}_i^T \zeta - \dot{\Psi}_i(\eta) = v_i \\ \dot{\Psi}_i(\eta) = \frac{\partial \Psi_i}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta) \zeta) \end{cases}$$

La fonction de Lyapunov augmentée proposée est :

$$V_{a,i}(\eta, \zeta) = V_i(\eta_i) + \frac{1}{2} z_i^2 \quad (\text{III-32})$$

En dérivant cette expression et tenant compte de l'inégalité III-30, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{V}_{a,i}(\eta, \zeta) = \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} (f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)) + \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} z_i + z_i v_i \\ \leq -W_i(\eta) + \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} z_i + z_i v_i \end{cases}$$

Le choix de v suivant :

$$v_i = -\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} z_i - k_i z_i \quad (\text{III-33})$$

permet d'obtenir : $\dot{V}_{a,i}(\eta, \zeta) \leq -W_i(\eta_i) - k_i z_i^2$

et l'expression suivant est obtenue:

$$g_i^T(\eta) G(\eta, \zeta) u = \dot{\Psi}_i(\eta) + g_i^T(\eta) F(\eta, \zeta) - \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} z_i - k_i z_i$$

En variant $i = 1, \dots, m$, on construit l'expression matricielle:

$$\begin{pmatrix} g_1^T(\eta)G(\eta, \zeta) \\ \vdots \\ g_m^T(\eta)G(\eta, \zeta) \end{pmatrix} u = \begin{pmatrix} \dot{\Psi}_1(\eta) \\ \vdots \\ \dot{\Psi}_m(\eta) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1^T(\eta)F(\eta, \zeta) \\ \vdots \\ g_m^T(\eta)F(\eta, \zeta) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{\partial V_1(\eta_i)}{\partial \eta_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial V_m(\eta_m)}{\partial \eta_m} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} k_1 z_1 \\ \vdots \\ k_m z_m \end{pmatrix} \quad (\text{III-34})$$

Afin de simplifier la notation, on pose :

$$A(\eta, \zeta)u = B(\eta, \zeta) - Z_k$$

avec : $Z_k = \begin{pmatrix} k_1 z_1 \\ \vdots \\ k_m z_m \end{pmatrix}$

alors si $\det(A(\eta, \zeta)) \neq 0$ l'expression de u est donnée par :

$$u = A^{-1}(\eta, \zeta)(B(\eta, \zeta) - Z_k) \quad (\text{III-35})$$

La fonction de Lyapunov globale et de Lyapunov augmentée globale s'écrivent :

$$\begin{cases} V(\eta) = \sum_{i=1}^m V_i(\eta_i) \\ V_a(\eta, \zeta) = \sum_{i=1}^m V_{ai}(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m z_i^2 \end{cases}$$

En conclusion, la méthode consiste :

1. A chercher l'expression d'une loi de commande $\Psi_i(\eta)$ pour chaque variable η_i qui assure la stabilité du système décrit par:

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)$$

2. De construire la variable erreur : z_i à partir de l'expression : $z_i = g_i^T \zeta - \Psi_i(\eta)$ et de lui imposer une certaine dynamique (expression III-33) sur la base d'une fonction de Lyapunov $V_i(\eta_i)$ proposée.

La commande u est ainsi donnée par expression III-34.

III.6.3 Détermination des fonctions $\Psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta_i)$

Jusqu'à présent, on a supposé disposer des fonctions $\Psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta_i)$ pour avoir développer les calculs précédents. On propose dans cette section la méthode qui sera utilisée pour déterminer ces fonctions.

Soit l'équation :

$$\begin{cases} \dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta) \\ e_i = \eta_i - \eta_{id} \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

η_{id} est la valeur désirée pour η_i .

Si on choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_i(\eta_i) = \frac{1}{2} e_i^2 \Rightarrow \dot{V}_i(\eta_i) = e_i \dot{e}_i \quad (\text{III-37})$$

est considérée et si on impose la dynamique suivante :

$$\dot{V}_i(\eta_i) = -c_i e_i^2 \text{ avec } c_i > 0 \quad (\text{III-38})$$

Il en découle que :

$$\dot{e}_i = -c_i e_i \quad (\text{III-39})$$

et en conséquence, η_i converge exponentiellement vers la valeur désirée η_{id} .

A partir des expressions III-34 et III-39, on montre que :

$$\begin{cases} \Psi_i(\eta) = -c_i(\eta_i - \eta_{id}) - f_i(\eta) \\ V_i(\eta_i) = \frac{1}{2} e_i^2 \end{cases} \quad (\text{III-40})$$

La fonction de Lyapunov augmentée sera :

$$V(\eta) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m e_i^2$$

avec une dérivée :

$$\dot{V}(\eta) = -\sum_{i=1}^m c_i e_i^2$$

On remarque que les termes e_i^2 interviennent tous dans l'expression de la dérivée, ce qui assure la convergence de la fonction V vers zéro et par conséquent celle de vecteur η vers le vecteurs de référence η_d . Ainsi le sous-système défini par η est stable.

Enfin, pour conserver la notion « de mode de glissement », v_i est choisi tel que :

$$v_i = -\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} - k_i \text{sign}(z_i) \quad (\text{III-41})$$

III.7 Application à la machine asynchrone

La M.AS est représentée par le système d'équations nonlinéaires II-11 (Chapitre II).

Les grandeurs à contrôler sont :

$$\begin{cases} y_1 = \frac{1}{2} \Phi_R^2 = \frac{1}{2} (x_3^2 + x_4^2) \\ y_2 = \omega = x_5 \end{cases}$$

Les variables erreurs sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = \frac{1}{2} (\Phi_R^2 - \Phi_{Rd}^2) = y_1 - y_{1d} \\ e_2 = \omega - \omega_d = y_2 - y_{2d} \end{cases} \quad (\text{III-42})$$

Et alors, l'équation d'état qui convient est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \Phi_R \dot{\Phi}_R = -a_2 \Phi_R^2 + b_2 (x_1 x_3 + x_2 x_4) \\ \dot{y}_2 = \dot{x}_5 = -a_3 x_5 - f C_r + d_3 (x_2 x_3 - x_1 x_4) \\ \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_S x_2 + d_1 x_4 x_5 + e V_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_S x_1 - d_1 x_3 x_5 + e V_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-43})$$

Ainsi, est identifié :

$$\eta = (y_1, y_2)^T, \zeta = (x_1, x_2)^T, u = (V_{ds}, V_{qs})$$

$$f(\eta) = \begin{pmatrix} -a_2 \Phi_R^2 \\ -a_3 x_5 - f C_r \end{pmatrix}, g(\eta) = \begin{pmatrix} b_2 x_3 & b_2 x_4 \\ -d_3 x_4 & d_3 x_3 \end{pmatrix}$$

$$F(\eta, \zeta) = \begin{pmatrix} -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_S x_2 + d_1 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_S x_1 - d_1 x_3 x_5 \end{pmatrix}, G(\eta, \zeta) = \begin{pmatrix} e & 0 \\ 0 & e \end{pmatrix}$$

Si on pose :

$$\begin{cases} \Psi_1(\eta) = b_2 (x_1 x_3 + x_2 x_4) \\ \Psi_2(\eta) = d_3 (x_2 x_3 - x_1 x_4) \end{cases} \quad (\text{III-44})$$

les dynamiques des sorties sont décrit par :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = -a_2 \Phi_R^2 + \Psi_1(\eta) \\ \dot{y}_2 = -a_3 x_5 - f C_r + \Psi_2(\eta) \end{cases} \quad (\text{III-45})$$

Les fonctions de Lyapunov sont choisies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_1(\eta_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \\ V_2(\eta_2) = \frac{1}{2} e_2^2 \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_1(\eta_1) = e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_2(\eta_2) = e_2 \dot{e}_2 \end{array} \right. \quad (\text{III-46})$$

Les dynamiques suivantes sont imposées :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_1(\eta_1) = -c_1 e_1^2 \\ \dot{V}_2(\eta_2) = -c_2 e_2^2 \end{array} \right. \quad (\text{III-47})$$

Utilisant les expressions (III-41, 42 et 43), on montre aisément que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{1d}(\eta) = -c_1 e_1 + a_2 \Phi_R^2 + \Phi_{Rd} \dot{\Phi}_{Rd} \\ \Psi_{2d}(\eta) = -c_2 e_2 + a_3 x_5 + f C_r + \dot{x}_{5d} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \Psi_{1d} \equiv \Psi_1 \\ \Psi_{2d} \equiv \Psi_2 \end{array} \right.$$

Par la suite, les variables suivantes sont construites :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1 = \Psi_{1d} - \Psi_1 \\ z_2 = \Psi_{2d} - \Psi_2 \end{array} \right. \quad (\text{III-48})$$

Les fonctions de Lyapunov augmentées s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a1}(\eta, \zeta) = V_1(\eta_1) + \frac{1}{2} z_1^2 \\ V_{a2}(\eta, \zeta) = V_2(\eta_2) + \frac{1}{2} z_2^2 \end{array} \right.$$

Il est clair que ces fonctions sont positives. Le calcul de leur dérivé donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_{a1}(\eta, \zeta) = \frac{\partial V_1}{\partial \eta_1} \dot{\eta}_1 + z_1 \dot{z}_1 = -c_1 e_1^2 + z_1 (e_1 + \dot{z}_1) \\ \dot{V}_{a2}(\eta, \zeta) = \frac{\partial V_2}{\partial \eta_2} \dot{\eta}_2 + z_2 \dot{z}_2 = -c_2 e_2^2 + z_2 (e_2 + \dot{z}_2) \end{array} \right.$$

Si on choisit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = -e_1 - k_1 \text{sign}(z_1) \\ \dot{z}_2 = -e_2 - k_2 \text{sign}(z_2) \end{array} \right. \quad (\text{III-49})$$

Les fonctions de Lyapunov augmentées auront des dérivées négatives puisque :

$$\begin{cases} \dot{V}_{a1}(\eta, \zeta) = -c_1 e_1^2 - k_1 |z_1| \\ \dot{V}_{a2}(\eta, \zeta) = -c_2 e_2^2 - k_2 |z_2| \end{cases}$$

Par conséquent, les variables e_1, e_2, z_1 et z_2 sont asymptotiquement stable.

D'autre part, à partir de l'expression III-48, on a :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -c_1 \dot{e}_1 + 2a_2 \Phi_R \dot{\Phi}_R + (\dot{\Phi}_{Rd}^2 + \Phi_{Rd} \ddot{\Phi}_{Rd}) - b_2 (x_1 f_3 + x_3 f_1 + x_2 f_4 + x_4 f_2) - b_2 e (x_3 V_{ds} + x_4 V_{qs}) \\ \dot{z}_2 = -c_2 \dot{e}_2 + a_3 f_5 + f \dot{C}_r + \ddot{x}_{sd} - d_3 (x_2 f_3 + x_3 f_2 - x_1 f_4 - x_4 f_1) - d_3 e (-x_4 V_{ds} + x_3 V_{qs}) \end{cases} \quad (\text{III-50})$$

On déduit à partir des expressions (III-49 et 50) l'expression des commandes :

$$V = A^{-1} (B(x) - E + K \cdot \text{SIGN}(z))$$

avec

$$V = \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix}, \text{SIGN}(z) = \begin{pmatrix} \text{sign}(z_1) \\ \text{sign}(z_2) \end{pmatrix}, K = \begin{pmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{pmatrix}, E = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} e b_2 x_3 & e b_2 x_4 \\ -e d_3 x_4 & e d_3 x_3 \end{pmatrix}$$

et

$$B(x) = \begin{pmatrix} -c_1 \dot{e}_1 + 2a_2 \Phi_R \dot{\Phi}_R + (\dot{\Phi}_{Rd}^2 + \Phi_{Rd} \ddot{\Phi}_{Rd}) - b_2 (x_1 f_3 + x_3 f_1 + x_2 f_4 + x_4 f_2) \\ -c_2 \dot{e}_2 + a_3 f_5 + f \dot{C}_r + \ddot{x}_{sd} - d_3 (x_2 f_3 + x_3 f_2 - x_1 f_4 - x_4 f_1) \end{pmatrix}$$

On a jusqu'à cette étape discuté de la stabilité du sous-système η (flux et vitesse), il reste à montrer que les états restants (ζ ou encore les courants) sont eux aussi stables. Pour cela, on utilise l'expression III-44.

Lorsque les surfaces $z_1 = 0$ et $z_2 = 0$ sont atteintes, on montre comme dans III.3.3 que les courants sont stables et que :

$$\begin{cases} x_1 \rightarrow \frac{2a_2}{b_2} \Phi_{Rd} \\ x_2 \rightarrow \frac{a_3}{d_3} \cdot \frac{\omega_d}{\Phi_{Rd}} \end{cases} \quad (\text{III-51})$$

En résumé, il en résulte un comportement stable du système global.

III.8 Résultats de simulations et interprétations

Notes :

1. La stratégie de limitation de courant est identique à celle utilisée en mode glissant. Rappelons que deux paramètres interviennent q_1 et q_2 .
2. L'orientation du flux suivant l'axe d se fait en utilisant l'expression de ω_s suivante :

$$\omega_s(2) = \omega + \alpha i_{qs} + \beta \Phi_{qR} \quad ,$$

où α et β sont des constantes à déterminer.

3. Les simulations ont été effectuées avec une période d'échantillonnage de 0.001s et sur des intervalles de temps appropriés.
4. On effectue pour chaque cas (à vide, en charge, inversion de vitesse et variations paramétriques) deux simulations en parallèle. Une avec la fonction SIGN et une autre avec la fonction SMOOTH.
5. L'analyse des résultats obtenus est résumé au Tableau 3.

III.9 Conclusion 2

Cette partie a été consacrée à la commande par Backstepping» en conservant la notion de modes de glissements. Les simulations ont montré les capacités de cette nouvelle stratégie de commande.

On constate qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et est mieux adaptée aux problèmes de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques par rapport à la première approche.

| Figure | paramètres Communs | La fonction utilisée | Remarques |
|--|---|-------------------------------|--|
| III.14.a | $c_1 = 200$ $c_2 = 350$ $k_1 = 50000$ $k_2 = 2000$ $q_1 = 50$ $q_2 = 50$ | SIGN | On note des ondulations (chattering) assez importantes des grandeurs électriques. Aucun dépassement n'est signalé au niveau des grandeurs à contrôlées. |
| III.14.b | | SMOOTH $\varepsilon = 0.5$ | Les performances restent les mêmes. Le broutement est très atténué. |
| III.15.a | | SIGN | Le flux et la vitesse ne sont pas influencés par la perturbation de charge. On constate un glissement supérieur. Les remarques restent pratiquement les mêmes que pour la Fig.III.14.a . |
| III.15.b | | SMOOTH $\varepsilon = 0.5$ | Le flux et la vitesse ne sont pas influencés par la perturbation de charge, mais on constate un glissement supérieur. Comparée à la Fig.III.14.b les grandeurs électriques sont plus ondulées à partir de l'instant où la charge est introduite. |
| III.16.a | | SIGN | Le flux conserve ses performances. La vitesse suit la valeur de référence. Aucun dépassement n'est remarqué. Le mode de glissement est distingué du mode de convergence par le broutement. |
| III.16.b | | SMOOTH $\varepsilon = 0.5$ | Mêmes remarques précédantes avec une atténuation d'une broutement. |
| II.17.a | | SIGN | L'inversion de vitesse ajoutée à la perturbation de charge va en faveur de l'atténuation le broutement. |
| III.17.b | | SMOOTH $\varepsilon = 0.5$ | Par rapport à la figure précédente, il y a une meilleure atténuation du broutement. |
| II.18.a | | SIGN | L'apparition de pics de courants et tensions très importants à partir de l'instant où on introduit la variation paramétrique. En plus, les performances du flux se dégradent. |
| III.18.b | | SMOOTH $\varepsilon = 0.5$ | Mêmes remarques que pour la figure précédente. Néanmoins, il y a une atténuation du broutement. |
| II.19.a | | SIGN | Les performances de la vitesse sont bonnes. Aucun dépassement ou écart statique n'est signalé. Par contre Le flux avant de retrouver la valeur désirée, il s'écarte de celle-ci et y revient en régime établi. |
| III.19.b | | SMOOTH $\varepsilon = 0,5$ | Mêmes remarques que pour la figure précédantes avec une atténuation du broutement. |
| Remarques Communes à Toutes les Figures | | | |
| L'orientation du flux suivant l'axe d est satisfaite. Le découple en vitesse et flux est pratiquement parfait. Les deux mode de convergence et de glissement se distingue par le broutement. | | | |

Toutes les simulations ont été effectuées en utilisant une limitation de courant.

**Tableau récapitulatif des différentes simulations effectuées
en Backstepping.**

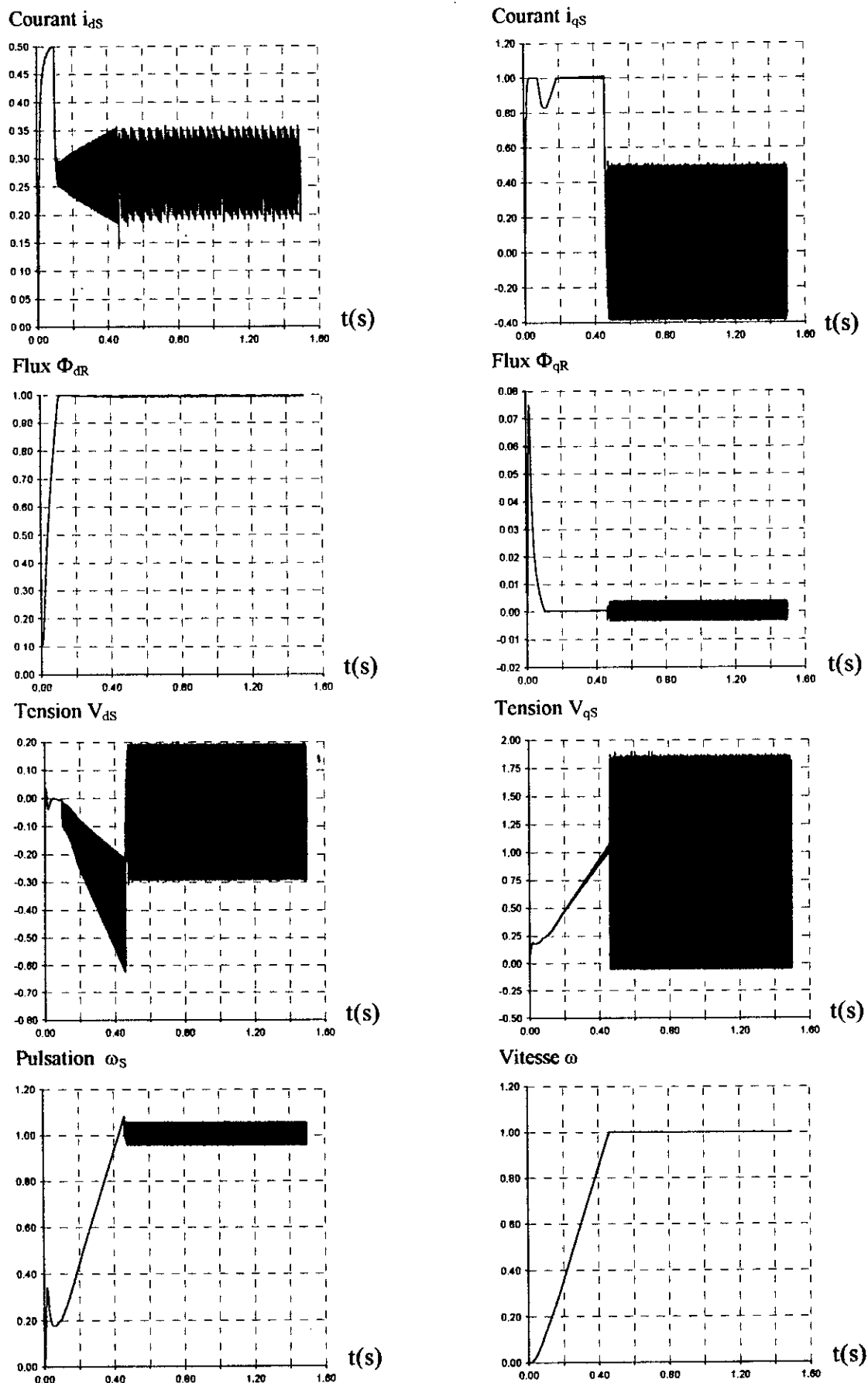


Fig. III.14.a Réponses de la M.A.S à vide aux échelons du flux et de la vitesse avec la fonction SIGN.

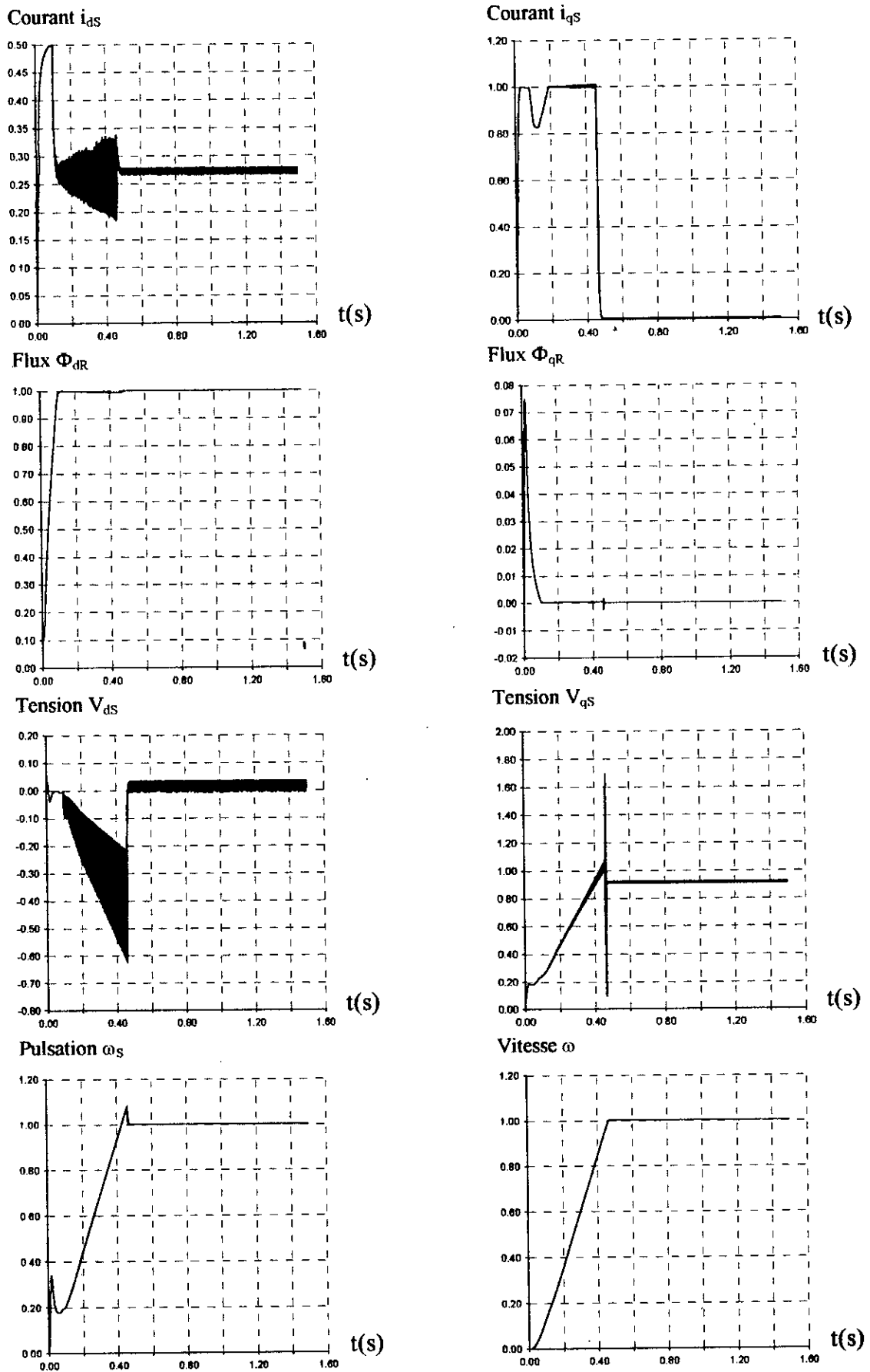


Fig.III.14.b Réponses de la M.A.S à vide aux échelon du flux et de la vitesse avec la fonction SMOOTH.

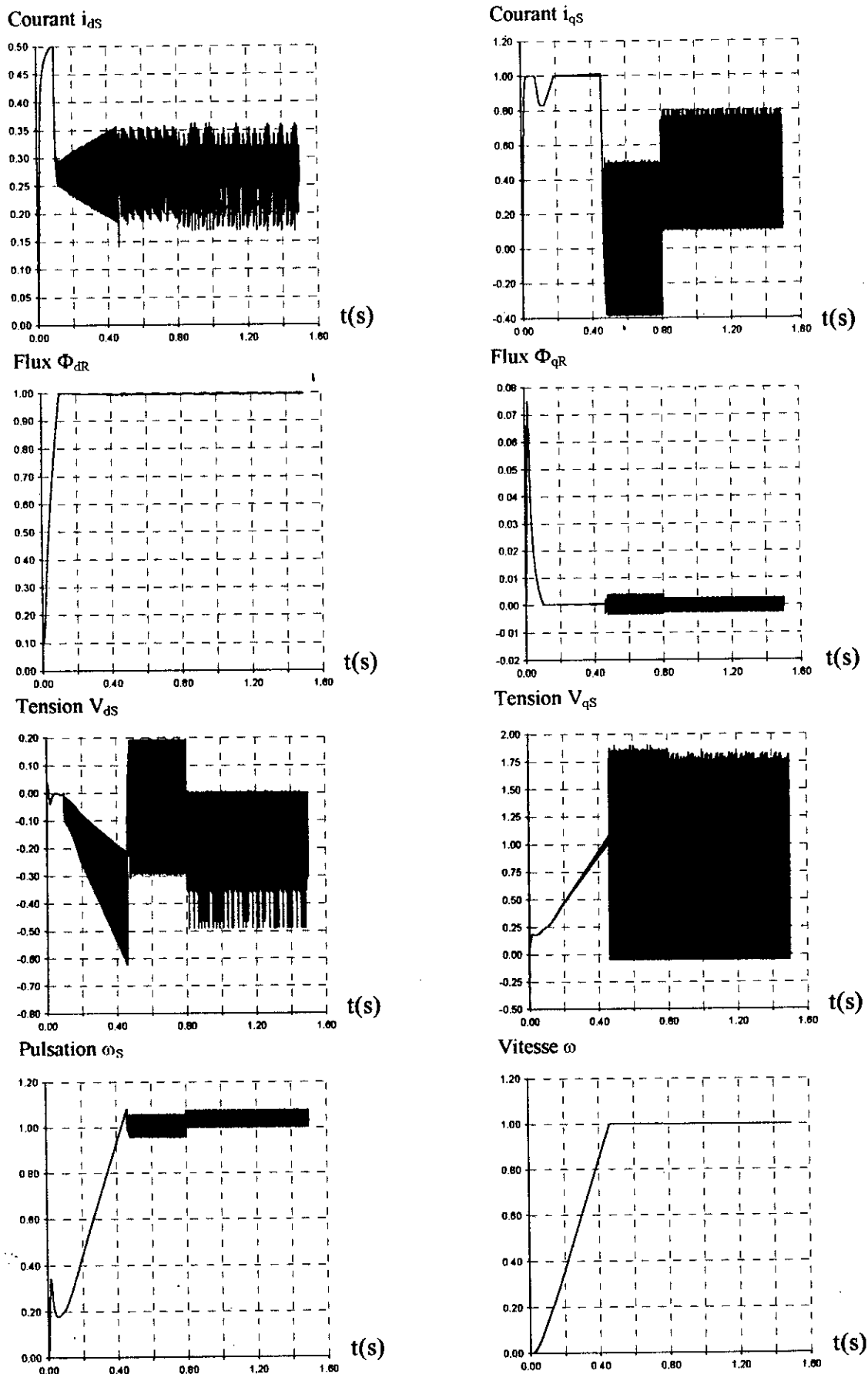


Fig.III.15.a Réponses de la M.AS à une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.8$ s avec la fonction SIGN.

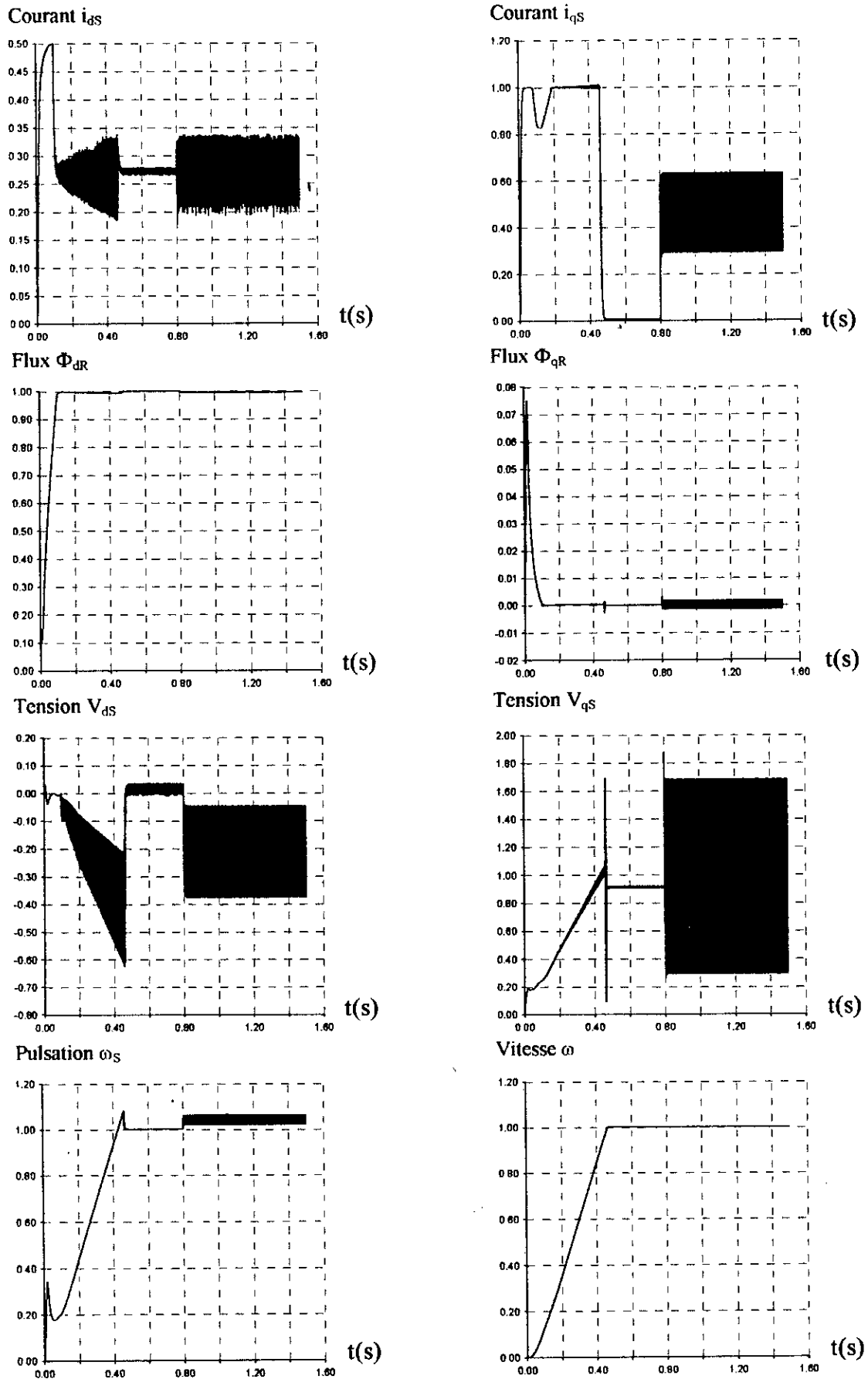


Fig.III.15.b Réponses de la M.A.S à une perturbation de charge nominale introduite à t = 0.8 s avec la fonction SMOOTH.

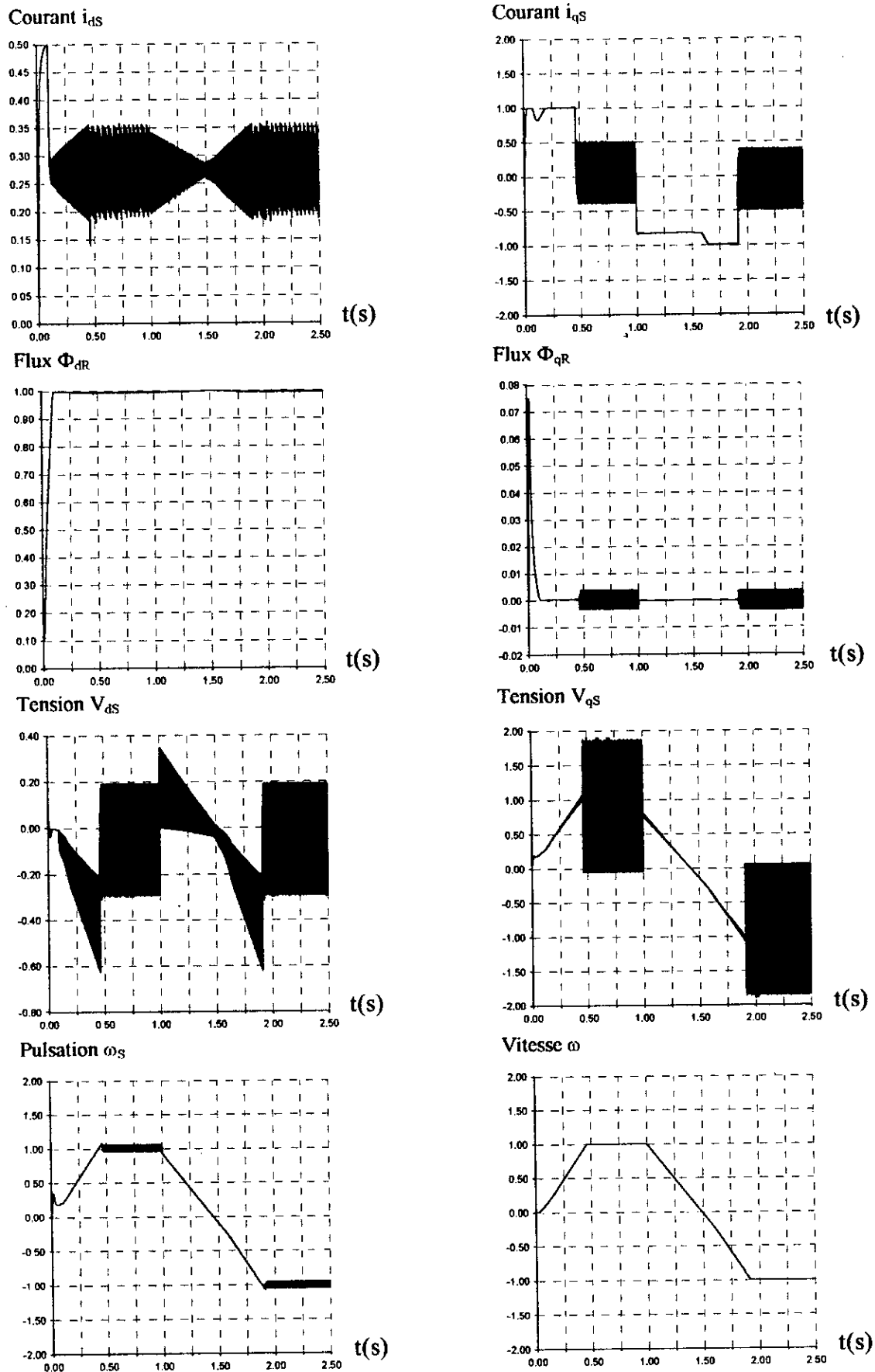


Fig.III.16.a Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s. avec la fonction SIGN.

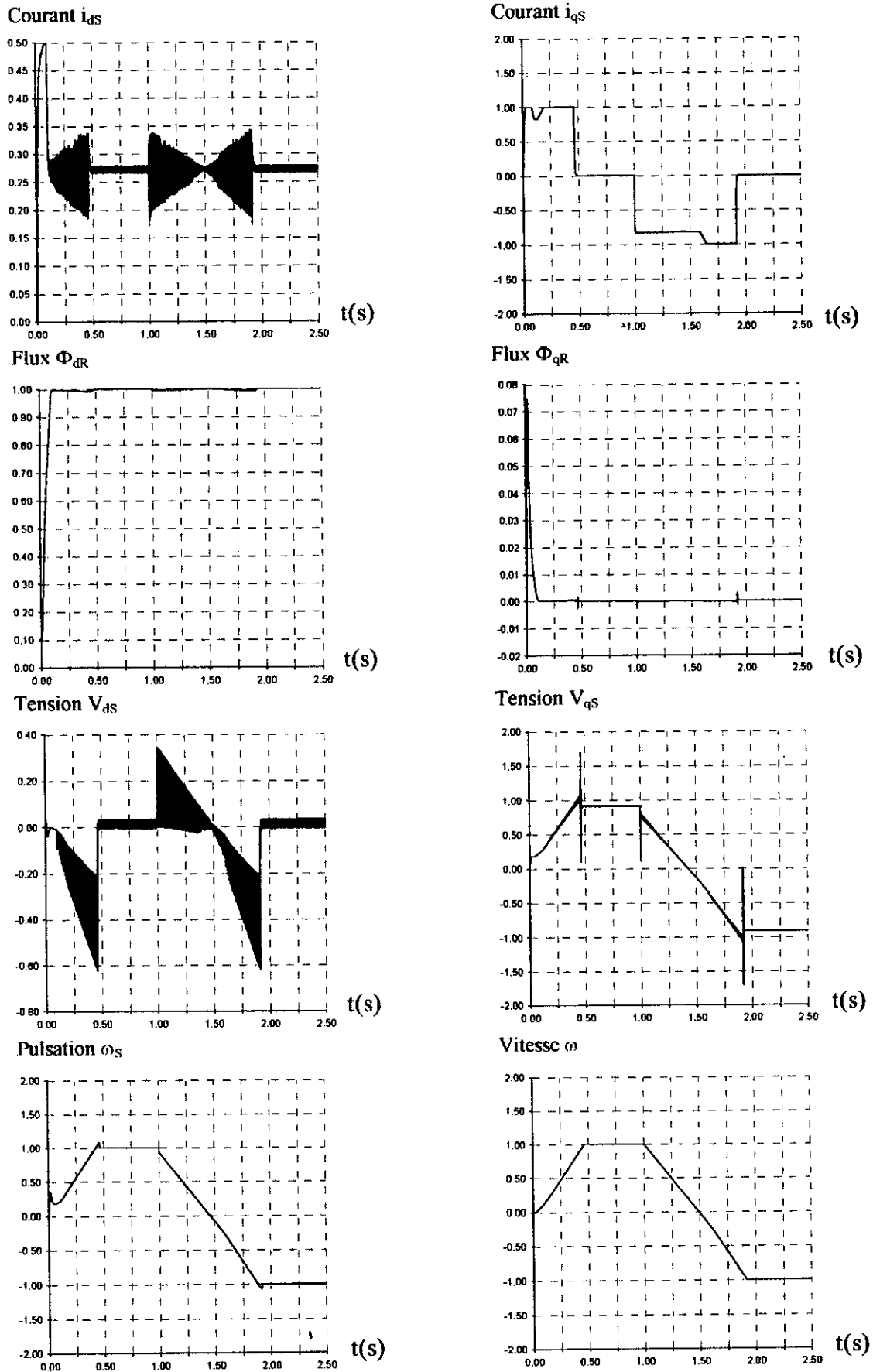


Fig. III.16.b Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s. avec la fonction SMOOTH.

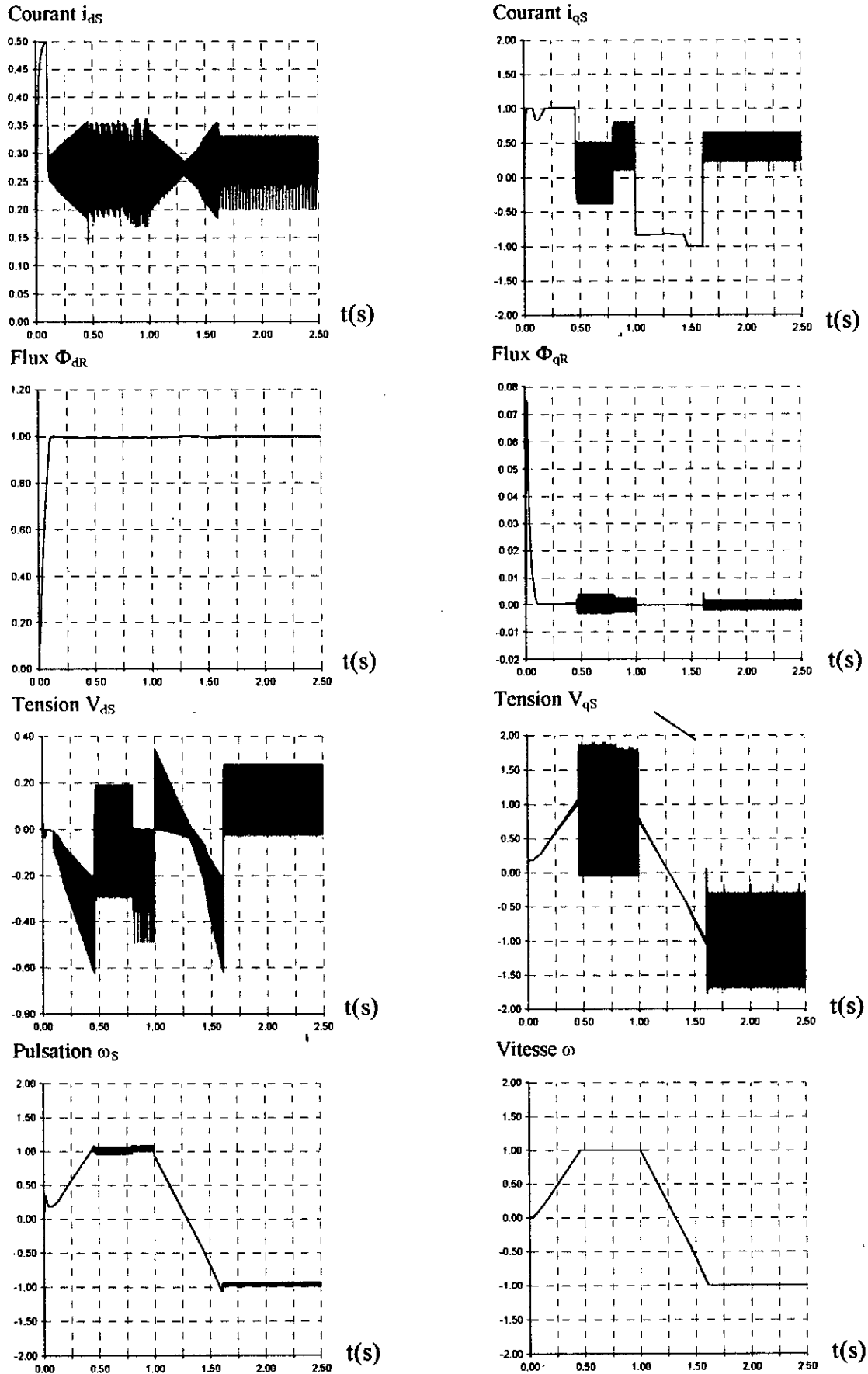


Fig.III.17.a Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1$ s en présence d'une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.8$ s avec la fonction SIGN.

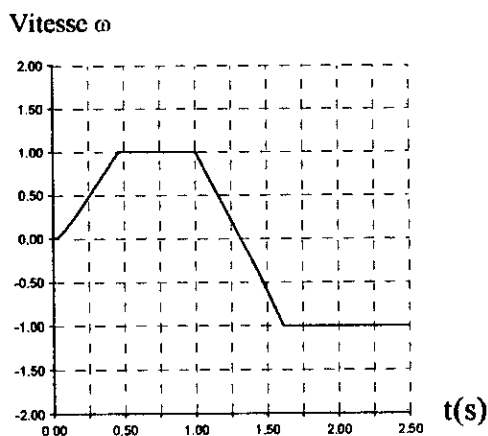
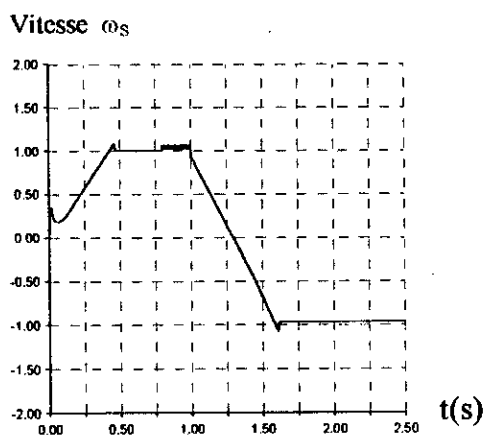
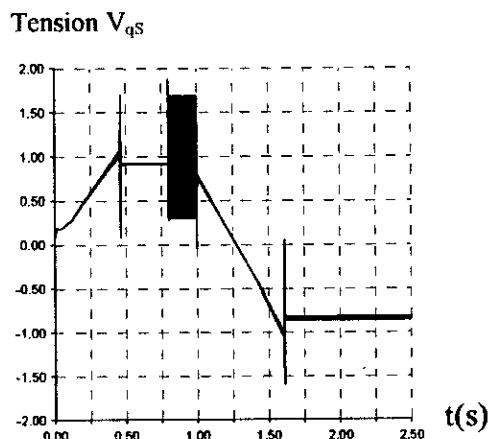
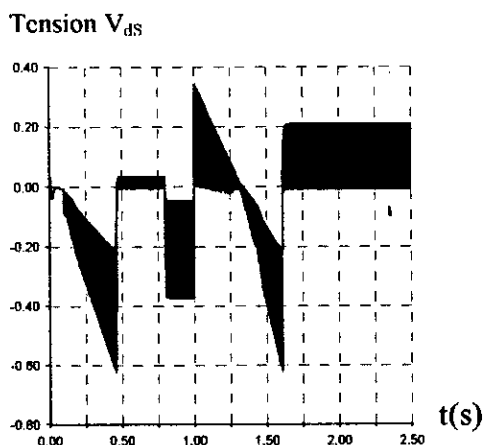
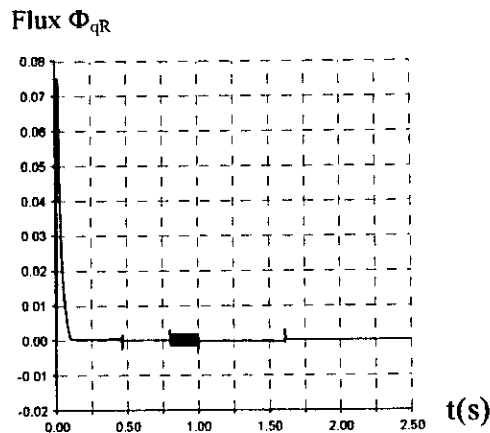
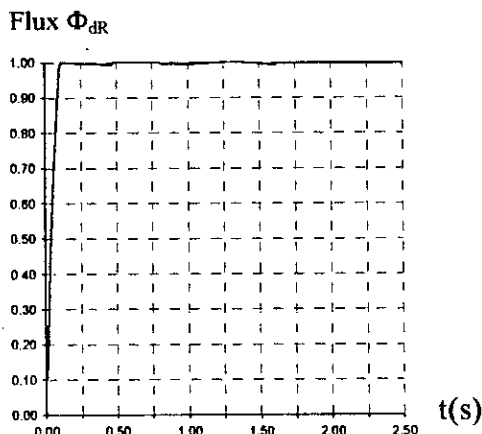
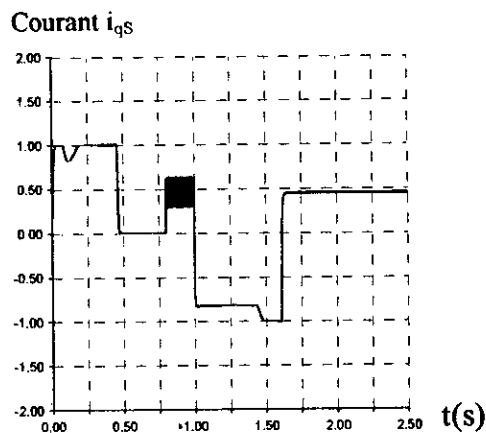
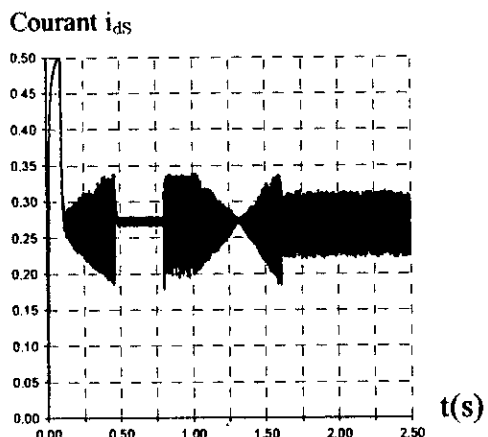


Fig.III.17.b Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à $t = 1s$ en présence d'une perturbation de charge nominale introduite à $t = 0.8s$ avec la fonction SMOOTH.

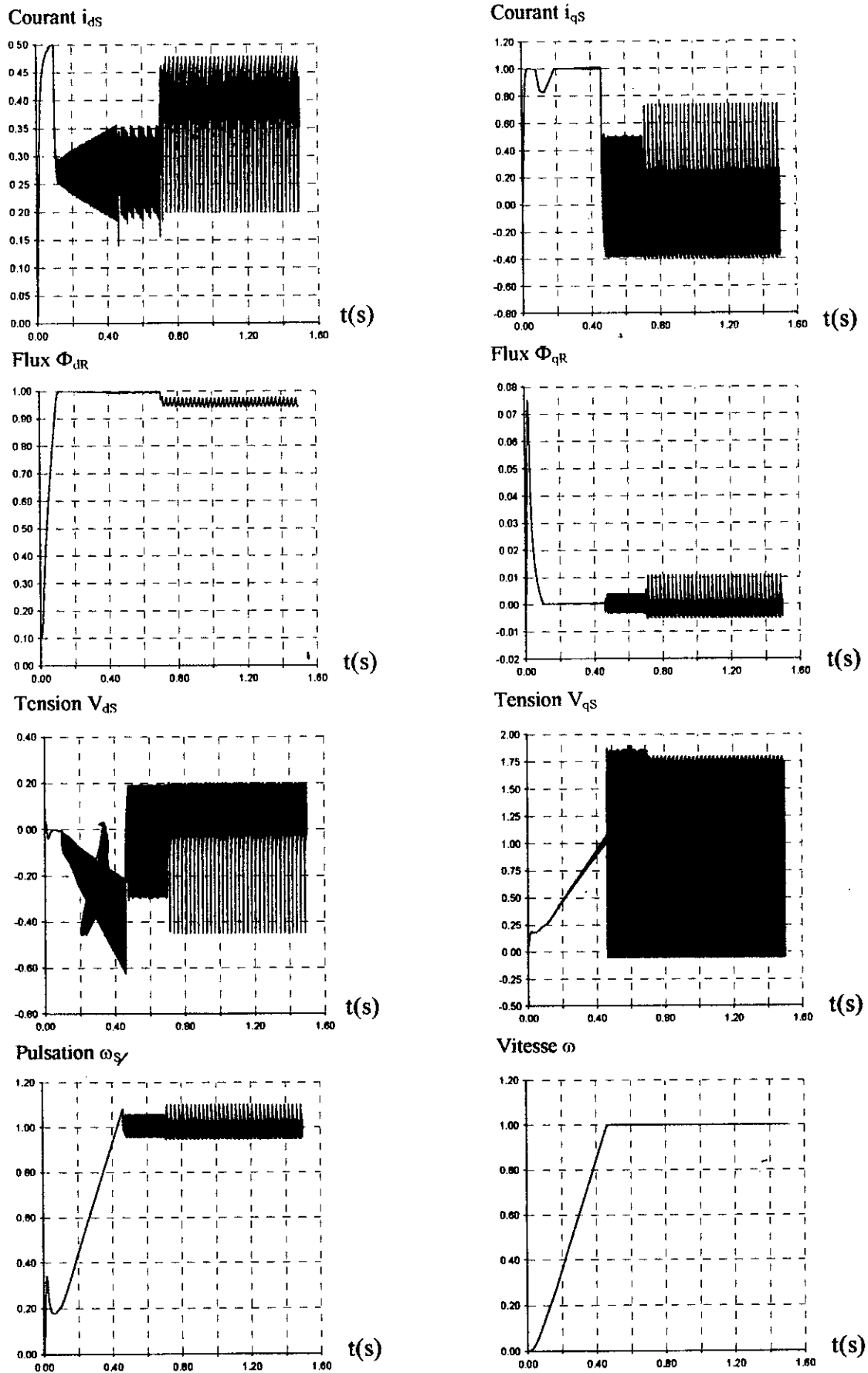


Fig.III.18.a Influence d'une variation paramétrique introduite à $t = 0.7$ s sur les réponses de la M.A.S (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M) avec la fonction SIGN.

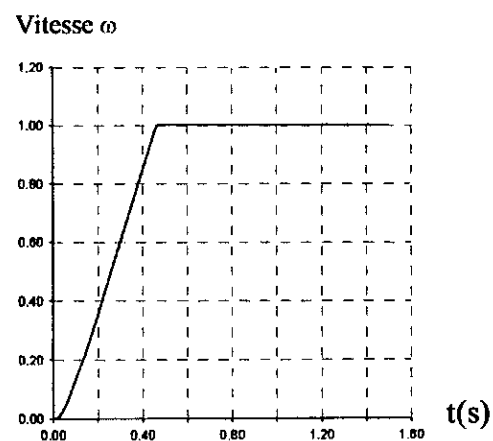
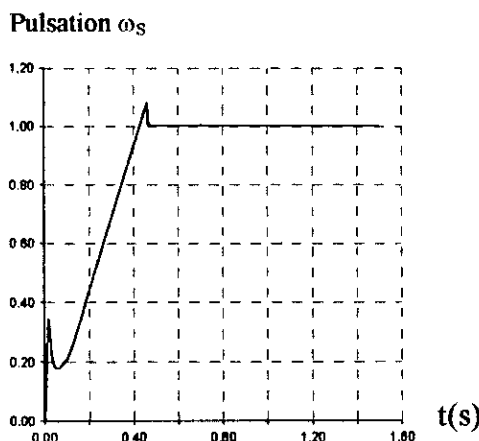
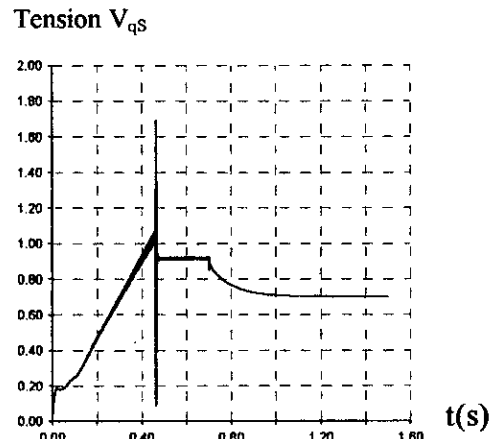
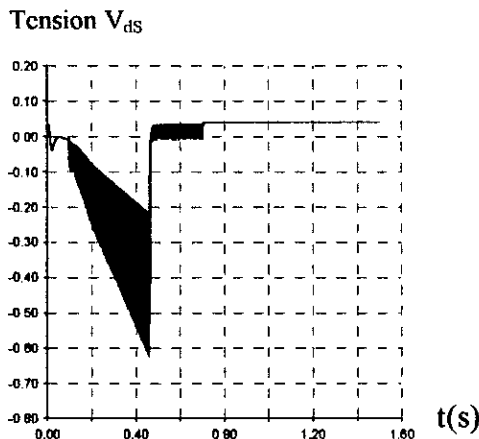
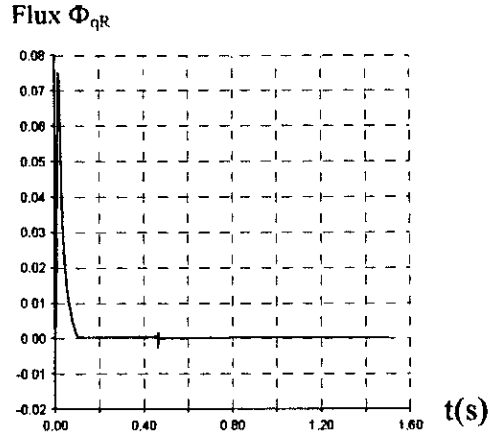
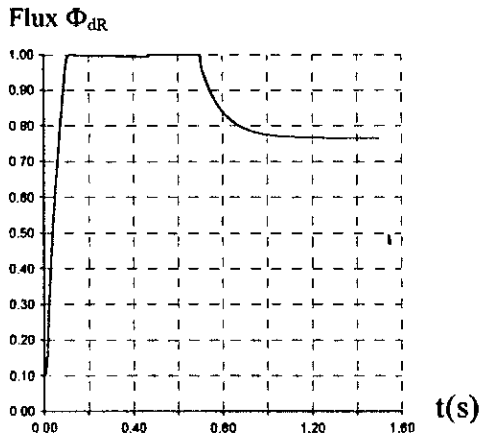
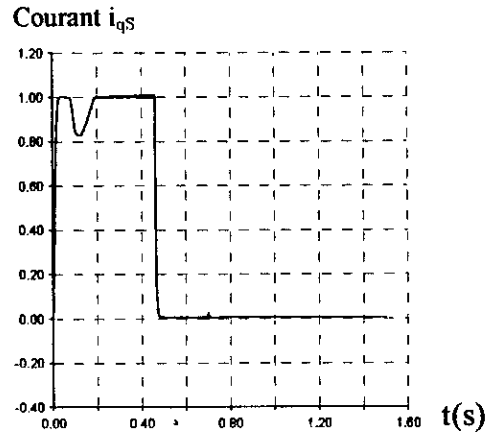
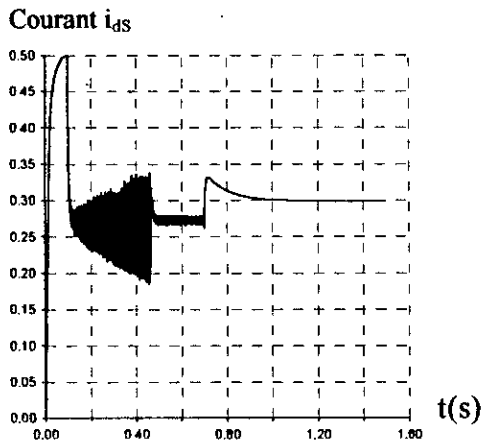


Fig.III. 18.b Influence d'une variation paramétrique introduite à $t = 0.7$ s sur les réponses de la M.A.S (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M) avec la fonction SMOOTH.

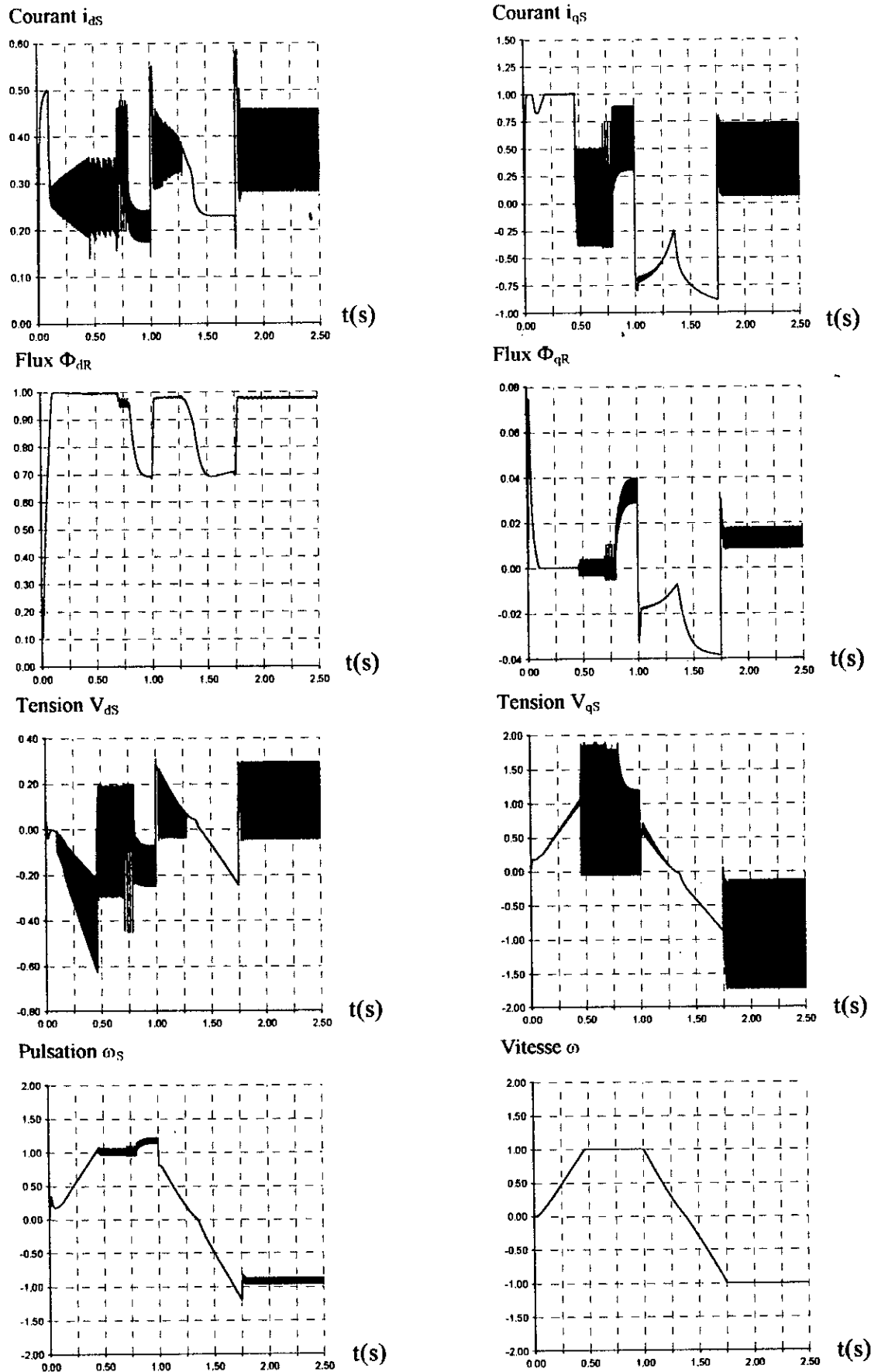


Fig.III.19.a Réponses de la M.A.S à une : 1. Introduction d'une variation paramétrique à $t = 0.7s$ (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M) ; 2. Introduction d'une perturbation de charge nominale à $t=0.8s$; 3. Inversion de consigne de vitesse à $t = 1s$, avec la fonction SIGN.

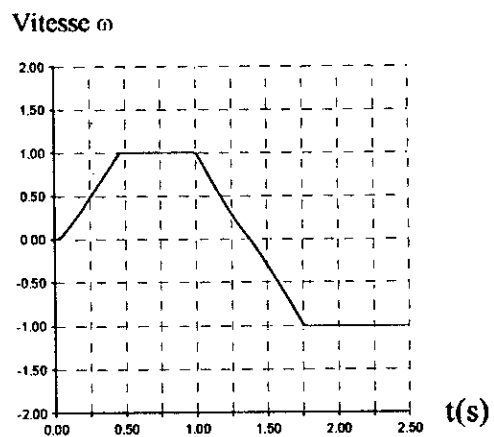
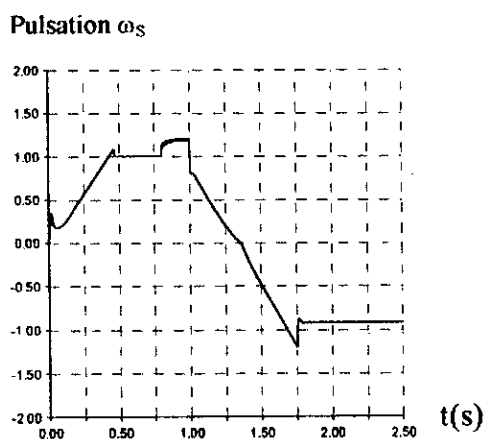
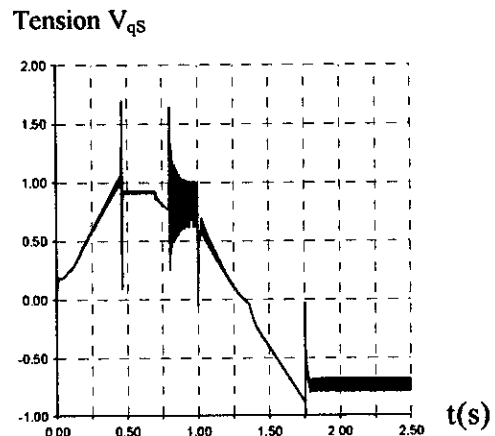
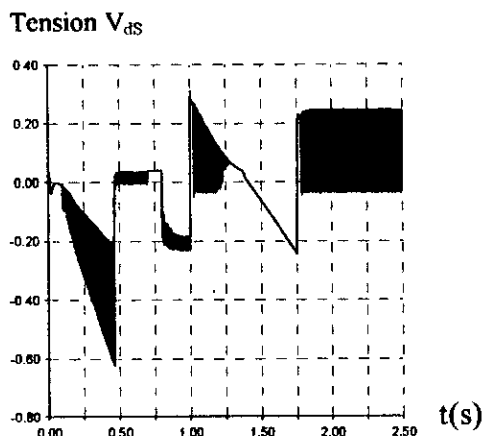
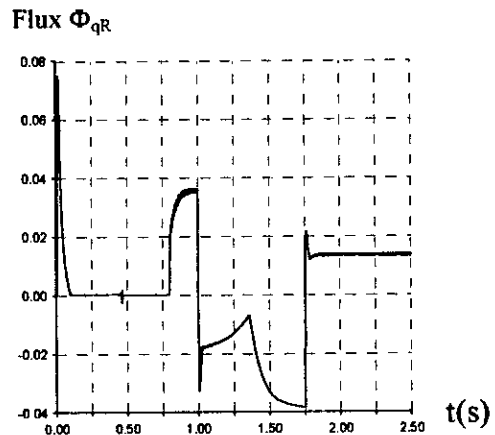
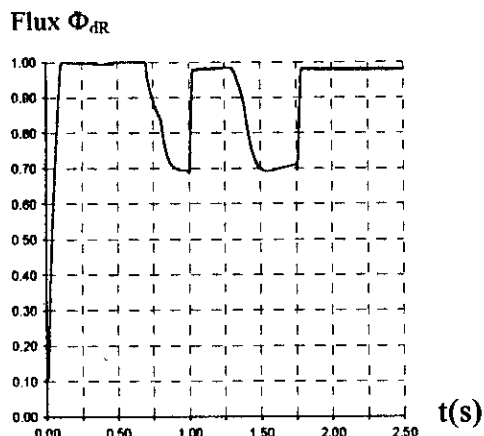
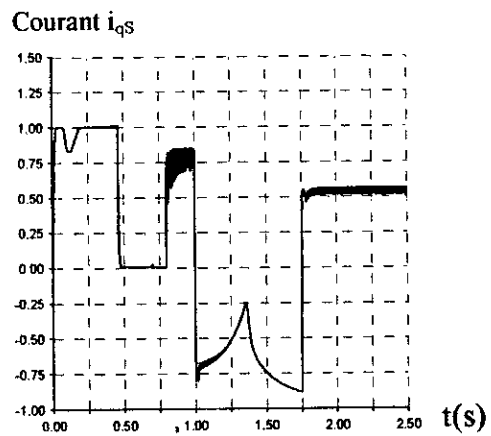
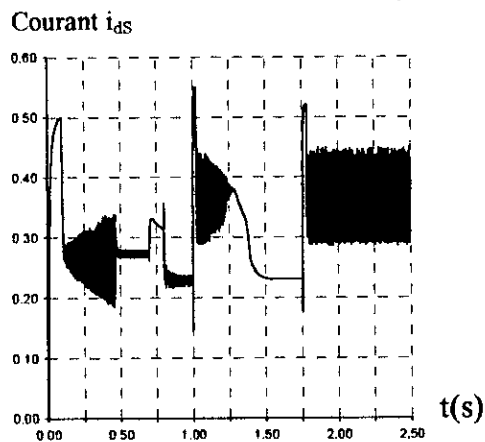


Fig.III.19.b Réponses de la M.AS à une : 1. Introduction d'une variation paramétrique à $t = 0.7s$ (+100% sur R_S et R_R et -30% sur L_S , L_R et M) ; 2. Introduction d'une perturbation de charge nominale à $t=0.8s$; 3. Inversion de consigne de vitesse à $t = 1s$, avec la fonction SMOOTH.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, on s'est attaché à l'étude de lois de commandes non linéaires et l'application de celles-ci à la machine asynchrone.

Nous avons tout d'abord commencé par élaborer le modèle dynamique de la machine asynchrone dans le contexte fréquent d'hypothèses simplificatrices et utilisant les outils de bases (transformations de Park, ..., etc.). Ceci a fait l'objet du premier chapitre.

Notons que sur le plan théorique, la machine asynchrone est un procédé non linéaire, multivariable à dynamique rapide et qui subit d'importantes variations paramétriques.

Le second chapitre a été consacré au développement d'une loi de commande par bouclage non linéaire (ou encore par linéarisation entrée-sortie); suivi par l'application de celle-ci au modèle la machine asynchrone. Les résultats obtenus par simulations montrent le comportement de cette commande. En absence des variations paramétriques, elle offre de bonnes performances sinon dans le cas contraire aucune robustesse n'est garantie. D'où l'intérêt de nouvelles lois de commandes qui tiennent compte de ces caractéristiques.

Dans le troisième chapitre, deux approches de commande à structures variables ont été proposées. Notre objectif principal est de montrer l'apport de ces stratégies de commande par rapport à la commande par bouclage non linéaire. La première est basée sur le choix de la surface proposée dans [7], quant à la deuxième approche, il s'agit d'introduire la notion de mode de glissement dans la commande Backstepping. L'application de celles-ci à la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques, de constater une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante mais au prix d'une activation assez importantes provoquant un phénomène appelé Chattering. Une atténuation de cette manifestation a été réalisée par substitution de la fonction SIGN par des fonctions continues.

Au bout du compte, l'examen des résultats est particulièrement satisfaisant, on constate une bonne dynamique de la réponse en vitesse, un bon contrôle du flux et ceux-ci malgré l'introduction simultanée d'une perturbation de charge et une variation brusque des paramètres.

Il reste à noter qu'une limitation de courant était nécessaire pour assurer un fonctionnement normal de la machine asynchrone tenant compte des considérations de la pratique. Dans tous les cas de figures, la stratégie proposée a prouvé son efficacité.

Mais, ce travail reste incomplet, puisque, la mise en œuvre des commandes nécessite une connaissance du vecteur d'état. Cette condition n'est malheureusement pas vérifiée dans le cas de la M.A.S. On propose alors l'utilisation d'un observateur de type mode glissant des variables non mesurées (les composantes du flux rotorique) [14], [21].

7

ANNEXE

ANNEXE

| Grandeur | Symbole | Valeur |
|--|----------------|------------------------------|
| Puissance nominale | P_n | 3.7 kW |
| Tension d'alimentation | V/U | 220/380 V |
| Inductance cyclique statorique par phase | L_S | 0.17 H |
| Inductance cyclique rotorique par phase | L_R | 0.015 H |
| Inductance mutuelle propre | M | 0.048 H |
| Résistance d'une phase statorique | R_S | 1.12 Ω |
| Résistance d'une phase rotorique | R_R | 0.11 Ω |
| Moment d'inertie | j | 0.135 Nm/rd s ⁻² |
| Coefficient de frottement | K_f | 0.0018 Nm/rd s ⁻¹ |
| Couple résistant nominal | C_n | 28 Nm |
| Nombre de paires de pôles | p | 2 |

Tableau : Caractéristiques et Paramètres de la Machine

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. P. CARON, J. P. HAUTIER et J. FAUCHET, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Technip 1995.
- [2] D. MAIZI et M. RACHDI, "Implantation sur DSP de contrôleurs flous pour la commande vectorielle du modèle analogique de la MAS", Thèse de PFE de l'EMP, 1997.
- [3] H. CHEKIREB, A. FARAH and N. K. M'SIRDI, "Induction machine stator current limitation and flux speed regulation by fuzzy logic", Journal of IEEA, Vol.1, Janvier 1997.
- [4] A. ISIDORI, "Nonlinear control systems", 2nd edition, Springer-Verlag, 1989.
- [5] T. V. RAUMER, "Commande adaptative non linéaire de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de GRENOBLE, 4 Juillet 1994.
- [6] T. V. RAUMER, J. M. DION et L. DUGARD, "Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie : Application au moteur asynchrone", Journée d'Etude SEE du 7 Avril 1994.
- [7] J.-J. E. SLOINE and W. LI, "Applied nonlinear control", Prentice Hall 1991.
- [8] M. KRSTIĆ, I. KANELAKOPOULOS and P. KOKOTOVIĆ, "Nonlinear and Adaptive Control Design", John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [9] H. KHALIL, "Nonlinear systems", second edition, Prentice Hall, Inc, 1996.
- [10] B. DELEMONTEY, "Contribution à la commande des entraînements asynchrones de forte puissance : Application au problème de traction", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 21 Décembre 1995.
- [11] S. H. ŽAK, "An eclectic approach to the state feedback control of nonlinear dynamical systems", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 111, pp. 631-640, December 1989.
- [12] H. SIRA-RAMINEZ, "Nonlinear variable structure systems in sliding mode : The general case", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34. N°.11, November 1989.
- [13] H. SIRA-RAMINEZ, "Sliding regimes in general nonlinear systems : a relative degree approach", Int. J. Control, Vol. 50, N°. 4, pp. 1487-1506, 1989.
- [14] M. DJEMAI, "Analyse et commande des systèmes non linéaires régulièrement et singulièrement perturbés, en temps continu et sous échantillonnage", Thèse de Doctorat de l'Université de PARIS-SUD Centre d'ORSAY, 8 Janvier 1996.

- [15] V. I. UTKIN, "Variable structure systems with sliding modes, IEEE Transactions on Automatic Control", Vol. AC-22, N° 2, April 1977.
- [16] A. GAYED, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, de l'école doctorale : Science pour l'Ingénieur de l'Université de Nantes, 30 mai 1996.
- [17] J.-J. E. SLOITINE and J. A. COETSEE, "Adaptive sliding controller synthesis for nonlinear systems", Int. J. Control, Vol. 43, N° 6, pp. 1631-1651, 1986.
- [18] J.-J. E. SLOITINE, J. K. HEDRICK and E. A. MISAWA, "Nonlinear state estimation using sliding observers", Proceedings of 25th Conference on Decision and Control, Athens, Greece, December 1986.
- [19] F. BOUDJEMA, "Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques", Thèse de Doctorat, LAAS CCRNS, Toulouse, Mai 1991.
- [20] J.-X. XU, T. H. LEE, M. WANG and X.-H. YU, "Design of variable structure controllers with continuous switching control", Int. J. Control, Vol. 65, N° 3, pp. 409-431, 1996.
- [21] V. I. UTKIN, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, N° 1, February 1993.
- [22] S. GOPALSWAMY and J. K. HEDRICK, "Tracking nonlinear non-minimum phase systems using sliding control", Int. J. Control, Vol. 57, N° 5, pp. 1141-1158, 1993.
- [23] S. K. SPURGEON and R. DAVIES, "A nonlinear control strategy for robust sliding mode performance in the presence of unmatched uncertainty", Int. J. Control, Vol. 57, N° 5, pp. 1107-1123, 1993.
- [24] A. NAIT SEGHIR, "Identification et commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension", Thèse de Magistère, ENP, Alger, pp. 75-81, 20 Juillet 1997.