

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE
Laboratoire de commande des processus

MEMOIRE DE MAGISTER

En Automatique

OPTION : COMMANDE ET CONDUITE DES SYSTEMES D'ENERGIE ELECTRIQUE

Par

KHALDI ABDERRAHMANE

Ingénieur d'état en électrotechnique à l'USTHB

Thème

**DIAGNOSTIC ET COMMANDE D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A
AIMANTS PERMANENTS**

Soutenue publique le 01/02/2006

Devant le jury composé de:

M. TADJINE	Maître de conférences à l'E.N.P	Président
M.S. BOUCHERIT	professeur à l'E.N.P	Rapporteur
L. NEZLI	Chargé de cours à l'E.N.P	Rapporteur
D. BOUKHETALA	Maître de conférences à l'ENP	Examineur
M.O. MAHMOUDI	Maître de conférences à l'ENP	Examineur
L. BARAZANE	Maître de conférences à l'ENP	Examineur

ملخص:

هذه الرسالة تعالج موضوع تشخيص الإعطاب و التحكم الآلي للمحرك المتواقت ذو المغناطيس الدائم ، مغذى من طرف موج ذو ثلاثة مستويات التوتر ذو بنية من النوع NPC . تستعمل هذه الآلة في ميادين عدة منها صناعية، الآلية و ميكانيك الدقة . قمنا كذلك بتقديم استعمال الطرق الغير خطية والتي طبقت على تحكم هذه الآلة التحكم ذو البنية التغيرة باستعمال نظام انزلاقي باكستيبينق للذان اظهرا بساطة ونجاعة عند تطبيقهما . اما فيما يخص التشخيص و المراقبة اثناء تشغيل الماكنة ، قمنا باستعمال ملاحظين لاول خطي و لثاني لاخطي بقاعدة المنطق الغامض والذان اظهرا دقة ونجاعة في حساب الارتيابات وتحديد لخلل . ان الزيادة في دليل التعديل ينقص بدرجة كبيرة تموجات التوتر ، التيار ، والمزدوجة الكهرومغناطيسية الشيء الذي يحسن بطريقة واضحة دقة التحكم . كلمات مفتاحية : المحرك المتواقت ذو المغناطيس الدائم موج متعدد المستويات ، النظام الانزلاقي ، الباكستيبينق ، تشخيص ، الملاحظ ، المنطق الغامض ، ليونبر غار .

Résumé :

L'étude présentée dans ce mémoire porte sur, le diagnostic à base d'observateurs et la commande à structure variables par modes glissants et Backstepping de la machine synchrone A aimants permanents alimentée par un onduleur à « 3 » niveaux à structure NPC. Le choix de cette machine se justifie par l'intérêt qu'elle porte les domaines tels que l'industrie, la robotique, et la mécanique de précision. On a présentées aussi l'utilisation des méthodes linéaires qui s'applique à la commande de la MSAP tel que la commande à structure variable pare modes glissants et Backstepping qui ont prouvés une simplicité et une robustesse remarquable. Pour le diagnostic et la supervision en ligne de cette machine on a introduit deux observateurs de Luenberger, le premier linéaire et le seconde non linéaire à base de logique floue qui se sont avérés efficaces dans la génération de résidus. L'augmentation de l'indice de modulation « mod » de l'onduleur à structure NPC diminue considérablement les ondulations de tension, du courant, du couple électromagnétique, ce qui améliore nettement les performances de réglages. **Mots clés :** machine synchrone à aimant permanents, onduleur multiniveaux, modes glissants, Backstepping, Diagnostic, observateur, logique, floue, luenberger

Abstract :

The study presented in this report relates to, the diagnosis based on observers and the order with structure variables by slipping modes and Backstepping of the synchronous permanent magnet machine supplied with an inverter with "3" levels with structure NPC. One also presented the use of the nonlinear method which applies to the ordering of the MSAP such as order with variable structure by sliding modes and Backstepping which proved simplicity and a remarkable robustness. For the diagnosis and the supervision on line of this machine one introduced two observers of luenberger, the first linear one and the second nonlinear one containing fuzzy logic which proved to be effective in the generation of residues. The increase in the indicator of modulation of the inverter with structure NPC decreases considerably the undulations of adjustments. **Key words:** synchronous permanent magnet machine, multilevel inverter, sliding modes, Backstepping, diagnosis, observer, fuzzy logic, luenberger

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mon père

A ma mère

A mes frères et sœurs.

A tous ceux qui me sont
chères

Aux étudiants PG, et tous mes
amis

A toutes ces personnes, et a
celles que mégarde j'aurai pu
oublier, je dédie ce modeste
travail

Remerciements

Ce mémoire de magistère a été préparé au laboratoire de commande des processus au sein du département de génie électrique de l'école nationale polytechnique. Je tiens à adresser mes plus vifs remerciements à Mr. MS. BOUCHERIT et Mr. L. NEZLI pour m'avoir encadré, guidé et prodigué toute l'aide nécessaire pour la réalisation de ce travail. Et je tiens aussi à remercier Mr. M. TADJINE et H. CHEKIREB pour leurs aides.

Et je remercie aussi les membres de jury pour la qualité de leurs conseils et de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de ce mémoire aussi que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Egalement à tous ceux qui nous sont chers parents, familles et amis pour leur soutien moral et matériel.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire soient remerciés (Said Tazi, Nazim, Yacine Alem, Ayache

Lamine, Raymond Jarrouj, Azouaou Tarek, Chabane,
Nabil, Lamine,....).

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone triphasée à aimants permanents

INTRODUCTION.....	4
I- MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	5
I.1- Mise en équation de la machine	6
I.1.1- Equations électrique	6
I.1.2- Equation mécanique	7
I.2- Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de park.....	7
I.2.1- Expression du couple électromagnétique	9
I.3- Résultats de simulation.....	10

Chapitre II : Modélisation d'un onduleur triphasé à 'N' niveaux à structure 'N.P.C'

INTRODUCTION.....	12
II.1- STRUCTURE DE L'ONDULEUR 'N.P.C' A 'N' NIVEAUX	13
II.2- COMMANDE DE L'ONDULEUR A 'N' NIVEAUX A STRUCTURE 'N.P.C'	15
II.2.1- Commande triangulo-sinusoïdale à (N-1) porteuses à décalage vertical	15
II.2.1.1- Caractéristique de la modulation	15
II.2.1.2- Algorithme de commande	16
II.2.2- Résultats de simulation.....	20
II.3- ASSOCIATION « ONDULEUR MULTINIVEAUX - 'M.S.A.P' »	25
II.3.1- Principe de l'autopilotage de la 'M.S.A.P'	25
II.3.2- Résultats de simulation	25

CONCLUSION.....	28
-----------------	----

Chapitre III : Commandes à structures variables appliquées à la MSAP

INTRODUCTION.....	29
III-MODELE D'ETAT DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	30
III.1- CONCEPTION DE LA COMMANDE EN MODE DE GLISSEMENT.....	31
III.1.1- Choix de la surface de glissement	31
III.1.2- Condition de convergence	32
III.1.2.1- Fonction directe de commutation.....	32
III.1.2.2- Fonction de Lyapunov	32
III.1.3- Calcul de la commande	33
III.1.3.1- Définition des grandeurs de commande.....	34
III.1.3.2- Expression analytique de la commande.....	35
III.1.4- Elimination du phénomène de Chattering.....	36
III.1.5- APPLICATION A LA 'MSAP'	38
III.1.6- SYNTHESE DE LA COMMANDE.....	39
III.1.7- ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR A N NIVEAUX.....	41
III.1.7.1- Résultats de simulation.....	41
III.1.7.2- Test de robustesse vis à vis des variations des paramètres électrique électriques de la MSAP.....	42
CONCLUSION.....	46
III.2- COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MSAP.....	47
III.2.1- Applications de la MSAP.....	54
III.2.1.1- Calcul de la commande.....	54
III.2.1.2- Résultats de simulation.....	56
III.2.1.3- Test de robustesse vis à vis des variations des paramètres électrique électriques de la MSAP.....	57
CONCLUSION.....	61

Chapitre IV: Diagnostic des défauts de la MSAP à base d'observateurs

INTRODUCTION.....	62
IV.1- TERMINOLOGIE PROPRE AU DIAGNOSTIC.....	63

IV.2- POSITION DU PROBLEME.....	67
IV.3- QUELQUES NOTIONS PRELIMINAIRES.....	69
IV.4- MODELISATION.....	71
IV.5- DEFAUTS DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	72
IV.6- DIAGNOSTIC A BASE D'OBSERVATEURS LINEAIRES.....	73
IV.6.1- Observateur du type LUENBERGER.....	74
IV.6.2- Résultats de simulation.....	77
CONCLUSION.....	83
IV.7- DIAGNOSTIC A BASE D'OBSERVATEUR FLOU.....	84
IV.7.1- Concept d'ensemble floue.....	85
IV.7.2- Variables floues.....	86
IV.7.3- Inférences et opérateurs.....	87
IV.7.4- Défuzzification.....	88
IV.7.5- Modèle de TAKAGI-SUGENO.....	89
IV.7.6- Synthèse de l'observateur -TSK pour la MSAP.....	91
IV.7.7- Résultats de simulation.....	94
CONCLUSION.....	100
CONCLUSION GENERALE.....	101

INTRODUCTION GENERALE

L'amélioration de la qualité et la réduction des coûts sont l'objet d'une demande croissante de la part des industriels, en particulier pour l'exploitation de systèmes automatisés dont la complexité est croissante. Le concept de qualité n'est pas nouveau : ainsi, le contrôle à partir des méthodes statiques se développa dans les années 30 aux USA. La gestion de la qualité commence dans les années 70, surtout au Japon, puis s'est généralisé en Europe au cours des années 80. La qualité d'un produit ou d'un service est son aptitude à satisfaire complètement les besoins et les attentes des utilisateurs. Les composantes de la qualité regroupent donc des domaines très variés (performances, durabilité, fiabilité, sécurité d'emploi, maintenance, etc.).

Le diagnostic consiste à détecter, à localiser et éventuellement à identifier les défaillances et/ou les défauts qui affectent un système. Le diagnostic s'intègre dans le cadre plus général de la surveillance et de la supervision. Il permet d'améliorer la qualité et de réduire les coûts en intervenant au cours de certaines phases du cycle de vie d'un produit[30].

L'utilisation des machines à courant alternatif est de plus en plus fréquente, car elles sont caractérisées par leur robustesse et leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande nettement plus complexes. Cependant, la machine synchrone à aimants permanents connaît un grand développement grâce à son couple massique élevé et surtout à l'amélioration des caractéristiques des aimants, néanmoins le coût de ces aimants est encore élevé. Toutefois, ce type de machine est limité en puissance, ne supportant ni des températures élevées de fonctionnement, ni des surcharges importantes [3][4].

L'alimentation par une source de tension sinusoïdale joue un rôle prépondérant dans le domaine industriel. Pour les actionneurs électriques à courant alternatif, il est nécessaire de varier la tension de la source en amplitude et en fréquence, ceci est généralement obtenu par un onduleur de tension. L'alimentation des machines à courant alternatif de haute tension peut être obtenue par des onduleurs de tension multiniveaux [5]; ce qui permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur. Le recours à des onduleurs multiniveaux, même à faible puissance, peut également se justifier lorsque les qualités de commande de hautes performances sont exigées.

La commande des machines électriques suit pratiquement pas à pas l'évolution de la théorie de commande. Il est possible d'élaborer des lois de commande qui tiennent compte du comportement non linéaire de la machine électrique et qui peuvent inclure également les propriétés de robustesse telle que la théorie des modes glissants non linéaires [6][7], la théorie de la passivité et la commande floue.

Par l'intérêt porté aux machines synchrones à aimants permanents dans les domaines de la robotique et de la mécanique de précision, les techniques de commande deviennent de plus en plus complexes car elles doivent répondre à des exigences de plus en plus sévères. Cependant, la commande à structures variables, fut largement adoptée à cause de sa simplicité, son efficacité et sa robustesse [8]. En outre, il serait intéressant d'évaluer les performances de ces commandes sur la machine en fonction du nombre de niveaux de l'onduleur avec un diagnostic de défauts en ligne à base d'observateurs. L'approche la plus intuitive pour la détection et la localisation des défauts consiste à ajouter des capteurs afin d'obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système: c'est la redondance matérielle. Néanmoins, celle-ci s'avère coûteuse. Ainsi, dans le but d'assurer un diagnostic moins onéreux et plus écologique, des méthodes, dites de redondance analytique, ont été proposées. Ces dernières consistent à développer des algorithmes de détection et de localisation des défauts en utilisant les mesures disponibles sur le système.

Le premier chapitre sera consacré à la machine synchrone triphasée à aimants permanents, par sa description, ses différentes structures et sa modélisation. Dans le deuxième chapitre, on présentera l'onduleur de tension triphasé à N niveaux à structure ' $N.P.C$ '. On développera d'une part, la modélisation de la ' $M.L.I$ ' basée sur la technique triangulo-sinusoidale à $(N - 1)$ porteuses à décalage vertical et d'autre part, la commande de tous les interrupteurs de l'onduleur, la détermination de la tension simple en ' $M.L.I$ ' aux bornes du récepteur triphasé couplé en étoile et son spectre d'harmonique. On traitera l'exemple concernant le niveau $N=3$, en mettant en évidence l'effet de l'augmentation, du coefficient de réglage ' r ' et de l'indice de modulation ' mod ' sur la caractéristique de réglage ainsi que sur le spectre d'harmonique. On terminera ce chapitre, par l'étude de l'association « onduleur multiniveaux – ' $M.S.A.P$ ' », en tenant compte de l'influence de l'augmentation des niveaux de cet onduleur sur les performances de la ' $M.S.A.P$ '.

Le troisième chapitre, est consacré à la synthèse d'une commande de vitesse par les modes glissants non linéaires de la ' $M.S.A.P$ ', et l'autre par BACKSTEPPING en gardant la notion des modes glissants. Dans les deux cas la ' $M.S.A.P$ ' alimentée par un onduleur de tension à N niveaux, avec un choix des surfaces de glissement qui assurent, le réglage de la vitesse, le maintien à zéro de la composante ' d ' du courant statorique et l'effet de l'augmentation du nombre de niveaux ' N ' de l'onduleur sur les performances de la commande. La loi de commande est déterminée en modes glissants en exploitant la stabilité au sens de Lyapunov.

Enfin le dernier chapitre s'intéresse au diagnostic en général et les différentes méthodes qui existent. et on précisera le diagnostic des défauts de la machine synchrone à aimants permanents.. Il est question de positionner le problème et d'étudier les performances des approches à base d'observateurs pour la détection et la localisation des défauts de celle-ci.

Une conclusion générale donnera une synthèse du travail effectué, et résumera les principaux résultats obtenus, ainsi que les perspectives envisagées.

INTRODUCTION :

D'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, les dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromécanique de l'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance. Aussi, l'apparition des aimants permanents de plus en plus performants a entraîné un intérêt grandissant pour les machines synchrones à aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électriques à savoir [2]:

- Une source d'excitation indépendante intégrée à la machine.
- Un procédé de refroidissement généralement moins complexe et moins onéreux qui ne concerne que le stator.
- Une faible inertie.
- Une fiabilité accrue dû à l'absence de contact glissant.
- Des pertes rotoriques faibles.

De part leur construction, les machines synchrones à aimants permanents sont classées en trois types [16]:

- Les machines synchrones à aimants distribués en surface.
- Les machines synchrones à aimants noyés.
- Les machines synchrones à pôles saillants.

La modélisation de ces machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien, la simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts, en outre la précision de la modélisation est acceptable [11].

I- MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS

PERMANENTS :

La machine synchrone utilisée, comporte des aimants permanents disposés à la surface du rotor. Ces aimants sont en 'terre-rare' de très grande résistivité. Le modèle de la machine est établi en considérant les hypothèses simplificatrices communément admises à savoir que :

- La machine est équilibrée à point neutre isolé et de construction symétrique.
- Le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Les pertes fer et les harmoniques d'espace de la force magnétomotrice sont négligeables.
- L'effet de peau et celui de la température sur les résistances est négligé.
- La répartition spatiale de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale.
- L'effet des amortisseurs est négligé.

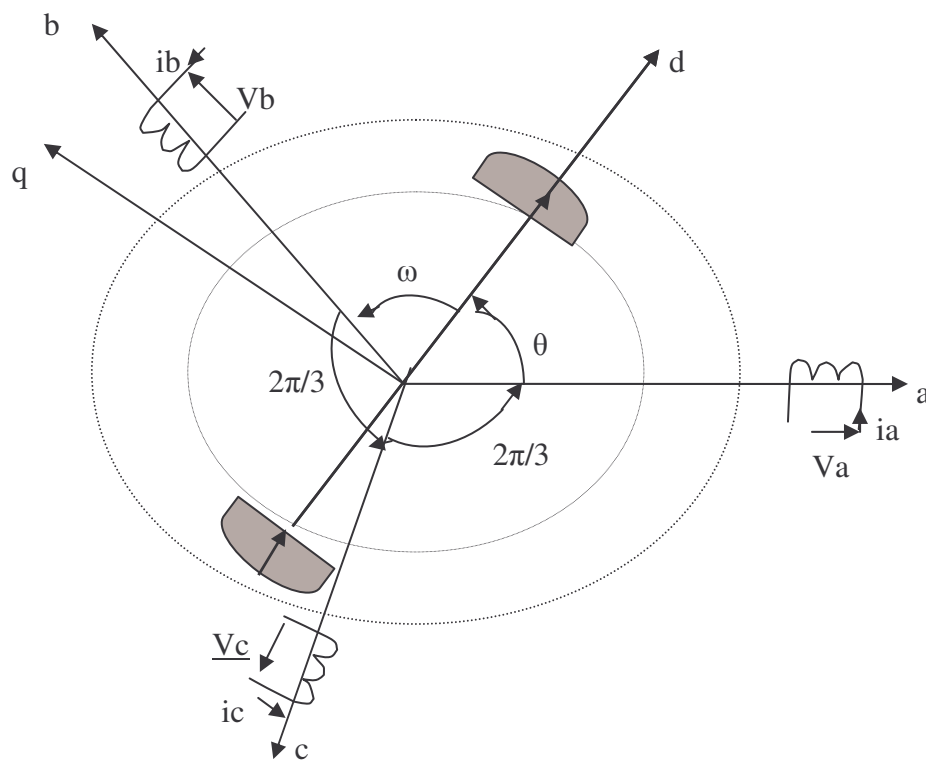


Fig. I.1: Représentation de la 'M.S.A.P'

I.1- Mise en équation de la machine :**I.1.1- Equations électriques :**

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents en convention récepteur et sans enroulements amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot I_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot I_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot I_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

avec :

R_s : résistance d'un enroulement statorique.

I_{abc} : les courants des phases statoriques.

Φ_{abc} : les flux produits par les phases statoriques.

V_{abc} : les tensions des phases statoriques.

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par l'aimant dans les trois phases statoriques 'a, b, c' sont donnés par :

$$\begin{cases} \Phi_{fa} = \Phi_{max} \cdot \cos(\theta) \\ \Phi_{fb} = \Phi_{max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_{fc} = \Phi_{max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes. Ainsi, pour la phase 'a', le flux ' Φ_a ' est la somme des termes :

$\Phi_{aa} = L_s \cdot I_a$: flux propre de la phase 'a' sur 'a'.

$\Phi_{ba} = M_s \cdot I_b$: flux mutuel de la phase 'b' sur 'a'.

$\Phi_{ca} = M_s \cdot I_c$: flux mutuel de la phase 'c' sur 'a'.

Φ_{fa} : flux mutuel de l'aimant sur la phase 'a'.

L'expression du flux total dans la phase 'a' est donnée par :

$$\Phi_a = \Phi_{aa} + \Phi_{ba} + \Phi_{ca} + \Phi_{fa} = L_s \cdot I_a + M_s \cdot (I_b + I_c) + \Phi_{fa}$$

Du fait que la machine est équilibrée à neutre isolé, on a ($I_a + I_b + I_c = 0$), d'où l'expression du flux dans la phase 'a' se réduit alors à :

$$\Phi_a = (L_s - M_s) \cdot I_a + \Phi_{fa} = L_{sc} \cdot I_a + \Phi_{fa} \quad (\text{I-3})$$

avec : $L_{sc} = (L_s - M_s)$: l'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

L_s : l'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : mutuelle inductance entre phases du stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les deux autres phases se déduisent par :

$$\begin{cases} \Phi_b = L_{sc} \cdot I_b + \Phi_{fb} \\ \Phi_c = L_{sc} \cdot I_c + \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{I-4})$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions, on obtient :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot I_a + L_{sc} \cdot \frac{dI_a}{dt} + \frac{d\Phi_{fa}}{dt} \\ V_b = R_s \cdot I_b + L_{sc} \cdot \frac{dI_b}{dt} + \frac{d\Phi_{fb}}{dt} \\ V_c = R_s \cdot I_c + L_{sc} \cdot \frac{dI_c}{dt} + \frac{d\Phi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

I.1.2- Equation mécanique:

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega_r \quad (\text{I-6})$$

avec :

- J : moment d'inertie.
- $\Omega_r = \omega_r / p$: vitesse de rotation.
- C_{em} : couple électromagnétique.
- C_r : couple résistant.
- K_f : coefficient de frottement.

I.2- Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de park :

En écrivant les équations électriques des tensions en grandeurs réelles, on peut constater que le système n'est pas linéaire. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de park est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statoriques sont transformés en enroulements orthogonaux (d, q). Le repère de park ainsi construit, est un repère lié au rotor.

La matrice de park est définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

où ' θ ', représente la position du rotor donnée par :

$$\theta = \int \omega_r dt \quad (\text{I-8})$$

Le passage des grandeurs réelles (a, b, c) aux grandeurs (d, q) s'écrit :

$$|G_{dq}| = P(\theta) \cdot |G_{abc}| \quad (\text{I-9})$$

G : représente la matrice colonne relative aux grandeurs réelles et transformées. (V_{abc}, V_{dq}), (I_{abc}, I_{dq}), (Φ_{abc}, Φ_{dq})

A l'issu de cette transformation appliquée au système réel, les équations des tensions et des flux obtenues dans le repère de park s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} - \omega_r \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \Phi_f \\ \Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

avec :

- V_{dq} : les tensions statoriques dans le repère (d, q).
- I_{dq} : les courants statoriques dans le repère (d, q).
- Φ_{dq} : les flux statoriques dans le repère (d, q).
- $L_d = (L_s - M_s)$: inductance cyclique statorique d'axe direct ' d '.
- $L_q = (L_s - M_s)$: inductance cyclique statorique d'axe transverse ' q '.
- Φ_f : flux dû aux aimants permanents.
- ω_r : pulsation de rotation.

I.2.1-Expression du couple électromagnétique :

La puissance électrique absorbée par la machine est donnée par :

$$P(t) = V_a . I_a + V_b . I_b + V_c . I_c \quad (\text{I-11})$$

Dans le référentiel de park, cette puissance s'écrit :

$$P(t) = \frac{3}{2} . (V_d . I_d + V_q . I_q) \quad (\text{I-12})$$

En remplaçant les tensions ' V_d ' et ' V_q ' par leurs expressions, la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de park devient :

$$P(t) = \frac{3}{2} . (R_s . (I_d^2 + I_q^2) + L_d . I_d . \frac{dI_d}{dt} + L_q . I_q . \frac{dI_q}{dt} + \omega_r . ((L_d - L_q) . I_d . I_q + \Phi_f . I_q))$$

D'où, la puissance électromagnétique déduite est :

$$P_{em} = \frac{3}{2} . \omega_r . ((L_d - L_q) . I_d . I_q + \Phi_f . I_q) \quad (\text{I-13})$$

et le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} . p . ((L_d - L_q) . I_d . I_q + \Phi_f . I_q) \quad (\text{I-14})$$

avec :

p : nombre de paires de pôles.

I.3- Résultats de simulation :

On simule le fonctionnement de la 'M.S.A.P' autopilotée, alimentée par un système de tension triphasée défini par :

$$V_a = V_{max} \cdot \cos(\theta)$$

$$V_b = V_{max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_c = V_{max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Où ' θ ', représente la position du rotor donnée par :

$$\theta = \int \omega_r dt$$

A vide (fig. (I.2)), on remarque que :

- La vitesse se stabilise à la valeur de 450 rad/s au bout de 2.2 s qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications.
- Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs dans le cas d'une machine synchrone à aimants distribués en surface. Sa valeur de crête est de 0.36 N.m et se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement (0.022 N.m).
- Lors de régime transitoire de démarrage, la machine absorbe un fort courant de phase (6 A) qui s'atténue par la suite jusqu'à se stabiliser à la valeur de 1.3 A.

Par l'application d'un échelon de couple résistant ($C_r = 0.05$ N.m) à l'instant ($t=1,75$ s) (fig. (I.3)), on constate :

- Une diminution de la vitesse, suite à la charge appliquée qui tend à freiner la machine.
- Une augmentation du courant de phase absorbée par la machine, pour l'entraînement de la charge appliquée.

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale, la machine synchrone triphasée à aimants permanents, par sa structure, ces caractéristiques et ces avantages.

Le modèle de cette machine est construit par l'établissement des équations de fonctionnement en grandeurs de phase, en introduisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, les équations ainsi obtenues ne sont pas linéaires. Afin de s'affranchir de cet obstacle, nous avons utilisé la transformation de park qui permet d'avoir un modèle en (d, q) plus simple.

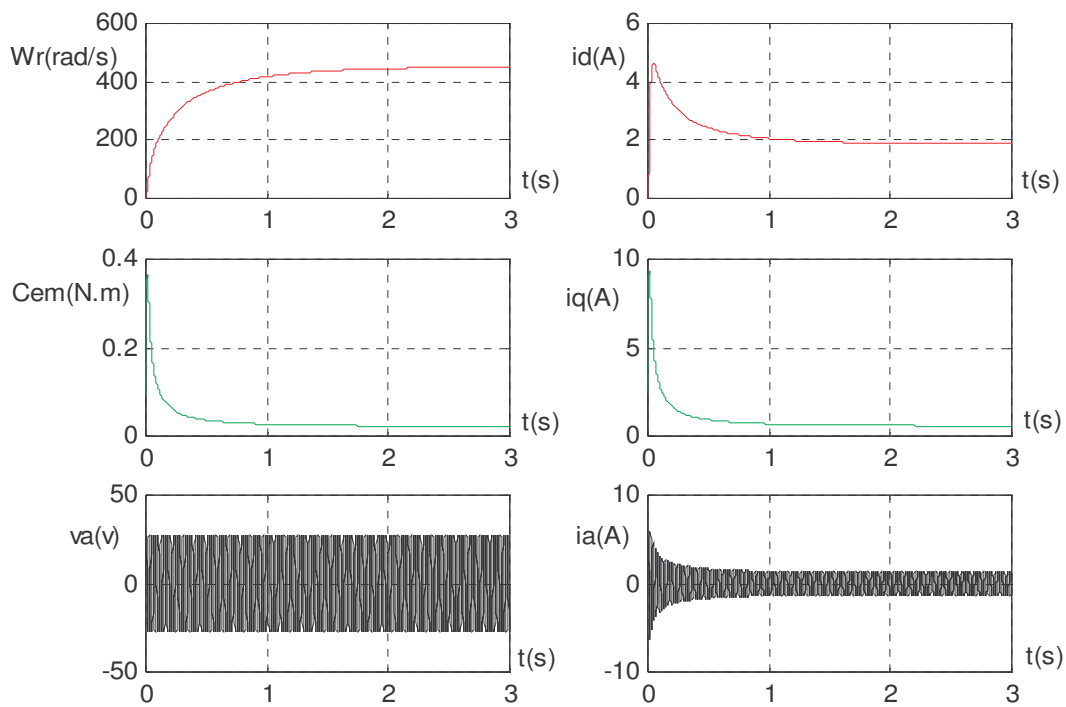


Fig. I.2: Les performances dynamiques à vide de la 'M.S.A.P' autopilotée

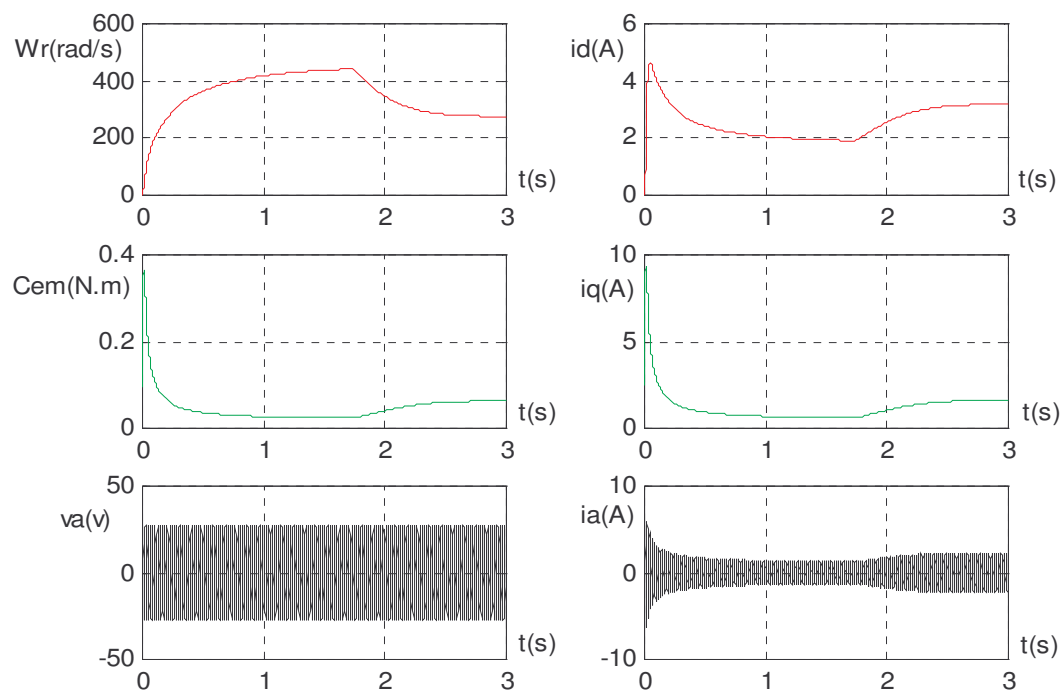


Fig. I.3: Les performances dynamiques de la 'M.S.A.P' autopilotée lors de l'application d'un échelon du couple résistant à ($t=1,25$ s)

INTRODUCTION :

Depuis quelques années, les techniques de conversions multiniveaux, dont le principe fondamental est essentiellement basé sur une combinaison des composants de l'électronique de puissance, permettent de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Parmi ces techniques de conversions on peut citer les onduleurs multiniveaux qui permettent non seulement d'assurer une alimentation haute tension des actionneurs électriques de moyenne et forte puissance mais aussi, d'offrir l'avantage d'obtenir un spectre de courant et de tension d'une meilleure qualité.

Les stratégies de commande des onduleurs, influent directement sur la forme de la tension de sortie obtenue en '*M.L.I*'. Les stratégies triangulo-sinusoïdales sont les plus courantes à cause de la simplicité de leur mise en œuvre. Leur adaptation aux onduleurs multiniveaux est d'une grande diversité.

Les onduleurs à structure '*N.P.C*' à $N=(3, 5, 7, 9)$ niveaux, ont fait l'objet de travaux antécédents et d'autres résultats peuvent suivre pour les niveaux supérieurs. Une autre approche très intéressante consiste à développer une méthode générale indépendamment du nombre de niveaux et pour une technique '*M.L.I*' donnée. [13][14][15]

Dans ce chapitre, nous présentons l'onduleur triphasé à '*N*' niveaux à structure '*N.P.C*', par sa description et sa modélisation basée sur la technique '*M.L.I*' triangulo-sinusoïdale à $(N - 1)$ porteuses à décalage vertical. Nous traitons l'exemple concernant le niveau $N=(3)$, dans lequel nous montrent, les porteuses, la tension de sortie du bras en valeur relative, la tension simple en '*M.L.I*' aux bornes du récepteur triphasé et son spectre d'harmonique, en mettant en évidence l'effet de l'augmentation, du coefficient de réglage '*r*' et de l'indice de modulation '*mod*' sur la caractéristique de réglage ainsi que sur le spectre d'harmonique.

La simulation de l'association « onduleur multiniveaux – '*M.S.A.P*' » est effectuée dans le but d'évaluer l'influence de l'onduleur à trois niveau sur les performances de la '*M.S.A.P*'.

II.1- STRUCTURE DE L'ONDULEUR 'N.P.C' A 'N' NIVEAUX :

L'onduleur triphasé à 'N' niveaux à structure 'N.P.C', se compose de trois bras et $(N - 1)$ sources de tension continue. Chaque bras est composé de $2.(N - 1)$ interrupteurs bidirectionnels, soit $(N + 1)$ dans la branche verticale et $(N - 3)$ dans la branche horizontale, plus deux diodes. Chaque interrupteur bidirectionnel comporte un transistor et une diode montée en tête bêche (fig. (II.1)). Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue. La figure (II.2), donne une représentation schématique de cet onduleur [7].

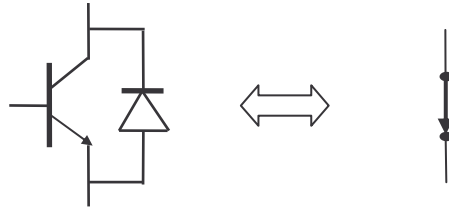


Fig. II.1: Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire ' transistor-diode'

La structure de chaque bras de l'onduleur, admet une symétrie par rapport au point de la masse (M). Les interrupteurs inférieurs, gardent la même numérotation que ceux supérieurs, la distinction est obtenue par le symbole prime.

Les trois phases de l'onduleur, sont notées par les chiffres 1, 2, 3 qui correspondent au premier chiffre de la numérotation de chaque interrupteur. La tension ' E_c ' d'une cellule, est liée à la tension totale ' E_s ' à l'entrée de l'onduleur par :

$$E_c = E_s / (N - 1) \quad (\text{II-1})$$

Les interrupteurs notés K_c, D, D', K_c' complètent la liaison avec la source et permettent d'imposer, pour la tension de sortie de chaque bras, les niveaux intermédiaires de la tension :

$$m.E_c, (m - 1).E_c, (m - 2).E_c, \dots, E_c, 0, -E_c, \dots, -(m - 2).E_c, -(m - 1).E_c, -m.E_c \quad (\text{II-2})$$

Où le nombre ' m ' est lié au nombre de niveaux ' N ' par :

$$m = (N - 1) / 2 \quad (\text{II-3})$$

Pour l'étude de cette structure, nous considérons les hypothèses simplificatrices communément admises à savoir que [16]:

- La tension continue ' E_s ' à l'entrée de l'onduleur est constante et parfaitement lissée.
- Les tensions des cellules ' E_c ' sont constantes et identiques.
- Les interrupteurs électroniques sont parfaits.
- Le récepteur couplé en étoile, est équilibré à point neutre isolé.

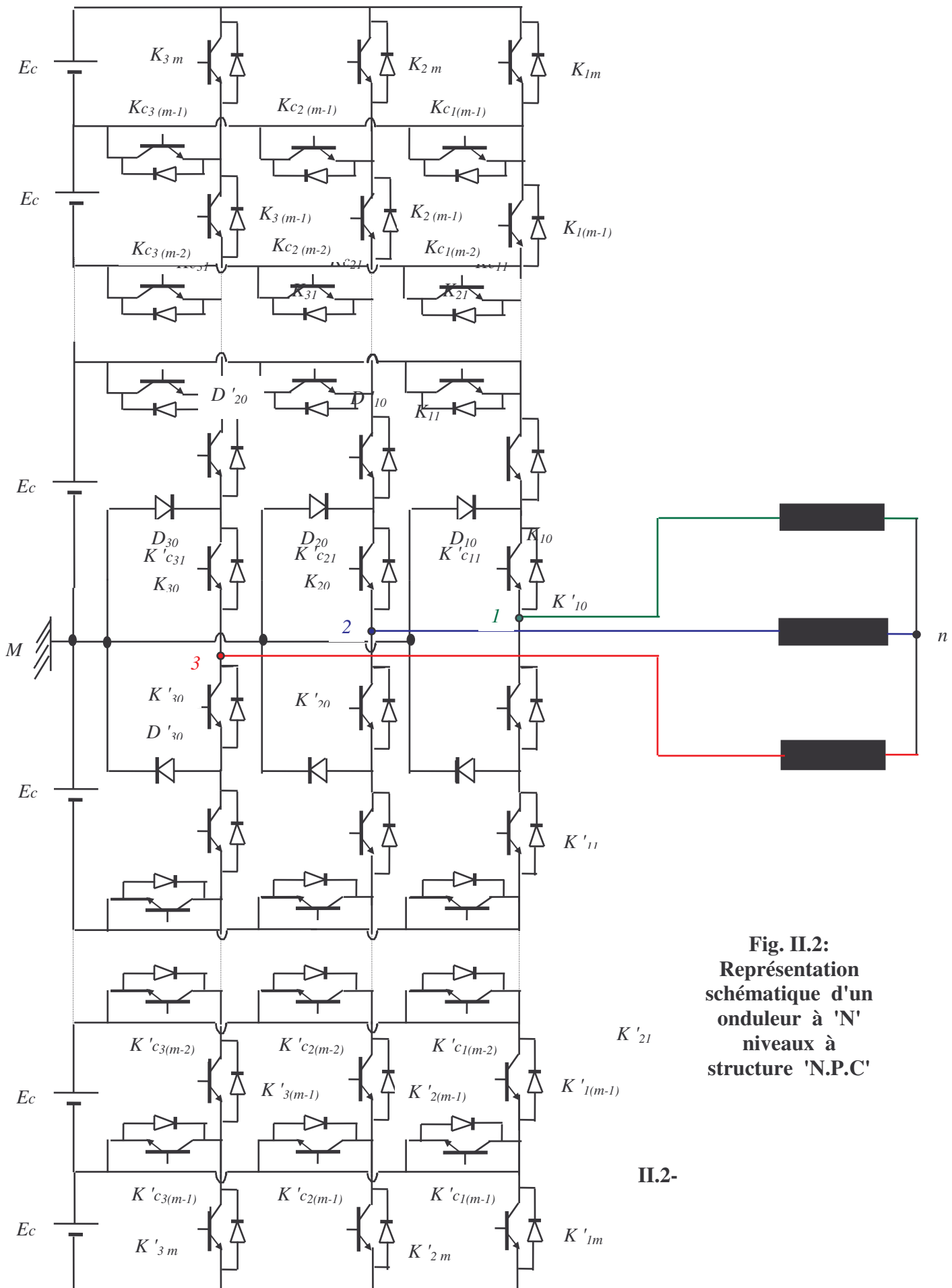


Fig. II.2:
Représentation
schématique d'un
onduleur à 'N'
niveaux à
structure 'N.P.C'

II.2-

II.2- COMMANDE DE L'ONDULEUR A 'N' NIVEAUX A STRUCTURE 'N.P.C' :

II.2.1- Commande triangulo-sinusoïdale à (N-1) porteuses à décalage vertical:

Avec le développement de l'électronique numérique, la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs en temps réel est devenue facile. La modulation de largeur d'impulsion nous permet cette détermination.

Le principe consiste à comparer une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où le nom de la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Pour notre étude, cette stratégie permet de comparer les trois références sinusoïdales ($V_{1\text{réf}}, V_{2\text{réf}}, V_{3\text{réf}}$) avec les ($2.m$) porteuses triangulaires ($P_t(1), P_t(2), \dots, P_t(2.m)$) décalées verticalement l'une par rapport à l'autre d'une tension ' E_c ' d'une cellule. Ces porteuses, possèdent la même période ' T_p ' et la même amplitude ' A_m ' tel que :

$$A_m = E_c \quad (\text{II-4})$$

II.2.1.1- Caractéristique de la modulation :

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- L'indice de modulation ' mod ' est le rapport de la fréquence ' f_p ' de la porteuse triangulaire à la fréquence ' f ' de la référence sinusoïdale. Il est donné par :

$$mod = f_p / f$$

- Le taux de modulation ' r ' ou coefficient de réglage de la tension est le rapport de l'amplitude maximale de la tension de référence sinusoïdale ' V_{max} ' à ' m ' fois la valeur crête de la porteuse triangulaire. Il est exprimé par :

$$r = V_{max} / (m \cdot E_c) \quad (\text{II-5})$$

L'expression (II-6), peut être exprimée autrement par :

$$r = (2 \cdot V_{max}) / E_s \quad (\text{II-6})$$

La modulation est dite synchrone lorsque ' mod ' est entier et asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence qui permettent d'obtenir un système triphasé équilibré s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{1\text{réf}} = V_{\text{max}} \cdot \sin(\omega.t) \\ V_{2\text{réf}} = V_{\text{max}} \cdot \sin\left(\omega.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{3\text{réf}} = V_{\text{max}} \cdot \sin\left(\omega.t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

La porteuse initiale ' P_0 ' est décrite sur sa période ' T_p ' par :

$$\begin{cases} \frac{2 \cdot A_m}{T_p} \cdot t & \text{pour } 0 \leq t < (T_p/2) \\ \frac{-2 \cdot A_m}{T_p} \cdot \left(t - \frac{T_p}{2}\right) + E_c & \text{pour } (T_p/2) \leq t < T_p \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Et les $(2 \cdot m)$ porteuses peuvent être générées par les signaux :

$$P_t(i) = P_0 + D_c(i) \cdot E_c \quad \text{pour } 1 \leq i \leq 2 \cdot m \quad (\text{II-9})$$

Le vecteur ' D_c ' représente le décalage vertical des porteuses, ainsi ' $D_c(i)$ ' indique l'ième décalage de l'ième porteuse ' $P_t(i)$ ' par rapport à la porteuse initiale ' P_0 '.

Pour mieux éclaircir le rôle de ce vecteur, nous donnons quelques exemples ci-dessous :

$$\text{Pour } N = 3, m = 1, D_c = [0, 1]$$

$$\text{Pour } N = 5, m = 2, D_c = [1, 0, -1, -2]$$

$$\text{Pour } N = 7, m = 3, D_c = [2, 1, 0, -1, -2, -3]$$

$$\text{Pour } N = 9, m = 4, D_c = [3, 2, 1, 0, -1, -2, -3, -4]$$

et d'une façon générale, le vecteur ' D_c ' est de la forme :

$$D_c = [(m-1), (m-2), \dots, 2, 1, 0, -1, -2, \dots, (m-1), (m-2), -m] \quad (\text{II-10})$$

II.2.1.2- Algorithme de commande :

La comparaison des trois références sinusoïdales ($V_{1\text{réf}}, V_{2\text{réf}}, V_{3\text{réf}}$) avec les $(2 \cdot m)$ porteuses, fournit les trois vecteurs des états intermédiaires ($sp1, sp2, sp3$) :

Pour $1 \leq i \leq 2m$, on a :

$$\begin{aligned}
 & \text{si } V_{1ref} \geq Pt(i); \quad sp1(i) = -m + i; \quad \text{sinon} \quad sp1(i) = -m + (i - 1); \\
 & \text{si } V_{2ref} \geq Pt(i); \quad sp2(i) = -m + i; \quad \text{sinon} \quad sp2(i) = -m + (i - 1); \\
 & \text{si } V_{3ref} \geq Pt(i); \quad sp3(i) = -m + i; \quad \text{sinon} \quad sp3(i) = -m + (i - 1);
 \end{aligned}
 \tag{II-11}$$

la détermination des tensions de chaque bras en valeur relative est donnée par :

$$S1 = \sum_{i=1}^{2.m} sp1(i) ; \quad S2 = \sum_{i=1}^{2.m} sp2(i) ; \quad S3 = \sum_{i=1}^{2.m} sp3(i) ; \tag{II-12}$$

Nous donnons uniquement les états des interrupteurs du bras de la phase '1' étant donné que la méthode est similaire pour les deux autres bras. Les états logiques $S_{10}, S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1(m-1)}$ et S_{1m} respectivement des interrupteurs supérieurs $K_{10}, K_{11}, K_{12}, \dots, K_{1(m-1)}$ et K_{1m} sont donnés au tableau '1' en fonction de 'SI' du bras '1', et les états logiques $S'_{10}, S'_{11}, S'_{12}, \dots, S'_{1(m-1)}$ et S'_{1m} respectivement des interrupteurs inférieurs $K'_{10}, K'_{11}, K'_{12}, \dots, K'_{1(m-1)}$ et K'_{1m} sont fournis au tableau '2' en fonction de 'SI' du bras '1'.

SI	S_{10}	S_{11}	S_{12}	$S_{1(m-1)}$	S_{1m}
m	1	1	1	1	1
(m-1)	1	1	1	1	0
.....
2	1	1	1	0	0
1	1	1	0	0	0
0 et $V_{1ref} > 0$	1	0	0	0	0
0 et $V_{1ref} < 0$	0	0	0	0	0
-1	0	0	0	0	0
-2	0	0	0	0	0
.....
-(m-1)	0	0	0	0	0
-m	0	0	0	0	0

Tab.1: Etats logiques des interrupteurs (K) du bras '1'

$S1$	S'_{10}	S'_{11}	S'_{12}	$S'_{1(m-1)}$	S'_{1m}
m	0	0	0	0	0
$(m-1)$	0	0	0	0	0
.....
2	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0
0 et $V_{Iref} > 0$	0	0	0	0	0
0 et $V_{Iref} < 0$	1	0	0	0	0
-1	1	1	0	0	0
-2	1	1	1	0	0
.....
$-(m-1)$	1	1	1	1	0
$-m$	1	1	1	1	1

Tab.2: Etats logiques des interrupteurs (K') du bras '1'

Cette stratégie de commande des interrupteurs d'un bras, nécessite la commande d'un seul interrupteur de la branche verticale lors de la transition de la tension du bras de l'onduleur en valeur relative d'une valeur à une valeur adjacente. Cette procédure, réduit au minimum le nombre de commutations des interrupteurs pour générer la tension de référence.

Les états logiques $S_{c11}, S_{c12}, \dots, S_{c1(m-2)}$ et $S_{c1(m-1)}$ des interrupteurs complémentaires, $K_{c12}, \dots, K_{c1(m-2)}$ et $K_{c1(m-1)}$ sont donnés par :

$$S_{c_{ij}} = \prod_{k=1}^j S_{1,k} \prod_{k=j+1}^m \bar{S}_{1,k} \quad \text{pour } j=[1, \dots, (m-1)] \tag{II-13}$$

et les états logiques $S'_{c11}, S'_{c12}, \dots, S'_{c1(m-2)}$ et $S'_{c1(m-1)}$ des interrupteurs complémentaires $K'_{c11}, K'_{c12}, \dots, K'_{c1(m-2)}$ et $K'_{c1(m-1)}$ sont définis par :

$$S'_{c_{ij}} = \prod_{k=1}^j S'_{1,k} \prod_{k=j+1}^m \bar{S}'_{1,k} \quad \text{pour } j=[1, \dots, (m-1)] \tag{II-14}$$

\bar{S}_{1k} et \bar{S}'_{1k} dénote respectivement les états logiques complémentaires de S_{1k} et S'_{1k} .

Les tensions de sortie des trois bras de l'onduleur (V_{M1}, V_{M2}, V_{M3}) sont déterminées par :

$$\begin{aligned}
 V_{M1} &= S1 \times E_c \\
 V_{M2} &= S2 \times E_c \\
 V_{M3} &= S3 \times E_c
 \end{aligned}
 \tag{II-15}$$

Les tensions simples entre phase et neutre 'n' du récepteur sont liées aux tensions V_{M1} , V_{M2} et V_{M3} par :

$$\begin{aligned}
 V_{n1} &= V_{nM} + V_{M1} \\
 V_{n2} &= V_{nM} + V_{M2} \\
 V_{n3} &= V_{nM} + V_{M3}
 \end{aligned}
 \tag{II-16}$$

Du fait que le neutre 'n' du récepteur est isolé, la tension ' V_{nM} ' vérifie la relation :

$$V_{nM} = -(V_{M1} + V_{M2} + V_{M3}) / 3 \tag{II-17}$$

$$\text{Ou encore } V_{nM} = -(S1 + S2 + S3) \cdot (Ec / 3) \tag{II-18}$$

Finalement, les tensions simples en 'M.L.I' aux bornes du récepteur triphasé s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \\ V_{n3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.S1 & -S2 & -S3 \\ -S1 & 2.S2 & -S3 \\ -S1 & -S2 & 2.S3 \end{bmatrix} \cdot \frac{Ec}{3} \tag{II-19}$$

Pour $N=3$ et $m = (N - 1) / 2 = 1$, la tension d'une cellule, prend la valeur $Ec = Es / (2.m) = 320$ V et l'amplitude ' Am ' de la porteuse initiale ' Po ' est donnée par : $Am = Ec = 320$ V d'où, l'expression de ' Po ' s'écrira :

$$\begin{cases} \frac{640}{T_p} \cdot t & \text{pour } 0 \leq t < (T_p/2) \\ \frac{-640}{T_p} \cdot (t - \frac{T_p}{2}) + Ec & \text{pour } (T_p/2) \leq t < T_p \end{cases}$$

Le vecteur décalage est de la forme : $Dc = [0, 1]$

et les deux porteuses, sont définies par les signaux suivants :

$$\begin{aligned}
 Pt(1) &= Po \\
 Pt(2) &= Po - Ec
 \end{aligned}$$

La comparaison des trois références sinusoïdales $V1_{réf}$, $V2_{réf}$ et $V3_{réf}$ avec ces deux porteuses, fournies les trois vecteurs intermédiaires $sp1$, $sp2$ et $sp3$:

pour $1 \leq i \leq 2$, on a :

$$\begin{aligned}
 \text{si } V1_{réf} \geq Pt(i); \quad sp1(i) &= -1 + i; \quad \text{sinon } sp1(i) = -1 + (i - 1); \\
 \text{si } V2_{réf} \geq Pt(i); \quad sp2(i) &= -1 + i; \quad \text{sinon } sp2(i) = -1 + (i - 1); \\
 \text{si } V3_{réf} \geq Pt(i); \quad sp3(i) &= -1 + i; \quad \text{sinon } sp3(i) = -1 + (i - 1);
 \end{aligned}$$

Par conséquent, les tensions de sortie de chaque bras de l'onduleur en valeur relative sont

$$\text{déterminées par : } S1 = \sum_{i=1}^2 sp1(i); \quad S2 = \sum_{i=1}^2 sp2(i); \quad S3 = \sum_{i=1}^2 sp3(i);$$

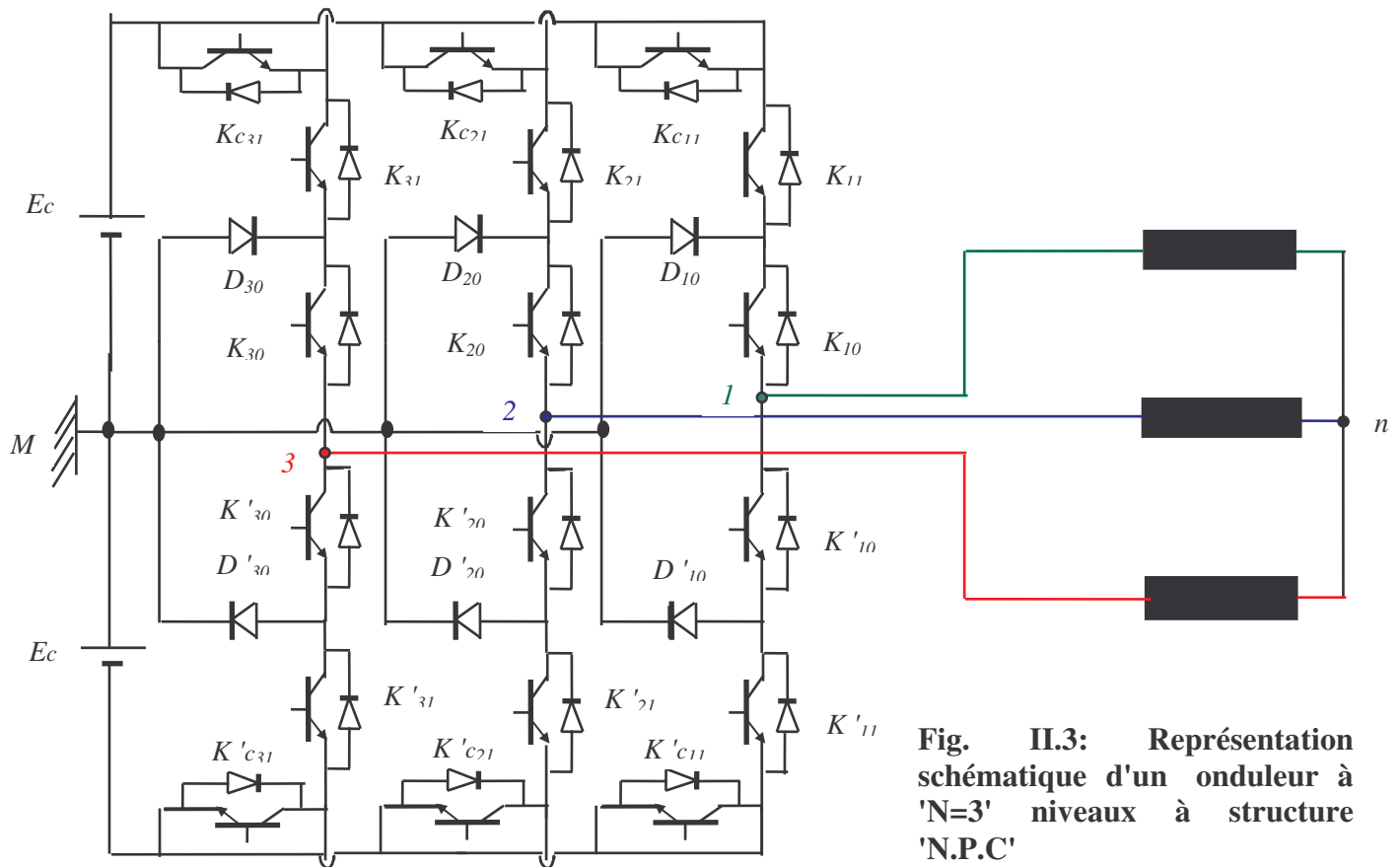


Fig. II.3: Représentation schématique d'un onduleur à 'N=3' niveaux à structure 'N.P.C'

II.2.2- Résultats de simulation :

De l'analyse des figures(II., il ressort que :

- La légère dissymétrie entre l'alternance positive et l'alternance négative, conduit à la présence des harmoniques pairs de faibles amplitudes.
- Le signal de sortie 'SI' du premier bras en valeur relative, prend les états $[1, 0, -1]$ pour $(N=3)$.
- Pour le même coefficient de réglage 'r' et le même niveau 'N', l'augmentation de l'indice de modulation 'mod' permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées donc facilement filtré.
- L'amplitude des harmoniques rapportées au fondamental, diminue en augmentant l'indice de modulation 'mod'.
- Les harmoniques de rang trois et multiple de trois sont pratiquement nulles. En général pour un niveau donné, le taux d'harmonique diminue en augmentant le coefficient de réglage 'r'. Ce dernier permet un réglage linéaire du fondamental de 0 à 1.

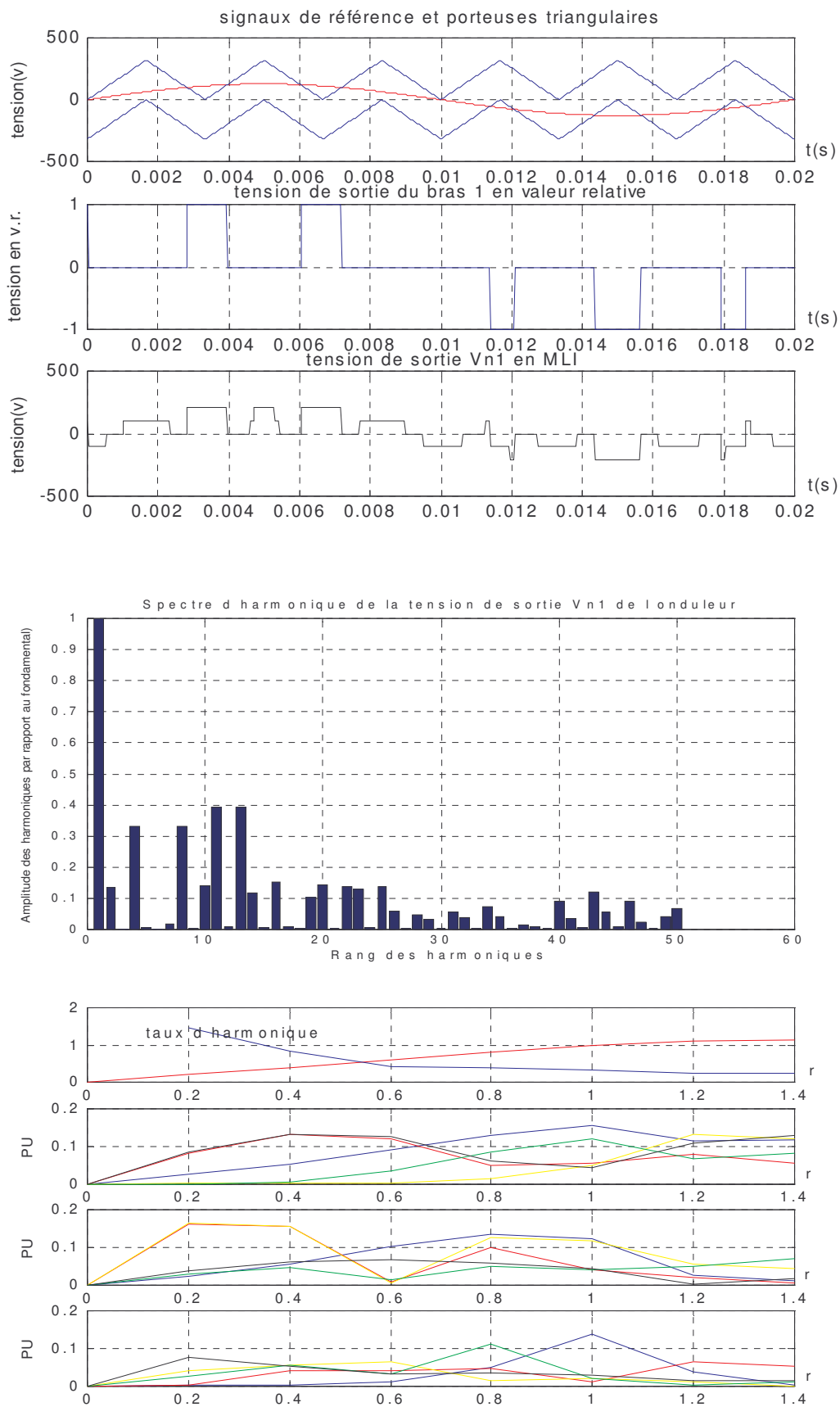


Fig. II.4: (mod=6, r=0.4, N=3)

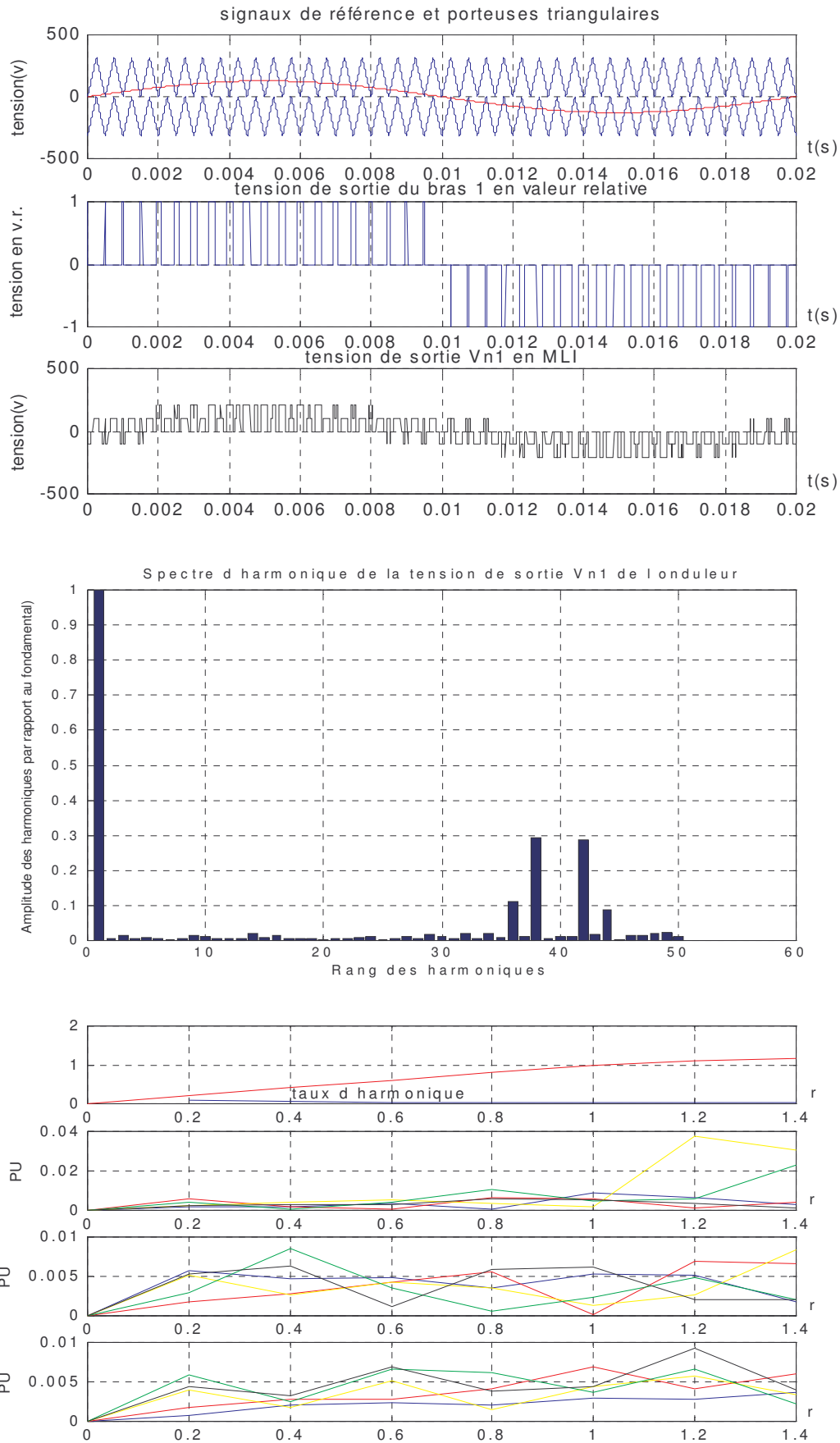


Fig. II.5: (mod=40, r=0.4, N=3)

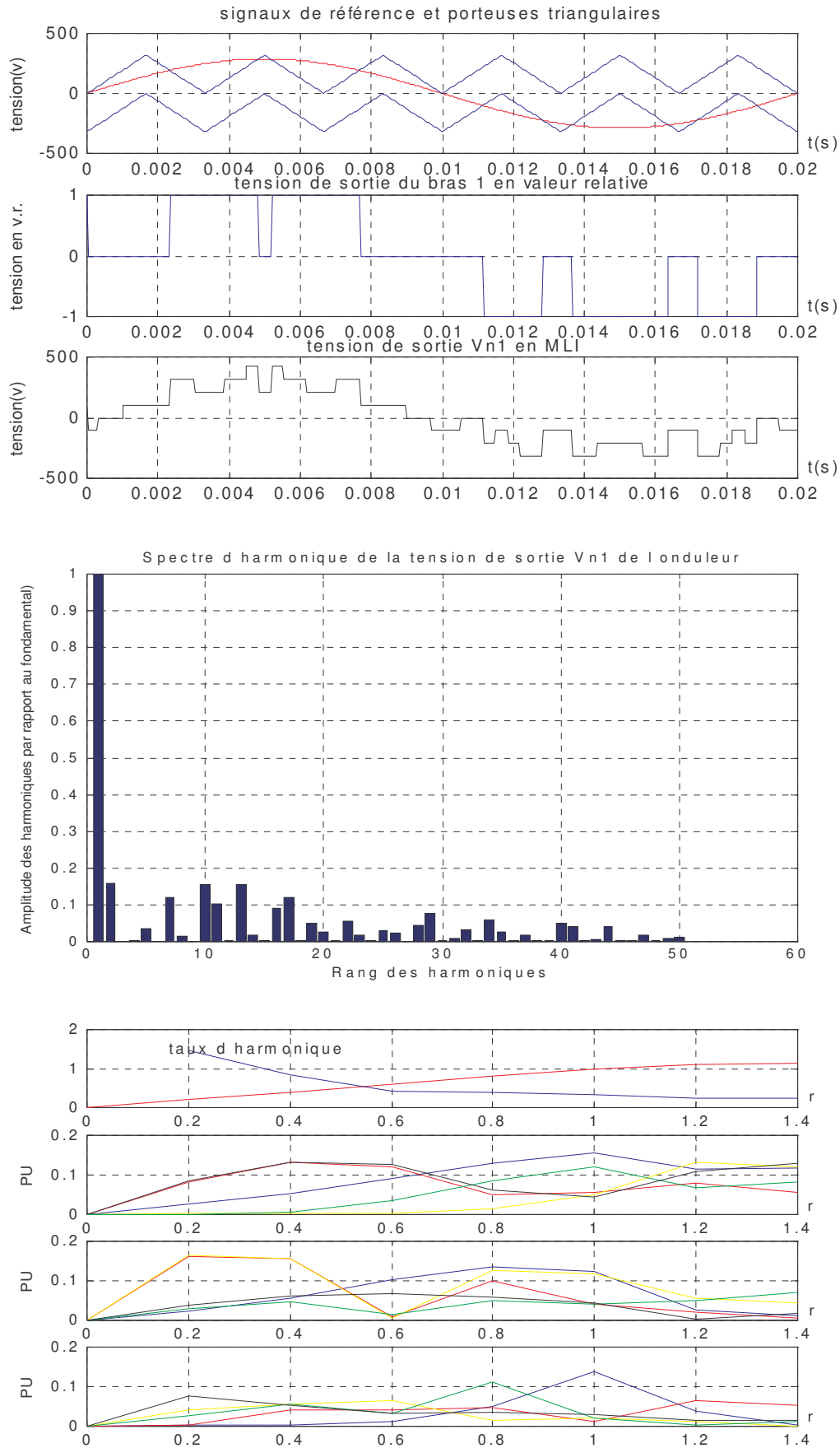


Fig. II.6: (mod=6, r=0.9, N=3)

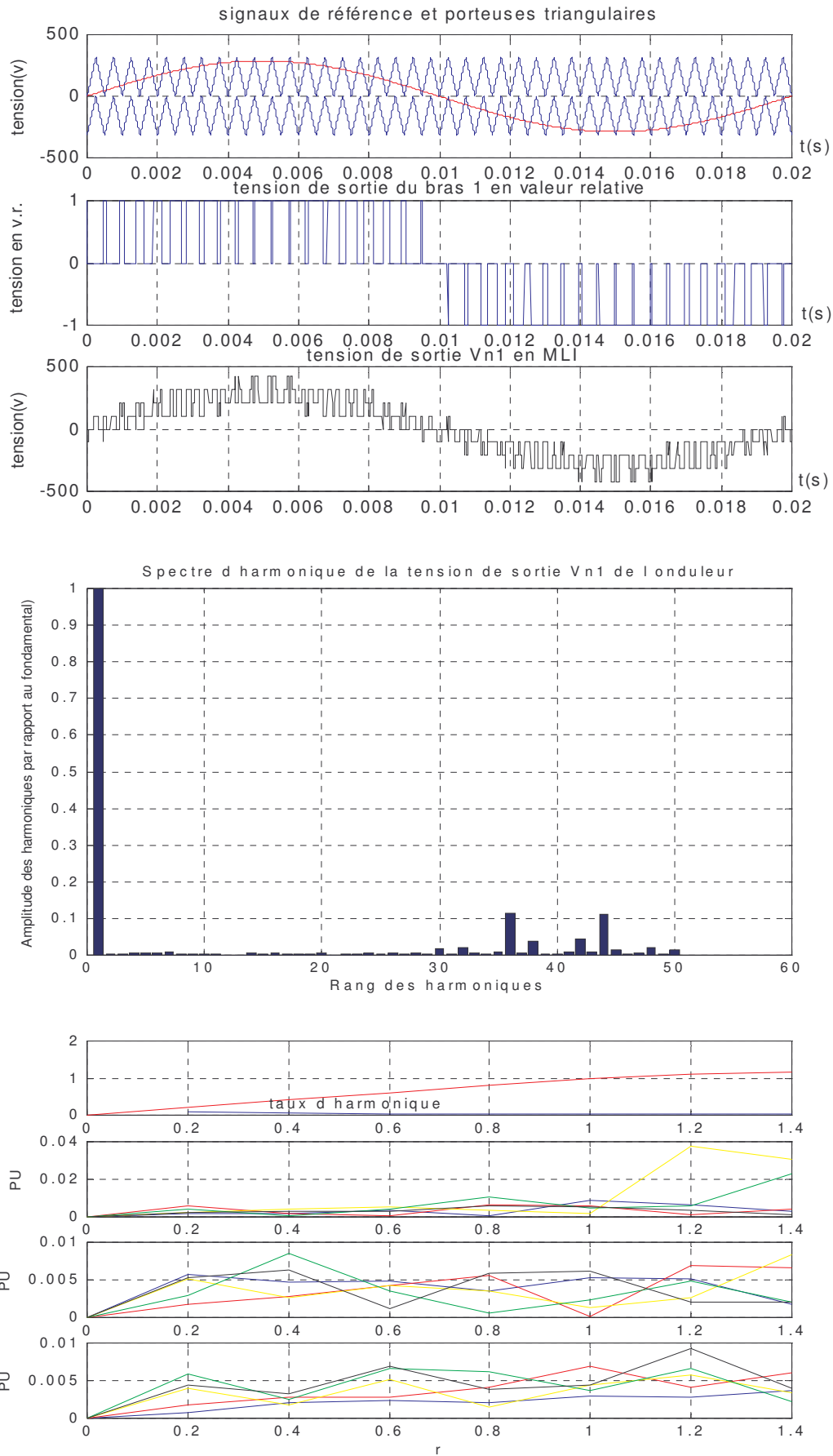


Fig. II.7: (mod=40, r=0.9, N=3)

II.3- ASSOCIATION « ONDULEUR MULTINIVEAUX – 'M.S.A.P' » :

II.3.1- Principe de l'autopilotage de la 'M.S.A.P' :

La variation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents est obtenue par le réglage de la fréquence d'alimentation, ceci ne peut s'effectuer que par la présence d'un convertisseur statique, c'est pourquoi l'apport de l'électronique de puissance a été le plus sensible pour ce type de machine.

La fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine, est asservie à la vitesse du rotor de manière à assurer le synchronisme, la machine élabore elle même en tournant sa fréquence d'alimentation. Cette technique constitue l'autopilotage. Cela assure la stabilité et donne à l'ensemble du système « convertisseur statique – 'M.S.A.P' » un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu.

La figure (II.8), représente l'association « onduleur multiniveaux – 'M.S.A.P' », où cet onduleur, est de structure 'N.P.C', commandé par la technique 'M.L.I' triangulo-sinusoidale.

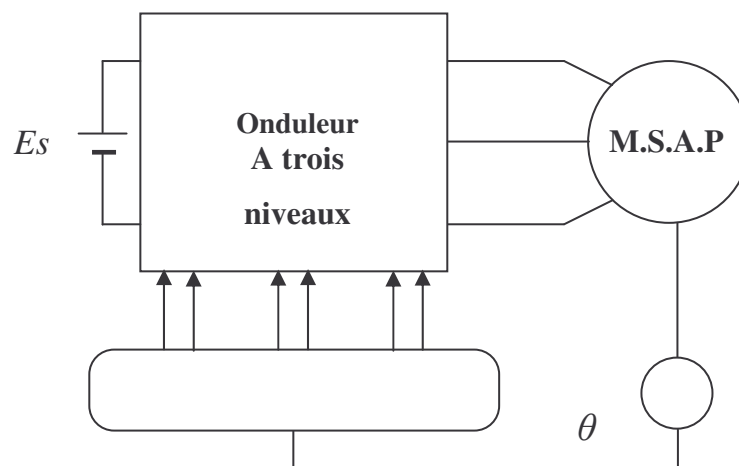


Fig. II.8: Association « onduleur à trois niveaux – 'M.S.A.P' »

II.3.2- Résultats de simulation :

Afin de montrer l'influence de l'onduleur, commandé par la technique 'M.L.I' triangulo-sinusoidale, sur les performances de la 'M.S.A.P', nous avons simulé l'association « onduleur multiniveaux – 'M.S.A.P' ». Les résultats ainsi obtenus, sont représentés sur la figure (II.9).

- La vitesse se stabilise à la valeur de 365 rad/s au bout de 1.7 s qui est un temps de réponse acceptable pour certaines applications.

- Le couple électromagnétique présente des ondulations du à la forme de tension délivré par le convertisseur qui présente des harmoniques par rapport au fondamental.
- Lors de régime transitoire de démarrage, la machine absorbe un fort courant de phase (3.9 A) qui s'atténue par la suite jusqu'à se stabiliser à la valeur de 0.9 A.

Par l'application d'un échelon de couple résistant ($C_r=0.05$ N.m) à l'instant ($t=3$ s)), on constate:

- Une diminution de la vitesse suite à la charge appliquée qui tend à freiner la machine.
- Une augmentation du courant de phase absorbée par la machine pour l'entraînement de la charge appliquée.

La comparaison de ces figures avec ceux obtenus par la simulation du modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales, montre une ressemblance remarquable, mais la présence de l'onduleur permet une diminution du temps de réponse et l'apparition des ondulations autour des valeurs moyennes. Cependant, ces ondulations sont importantes et qui diminuent avec l'augmentation de l'indice de modulation.

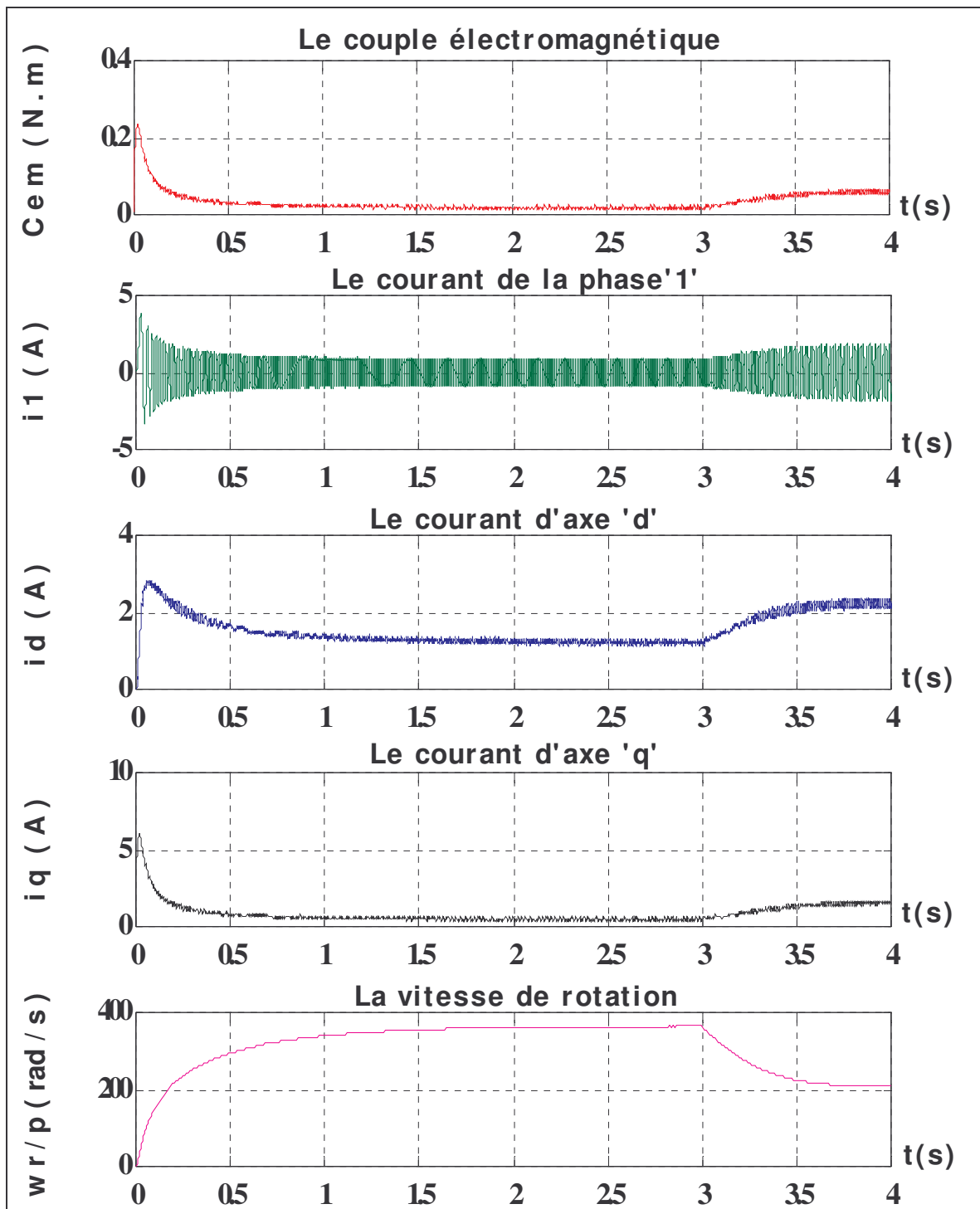


Fig. II.9: Les performances dynamiques de l'association «onduleur multiniveaux (N=3 ; mod=40 ; r=0.9) –'M.S.A.P' »

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'onduleur triphasé à 'N' niveaux à structure 'N.P.C', par sa description et son modèle de fonctionnement. La commande de cet onduleur est établie par le développement de la technique 'M.L.I' triangulo-sinusoidale à $(N - 1)$ porteuses à décalage vertical, en élaborant l'algorithme qui assure la génération de la tension simple en 'M.L.I' aux bornes du récepteur triphasé et en fournissant les états logiques de tous les interrupteurs de l'onduleur.

Les exemples traités ont montré que la méthode proposée est valable pour un nombre 'N' entier impair et supérieur à 1. Ces exemples ont montré aussi que l'augmentation de l'indice de modulation 'mod' et le coefficient de réglage 'r', pour le même nombre de niveau 'N', permet non seulement de diminuer le déchet d'harmonique mais aussi d'améliorer la forme de la tension de sortie obtenue en 'M.L.I'.

L'examen des courbes de l'association « onduleur multiniveaux – 'M.S.A.P' », nous a permis d'évaluer l'influence de l'onduleur sur les performances de la 'M.S.A.P', de telle sorte que, plus on améliore la forme de tension, meilleure est :

- La qualité du couple électromagnétique, ce qui provoque de faibles vibrations de la machine.
- La tension de sortie obtenu en "M.L.I" qui génère un contenu en harmonique plus faible ce qui entraîne de faibles pertes dans la machine.

INTRODUCTION :

Dans cette partie, la commande des systèmes non linéaires en présence des 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. Les premiers travaux sur la commande à structures variables furent élaborés lors des années soixante en ex-union soviétique par le chercheur EMELYANOV ainsi que son équipe[24].

Cette technique fut d'abord développée pour un système linéaire du second ordre et depuis le spectre de son utilisation fut élargi à une plus grande classe de systèmes comprenant les systèmes linéaires, discrets. Par ailleurs, les concepts de la commande à structure variable furent étendus du problème de stabilisation à celui de la poursuite de trajectoire, ou de modèles, à la commande adaptative et optimale ou encore à la synthèse d'observateur. [18] [19]

La commande en mode de glissement et par Backstepping ont gagnés une popularité en raison de leurs simplicités et de leurs efficacités lors de leurs applications dans divers domaines telles que la commande des moteurs, les véhicules spatiaux, les robots mobiles, etc. Dans de tel système, la commande permet d'amener le point figuratif de l'évolution du système sur une surface de glissement, et lorsqu'il atteint cette surface un régime glissant se produit. [24]

Dans ce chapitre, nous présentons la conception des deux commandes non linéaires par mode de glissement et par Backstepping. Ces deux commandes assureront le maintien à zéro de la composante d'axe 'd' du courant statorique et le réglage de la vitesse en exploitant la stabilité au sens de LYAPUNOV. Après avoir donné les principes fondamentaux de ces commandes nous les appliquerons au moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur à structure N.P.C à N niveaux.

III- MODELE D'ETAT DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS :

Le modèle dynamique de la "M.S.A.P" peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + a_3 u_1 \\ \dot{x}_2 = -b_1 x_2 + b_2 x_1 x_3 - b_3 x_3 + b_4 u_2 \\ \dot{x}_3 = (c_1 x_1 + c_2) x_2 - c_3 x_3 - c_4 c_r \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Le modèle peut s'écrire sous la forme $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x) + a_3 u_1 ; & f_1(x) = -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x) + b_4 u_2 ; & f_2(x) = -b_1 x_2 + b_2 x_1 x_3 - b_3 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x) ; & f_3(x) = (c_1 x_1 + c_2) x_2 - c_3 x_3 - c_4 c_r \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Où le vecteur d'état x et de commande u représente :

$$x = (x_1 \quad x_2 \quad x_3)^T = (i_d \quad i_q \quad \omega_r)^T \quad (\text{III-3})$$

$$u = (u_1 \quad u_2)^T = (v_d \quad v_q)^T \quad (\text{III-4})$$

Et les coefficients ($a_1 \dots c_4$) correspondent à :

$$\begin{aligned} a_1 &= R_s / L_d ; & a_2 &= L_q / L_d ; & a_3 &= 1 / L_d \\ b_1 &= R_s / L_q ; & b_2 &= L_d / L_q ; & b_3 &= \phi_f / L_q \\ b_4 &= 1 / L_q ; & c_1 &= 1.5 p^2 (L_d - L_q) / J ; & c_2 &= 1.5 p^2 \phi_f / J , & c_3 &= k_f / J ; & c_4 &= p / J \end{aligned}$$

Les stratégies de commande de la M.S.A.P, dépendent du type de machine utilisée. Notre machine est une machine synchrone comportant des aimants à la surface du rotor.

III.1- CONCEPTION DE LA COMMANDE EN MODE DE GLISSEMENT :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite trois étapes[25] :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III.1.1- Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t) U(t) \quad (\text{III-1})$$

En ce qui concerne la forme de la surface, on adopte le cas du traitement plan de phase qui utilise une fonction de commutation qui est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [20] [21] (i.e) : la convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $Z(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. *J.J. Slotine* [19] propose une forme d'équation pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$Z(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + k \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-2})$$

Avec :

$e(x)$: l'écart de la variable à régler ; $e(x) = x_{ref} - x$

k : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire

apparaître la commande.

Pour $r = 1$: $Z(x) = e(x)$,

$$r=2 : Z(x)=k e(x) + \dot{e}(x)$$

$$r=3 : Z(x)=k^2 e(x) + 2 k \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

$Z(x) = 0$ est une équation linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $Z(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart (Fig. III.1), a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence-sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre "r"[23].

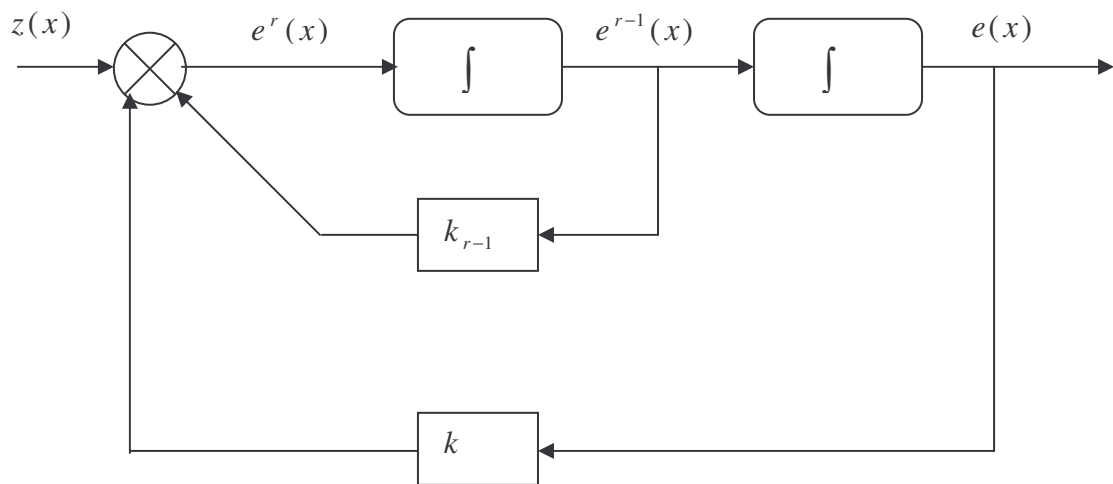


Fig. III.1 : Linéarisation exacte de l'écart.

III.1.2- Conditions de convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système[24].

III.1.2.1- Fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence ; elle est proposée par Utkin [25]. Elle s'exprime sous la forme $Z(x) \dot{Z}(x) < 0$

III.1.2.2- Fonction de Lyapunov :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (*i.e.* $\dot{V}(x) < 0$).

Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = 1/2 Z^2(x) \quad (\text{III-3})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = Z(x) \dot{Z}(x) \quad (\text{III-4})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié si :

$$Z(x) \dot{Z}(x) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $Z^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux coté (fig. III.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

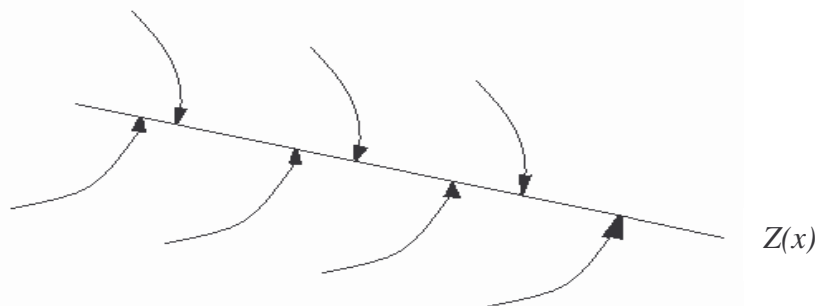


Fig. III.2 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

III.1.3- Calcul de la commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèse essentielle dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par des modes glissants, est que la commande doit commuter entre U_{max} et U_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Fig. III.3). Dans ce cas, des oscillations de très hautes fréquence appelées "broutement" ou "Chattering" apparaissent dans le mode de glissement.

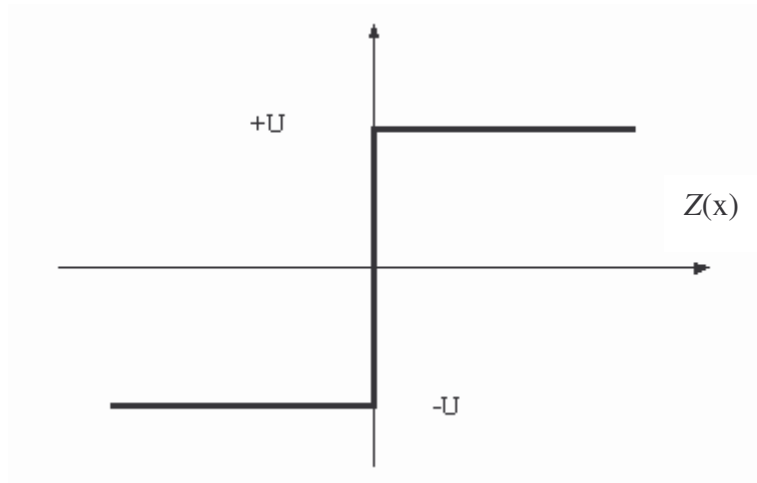


Fig.III.3 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III.1.3.1- Définition des grandeurs de commande :

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées. La structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc[23] [25].:

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (\text{III-5})$$

$U_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par Filpov et Utkin. Elle est calculée reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{Z}(x) = 0.$$

La commande discrète U_N est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence :

$$Z(x) \dot{Z}(x) < 0$$

III.1.3.2- Expression analytique de la commande :

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-6).

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t) U(t) \quad (\text{III-6})$$

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_N , soit :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (\text{III-7})$$

Nous avons :

$$\dot{Z}(x) = \frac{dZ}{dt} = \frac{\partial Z}{\partial x} \times \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial Z}{\partial x} \left\{ f(x,t) + g(x,t) U_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial Z}{\partial x} \left\{ g(x,t) U_N \right\} \quad (\text{III-8})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$U_{eq}(t) = \left\{ -\frac{\partial Z}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial Z}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad \text{Pour } U_N=0 \quad (\text{III-9})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (III-9) dans l'équation (III.8). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{Z}(x) = \frac{\partial Z}{\partial x} \left\{ g(x,t) U_N \right\}$$

Le problème revient à trouver U_N tel que :

$$\dot{Z}(x)Z(x) = Z(x) \frac{dZ}{dx} \left\{ g(x,t) U_N \right\} < 0 \quad (\text{III-10})$$

La solution la plus simple est de choisir U_N sous la forme de relais (fig.III.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit.

$$U_N = -m \left[\frac{\partial Z}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \cdot \text{sign}(Z) \quad (\text{III.11})$$

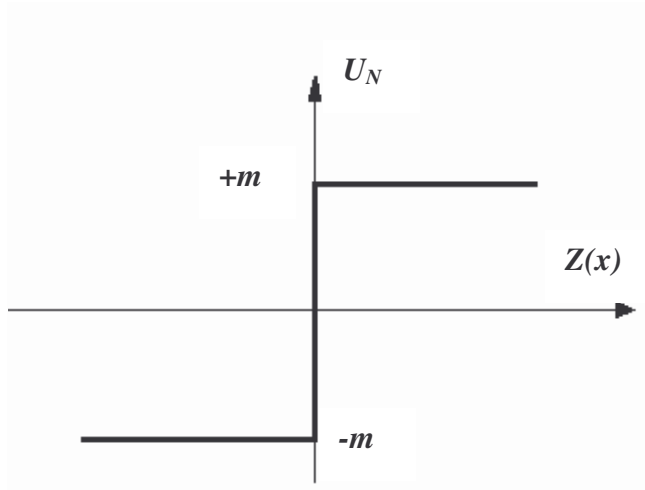


Fig.III.4 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

En remplaçant l'expression (III-11) dans (III-10), on obtient :

$$\dot{Z}(x)Z(x) = -m Z(x)\text{sign}(Z) = -m|Z(x)| < 0 \quad (\text{III-12})$$

Le gain " m " est choisi positif pour satisfaire la condition (III-12). Le choix du gain est très influent car s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations (Phénomènes de Chattering) peuvent détériorer l'organe de commande.

III.1.4- Élimination du phénomène de Chattering :

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ($\pm K$) à une fréquence théoriquement infinie (commutation rapide ce phénomène est dit phénomène de broutement (Chattering en anglais)).

. Ce phénomène est indésirable car il ajoute à la commande un spectre de composantes de haute fréquence. Ces composantes peuvent détériorer ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Le broutement (Phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction “*Sign*” par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (fig. III.5). [18] [21]

$$\begin{aligned} \text{Sat}(Z) &= 1 & \text{Si } Z > \varepsilon \\ \text{Sat}(Z) &= -1 & \text{Si } Z < -\varepsilon \\ \text{Sat}(Z) &= \frac{Z}{\varepsilon} & \text{Si } |Z| < \varepsilon \end{aligned}$$

Avec ε un paramètre petit positif.

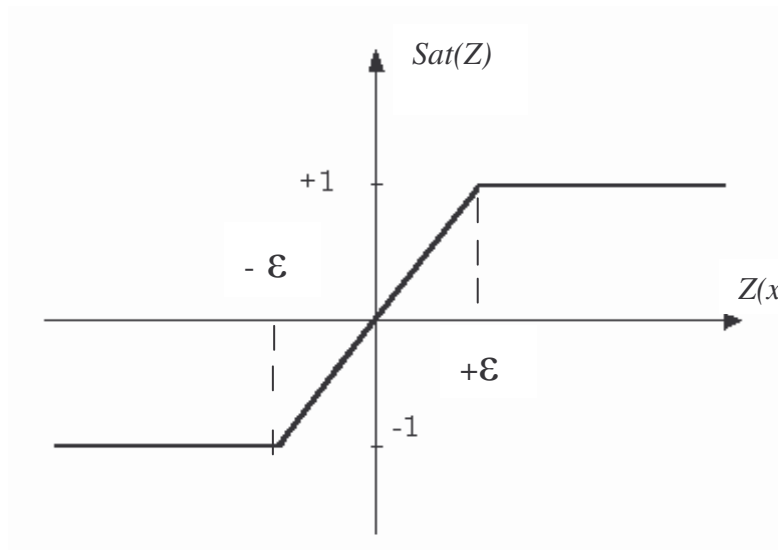


Fig.III.5 : Fonction “Sat”

III.1.5- APPLICATION A LA MSAP :

La technique appliquée, permettant la production du couple maximal, revient à imposer à la composante (d) du courant statorique d'être nulle [18].

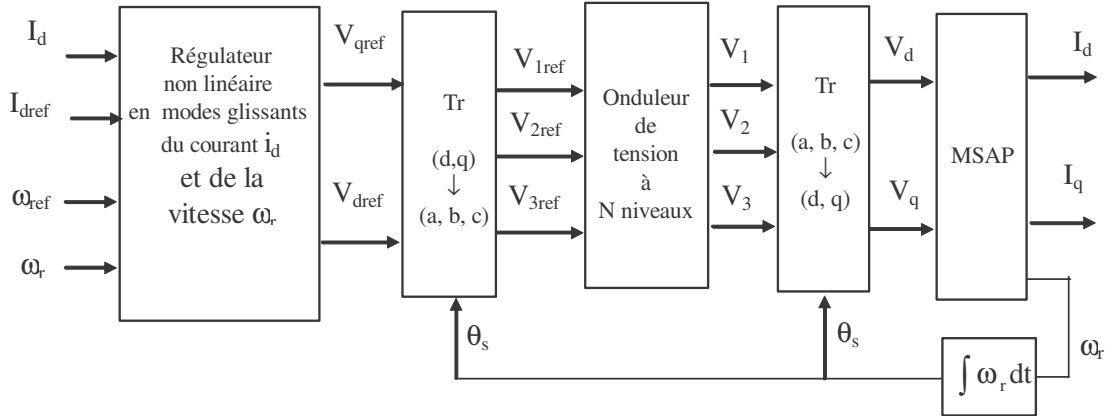


Fig. III.6 : Structure de commande de la M.S.A.P.

Le schéma de principe de cette commande est donné à la figure (III.6). Le régulateur non linéaire en modes glissants élabore les commandes (V_{dref} , V_{qref}) à partir d'une part du courant i_d et sa référence I_{dref} et d'autre part de la vitesse mesurée ω_r et celle de référence ω_{ref} . Par la suite, les grandeurs définies dans le repère synchrone (d, q) sont transformées en grandeurs triphasées (a, b, c) par :

$$\begin{pmatrix} V_{1r} \\ V_{2r} \\ V_{3r} \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/4) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \tag{III-16}$$

Ou θ représente la position angulaire du rotor portant les aimants de l'inducteur. Celle-ci est obtenue par l'intégration de la pulsation de rotation du rotor :

$$\theta = \int \omega_r dt$$

A partir des tensions de référence, l'onduleur de tension à N niveaux commandé en MLI fournit les tensions (V_1 , V_2 , V_3).

III.1.6- SYNTHESE DE LA COMMANDE :

La synthèse de la commande exploite la technique des modes glissants. Cette dernière nécessite le choix des surfaces Z_1 et Z_2 qui assurent le réglage du courant i_d à zéro et la vitesse ω_r à la vitesse de référence ω_{ref} .

Du modèle dynamique (III.13), il apparaît que les variables x_1 et x_3 sont de degré relatif respectivement d'ordre un et deux, il est alors possible de choisir comme surface [23] :

$$Z_1 = x_{1d} - x_1 \quad (III-17)$$

$$Z_2 = k(x_{3d} - x_3) + (\dot{x}_{3d} - f_3(x)) \quad (III-18)$$

Où x_{1d} et x_{3d} dénotent respectivement la référence du courant d'axe d et celle de la vitesse ω_r .

En effet, en mode glissant idéal on obtient :

$$Z_1 = 0 \quad \text{donc} \quad x_1 = x_{1d} \quad (III-19)$$

$$Z_2 = 0 \quad \text{ou} \quad \dot{x}_{3d} - \dot{x}_3 = -k(x_{3d} - x_3) \quad (III-20)$$

L'équation (III-20) signifie que x_3 converge exponentiellement vers x_{3d} .

Il faut trouver les conditions qui assurent à ces 2 surfaces à la fois leur convergence vers zéro et leur maintien dans son voisinage (attractivité et invariance). Pour cela, est défini la fonction de Lyapunov suivante [23]:

$$V = \frac{1}{2} Z^T Z \quad (III-21)$$

Où Z représente le vecteur surface $Z = [Z_1 \quad Z_2]^T$

Sa dérivée temporelle est alors : $\dot{V} = Z^T \dot{Z}$ (III-22)

En imposant au vecteur surface Z la dynamique suivante :

$$\dot{Z} = -m \cdot \text{sign}(Z) \quad \text{Avec} \quad m = \begin{pmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad m_1, m_2 > 0 \quad (III-23)$$

On obtient alors :

$$\dot{V} = -m_1|Z_1| - m_2|Z_2| < 0; \forall Z_1, Z_2 \neq 0 \quad (\text{III-24})$$

L'inégalité (III-24) signifie que les surfaces Z_1 et Z_2 convergent asymptotiquement vers zéro et se maintiennent dans son voisinage.

Par conséquent, les commandes sont déterminées dans la condition (III-23), à cet effet, sont calculées, tout d'abord, les dynamiques des surfaces :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \dot{x}_{1d} - \dot{x}_1 \\ \dot{Z}_2 = k(\dot{x}_{3d} - \dot{x}_3) + (\ddot{x}_{3d} - \dot{f}_3(x)) \end{cases} \quad (\text{III-25})$$

Du système (III-13) on peut remplacer \dot{x}_1 et \dot{x}_3 par leur expression équivalente et en développant le terme $\dot{f}_3(x)$ il vient :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = \dot{x}_{1d} - (f_1(x) + a_3 u_1) \\ \dot{Z}_2 = k(\dot{x}_{3d} - f_3(x)) + (\ddot{x}_{3d} - f_p(x)) - c_1 a_3 x_2 u_1 - b_4 (c_1 x_1 + c_2) u_2 \end{cases} \quad (\text{III-26})$$

$$\text{Avec} \quad f_p(x) = c_1 x_2 f_1(x) + c_1 x_1 f_2(x) + c_2 f_2(x) \quad (\text{III-27})$$

En imposant la condition (III-23) conduit finalement à la commande :

$$u = A(x)^{-1} B(x)$$

Avec :

$$A(x) = \begin{bmatrix} a_3 & 0 \\ a_3 c_1 x_2 & b_4 (c_1 x_1 + c_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} (\dot{x}_{1d} - f_1(x)) + m_1 \text{sign}(Z_1) \\ k(\dot{x}_{3d} - f_3(x)) + (\ddot{x}_{3d} - f_p(x)) + m_2 \text{sign}(Z_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III-29})$$

Pour atténuer le broutement des grandeurs d'états, dû à l'effet des modes glissants, la fonction sign est calculée comme suit :

$$\begin{cases} \text{sign}(Z) = \varepsilon / Z & \text{si } Z \leq \varepsilon \\ \text{sign}(Z) = 1 & \text{si } Z > \varepsilon \\ \text{sign}(Z) = -1; & \text{si } Z < -\varepsilon \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

Où ε est une constante positive.

III.1.7- ALIMENTATION PAR ONDULEUR A TROIS NIVEAUX :

L'onduleur de tension à structure N.P.C à trois niveaux utilise la technique triangulo-sinusoidale, à deux porteuses à décalage vertical, développée dans le deuxième chapitre de ce travail, pour générer la tension en modulation de largeur d'impulsion. Par conséquent, les instants de commutation des interrupteurs sont obtenus à l'intersection des deux porteuses triangulaires P_t avec les trois références sinusoidales (V_{1ref} , V_{2ref} , V_{3ref}).

III.1.7.1- Résultats de simulation :

Les coefficients de réglage et le seuil ε de la fonction sign du terme du mode de glissement permettant d'atteindre les performances désirées sont:

$$k = 750, \quad m_1 = 250; \quad \varepsilon_1 = 1; \quad m_2 = 6.10^6; \quad \varepsilon_2 = 1000.$$

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est de 36V et la fréquence des porteuses f_p est de 2000Hz ($mod=40$).

Les simulations numériques ont été faites ont choisissent les surface de glissement qui assurent le maintient à zéro de la composante d'axe 'd' du courant statorique et de réglage de la vitesse en régime de poursuite.

Les résultats sont établis dans un premier cas la machine étant à vide et dans le second cas la machine étant en charge.

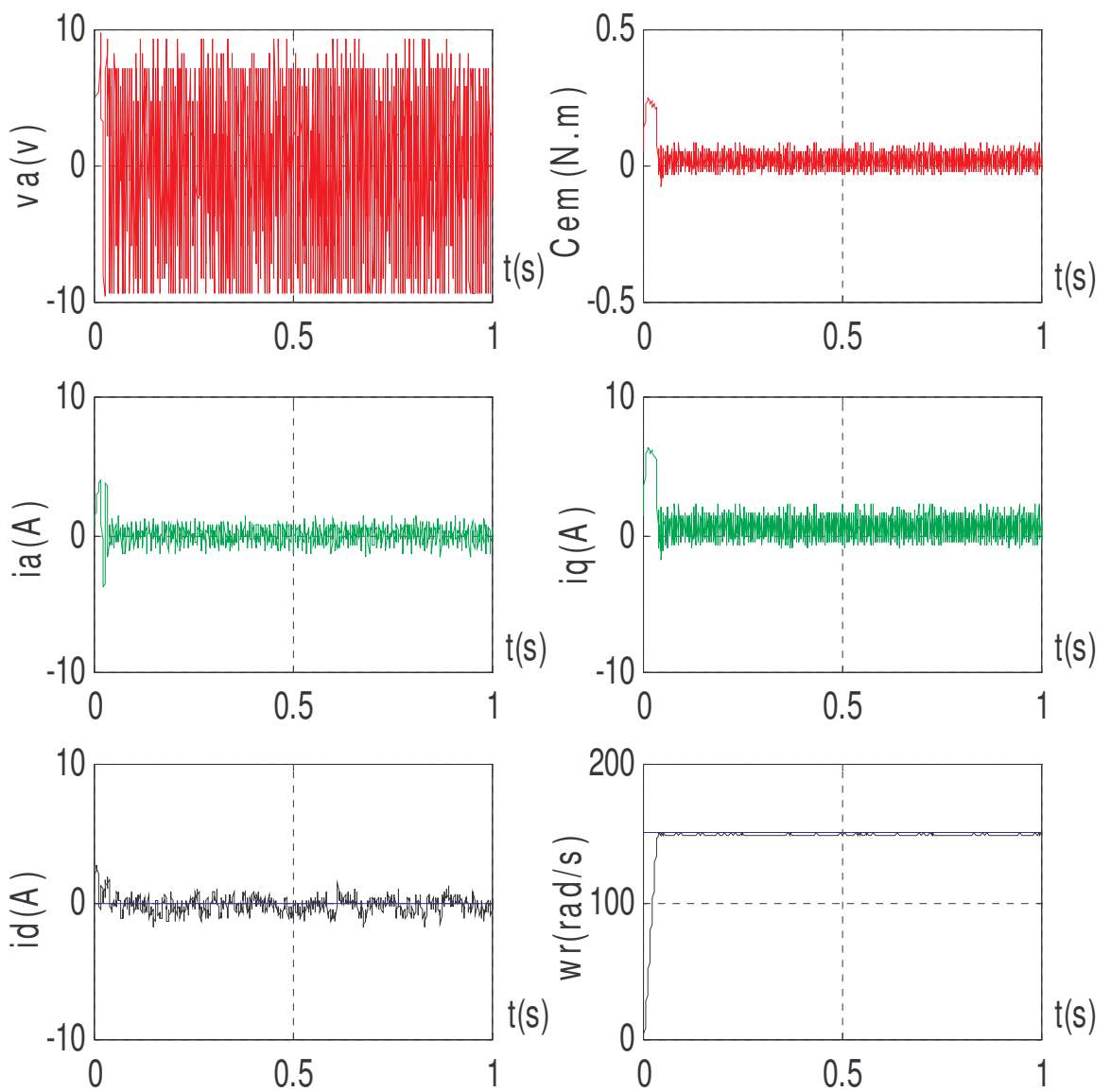
Les courbes sur la figure III (7) montrent que la vitesse ω_r et le courant i_d suivent bien leur référence, et l'erreur de poursuite en vitesse reste très faible, l'erreur de réglage du courant I_d oscille autour de zéro. Cette commande permet une bonne poursuite de trajectoire de consigne pour la vitesse. Il apparaît aussi que le temps de réponse diminue par rapport au comportement de la machine sans régulateur.

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement appliqué à la M.S.A.P alimentée par l'onduleur, nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une perturbation de charge entre l'instant $[(t=0.4 \text{ sec}) \text{ et } (t=1 \text{ sec})]$ (figure III(8)). On constate d'après la figure que cette charge n'influe pas sur les performances du régime de poursuite du fait que l'erreur de vitesse et du courant d'axe 'd' reste faible ce qui signifie un bon réglage.

III.1.7.2- Robustesse de réglage vis à vis de la variation des paramètres électriques de la MSAP :

Afin de tester la robustesse de réglage par rapport aux perturbations internes, nous appliquons des perturbations paramétriques représentées par une augmentation de la résistance statorique R_s de 100%, et une diminution de 25% pour les inductances cycliques statorique L_d et L_q ainsi que le flux d'aimant Φ_f sur tout l'intervalle de simulation et faisant la comparaison avec le cas normal (fig.III .9).

On constate que l'erreur de poursuite de vitesse subit un léger dépassement mais elle reste faible alors que l'erreur du courant oscille toujours autour de zéro, mais le temps de réponse subi une augmentation du au forte modification en même temps des paramètres de la machine. Donc pouvons dire que la commande reste insensible aux variations paramétriques dans une marge précise (perturbation interne), ce qui prouve la robustesse de réglage.



**Fig. III.7: Comportement de poursuite par
LES MODES GLISSANTS à vide.**

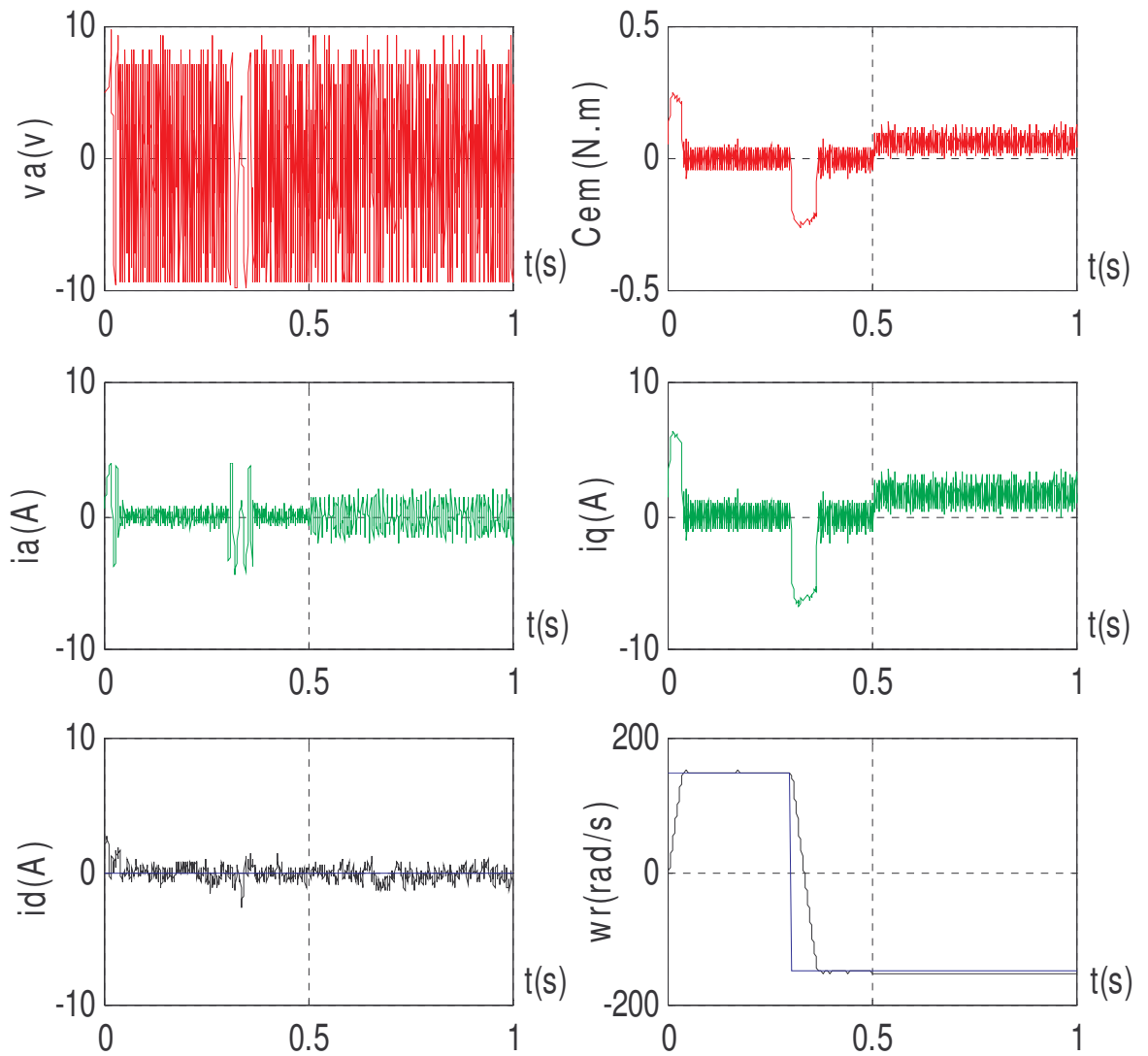


Fig. III.8: Comportement de poursuite par M.G. lors de l'applications d'un couple de charge à l'instant ($t=0.5s$) et l'inversion du sens de rotation à l'instant ($t=0.3s$).

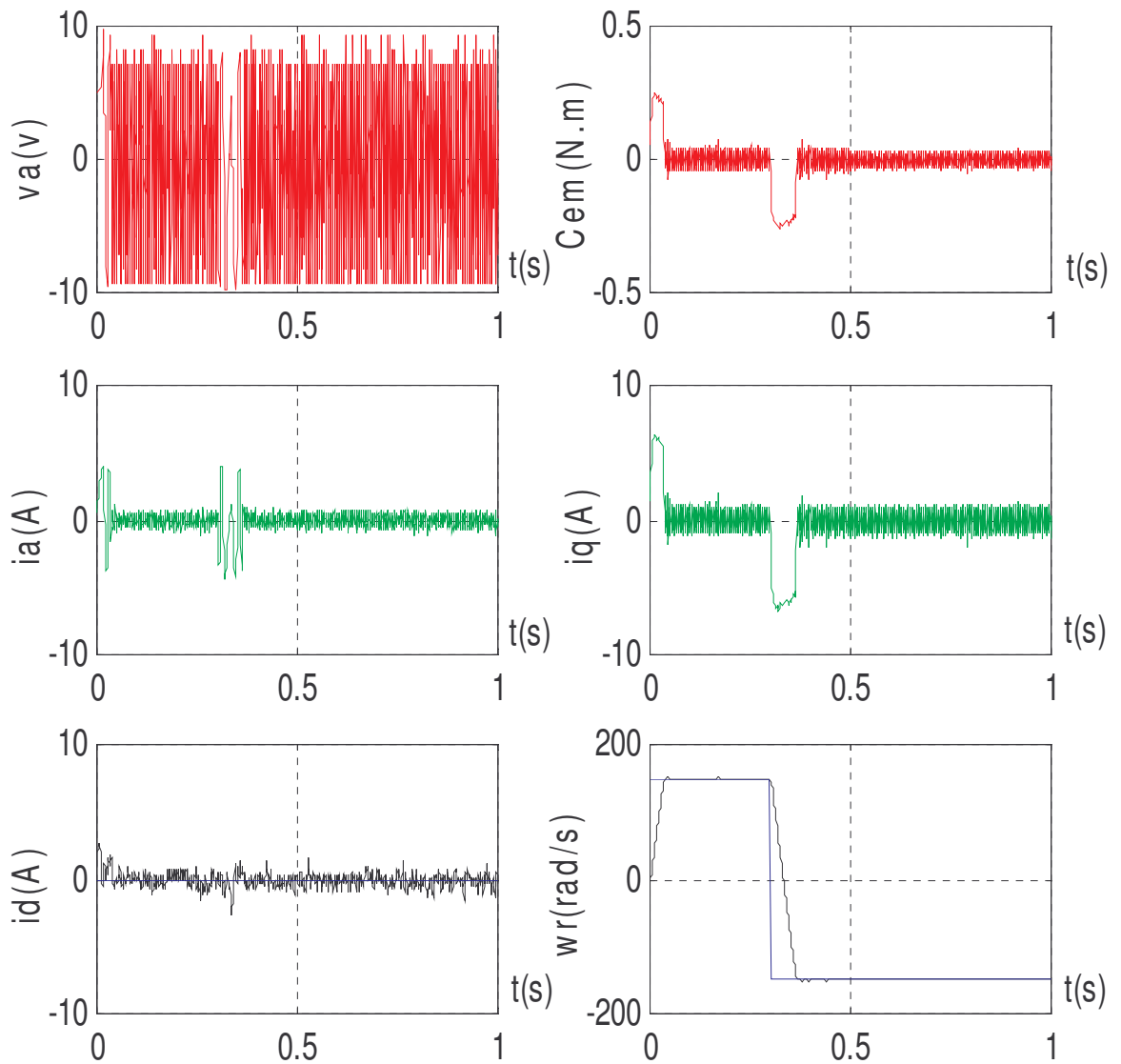


Fig. III.9 Test de robustesse lors d'une variation paramétrique sur les réponses de la MSAP (+100% sur R_s et -25% sur L_d , L_q et -25% sur Φ_f).

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons testé le réglage par mode de glissement non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension à structure NPC à N niveaux. La commande proposée assure le réglage de vitesse et le maintenant à zéro de la composante 'd' du courant statorique. Les commandes sont synthétisées en mode glissant non linéaire en utilisant la stabilité au sens de LYAPUNOV.

Les simulations ont montré les possibilités potentielles de cette stratégie de commande. On a constaté qu'elle rejette aussi totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et est pratiquement insensible aux variations paramétriques avec un temps de réponse plus long, mais qui reste acceptable.

Les simulations numériques ont montré aussi que l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur à pour effet d'une part de rendre la tension et le courant proche de la sinusoïde, et d'autre part d'atténuer les ondulations du couple, de plus les performances du réglage sont améliorées.

III.2- COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MSAP :

La technique du backstepping est une technique relativement récente de commande des systèmes non linéaires. Elle est apparue à la fin des années 80.

Très brièvement, il s'agit d'une technique de commande pour les systèmes non-linéaires en cascade. Cette technique met à profit les relations causales successives pour construire de manière itérative et systématique une loi de commande et une fonction de Lyapunov stabilisante. Pour qu'elle puisse s'appliquer, le système non-linéaire doit être sous forme *feedback*: la dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépendre additivement de la composante suivante. De plus, et contrairement au bouclage linéarisant, le backstepping offre la possibilité de conserver dans le bouclage les non-linéarités stabilisantes[28].

Notre premier et capital objectif comme cité auparavant est de ramener la vitesse de sortie à une valeur de référence et la maintenir dans son voisinage. Quand au deuxième c'est le contrôle des deux courants i_d et i_q dans le but d'avoir une commande non linéaire linéarisante au modèle de la MSAP. Ainsi, les grandeurs de sorties doivent être [1]. :

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = h_1(x) = \frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2) \\ y_2 = h_2(x) = x_3 \end{array} \right.$$

ainsi les systèmes (entrée-sorties-commandes), appartiennent à la classe des systèmes représentés par des équations non linéaires de la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \end{array} \right. \quad \left. \vphantom{\begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \end{array}} \right\} \text{Sortie du système}$$

--Afin d'introduire l'idée de base de la méthode, on considère le système décrit par les équations non linéaires de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \tag{III-1}$$

Qui peut être vue sous la forme suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) u \tag{III-2}$$

Avec : $x^T = (\eta^T, \zeta)$ ou $\eta \in R^{N-1}$ et $\zeta \in \mathfrak{R}$ On suppose que les fonctions $f_1(\cdot)$ et $f_2(\cdot)$ soient connues. Comme le montre la figure. Le système décrit par l'équation (III.1) est équivalent à deux sous-systèmes mis en cascade :

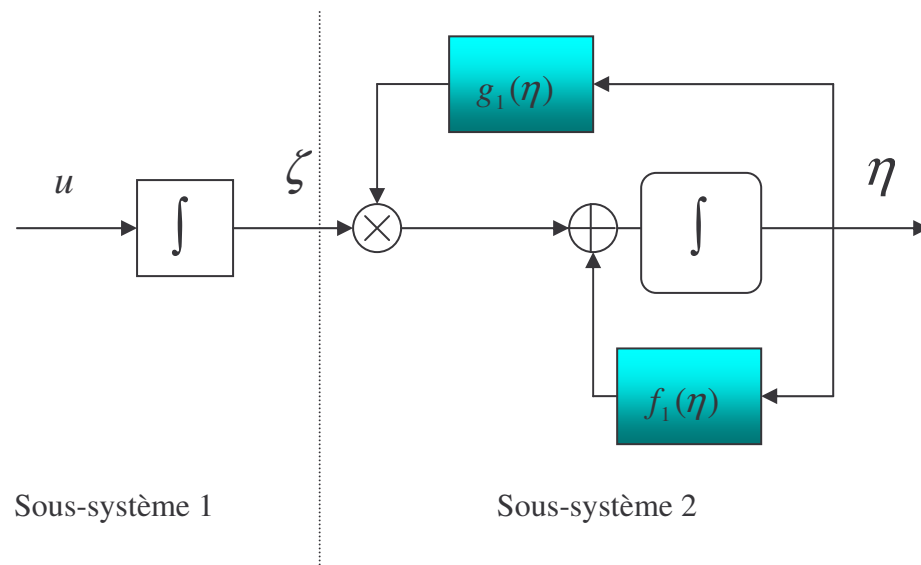


Fig. III-7 : Représentation par schéma bloc du système (III-1)

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

$$\frac{\partial V}{\partial \eta}(f_1(\eta) + g_1(\eta)\psi(\eta)) \leq -W(\eta), \forall \eta \in D \tag{III-3}$$

D est un domaine contenant l'origine $(\eta, f_1) = (0, 0)$ et $W(\eta)$ une fonction définie positive. En manipulant l'équation (III.1) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\psi(\eta)) + g_1(\eta)(\zeta - \psi(\eta)) \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \tag{III-4}$$

....

Le passage à cette étape est illustré à la figure III-2 :

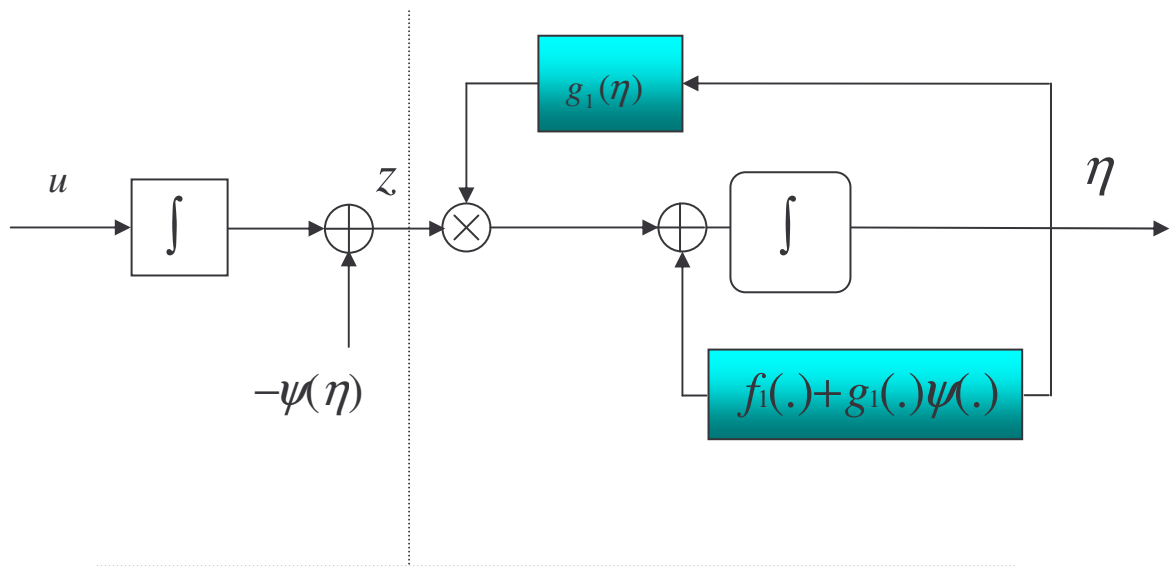


Fig. III-8 : Représentation par schéma bloc du système (III-4)

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

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\psi(\eta)) + g_1(\eta)z \\ \dot{z} = u - \dot{\psi} = V \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

il est à noter que (Fig. III-3) que $-\dot{\psi}(\eta)$ vient se placer devant l'intégrateur.

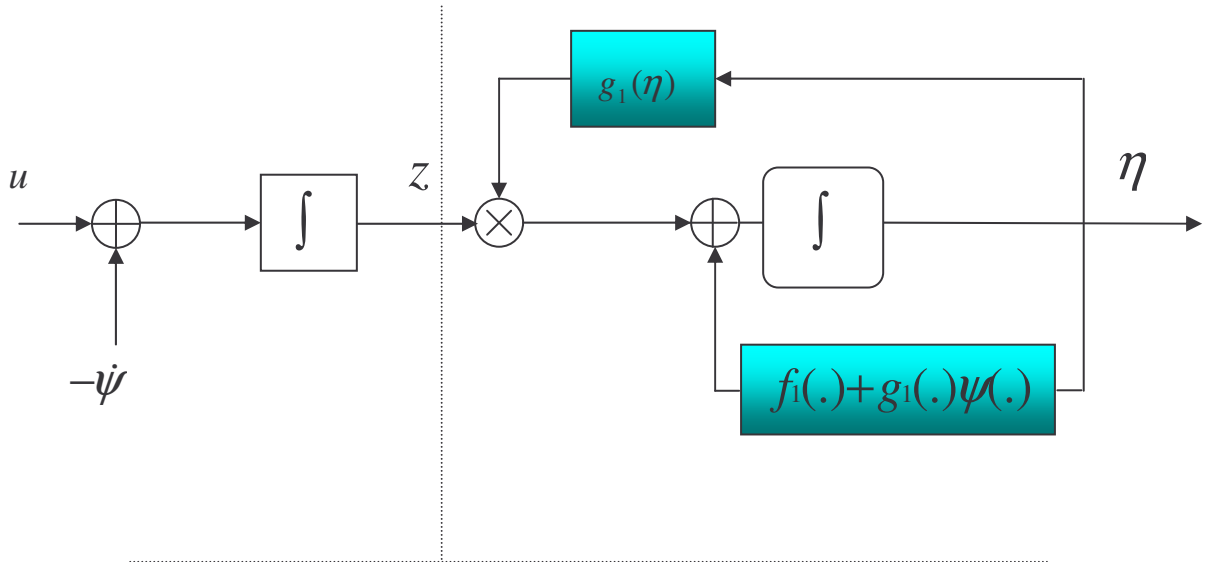


Fig. III-9 : Représentation par schéma bloc du système (III-5)

puisque les fonctions : f_1, g_1 et ψ sont supposés connues, la dérivée de ψ peut être calculé à partir de :

$$\dot{\psi} = \frac{\partial \psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta) \quad (\text{III-6})$$

La nouvelle forme du système décrit par l'équation (III-5) 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 :

$$V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2}z^2 \quad (\text{III-7})$$

sa dérivée est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_a(\eta, \zeta) = \dot{V}(\eta) + z\dot{z} \\ \quad = \frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\psi(\eta)) + \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta)z + zV \end{array} \right. \quad (\text{III-8})$$

Partant de l'expression (III-2) pour montrer que :

$$\dot{V}_a(\eta, \zeta) \leq -W(\eta) + \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta)z + zV \quad (\text{III-9})$$

Et avec le choix de V suivant :

$$V = \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta)z - k z \quad \text{Ou : } k > 0 \quad (\text{III-10})$$

La dérivée sera définie négative puisque :

$$\dot{V}_a(\eta) \leq -W(\eta) - k z^2 \quad (\text{III-11})$$

Qui montre que l'origine ($\eta=0, \zeta=0$) 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 :

$$u = \frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k(\zeta - \psi(\eta)) \quad (\text{III-12})$$

De même, pour le choix de V suivant :

$$V = \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k \quad \text{sign}(z) \quad \text{ou} \quad k > 0 \quad (\text{III-13})$$

$$\text{On aura : } \dot{V}_a(\eta) \leq -W(\eta) - k |z| \quad (\text{III-14})$$

L'expression de la commande devient :

$$u = \frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k \operatorname{sign}(\zeta - \psi(\eta)) \quad (\text{III-15})$$

Notons que l'expression de u avec le choix de V (expression (III.13)) à une structure variable.

Remarque : le problème 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.3) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + \psi(\eta)) + g_1(\eta)\zeta - \psi(\eta) \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

Avec le changement de variable : $z = g_1(\eta)\zeta - \psi(\eta)$ est conservant l'expression (III.5) de V suivante :

$$v = \frac{\partial V}{\partial \eta} - kz \text{ ou } : k > 0 \quad (\text{III-17})$$

Même à l'expression (III.6)

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 donné par l'expression (III.7).

Déterminations des fonctions $\psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta)$:

Jusqu'à présent on a supposé disposer des fonctions $\psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta)$ pour avoir développé les calculs précédents. On suppose dans cette section la méthode qui sera utilisée pour déterminer ces fonctions :

$$\text{Soit l'équation : } \begin{cases} \eta_i = f_i(i) + \psi(\eta) \\ e_i = \eta_i - \eta_{id} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

η_{id} est le valeur dérivée pour η_i .

Si on choisi de la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_i(\eta_i) = \frac{1}{2} e_i^2 \quad \Longrightarrow \quad \dot{V}_i(\eta_i) = e_i \dot{e}_i \quad (\text{III.19})$$

Et si on impose la dynamique suivante :

$$V_i(\eta_i) = -c_i e_i^2, \text{ avec } c_i > 0$$

$$\text{Il en découle que : } \dot{e}_i = -c_i e_i \quad (\text{III.20})$$

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

A partir des expressions (III.16) et (III.7) on montre que :

$$\begin{cases} \psi_i(\eta) = -c_i (\eta_i - \eta_{id}) f_i(\eta) \\ V_i(\eta_i) = \frac{1}{2} e_i^2 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

La fonction de Lyapunov augmentée sera :

$$V(\eta)_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m e_i^2 \quad (\text{III.22})$$

Avec sa dérivée :

$$\dot{V}(\eta)_i = \sum_{i=1}^m c_i e_i^2 \quad (\text{III.23})$$

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 conséquence celle de vecteur η vers le vecteur de référence η_d . Ainsi le sous système définie par η est stable.

Enfin ; pour conserver la notation de « mode de glissement »; v_i est choisi tel que :

$$v_i = -\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} - k_i \text{sign}(z_i) \quad (\text{III.24})$$

III.2.1- Applications à la MSAP :**III.2.1.1- Calcul de la commande :**

La MSAP représentée par son système non linéaire (I-5).

Les grandeurs à contrôler sont :

$$\begin{cases} y_1 = \frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2) \\ y_2 = x_3 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

les variables erreurs sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = y_1 - y_{1d} \\ e_2 = y_2 - y_{2d} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

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

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = x_1 \dot{x}_1 + x_2 \dot{x}_2 = -a_1(x_1^2 + x_2^2) + b_3 x_2 x_3 + a_3(x_1 u_1 + x_2 u_2) \\ \dot{y}_2 = -c_3 x_3 - c_4 c_r + (c_1 x_1 + c_2) x_2 \\ \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + a_3 u_1 \\ \dot{x}_2 = -b_1 x_2 - b_2 x_1 x_3 - b_3 x_3 + b_4 u_2 \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Ainsi, est identifié :

$$\eta = (y_1, y_2), \quad \zeta = (x_1, x_2), \quad u = (v_d, v_q)$$

$$F(\eta, \zeta) = \begin{pmatrix} -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ -b_1 x_2 - b_2 x_1 x_3 - b_3 x_3 \end{pmatrix}, \quad G(\eta, \zeta) = \begin{pmatrix} a_3 & 0 \\ 0 & b_4 \end{pmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Si on pose :

$$\begin{cases} \psi_1(\eta) = a_3(x_1 u_1 + x_2 u_2) - b_3 x_2 x_3 \\ \psi_2(\eta) = (c_1 x_1 + c_2) x_2 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Alors :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = -a_1(x_1^2 + x_2^2) + \psi_1(\eta) \\ \dot{y}_2 = -c_3x_3 - c_4c_r + \psi_2(\eta) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Les fonctions de Lyapunov sont choisies comme suit :

$$\begin{cases} V_1(\eta_1) = \frac{1}{2}e_1^2 \\ V_2(\eta_2) = \frac{1}{2}e_2^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{V}_1(\eta_1) = e_1\dot{e}_1 \\ \dot{V}_2(\eta_2) = e_2\dot{e}_2 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

On montre que :

$$\begin{cases} \psi_{1d} = -d_1e_1 - a_1(x_1^2 + x_2^2) + \dot{i}_{sd}i_{sd} \\ \psi_{2d} = -d_2e_2 + c_3x_3 - c_4c_r + \dot{x}_{3d} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Par la suite les variables suivantes sont construit :

$$\begin{cases} z_1 = \psi_{1d} - \psi_1 \\ z_2 = \psi_{2d} - \psi_2 \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Les fonctions de Lyapunov augmentées s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{a1}(\eta, \zeta) = V_1(\eta_1) + \frac{1}{2}z_1^2 \\ V_{a2}(\eta, \zeta) = V_2(\eta_2) + \frac{1}{2}z_2^2 \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

les fonctions de Lyapunov augmentées auront des dérivées négatives puisque :

$$\begin{cases} \dot{V}_{a1}(\eta, \zeta) = -d_1e_1^2 - k_1|z_1| \\ \dot{V}_{a2}(\eta, \zeta) = -d_2e_2^2 - k_2|z_2| \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

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

On déduit à partir des expressions (III.33 et 35) l'expression des commandes [1]. :

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

Avec :

$$U = \begin{pmatrix} ud \\ uq \end{pmatrix}, \text{SIGN}(z) = \begin{pmatrix} \text{sign}(z_1) \\ \text{sign}(z_2) \end{pmatrix}, K = \begin{pmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{pmatrix}, E = \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} \frac{1}{a_3} & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2 b_4} \end{pmatrix}$$

et

$$B(x) = \begin{pmatrix} x_{1d} - f_1 \\ c_2(f_2 + c_3(f_3 - x_3) + \ddot{x}_{3d} - x_2 - c_4 c_r - \dot{x}_{3d} + \frac{1}{c_3}(x_3 - x_{3d})) \end{pmatrix}$$

Avec $(a_3, b_4, c_2 \text{ et } c_3) > 0$

III.2.1.2- Résultats de simulation :

Les coefficients de réglage et le seuil ε de la fonction sign du terme du mode de glissement permettant d'atteindre les performances désirées sont:

$$k_1 = 250; \quad \varepsilon_1 = 10; \quad k_2 = 6.10^6; \quad \varepsilon_2 = 100.$$

La tension continue à l'entrée de l'onduleur est de 36V et la fréquence des porteuses f_p est de 2000Hz ($mod=40$). Les simulations numériques ont été faites ont choisissent les surface de glissement qui assurent le maintient à zéro de la composante d'axe 'd' du courant statorique et de réglage de la vitesse en régime de poursuite.

La figure (III.10) montre que la vitesse ω_r et le courant i_d suivent bien leur référence avec une erreur statique très faible en régime permanent.

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement applique à la M.S.A.P alimentée par l'onduleur, nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une perturbation de charge entre l'instant ($t=0.5\text{sec}$) et ($t=1 \text{ sec}$). On constate d'après la figure (III.11) que cette charge n'influe pas sur les performances du régime de poursuite de fait que l'erreur de vitesse et du courant d'axe 'd' reste faible ce qui signifie un bon réglage avec une augmentation du couple qui répond à la charge appliquée.

III.2.1.3- Robustesse de réglage vis à vis de la variation des paramètres électriques de la MSAP :

Afin de tester la robustesse de réglage par rapport aux perturbations internes, nous appliquons des perturbation paramétriques représentée par une augmentation de la résistance statorique R_s de 100%, et une diminution de 25% pour les inductances cycliques statorique L_d et L_q ainsi que le flux d'aimant Φ_f sur tout l'intervalle de simulation et faisant la comparaison avec le cas normal (fig.III .12).

On constate que l'erreur de poursuite de vitesse subit un léger dépassement mais elle reste faible ainsi que l'erreur du courant oscille toujours autour de zéro, mais le temps de réponse augmente un peu a cause de la forte modification en même temps des paramètres de la machine donc la commande reste insensible aux variation paramétriques dans une marge précise (perturbation interne), ce qui prouve la robustesse de réglage.

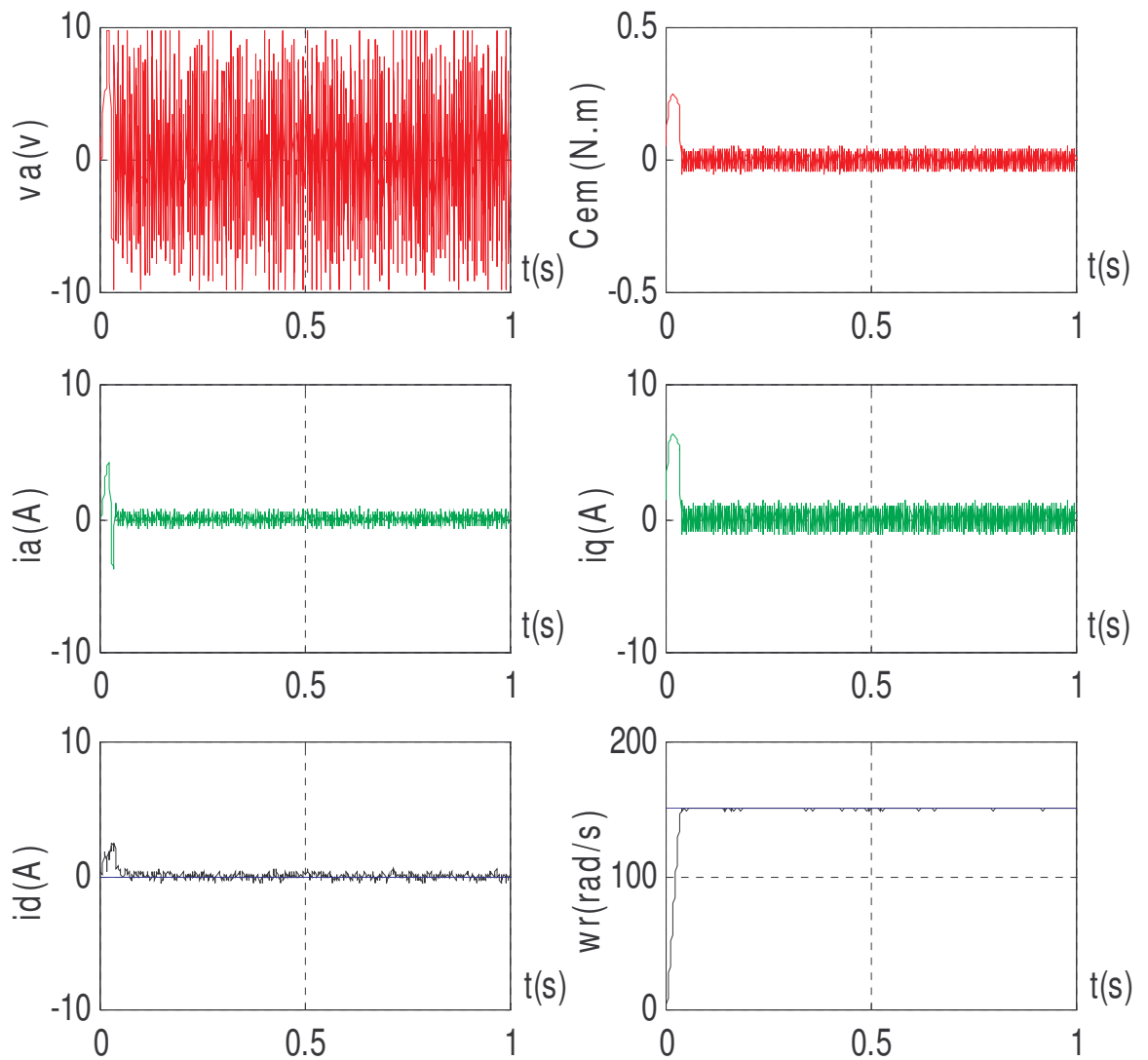


Fig. III.10: Comportement de poursuite par BAACKSTEPING de la pulsation de rotation et du courant d'axe à vide.

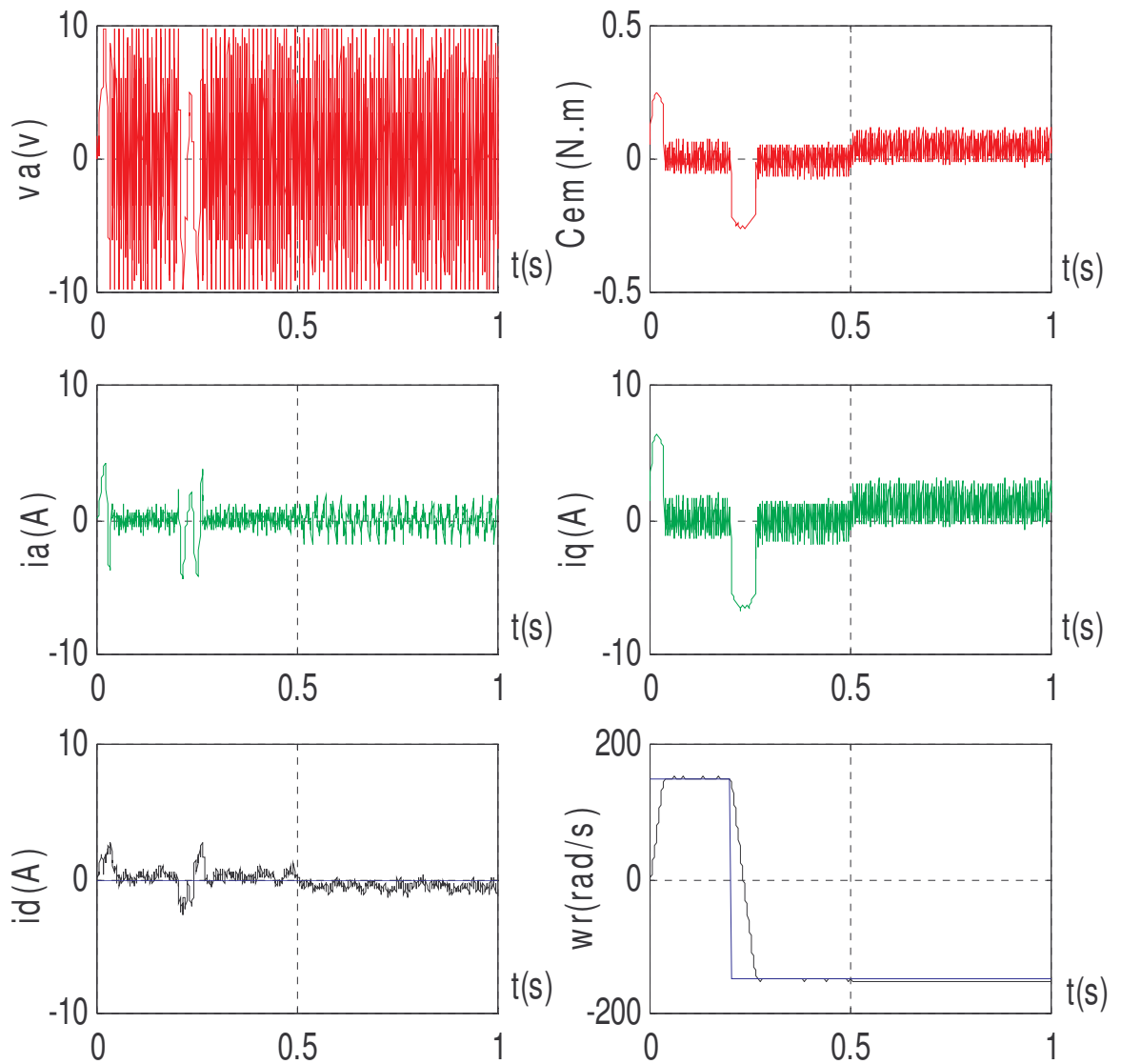


Fig. III.11: Comportement de poursuite par BAACKSTEPING lors de l'applications d'un couple de charge à l'instant ($t=0.5s$) et l'inversion du sens de rotation à l'instant ($t=0.2s$)

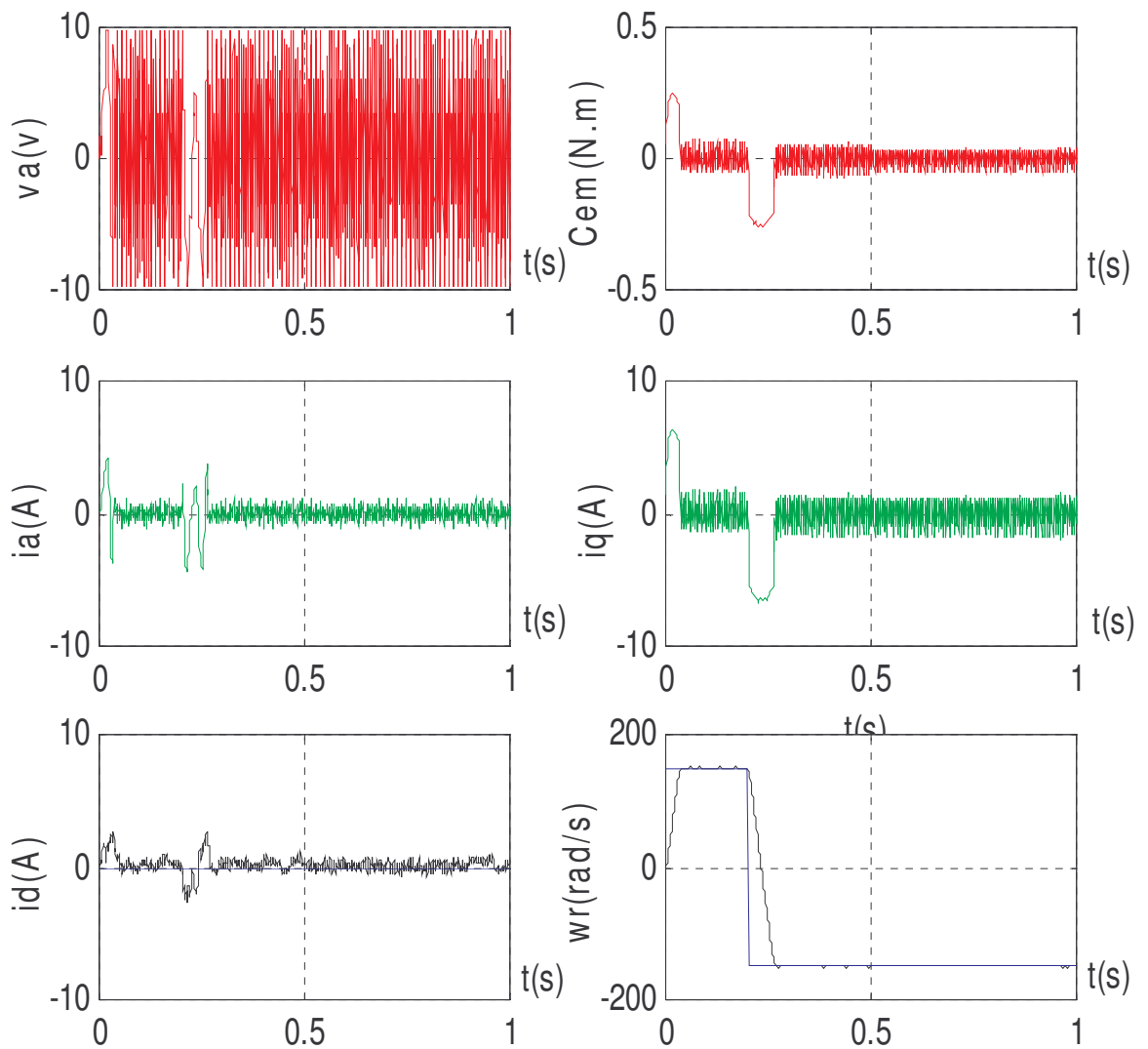


Fig. III.12: Influence d'une variation paramétrique sur les réponses de la MSAP (+100% sur R_s et -25% sur L_d , L_q et -25% sur Φ_f)

CONCLUSION :

Des réponses en régime de poursuite de trajectoires choisies sans perturbations, il apparaît que le courant i_d et la vitesse ω_r suivent leur référence respective avec des erreurs plus faibles que la commande par mode glissant à vide et en charge et en inversion du sens de rotation. Et ce se voit sur les ondulations du couple et du courant i_q sont atténuées, et on remarque que c'est le contraire sur la courbe de i_d car la commande elle plus réelle et plus compliquée qui nécessitent plus de commutation au niveau des composant de conversion d'énergie appliquée par cette commande.

On a pu mettre en évidence les performances de cette technique de commande telles que la rapidité, et la robustesse aux variations paramétriques similaire aux modes glissants mais avec moins d'ondulations qu'on distingue sur les courbes du courant i_d et de la tension v_a et du courant de phase i_a de la machine et aux perturbations de charge. L'erreur de vitesse est très faible et celle du courant I_d oscille autour de zéro avec une faible amplitude.

INTRODUCTION

La surveillance d'un système physique a besoin des informations délivrées par des capteurs. La défaillance de l'un d'entre eux peut engendrer le dysfonctionnement de l'installation en conduisant à une altération de ses performances. Une procédure de surveillance doit donc être apte à traiter un défaut affectant aussi bien le système physique proprement dit, que l'un de ses organes de conduite (actionneur, capteur d'instrumentation). Cependant, la complexité et la taille de l'installation, ainsi que la gravité des risques encourus et des conséquences potentielles augmentent la quantité d'information à analyser, rendant souvent la surveillance complexe pour un opérateur humain. Il s'avère par conséquent très utile d'adjoindre à l'opérateur une aide à la décision, voire de rendre la surveillance automatique. L'intérêt est aussi de permettre l'amélioration de la disponibilité des installations en remplaçant les politiques de maintenance programmée par des stratégies de maintenance conditionnelle prenant en compte l'état effectif du système physique. Le diagnostic des systèmes suscite, depuis une trentaine d'années, un intérêt croissant tant au niveau du monde industriel que de la recherche scientifique. A l'origine, le diagnostic se limitait aux applications industrielles à haut niveau de risque pour la communauté comme le nucléaire ou l'aéronautique, ainsi qu'aux secteurs d'activité de pointe tels que l'industrie de l'armement ou l'aérospatial. Les premiers travaux concernant le thème diagnostic datent du début des années 1970, résumés notamment dans l'article de synthèse. En raison de l'intérêt croissant suscité dans le monde industriel, le diagnostic est devenu peu à peu un thème de recherche à part entière[29].

Dans ce chapitre, les principales approches de détection seront énoncées. Les notions de test de détection seront développées, conduisant au principe fondamental sur lequel repose toute procédure de diagnostic utilisant les observateurs, linéaires par LUENBERGER et non linéaires par LOGIQUE FLOUE.

VI.1- TERMINOLOGIE PROPRE AU DIAGNOSTIC :

Il semble intéressant, dans un premier temps, de rappeler les principaux termes utilisés en diagnostic des systèmes. Ce travail nous paraît nécessaire car il est courant de trouver dans la littérature internationale des définitions différentes d'une même notion, notamment lorsque ces notions sont employées par deux communautés[30].

a) Système physique (*Physical System*)

Un système physique est un ensemble d'éléments (composants, constituants) interconnectés ou en interaction organisés pour réaliser une fonction.

b) Composant (*Component*)

Un composant est une partie du système choisie selon des critères liés à la modélisation. En tout premier lieu, le comportement de référence de ce composant est bien adapté dans le sens où il peut être défaillant ou servir de support à la propagation de pannes dans le système. Un composant doit être simple à modéliser dans le sens où cela doit être naturel : il peut s'agir d'un composant (physique ou logique) complet du système ou d'une partie parfaitement délimitée de ce composant, d'un groupe de composants. Le comportement du composant élémentaire n'est pas décomposable ou alors cette décomposition n'est pas souhaitée, il constitue une « brique » du comportement du système.

c) Modèle (*Model*)

Un modèle d'un système physique est une description de sa structure et une représentation comportementale ou fonctionnelle de chacun de ses composants. Une représentation comportementale est constituée de relations entre diverses variables du système, appelées classiquement relations de causes à effets. Une représentation fonctionnelle est plus abstraite puisqu'elle ne s'adresse qu'aux objectifs présumés que le système physique doit remplir. Le niveau structurel, quant à lui, s'appuie sur la structure réelle du système physique et décrit les interconnexions entre ses différents éléments ou constituants. Les niveaux comportemental et

fonctionnel comprennent des relations entre des grandeurs physiques (variables) et permettent de

mettre en évidence la présence d'un événement anormal ou anomalie. Le niveau structurel, quant à lui, permet de déterminer l'élément affecté par le défaut. L'intérêt de cette décomposition est de

rappeler que, puisqu'un modèle contient toute l'information relative à un système physique, il est

utilisable ensuite par la procédure de diagnostic.

d) Défaut (*Fault*)

- Tout écart entre la caractéristique observée sur le dispositif et la caractéristique de référence, lorsque celui-ci est en dehors des spécifications.
- N'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance.
- Déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards.
- Un défaut est une anomalie de comportement au sein d'un système physique localisée au niveau d'un composant.

La définition de l'AFNOR rattache la notion de défaut à celle de déviance d'une caractéristique d'un phénomène, subordonnant ainsi cette notion à l'existence d'une référence absolue. Cependant, dans le cas général, il y a plusieurs modèles de référence, s'exprimant en terme de relations entre des phénomènes, pouvant représenter un même phénomène. La notion de défaut ne serait donc plus à rattacher à celle de phénomène, mais à celle de modèle ce qui n'est pas conforme aux autres définitions. Celles données par le dictionnaire IEEE et par Isermann et la rapprochent bien défaut de comportement ; cependant, les qualificatifs indésirables ou non permis

appartiennent au jugement ; en conséquence, nous avons préféré utiliser anomalie qui procède d'une détermination arbitraire. La notion de défaut est donc voisine de celle de défaillance mais comme le souligne le dictionnaire IEEE, un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance. Défaut, lié au comportement, est plus général que défaillance, liée aux fonctions puisqu'elles sont une abstraction du comportement tel qu'il est conçu téléologiquement. La description comportementale est plus détaillée que la description fonctionnelle et l'inclut donc. De la même manière, la notion de défaut inclut celle de défaillance ; un défaut n'altère pas nécessairement le fonctionnement d'un système physique mais peut présager d'une défaillance à venir.

e) Défaillance (*Failure*)

Une défaillance définit une anomalie fonctionnelle au sein d'un système physique, c'est-à-dire caractérise son incapacité à accomplir certaines fonctions qui lui sont assignées.

Les défauts incluent les défaillances mais la réciproque n'est pas vraie. Un système peut remplir sa fonction tout en présentant une anomalie de comportement. Par exemple, une machine électrotechnique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut permettre de présager d'une défaillance à venir. La recherche de défauts est donc fondamentale en diagnostic.

f) Panne (Break-down)

La panne est l'incapacité d'un dispositif à accomplir la fonction vitale. Il est clair que dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation du dispositif à accomplir sa fonction, on déclarera le dispositif en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

g) Symptôme (Symptom)

Caractère distinctif d'un état fonctionnel anormal.

h) Résidu (Residual)

Souvent, lorsque le modèle comportemental de référence est analytique, les signaux porteurs de signes ou de symptômes sont appelés résidus parce qu'ils résultent d'une comparaison entre un comportement réel et un comportement de référence.

i) Diagnostic (Diagnosis)

Un diagnostic est un état expliqué d'un système physique compatible avec les informations disponibles sur le comportement réel du système et avec le modèle de comportement de référence

disponible. Habituellement, le diagnostic est exprimé par les états des composants ou les états des relations de description du comportement.

j) Perturbation :

Entrée du système physique qui n'est pas une commande. Autrement dit, c'est une entrée non contrôlée.

La figure (IV.1) représente les anomalies suivant leur criticité. Il existe également une criticité croissante entre défaillance et panne. De la non conformité (ou anomalie) dans le cas d'une défaillance, on passe à une incapacité à accomplir une fonction dans le cas d'une panne.

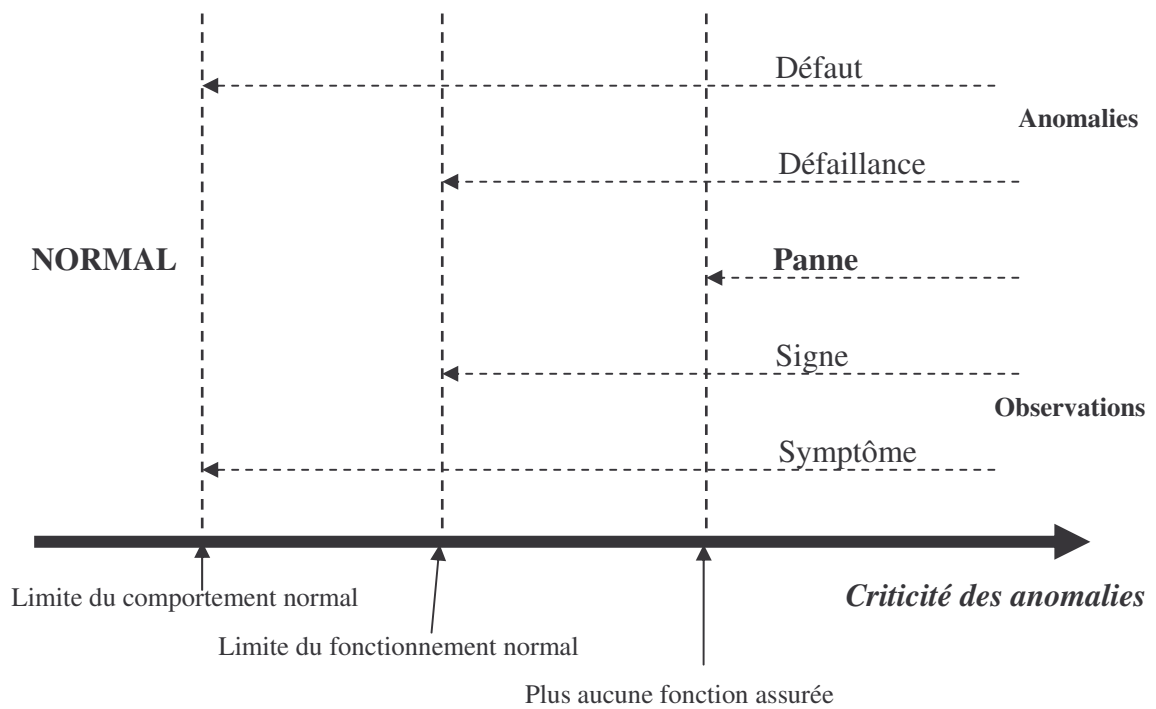


Fig.IV.1 : représentation des anomalies suivant leur criticité.

Ces notions sont illustrées à partir de l'exemple d'un moteur devant assurer une fonction de ventilation (tableau IV.1)[30].

Contrairement à ce que pourrait laisser penser le tableau (VI.1), les écarts de comportement relatifs à des perturbations ne sont pas nécessairement plus faibles que ceux associés aux défauts. Par exemple, une perturbation telle qu'une variation du couple de charge sur un moteur peut entraîner des écarts très importants par rapport à un comportement de référence, sans que cette situation soit critique. Des écarts de comportement beaucoup plus faibles, résultant par exemple de courts-circuits entre quelques spires d'une même phase, correspondent par contre à une situation plus critique pour laquelle un diagnostic pourra être envisagé.

Définition illustrée	Evénement (Exemple)	Ecart au comportement normal (courant, vitesse)	Aptitude à remplir la fonction de ventilation
Perturbation	Variation de température extérieure (normal)	Petit	Totale
Défaut	Fort échauffement (anormal)	Moyen	Totale
Défaillance	Déclenchement intermittent d'un relais thermique stoppant le ventilateur jusqu'à ce que la température du moteur redescende à un niveau acceptable	Grand	Partielle
Panne	Suite aux forts échauffements répétitifs, les isolants sont progressivement endommagés un court-circuit apparaît : le moteur ne peut plus tourner jusqu'à ce qu'une réparation soit effectuée	Grand	Nulle

Tab.IV.1 : Illustration des définitions à l'aide d'un moteur de ventilateur.

IV.2- POSITION DU PROBLEME :

Le diagnostic s'intègre dans le cadre plus général de la surveillance et de la supervision. Le diagnostic à base de modèles trouve sa place dans les démarches "qualité" des entreprises et s'inscrit dans la sûreté de fonctionnement. La fonction d'une opération de diagnostic est de déterminer les composants ou organes défaillants d'un système physique. Elle peut intervenir à plusieurs stades :

Les contrôles "qualité". Il s'agit de tester des produits afin de garantir que leurs caractéristiques sont conformes à des spécifications.

La supervision. Il s'agit de doter les systèmes physiques d'une intelligence en les équipant de dispositifs étudiant en temps réel leur comportement pour produire automatiquement un diagnostic qui sera fourni et exploité par l'opérateur.

La maintenance prédictive. Il s'agit de déceler des dérives de comportements d'un système physique avant qu'une fonction ne soit altérée afin de remplacer les organes dégradés avant qu'ils ne tombent en panne.

L'aide au diagnostic. Il s'agit d'aider un opérateur à remonter aux organes défectueux.

La *surveillance* de la majeure partie des procédés industriels se limite à des systèmes de traitement d'alarmes. Des valeurs limites sont définies sur des variables clés par des experts du procédé selon des critères de sécurité concernant les hommes, l'installation et son environnement.

Les mesures au-delà de ces valeurs limites déclenchent des alarmes. Un système de traitement d'alarmes est donc l'outil de base pour aider l'opérateur dans sa tâche de surveillance. Il reste cependant aux opérateurs à analyser la situation et à prendre une décision adaptée : actions correctives, conduite en mode dégradé, activation d'une procédure d'arrêt d'urgence. L'efficacité de l'opérateur est primordiale que ce soit du point de vue économie ou sécurité. De nombreux facteurs influencent sa performance à répondre à une alarme : le nombre et la fréquence des alarmes, la présentation et la complexité de l'information, son expérience et son entraînement, sa vigilance et sa réaction au stress.

La *supervision* a pour objectif de surveiller et de contrôler le fonctionnement d'une installation pour qu'elle reste dans la plage de fonctionnement normale quelles que soient les perturbations extérieures. Elle est essentiellement effectuée par les opérateurs dans la salle de contrôle. La supervision comprend la surveillance, la prise de décision au niveau de la génération des symptômes ainsi que la prise de décision au niveau de l'analyse diagnostique pour générer des diagnostics et la mise en œuvre des actions appropriées pour maintenir les fonctions d'un système (en mode normal ou en mode dégradé) et éviter des dégâts matériels ou humains. Un autre aspect de la supervision est que son objectif, le plus souvent, n'est pas de remédier à un véritable défaut, mais d'assurer un fonctionnement optimal d'une installation, en terme par exemple de respect de normes de qualité du produit obtenu, de rentabilité de la production, etc.

La conception d'une procédure de diagnostic se décompose en trois tâches principales. Il faut tout d'abord extraire des symptômes du système physique à diagnostiquer : on parle de génération de symptômes ou de détection. Il s'agit de vérifier, grâce à des tests, la consistance entre des informations sur le comportement réel d'un système physique tel qu'il peut être

observé par l'intermédiaire de capteurs par exemple et son comportement attendu tel qu'il peut être prédit grâce aux modèles de bon ou mauvais comportement. Toute contradiction entre les observations et les prédictions déduites des modèles est nécessairement la manifestation d'un dysfonctionnement, c'est-à-dire de la présence d'un ou plusieurs défauts. Par exemple, si une prédiction a été faite en utilisant les modèles de composants C_1, \dots, C_n et qu'elle entre en contradiction avec une observation, c'est donc que les composants C_1, \dots, C_n ne peuvent être tous corrects et que l'un d'eux est nécessairement défectueux, on parle alors de la génération de symptômes. La tâche de raisonnement diagnostique consiste à analyser les symptômes disponibles fournis par les tests de détection pour déterminer les états plausibles d'un système physique. Autrement dit, en recoupant ces conflits, on va progressivement affiner la localisation du (ou des) défaut(s), ce qui constitue la deuxième phase du diagnostic. La stratégie de diagnostic organise les tâches de génération de symptômes et de raisonnement diagnostique pour être conforme à des exigences de précision des résultats et de rapidité de la procédure de diagnostic, ce qui constitue la troisième phase d'une procédure de diagnostique.

IV.3- QUELQUES NOTIONS PRELIMINAIRES :

La section précédente explique les concepts et principes du diagnostic à base de modèles analytiques des systèmes physiques qui ressortent de la littérature scientifique. Cependant, pour que la synthèse soit complète, il manque d'expliquer quelques principes généraux.

Un test de détection (dit aussi test de cohérence ou test de consistance) a pour finalité de vérifier si un ensemble d'informations représentatives de l'état d'un système physique est cohérent avec la connaissance d'un comportement donné qui peut être normal ou anormal (voir figure 1.2).

Le résultat de la comparaison produit un écart, appelé résidu. Cet écart sera comparé à des seuils fixés a priori. Si le seuil de la détection est trop petit, il peut y avoir des fausses alarmes. Si le seuil est trop grand, on aboutit à des manques à la détection. Les informations sont associées à des variables ; elles peuvent être des observations qualitatives ou des mesures. Les connaissances utilisées peuvent être formalisées de nombreuses manières différentes : la nature d'un test de détection dépend fondamentalement du choix de formalisation. Le tableau suivant présente quelques formalisations et les techniques associées[29].

Formalisation (nature du modèle)	Domaine d'étude
Spectres fréquentiels des signaux	Analyse spectrale des signaux
Caractéristiques temporelles des signaux	Analyse temporelle des signaux
Classe d'appartenance	Méthodes de classification
Modèles algbro-deterministes	Observateurs d'état, relations de parité,...
Modèles algbro-stochastiques	Filtre de Kalman
Modèles algbro-ensemblistes	Relations de parité ensemblistes

Tab.IV.2 : Quelques formalisations et les techniques associées aux tests.

Avant de réaliser l'analyse diagnostique, de nombreux tests de détection qui permettent de générer les symptômes doivent être réalisés. Ces tests sont orientés soit bon ou mauvais fonctionnement, reposant sur différents modèles. Un test de détection repose sur un modèle de comportement ne faisant intervenir nécessairement que des variables et paramètres connus dits mesurés : ce modèle est un agrégat de relations comportementales élémentaires (qui peuvent faire intervenir des phénomènes non connus ou non mesurés). Ce dernier est nommé relation de redondance analytique (RRA).

Le modèle de comportement peut être une référence de comportement normal (nommé Bon Fonctionnement) ou un modèle de comportement du système étudié affecté d'un ou de plusieurs défauts donnés (Mauvais Fonctionnement). Toutes les natures de tests de détection ne conviennent pas à des tests orientés mauvais fonctionnement car, par essence, ces tests comportent généralement des indéterminismes représentatifs de l'ampleur d'un défaut. Lorsque c'est possible, ces méthodes sont souvent complétées par des analyses temporelles des signaux, des méthodes de détection de saut de moyenne par exemple. D'une manière générale, les procédures de diagnostic orientées bon fonctionnement conduisent à des diagnostics d'autant plus précis que le nombre de phénomènes connus (mesurés) est important ; en revanche, les procédures orientées mauvais fonctionnement sont d'autant plus précises que le nombre de modèles de mauvais fonctionnement est important[30].

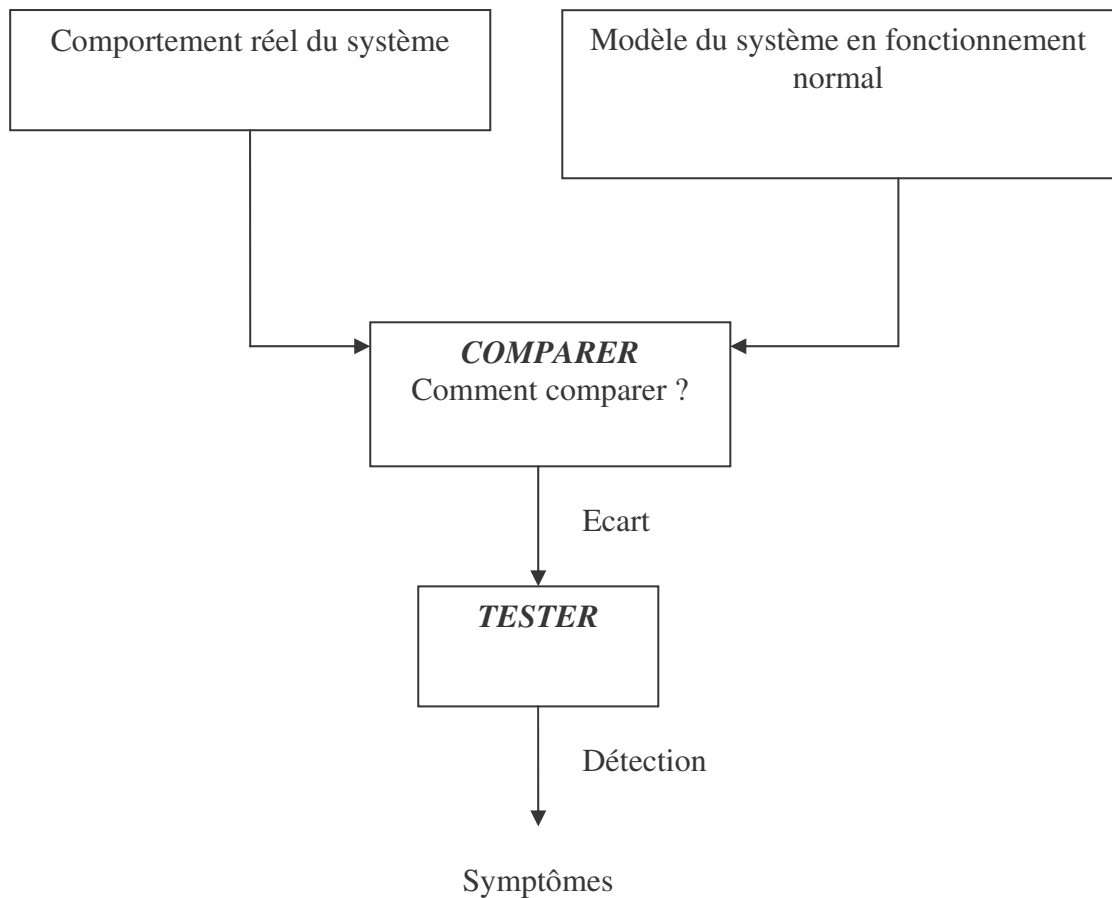


Fig.IV.2 : Test de cohérence (Test de détection. Test de consistance).

IV.4 - MODELISATION :

L'obtention d'un ou plusieurs modèles est un point central en automatique. Du point de vue du diagnostic, trois types d'objectifs nécessitant l'élaboration de modèles peuvent être distingués :

- Modélisation du système physique, y compris en présence de défauts, pour valider en simulation le système de diagnostic. Ces modèles peuvent être relativement complexes, l'objectif poursuivi est d'obtenir une image aussi fidèle que possible des observations réelles.
- Modélisation du système physique pour à la synthèse des modules de diagnostic. Ces modèles doivent être suffisamment précis pour permettre la localisation des défauts et rester suffisamment simples, notamment dans le contexte du diagnostic en ligne.

- Modélisation associée aux modules de diagnostic. Les générateurs de résidus, les fonctions sont des modèles dont la simulation permet de calculer le résultat de diagnostic.

Indépendamment de la nature des modèles utilisés (numériques, logiques,...), le diagnostic est avant tout un problème consistant à réaliser de multiples découplages. Il s'agit donc de construire des grandeurs sensibles à certaines influences et insensibles (ou robustes) à d'autres. Toute amélioration du compromis entre sensibilité et robustesse se répercute donc directement sur les performances du diagnostic.

IV.5- DÉFAUTS DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS :

Les défauts typiques des machines synchrones peuvent être regroupés comme suit :

- Des défauts du stator ayant pour résultat l'ouverture ou le court circuit d'un ou plusieurs enroulement d'une phase statorique.
- Un raccordement anormal des enroulements du stator.
- Un défaut au niveau du rotor qui serait une usure totale ou partielle d'un aimant.
- Des irrégularités statiques et/ou dynamiques de l'espace vide entre stator et rotor (défauts d'excentricité).
- Un axe coudé ou incliné (excentricité dynamique).
- Des défauts des enroulements de la boîte à vitesse.
- Un défaut d'isolation électrique au niveau du bobinage du stator suite à un vieillissement prématuré dû au milieu de fonctionnement hostile ou non et à la façon dont est alimenté le moteur.
- Une dégradation par usure prématurée ou non des roulements.
- Vieillessement des isolants.

IV.6- DIAGNOSTIC A BASE D'OBSERVATEURS LINEAIRES:

La connaissance de l'état d'un système est d'une grande importance, que ce soit pour la synthèse d'une loi de commande ou pour l'élaboration d'une stratégie de diagnostic et de détection de défauts. Ceci assure de bonnes performances et une bonne marge de stabilité en boucle fermée. Cependant, en pratique, il est parfois très difficile d'accéder aux états des procédés, par exemple en chimie ou en biotechnologie, les mesures sont très rares, on ne peut mesurer que quelques grandeurs telles que la température, la pression, le débit et le PH. Il est donc utile de voir même nécessaire à partir d'informations disponibles sur la système à savoir les entrées et les sorties du système de reconstruire l'état de ce dernier. Ceci étant possible à l'aide de systèmes dynamiques dits « *observateurs* ».

Définition :

Un observateur d'état est un algorithme basé sur la connaissance des modèles décrivant le comportement du procédé et utilisant des mesures acquises sur le procédé afin de reconstruire les mesures manquantes. L'observateur est le plus souvent conçu pour estimer les états au sein d'un système de commande en boucle fermée nécessitant la connaissance des états, mais il peut aussi simplement servir à des fins de diagnostic ou de surveillance du procédé.

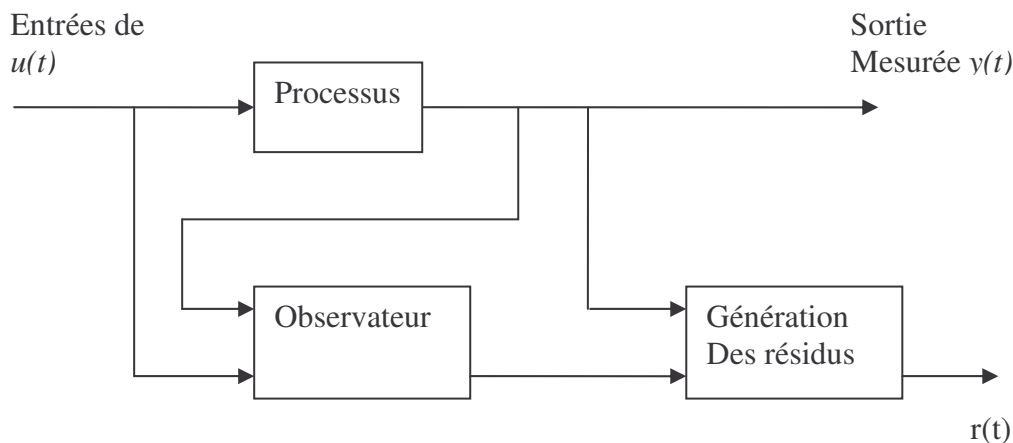


Fig .IV.3 : Schéma de principe de génération des résidus par observateurs.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= Ax + Bu + L(y - \hat{y}) \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{IV-1}$$

On considère un système physique qui est modélisé par un ensemble d'équations différentielles du type :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u, t) \\ y &= h(x, t)\end{aligned}\tag{IV-2}$$

où la fonction d'observation h représente l'ensemble des mesures qui sont faites sur le système physique.

Un observateur est un système dynamique auxiliaire :

$$\begin{aligned}\dot{z} &= \phi(z, y, u) \\ \hat{x} &= \theta(z)\end{aligned}\tag{IV-3}$$

qui fournit à tout instant une estimation $\hat{x}(t)$ de l'état réel $x(t)$. Plus précisément :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\hat{x}(t) - x(t)\| = 0$$

Si tous les paramètres du système (IV-1) sont connus avec suffisamment de précision et s'il est possible de concevoir un observateur, un solveur d'équations différentielles permet d'obtenir une estimation de l'état du système (IV-1).

Avant de concevoir un observateur, il est nécessaire de s'intéresser à l'observabilité. Une définition de ce concept est la suivante : le système (IV-1) est **observable** si, étant donnés deux conditions initiales, $x(t) \neq \bar{x}(t)$, il existe une entrée u telles que les solutions correspondantes $x(t)$ et $\bar{x}(t)$ sont telles que $h(x(t)) \neq h(\bar{x}(t))$ pour tout t dans un ensemble de mesures non nulles. D'un point de vue théorique, il est important de savoir si les systèmes observables sont « nombreux », c'est pourquoi nous étudions le problème de la généricité de l'observabilité pour les systèmes discrets.

IV.6.1- Observateur du type LUENBERGER :

Depuis les travaux fondateurs de LUENBERGER en 1971, la théorie des observateurs a connu un développement sans précédent, donnant naissance à divers types de reconSTRUCTEURS d'état dotés de propriétés extrêmement intéressantes. La détection et la localisation des défauts à base de modèle en a tout naturellement tiré profit. Des chercheurs ont alors investi dans ce domaine, dont il est possible de citer les travaux de: Al, Clark, Chen, Edwards, Frank, Garcia, Massoumnia, Patton, Spurgeon, Tan et bien d'autres.

L'approche à base d'observateurs se voit donné un intérêt grandissant car ces derniers constituent un moyen efficace pour la résolution de ce que l'on trouve dans la littérature sous le nom FPRG, à savoir le problème fondamental de génération de résidus (fundamental problem of residual generation en anglais). Ce dernier énonce les propriétés d'un générateur de résidus permettant la détection et la localisation de tous les défauts indépendamment des entrées inconnues.

Le problème d'observateur de LUENBERGER consiste à estimer une combinaison linéaire des variables d'état X du système à savoir $Z=TX$; où T est une matrice de passage vérifiant la condition de régularité. Cet observateur est défini par les équations dynamiques suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\epsilon}} &= N\hat{\epsilon} + Mu + Gy \\ \hat{z} &= H\hat{\epsilon} + Fy\end{aligned}\tag{IV-4}$$

Où N, M, G, H, F sont des matrices permettant de définir la dynamique de l'observateur, elles doivent être choisies de façon à assurer la stabilité du système, et la convergence asymptotique de l'état estimé $z(t)$ vers l'état $Tx(t)$.

Dans notre étude nous avons considéré le cas particulier où $H=Identité$ et $F=0$ pour des raisons de simplicité. L'observateur considéré sera alors défini par :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{z}} &= N\hat{z} + Mu + Gy \\ \dot{\hat{z}} &= T(A - LC)T\hat{z} + TBu + TLy\end{aligned}\tag{IV-5}$$

Avec :

$$\hat{z} = T\hat{x}$$

$$N = T(A - LC)T'$$

$$M = TB$$

$$G = TL$$

L'application au modèle linéaire de la 'MSAP' :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_2 x_2 \\ -b_1 x_2 - b_3 x_3 \\ c_2 x_2 - c_3 x_3 - c_4 c_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_3 & 0 \\ 0 & b_4 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}, \quad z = \begin{pmatrix} x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}, \quad T = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$L = \begin{pmatrix} 1.0e+005 & 0 \\ 1.1210 & 0.1325 \end{pmatrix} \text{ Calculée pour que } \det(A-LC) \text{ soit à pôles négatifs}$$

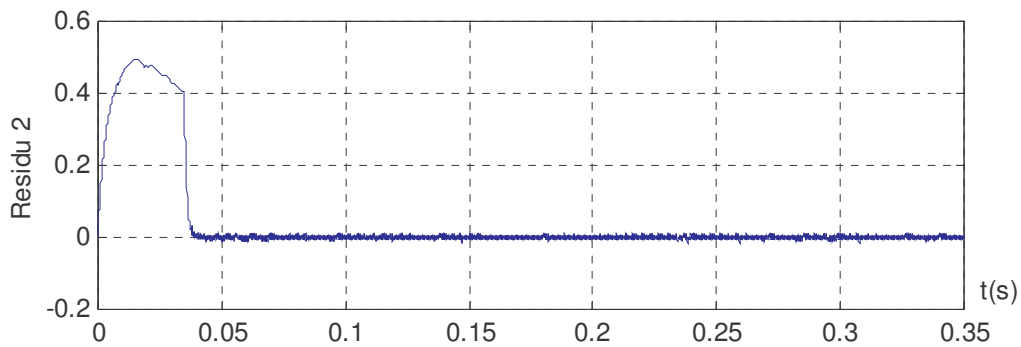
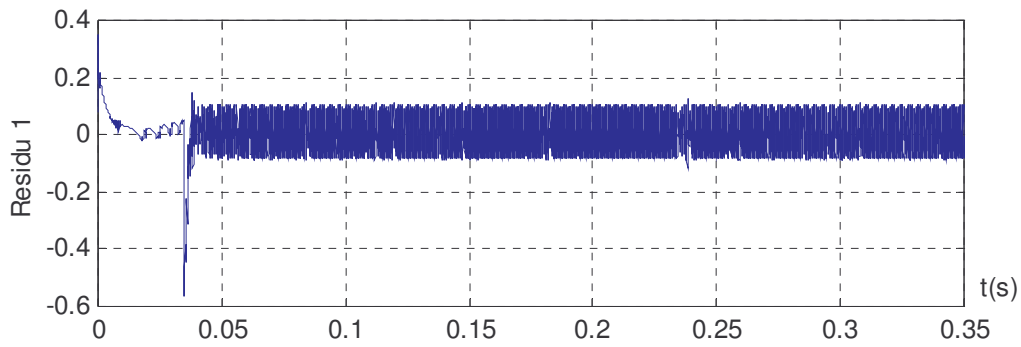
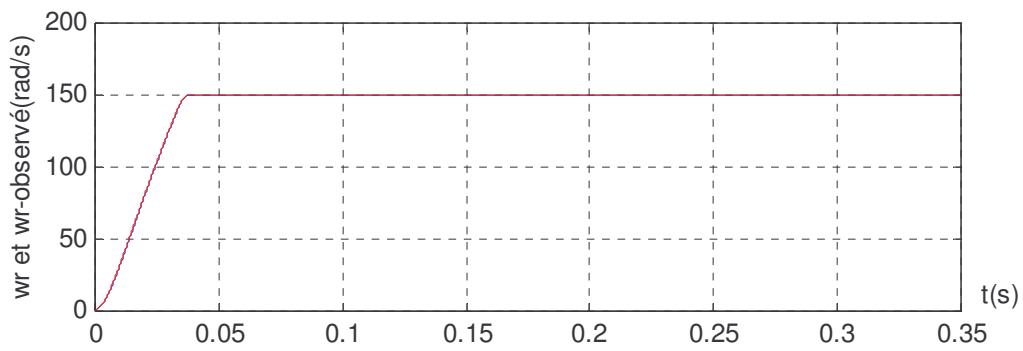
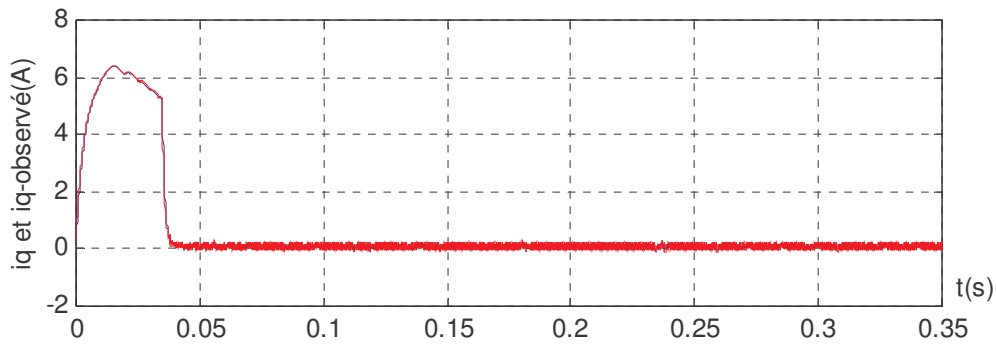


Fig. IV.4: résidus en absence de défaut pour (N=3, mod=2kHz)

IV.6.

2- Résultats de simulations :

Nous constatons à travers les figures que la méthode appliquée permet une détection et une reconstruction des défauts. En étudiant les propriétés de sensibilité, de robustesse et d'isolabilité du système de diagnostic constitué du banc d'observateurs synthétisés, nous remarquons que ce dernier est performant. En effet, en absence de défauts, les résidus sont nuls.

Afin de tester les performances de la méthode proposée, nous avons effectué des simulations sur MATLAB dont les résultats sont représentés sur les figures (IV.6)-(IV.7).

Les résidus seront : $R_1 = i_q - \hat{i}_q$ et $R_2 = w_r - \hat{w}_r$.

Résidus	<i>Résidu 1(i_q)</i>	<i>Résidu 2(w_r)</i>
Défauts		
ΔR_s	1	0
$\Delta(L_d, L_q)$	1	0
$\Delta \Phi_f$	1	1
Perturbation		
ΔK_f	1	1
ΔJ	0	0
ΔC_r	0	0

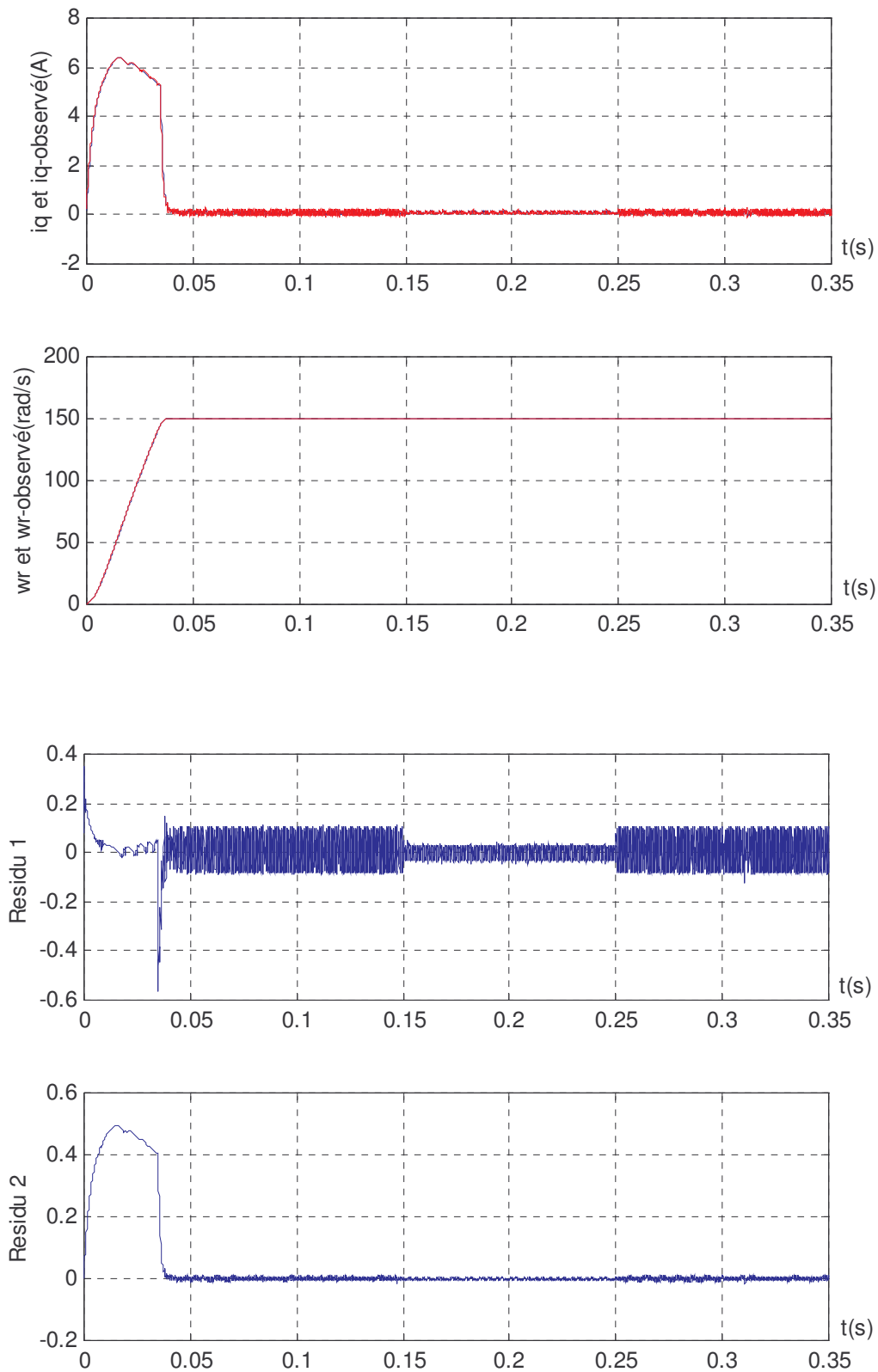


Fig. IV.5: Apparition d'un défaut lors d'une variation paramétrique effectuée sur la MSAP (+100% sur R_s) dans l'intervalle de temps (0.15 t 0.25s)

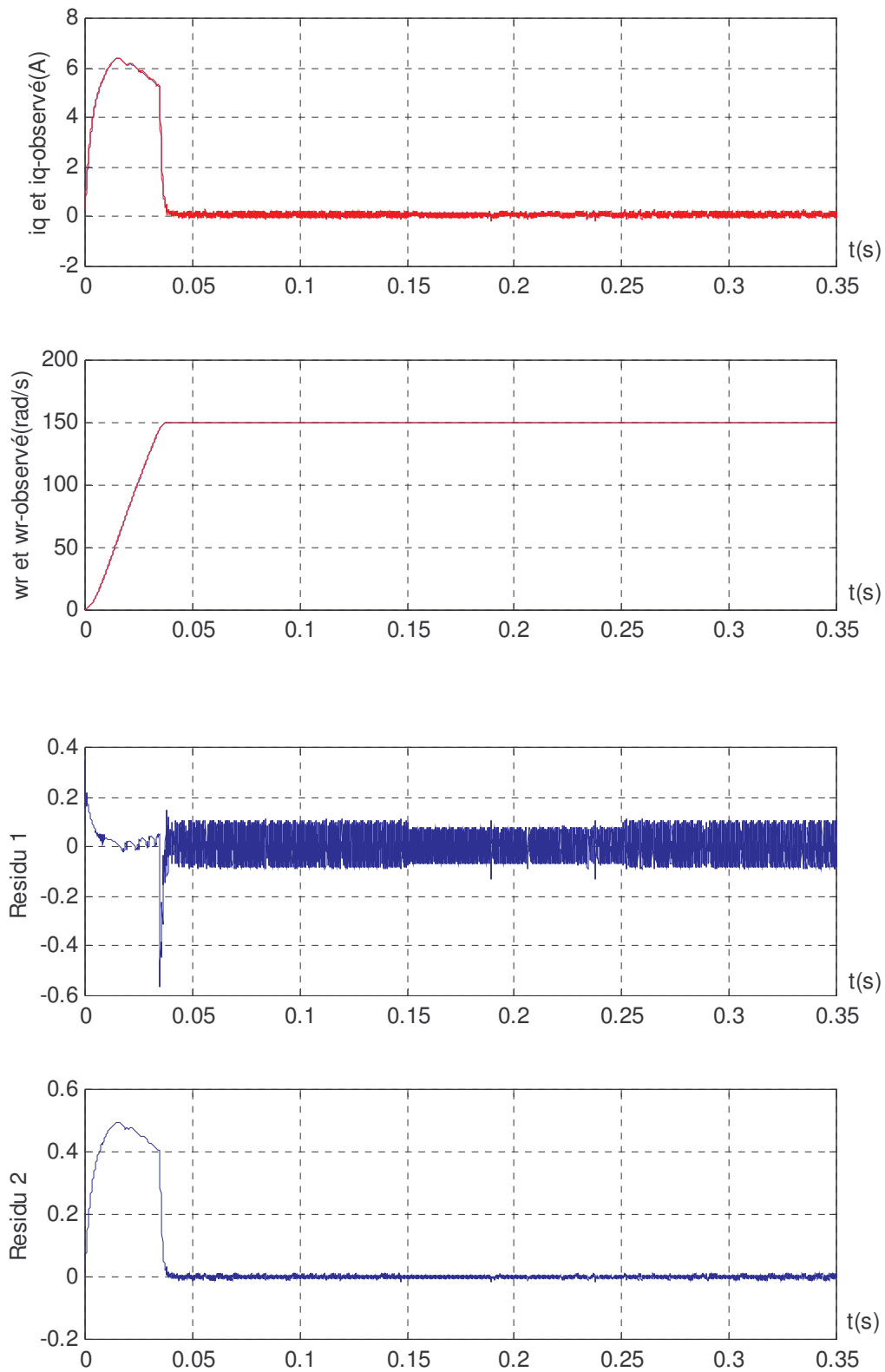


Fig. IV.6 : Apparition d'un défaut lors d'une variation paramétrique effectuée sur la MSAP (-25% sur L_d et L_q) dans l'intervalle de temps (0.15 t 0.25s)

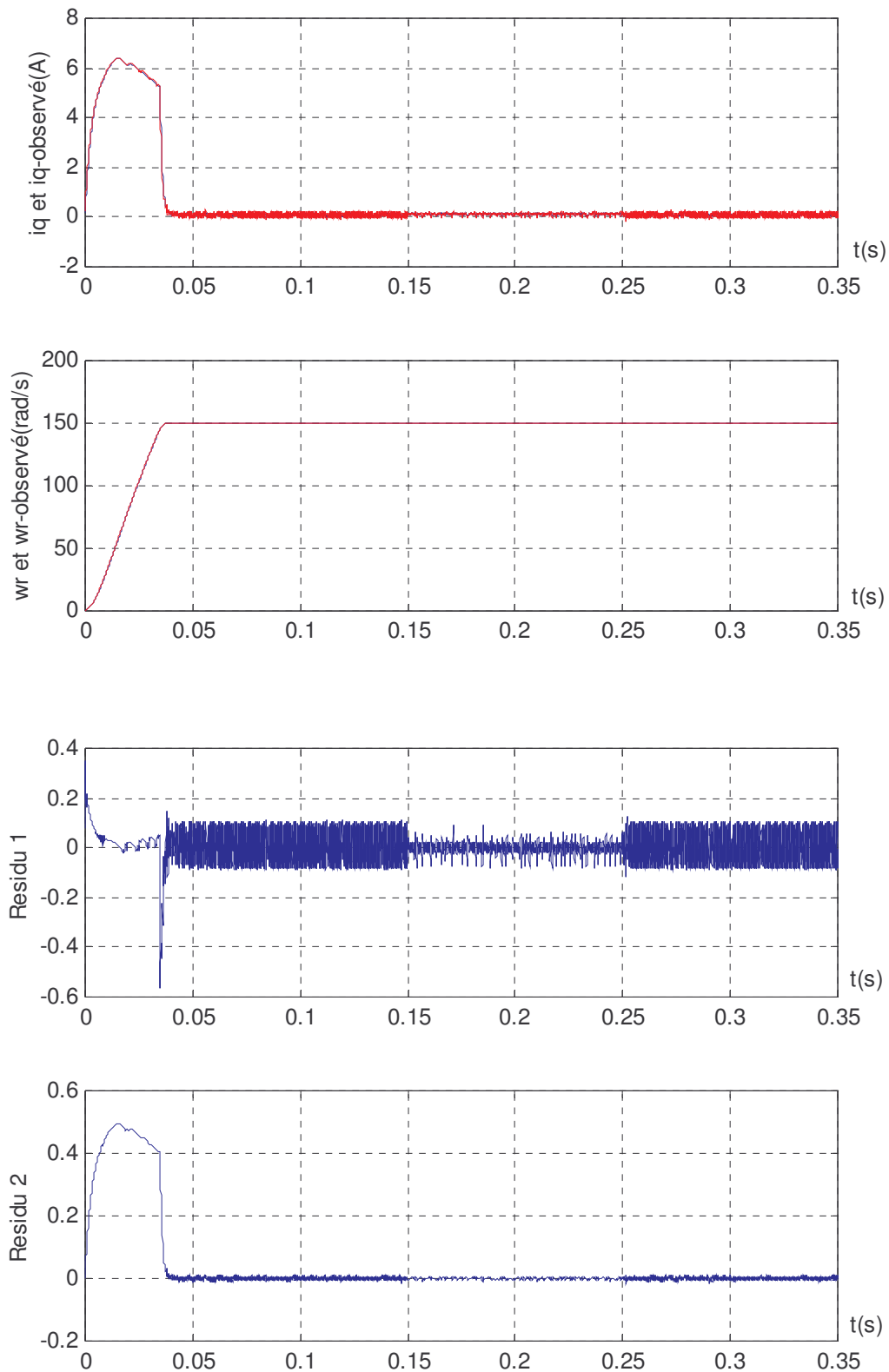


Fig. IV.7 Apparition d'un défaut lors d'une variation paramétrique effectuée sur la MSAP (-25% sur le flux d'aimant Φ_f) dans l'intervalle de temps (0.15 t 0.25s)

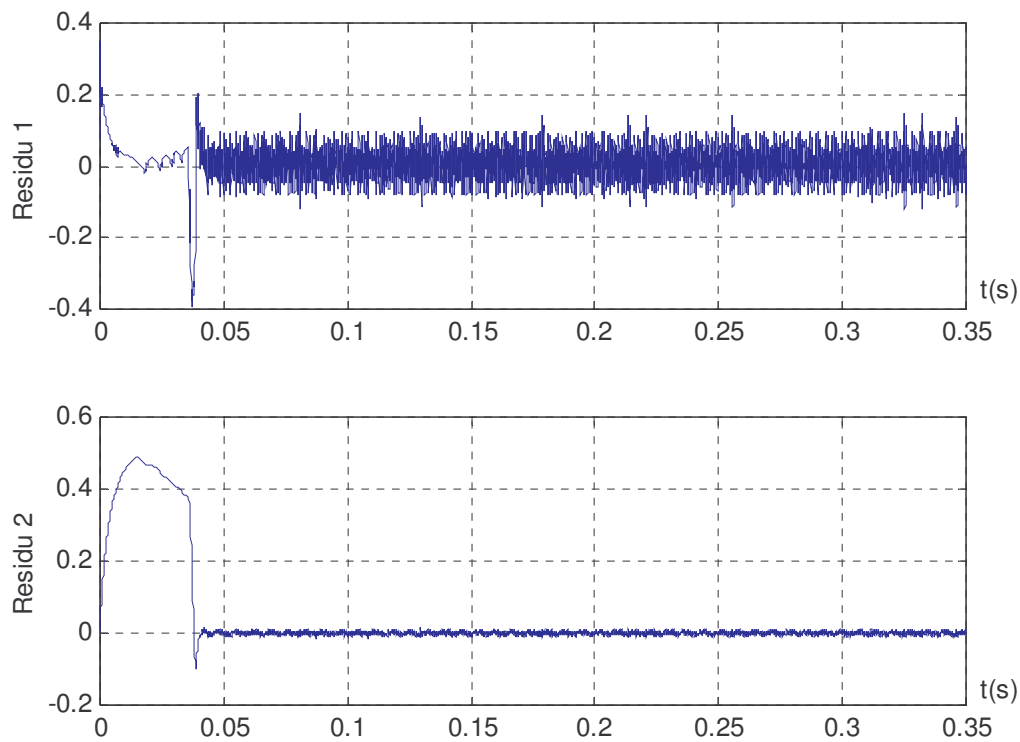


Fig. IV.8 : Apparition d'un défaut lors d'une perturbation effectuée sur la MSAP (+100% sur le coefficient de frottement K_f).

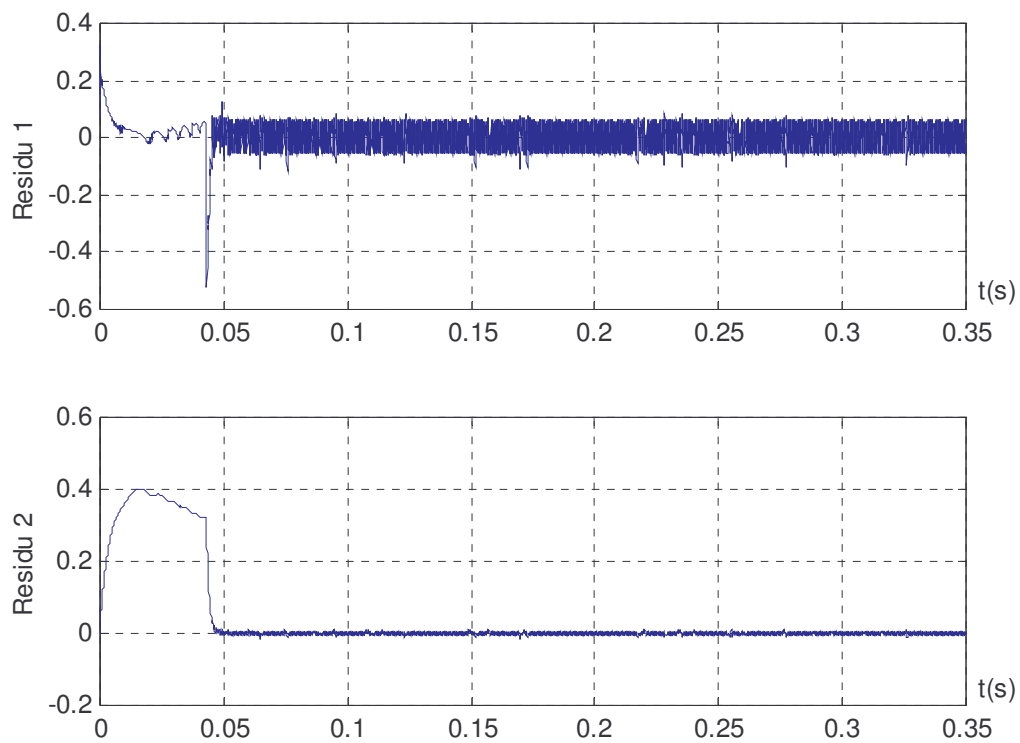


Fig. IV.9 : apparition d'un défaut lors d'un perturbation effectuée sur la MSAP (+25% sur l'inertie J).

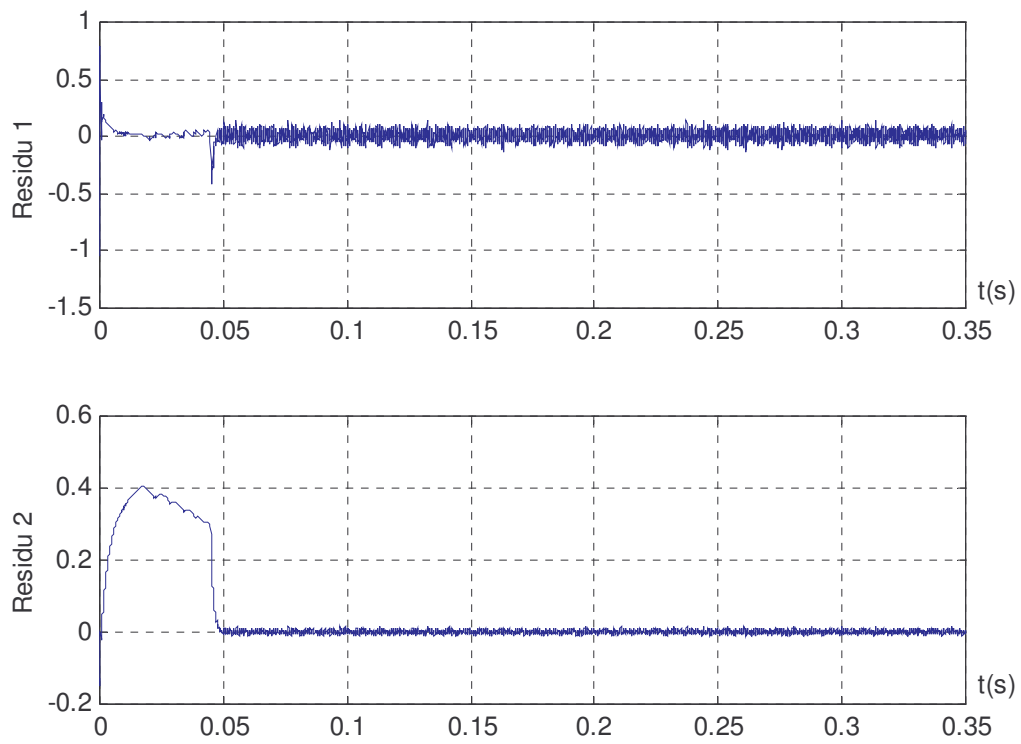


Fig. IV.10 : apparition d'un défaut lors d'une perturbation effectuée sur la MSAP (couple de charge $C_r=0.5N$).

CONCLUSION :

Lorsqu'un défaut engendrant des variations de la résistance statorique et les deux inductances apparaît, le premier résidu qui s'écarte de zéro et en plus, il reconstruit l'allure de la variation. Tandis que, le deuxième résidu demeure presque nul. Lorsqu'un défaut rotorique apparaît, l'inverse se produit, à savoir, le premier résidu demeure insensible à ce changement alors que le deuxième observateur reconstruit le défaut apparu. Il est donc possible de différencier entre les défauts statoriques et rotoriques. Lorsqu'une perturbation du type variation du couple résistant, de l'inertie contrairement au frottements apparaît, les résidus qui demeurent nuls, ils sont donc robustes vis à vis de celles-ci.

IV.7- DIAGNOSTIC A BASE D'OBSERVATEUR FLOU (Multi-modèle) :

Pressenti par le philosophe Max Black dès 1937, le concept de la logique floue fut réellement introduit en 1965 par Lotfi Zadeh, un professeur d'électronique à l'université de Berkeley (USA). Sa "Fuzzy Set Theory" n'eut pas un succès immédiat. Elle fut développée surtout en Europe et au Japon. Ce dernier, poussé par une pénurie de programmeurs, était à la recherche de méthodes pouvant réduire les coûts de développement des logiciels.

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et est utilisée dans de nombreux produits "grand public" notamment au Japon. Sa mise en oeuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement.

La logique floue a, pour l'instant, essentiellement servi de base à l'élaboration de lois de commande floue de systèmes électriques : lois de commande spécifiques de convertisseurs multicellulaires, lois de commande " classique " avec méthodologie de réglage pour des ensembles convertisseurs - machines. La méthodologie de réglage basée sur les plans d'expérimentation et la méthode Taguchi, sera approfondie de façon à obtenir une réponse appropriée à de nombreux cas différent, par exemple, suivant le type de critère retenu pour l'optimisation, et le type d'entrée test. Les plans d'expérimentation constitueront aussi une voie de recherche pour l'optimisation de lois de commande, de structures ou de dimensionnement de systèmes électriques. L'aspect robustesse pouvant être intégré dans la phase de conception, les perspectives de cet outil sont intéressantes et nombreuses

La logique floue permet de représenter des connaissances incertaines et imprécises. Par extension, la commande Floue sert à " prendre une décision ", même si les entrées/sorties sont entachées d'erreurs difficiles à évoluer ou si elles ne peuvent être estimées qu'à partir de prédicats-vagues.

On conçoit l'intérêt de cette approche dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations sont souvent imprécises, incertaines, voire seulement qualitatives, ou contenues dans des boucles de régulation parfois incomplètes.

IV.7.1- Concept d'ensemble floue :

- Permet de considérer les classes d'objet dans les frontières ne sont pas clairement définies
 - Introduction de fonctions caractéristiques (fonction d'appartenance des objets à la classe) prenant des valeurs courantes entre 0 et 1
 - Ont l'avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques utilisés dans l'expression de connaissances expertes
 - Moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique et l'information symbolique.
- frontières ne sont pas clairement définies

Le but de cet exposé est de définir et de présenter ce que l'on entend par « observateur flou ». Pour ce faire, on présente tout d'abord les principes de la logique floue et ses applications dans le domaine du réglage puis on décrit différentes solutions pour un organe de commande (processeur) basé sur les principes du flou.

La logique floue est une branche des mathématiques et, à ce titre, toute une série de notions fondamentales sont développées. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par la logique floue. Ces éléments sont :

- Les variables floues
- Les règles d'inférences

La logique floue est conçue à partir de trois fonctions principales:

Fuzzification : projection des variables physiques sur des ensembles flous projection des var. physiques sur des ensembles flous (facteurs d'échelle, variables linguistiques, fonctions d'appartenance)

Inférence : lien entre grandeurs fuzzifiées d'entrées et de sortie(s)
(Règles, méthode d'inférence)

Défuzzification : l transformation de l'info. floue en info. déterministe 'info. floue en info. Déterministe (méthode, facteur d'échelle)

IV.7.2- Variables floues

Contrairement aux variables binaires qui sont définies par les deux états « vrai » ou « faux », les variables floues présentent toute une gradation entre la valeur « vrai » et la valeur « faux ».

L'exemple qui suit permet de mieux saisir la distinction qui existe entre les variables binaires et les variables floues :

Si l'on désire classer un groupe d'individu par leur taille en définissant la catégorie des petits par une taille en dessous de 160 cm, la catégorie des moyens par une taille comprise entre 160 cm et 180 cm et la catégorie des grand par une taille supérieure à 180 cm, la logique binaire donne la représentation de la figure 1 pour les trois variables « petit », « moyen » et « grand ».

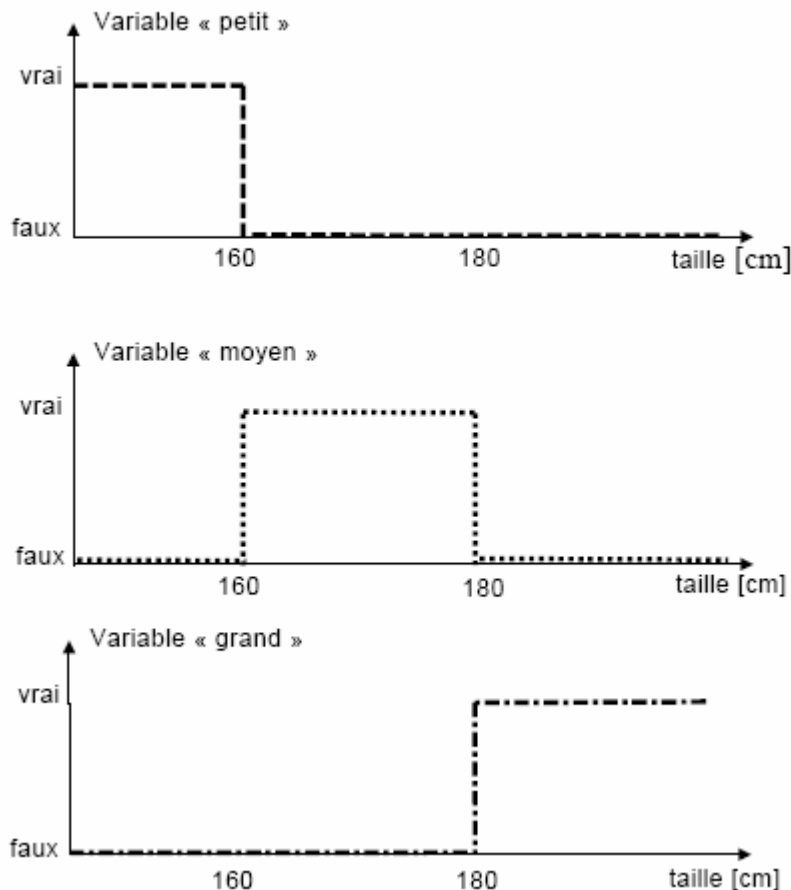


Fig.IV.11 : Représentation des variables.

Deux remarques s'imposent au sujet de cette représentation :

D'une part, on préfère représenter l'état de la variable à l'aide de son degré de vérité en associant la valeur 1 (degré de vérité de 100%) à la valeur « vrai » et le degré de vérité nul à la valeur « faux ».

D'autre part, on constate que cette façon de faire est très éloignée de ce que fait l'être humain lorsqu'il résout ce genre de problème. En effet, l'homme ne fait pas naturellement une distinction franche entre « petit » et « moyen » par exemple. Il utilise des expressions du genre « plutôt petit » pour qualifier une taille légèrement inférieure à 160 cm et « plutôt moyen » pour une taille légèrement supérieure à cette valeur.

En conclusion, la logique binaire présente l'avantage de la simplicité mais est assez éloignée de la logique utilisée naturellement par l'être humain.

Si l'on représente le même problème à l'aide de la logique floue, les variables ne sont plus binaires mais présentent une infinité de valeurs possible entre le « vrai » et le « faux » (Fig.IV-12).

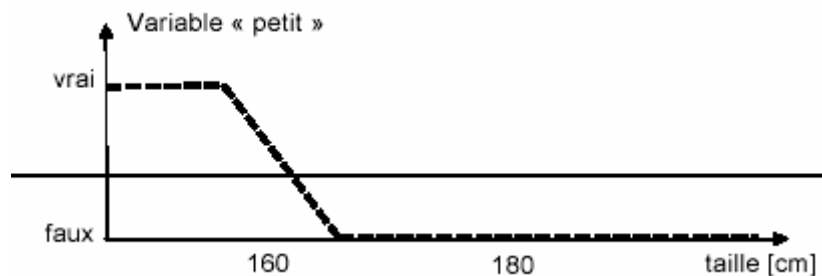


Fig. IV.12 : Représentations des variables par logique floue.

IV.7.3- Inférences et opérateurs :

Règles d'inférences

Ces règles permettent de relier les variables floues d'entrée aux variables floues de sortie à l'aide de différents opérateurs. Elles doivent être définies par le concepteur de système de réglage en fonction de son expérience (rôle d'*expert*) et mémorisées dans l'organe de commande.

Opérateurs

Les règles d'inférences font appel aux opérateurs **et**, **ou** et **non**, qui s'appliquent aux variables floues. Dans le cas de la logique binaire ces opérateurs sont définis de façon simple et univoque. Dans le cas de la logique floue, la définition de ces opérateurs n'est plus univoque et on utilise le plus souvent les relations présentées dans le tableau suivants.

Opérateur	Opération sur le degré de vérité des variables,
et	minimum
	produit
ou	maximum
	valeur moyenne
non	complément à 1

IV.7.4- Defuzzification :

Les différentes règles d'inférences produisent chacune une valeur. Ces différentes valeurs doivent être combinées afin d'obtenir la (éventuellement les) variable(s) de sortie. Ensuite la (ou les) variable(s) floue(s) de sortie doivent être converties en une grandeur de commande (tension, couple...) afin d'être appliquée au système à régler. On appelle cette dernière étape la *defuzzification*.

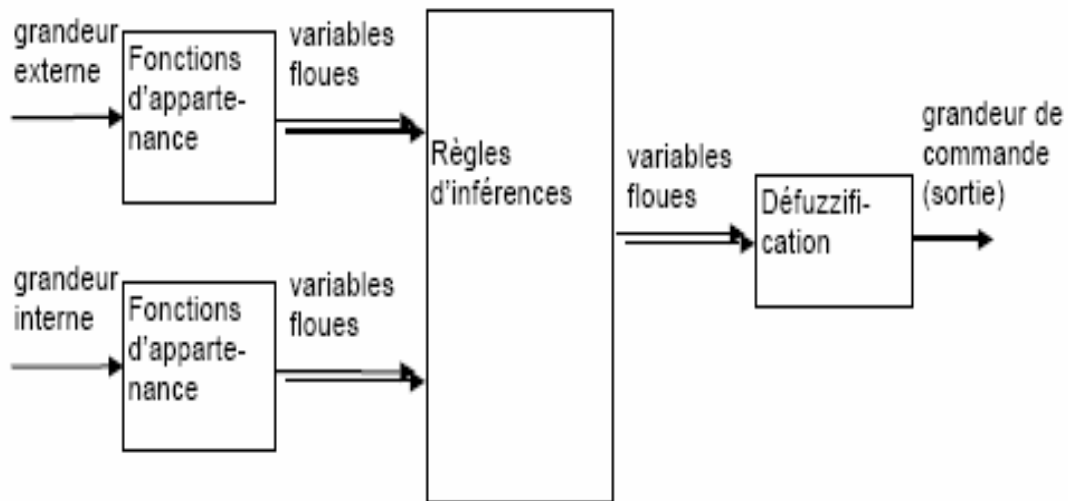


Fig.IV.13 : La structure de l'observateur flou.

IV.7.5- Modele de TAKAGI-SUGENO :

Un modèle TSK continue est représentée par l'ensemble des règles floues (SiAlors), écrite comme suit :

Règle : Si $x_1(t)$ est M_{i1} et $x_2(t)$ est M_{i2} et ... et $x_j(t)$ est M_{ij} alors $\dot{x} = A_i x$

Ou $x \in R^{nx1}$ est le vecteur d'état, $i = 1...r$ r est le nombre de règles floues, M_{ij} les ensembles flous d'entrée, et les matrices $A_i \in R^{nxn}$.

Le modèle flou TSK peut être écrit :

$$\dot{x} = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(x)(A_i x)}{\sum_{i=1}^r w_i(x)} \tag{IV-6}$$

Tel que
$$w_i = \prod_{j=1}^n \mu_{ij}(x_j) \tag{IV-7}$$

Et μ_{ij} est le facteur d'appartenance de j^{ieme} ensemble flou, dans la i^{eme} règle.

Soit :
$$\alpha_i(x) = \frac{w_i(x)}{\sum w_i(x)} \tag{IV-8}$$

donc on peut écrire :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r \alpha_i(x) A_i x; \quad i=1 \dots r. \quad (\text{IV-9})$$

ou

$$\alpha_i(x) > 0 \text{ et } \sum_{i=1}^r \alpha_i(x) = 1$$

Les conditions de stabilité d'un modèle flou au sens de Lyapunov sont définies dans [10] par :

Théorème1 :

Un modèle flou continue TSK est asymptotiquement stable s'il existe une matrice définit positive $P > 0$ telle que :

$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad \forall i = 1, \dots, r \quad (\text{IV-10})$$

ou r est le nombre de règles.

Un observateur flou TSK, est l'ensemble des règles floues qui estime les états de système, ces règles sont de la forme :

Règle (i) : Si $y_1(t)$ est M_{i1} et $y_2(t)$ est M_{i2} et ... et $y_p(t)$ est M_{ip} alors :

$$\dot{\hat{x}} = A_i \hat{x} + B_i u + L_i (y - \hat{y}) \quad (\text{IV-11})$$

Ou p est le nombre des sorties mesurées, $y_i = C_i x$ est la sortie de la règle i de l'observateur flou, \hat{y} est la sortie estimée globale, et L_i est le gain d'observation locale.

La défuzzification de la sortie globale estimée est donnée par :

$$\hat{y}(t) = \sum_{j=1}^r \alpha_j(y) C_j \hat{x}(t) \quad (\text{IV-12})$$

L'agrégation de toutes les implications floues, donne l'équation d'état suivant :

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \alpha_i(y) (A_i \hat{x} + B_i u) + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \alpha_i(y) \alpha_j(y) L_i C_j (x - \hat{x}) \quad (\text{IV-13})$$

Puisque $\sum_{j=1}^r \alpha_j(y) = 1$, alors on peut écrire l'équation d'état comme suite :

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \alpha_i(y) \alpha_j(y) [(A_i - L_i C_i) \hat{x}(t) + B_i u + L_i C_j x] \quad (\text{IV-14})$$

Le régulateur d'état lui aussi est calculé à partir des états estimés, on a donc :

$$u(t) = - \sum_{j=1}^r \alpha_j(y) K_j \hat{x}(t) \quad (\text{IV-15})$$

La stabilité d'un observateur flou en boucle fermée au sens de Lyapunov, est définie par le théorème suivant :

Théorème2 :

Le système flou observateur en boucle fermée est globalement asymptotiquement stable, s'il existe une matrice défini positif \tilde{P} , telle que :

$$\begin{aligned} A_{ii}^T \tilde{P} + \tilde{P} A_{ii} &< 0 ; i = 1, \dots, r \\ (A_{ij} + A_{ji})^T \tilde{P} + \tilde{P} (A_{ij} + A_{ji}) &< 0 ; j < i < r \end{aligned} \quad (IV-16)$$

Ou :

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} A_i - B_i & B_i \\ 0 & A_i - L_i C_j \end{bmatrix} \quad (IV-17)$$

IV.7.6- Synthèse de l'Observateur-TSK pour la MSAP :

Les observateurs flous les plus connus sont ceux de SUGENO (de type TSK), on utilisant ce type d'observateurs on peut réaliser une commande et une observation rapide et facile sans trop de calcul, au contraire si on utilise la méthode de MAMDANI ou y a beaucoup de règles. Les entrées utilisées pour l'observateur flou TSK à un instant t sont $u, y, \hat{y}, \hat{X}(t)$, où u c'est le vecteur de commande, y sortie réelle, \hat{y} sortie estimée et $\hat{X}(t)$ le vecteur d'état estimé à l'instant t .

On a utilisé pour l'observateur flou TSK deux règles suivant le courant i_d , qui sont :

- Si $i_d = 0$ Alors :

$$\dot{\hat{X}}_1(t+1) = A_1 \hat{X}(t) + B_1 U + F_1 + L_1 (y - \hat{y})$$

$$\hat{y}_1 = C_1 \hat{X}_1(t)$$

- Si $i_d > 0$ Alors :

$$\dot{\hat{X}}_2(t+1) = A_2 \hat{X}(t) + B_2 U + F_2 + L_2 (y - \hat{y})$$

$$\hat{y}_2 = C_2 \hat{X}_2(t)$$

- Si $i_d < 0$ Alors :

$$\dot{\hat{X}}_3(t+1) = A_3 \hat{X}(t) + B_3 U + F_3 + L_3 (y - \hat{y})$$

$$\hat{y}_3 = C_3 \hat{X}_3(t)$$

Admettons que $x_i \in]-4, +4[$, Tel que :

$$A_1 = \begin{pmatrix} -b_1 & -b_3 \\ 4c_1 + c_2 & -c_3 \end{pmatrix}, \quad B_1 = \begin{pmatrix} b_4 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} -b_1 & -4b_2 - b_3 \\ 4c_1 + c_2 & -c_3 \end{pmatrix}, \quad B_2 = \begin{pmatrix} b_4 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$A_3 = \begin{pmatrix} -b_1 & +4b_2 - b_3 \\ -4c_1 + c_2 & -c_3 \end{pmatrix}, \quad B_3 = \begin{pmatrix} b_4 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

La synthèse d'une commande et une observation optimale pour chaque loi d'inférence R_i , implique la minimisation de critère suivant :

$$J_i(Q, R) = \int_0^{\infty} \left[(x_i(t) - x_0)^T Q (x_i(t) - x_0) + R u_i(t)^2 \right] \quad i = 1, 2. \quad (\text{IV-18})$$

Avec :

Q : matrice carrée semi définie positive.

R : scalaire positif.

On choisit : $Q = \begin{pmatrix} 0.0001 & 0 \\ 0 & 2000 \end{pmatrix}$ et $R = 0.001$

Les gains optimaux K_i et L_i sont obtenus par l'équation :

$$K_i = R^{-1} B_i^T P \quad (\text{IV-19})$$

$$L_i = (R^{-1} C_i P')^T \quad (\text{IV-20})$$

Avec P et P' sont solutions de l'équation de Riccati :

$$P A_i + A_i^T P - P B_i R^{-1} B_i^T P + Q = 0 \quad i = 1, 2 \quad (\text{IV-21})$$

$$P' A_i^T + A_i P' - P' C_i^T R^{-1} C_i P' + Q = 0 \quad i = 1, 2 \quad (\text{IV-22})$$

Les résidus seront : $R_1 = i_q - \hat{i}_q$ et $R_2 = w_r - \hat{w}_r$.

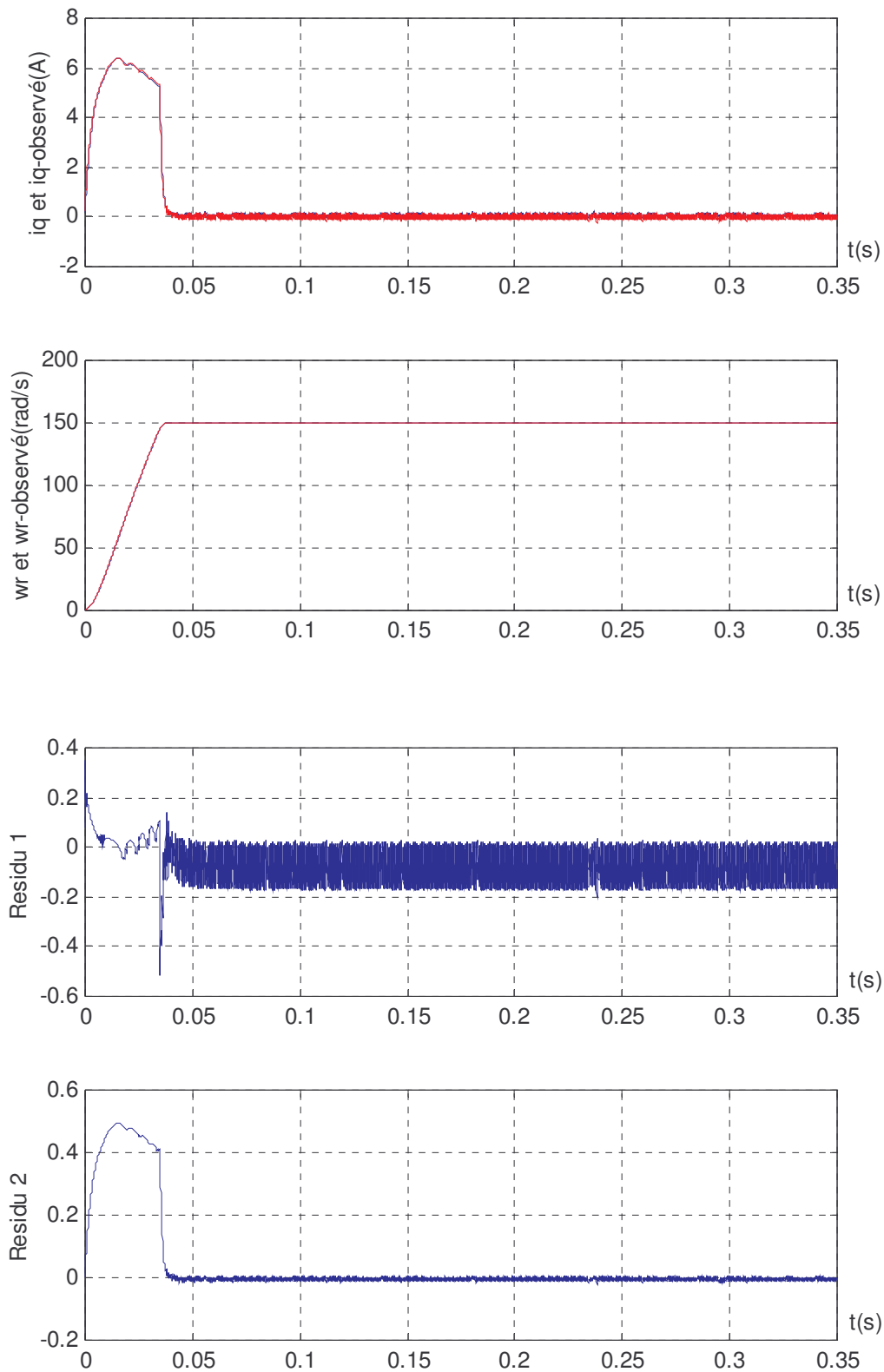


Fig. IV.14: résidus en absence de défaut pour (N=3, mod=2kHz)

IV.7.7- Interprétation des résultats de simulations :

A travers la figure (IV. 14) nous constatons que les résidus sont nuls en absence défauts et de perturbation par rapport au premier observateur d'une façon remarquable du fait ce dernier est non linéaire et plus robuste que l'autre.

Les figures (IV. 15) (IV. 16) et (IV. 17) représentent le comportement des résidus lorsqu'un défaut engendrant des variations des grandeurs de la machine. Nous constatons que les résidus sont sensible aux variations de R_s , L_d et L_q , mais pour Φ_f sont moins sensible.

Les figures (IV. 18) (IV. 19) et (IV. 20) représentent le comportement des résidus lorsqu'une perturbation engendrant des variations des grandeurs suivante :

K_f , J et C_r .

nous constatons que les résidus sont sensible aux variations de ces derniers, mais qui n'affecte pas la vitesse a cause de la robustesse de notre commande sauf pour le coefficient de frottement K_f .

Résidus	<i>Résidu 1(i_q)</i>	<i>Résidu 2(w_r)</i>
Défauts		
ΔR_s	1	1
$\Delta (L_d, L_q)$	1	1
$\Delta \Phi_f$	1	1
Perturbation		
ΔK_f	1	1
ΔJ	1	0
ΔC_r	1	0

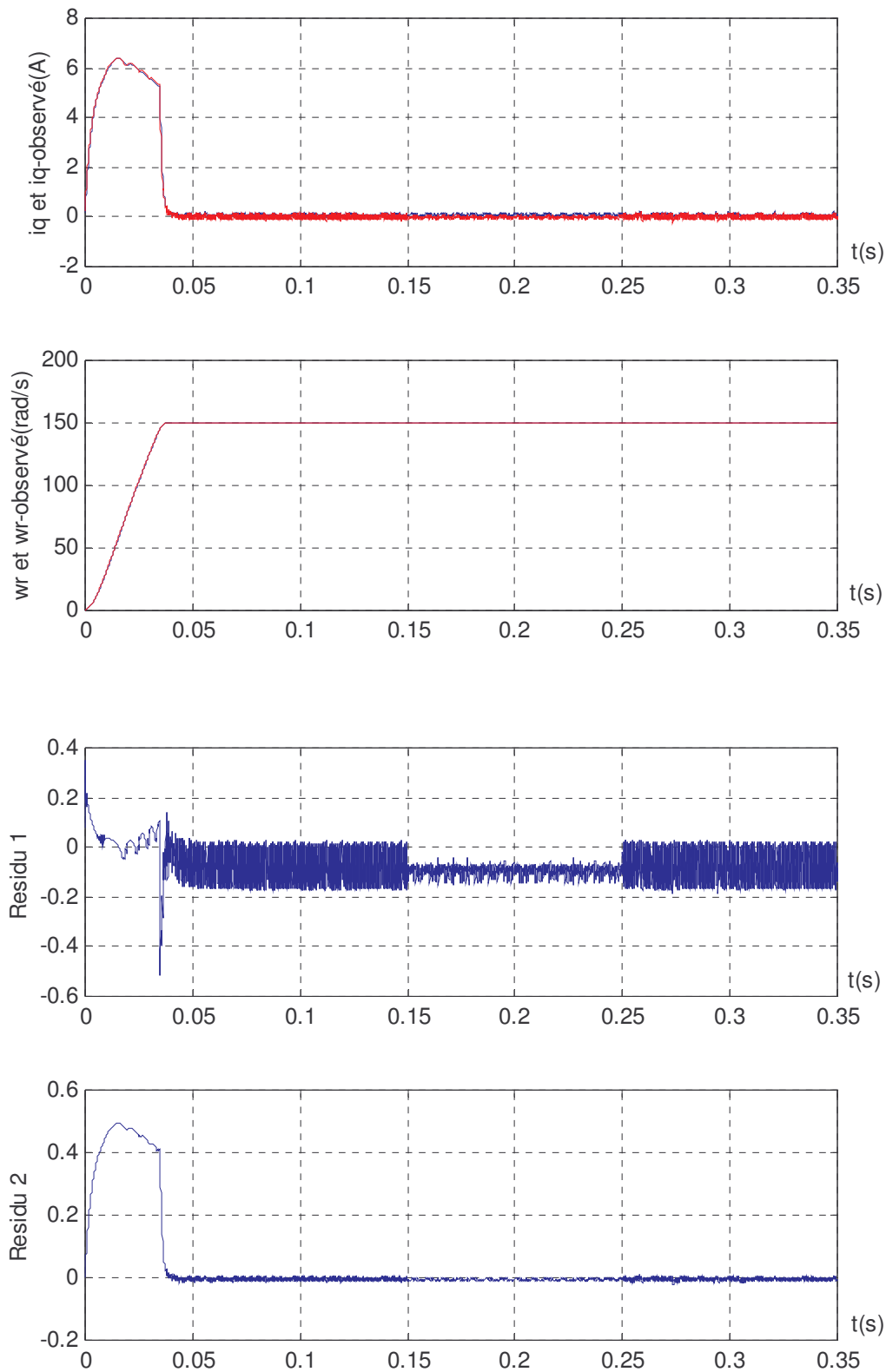


Fig. IV.15: Apparition d'un défaut lors d'une variation paramétrique effectuée sur la MSAP (+100% sur R_s) dans l'intervalle de temps (0.15 t 0.25s)

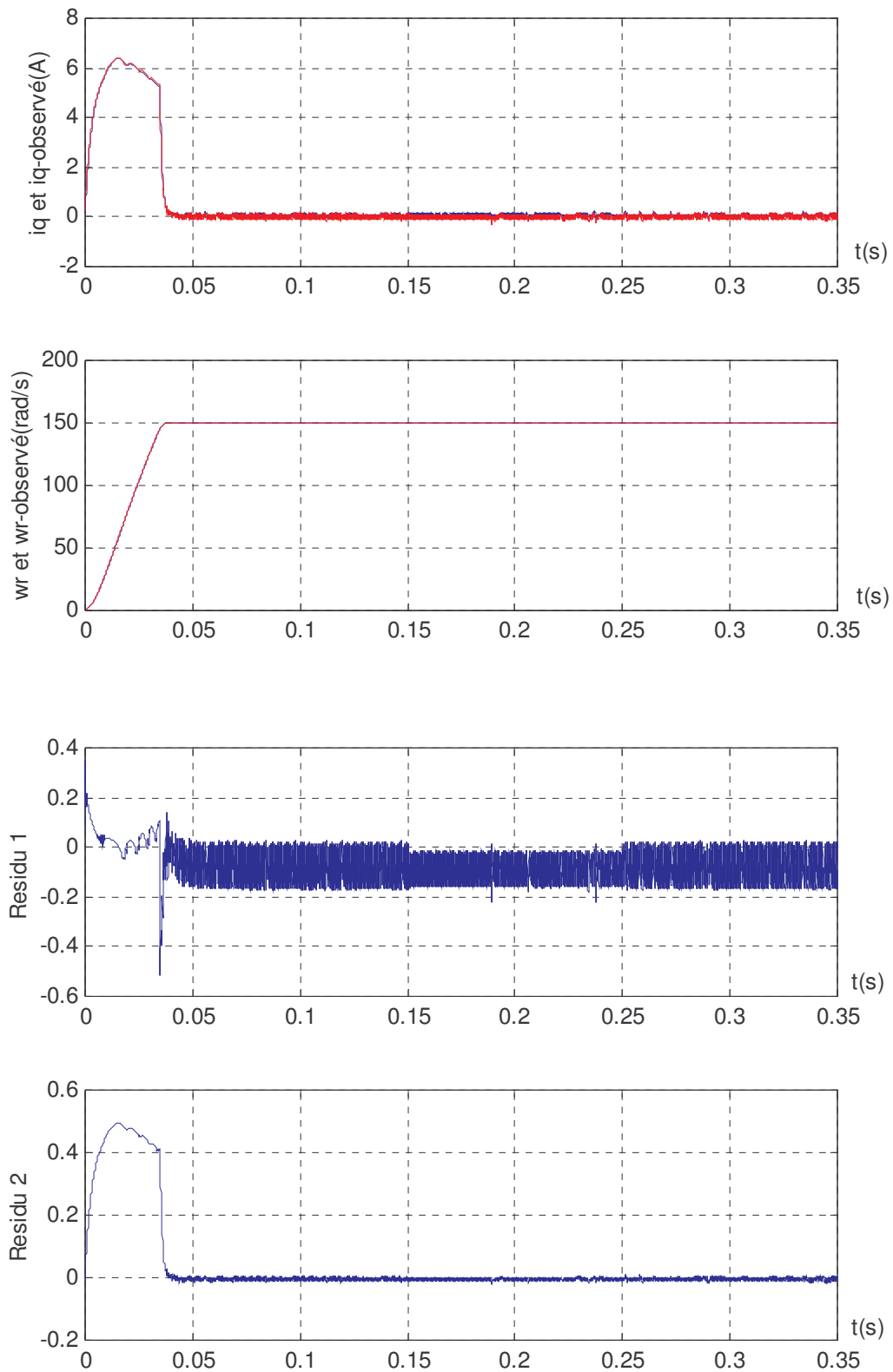


Fig. IV.16 : Apparition d'un défaut lors d'une variation paramétrique effectuée sur la MSAP (-25% sur L_d et L_q) dans l'intervalle de temps (0.15 t 0.25s)

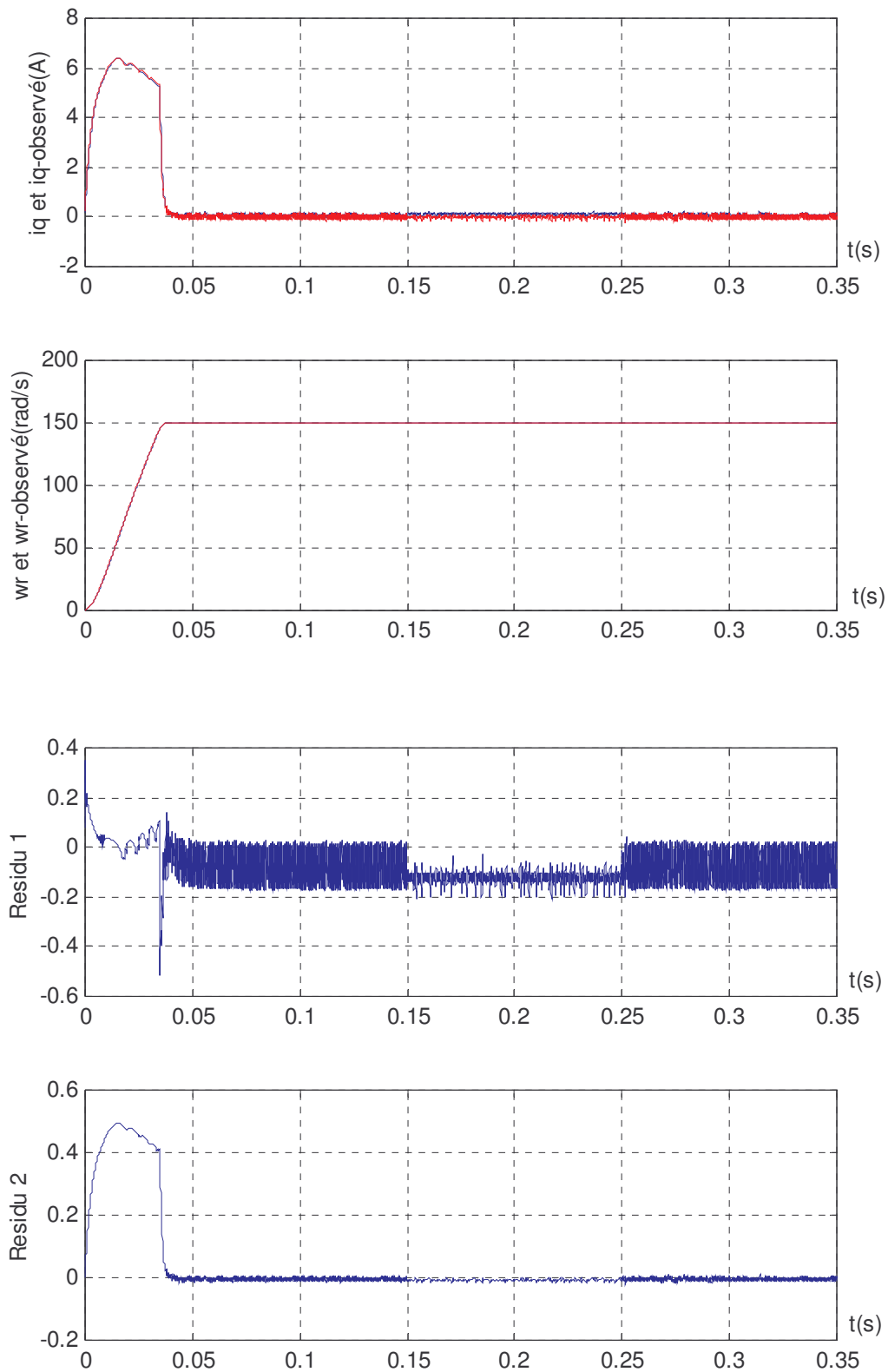


Fig. IV.17 : Apparition d'un défaut lors d'une variation paramétrique effectuée sur la MSAP (-25% sur le flux d'aimant Φ_f) dans l'intervalle de temps (0.15 t 0.25s)

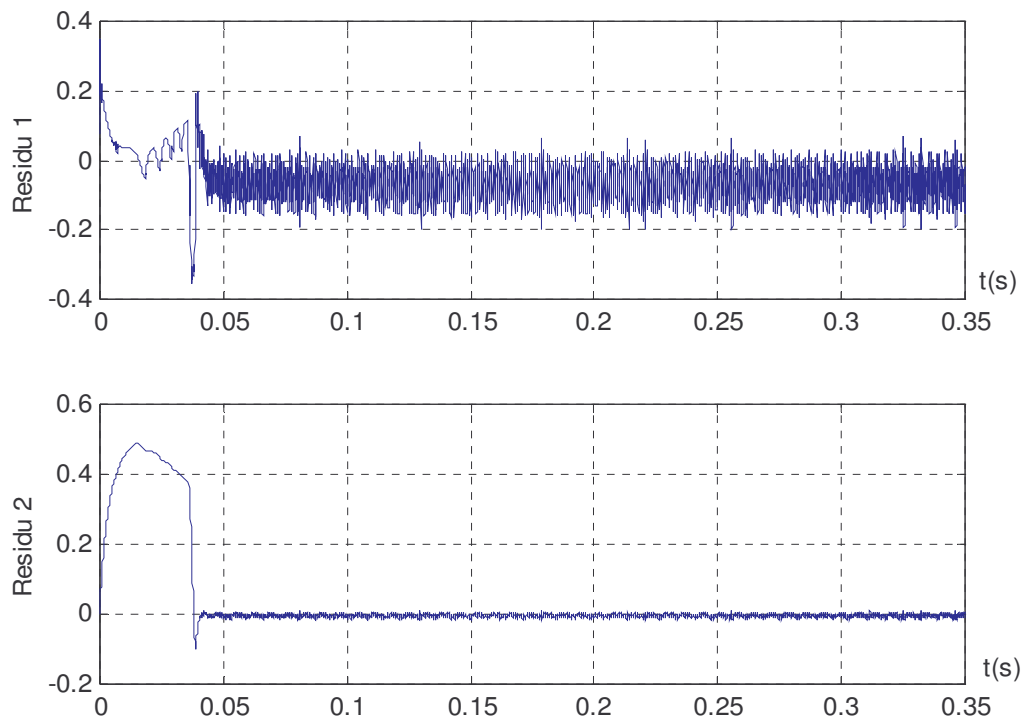


Fig. IV.18 :Apparition d'un défaut lors d'une perturbation effectuée sur la MSAP (+100% sur le coefficient de frottement K_f).

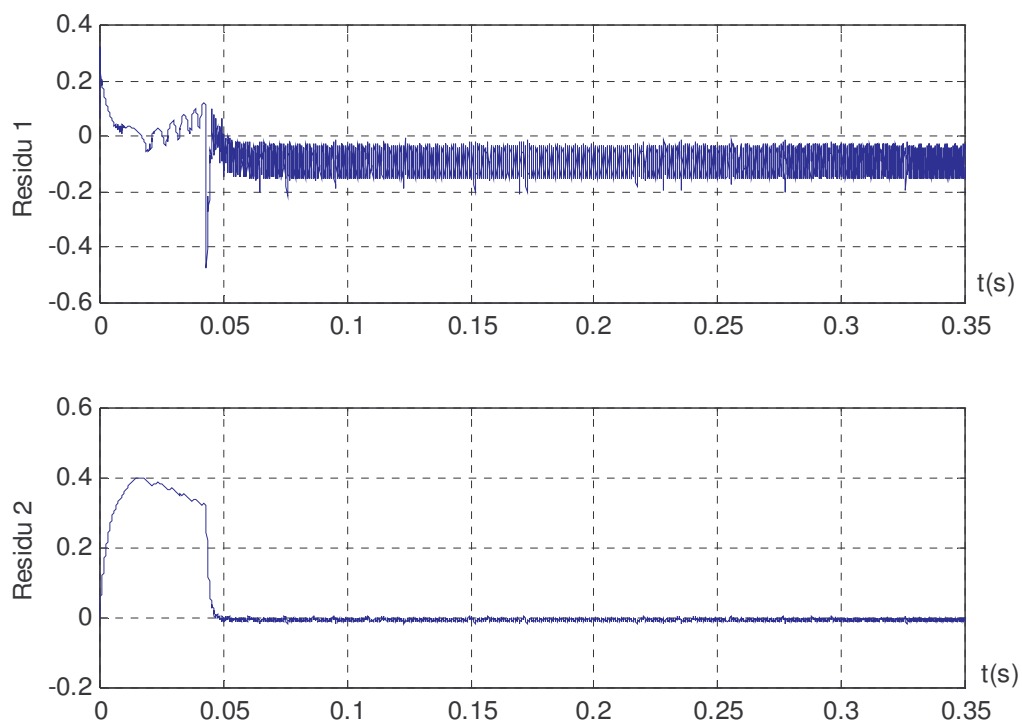


Fig. IV.19 : apparition d'un défaut lors d'une perturbation effectuée sur la MSAP (+25% sur l'inertie J).

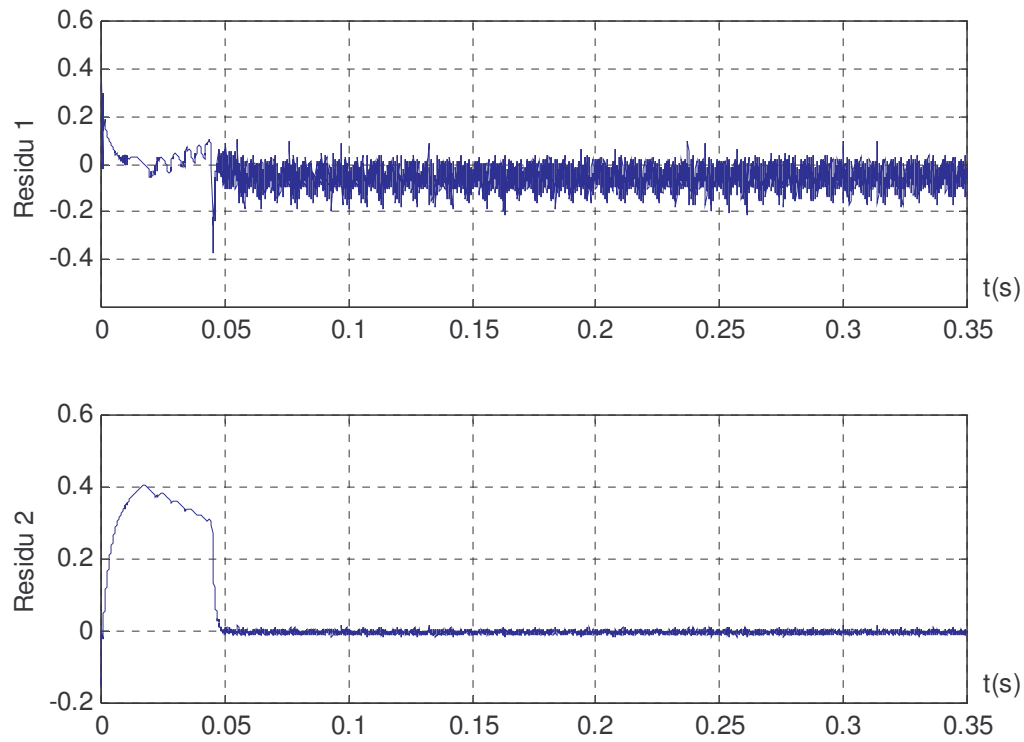


Fig. IV.20:apparition d'un défaut lors d'une perturbation effectuée sur la MSAP (couple de charge $C_r=0.5N$).

CONCLUSION :

Ce chapitre a pour but d'appliquer les méthodes de détection et de localisation des défauts et pannes à base d'observateurs linéaires et non linéaires et savoir la différence entre eux. Dans notre étude, nous avons considéré des défauts engendrant des variations des grandeurs statorique et ou rotorique ainsi que des perturbations comme le couple, l'inertie et le coefficient de frottement. Les travaux effectués sont basés principalement sur les méthodes de génération de résidus. L'application d'observateur de LUENBERGER à structure linéaire et un autre non linéaire à base de logique floue. A travers une comparaison entre les performances des deux méthodes, nous avons constaté que la seconde s'avère plus efficace pour la génération de résidus robustes et assez sensible à toutes variations.

CONCLUSION GENERALE :

L'objectif de ce mémoire a été de présenter les différents travaux dans le domaine du diagnostic des systèmes industriels, et de justifier le contexte dans lequel nous nous sommes placés afin d'élaborer notre système de diagnostic dédié à la machine synchrone à aimants permanents. On a présentés aussi l'utilisation des méthodes non linéaires et robuste et ceci s'applique à la commande de la MSAP tel que la commande à structure variable (CSV).

Pour la plupart des théories de la commande, la synthèse de la loi commande d'un système donné exige nécessairement la connaissance au moins de la structure de son modèle. Les machines électriques classiques sont généralement représentées par différents modèles dépendant du choix du vecteur d'état et de l'application envisagée. La majeure partie des travaux existants sur la commande des machines électriques sont effectués pour chaque machine séparément et en fonction du modèle de représentation. Partant de ce constat, nous avons présentés le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants dans le repère (d, q) à l'aide de la transformée de PARK.

Dans le second chapitre nous avons développé la MLI triangulo-sinusoïdale à décalage vertical par pour les onduleurs triphasé à structure NPC pour un nombre de niveaux. N entier quelconque. On a développé l'algorithme qui assure la génération de la tension MLI aux bornes du récepteur. On traité des exemples pour les niveaux $N=3$ pour montré l'amélioration de la tension de sortie avec l'augmentation de l'indice de modulation, ainsi que la diminution du taux d'harmonique.

La théorie de la stabilité au sens de LYAPUNOV et la théorie des modes glissants appliquées pour le système non linéaire dans sa structure simple ou en cascade à l'aide de la technique du BACKSTEPPING, ce choix est dicté par le fait que ces deux procédures sont des outils puissants de l'automatique largement appliquées à divers problèmes de commande. Ces procédures manifestent des propriétés de robustesse face aux incertitudes de modélisation

comme elles préservent le caractère non linéaire du système puisqu'elles ne procèdent pas par compensation des non linéarités.

Par conséquent, sur la base de la forme dynamique proposée, il est développé la loi de commande par les procédures suivantes:

- les modes glissants,
- les modes glissants et Backstepping.

Pour ces stratégies de commande, nous vous obtenons des résultats intéressant à savoir :

- Poursuite de la consigne parfaite.
- Erreur statique pratiquement nulle en régime permanents.
- Rejette la perturbation.
- Insensibilité aux variations paramétriques de la machine (prouvés au chapitre IV).

On a pu mettre en évidence les performances de cette technique de commande telles que la rapidité, et la robustesse aux variations paramétriques similaire aux modes glissants mais avec moins d'ondulations qu'on distingue sur les courbes du courant i_d et de la tension v_a et du courant de phase i_a de la machine et aux perturbations de charge. L'erreur de vitesse est très faible et celle du courant I_d oscille autour de zéro avec une faible emplit.

On ajoute aussi que l'amélioration de la forme de tension diminue les ondulations du couple électromagnétique, et améliore les performances de réglage.

Le quatrième chapitre concernant, l'application du diagnostic sur le moteur synchrone à aimants permanents. Le diagnostic de la machine est réalisé on utilisant le modèle de la machine dans le repère (d, q) .

La nécessité d'effectuer un bon diagnostic des défauts de la MSAP se voit prendre de l'ampleur. Nous avons proposé d'appliquer les méthodes à base d'observateurs, et plus particulièrement l'observateur de LUENBERGER linéaire ainsi que l'observateur flou (du type TSK). Nous avons constaté que ces méthodes sont efficaces pour la génération de résidus, permettant une détection et une localisation des défauts engendrant des variations statoriques et rotoriques. Néanmoins, la deuxième méthode reste plus efficace pour la plupart des défauts non observé par l'observateur linéaire. Une analyse des résidus dans le domaine fréquentiel ou temporel s'avère donc nécessaire.

Comme perspectives, nous suggérons tout d'abord une amélioration des méthodes proposées, dans le sens de les rendre plus générales. Nous souhaitons qu'elles puissent être appliquées à d'autres systèmes, en particulier dans le domaine industriel. Introduire aussi des

méthodes d'apprentissage par réseaux de neurone, pour la localisation des pannes et la décision.

Nous proposons également de tester les différentes approches appliquées à la MSAP, sur des données réelles, et d'étudier d'autres défauts tel que :

- Court circuit entre spires : il est assez difficile de décrire exactement la succession des phénomènes qui entrent en jeu lors d'un court circuit.
- Défaut au rotor : matage, dilatation, micro-fissure.
- Ouverture d'une phase : il s'agit d'une rupture d'un fusible, etc.
- Autres défauts : court circuit aux bornes des phases de l'onduleur, ou encore le court circuit entre une spire et la carcasse magnétique .etc.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. F. Hadj Miloud, "Commandes par Backstepping avec observateur de la machine synchrone à aimants permanents ", *Mémoire de magister, E.N.P, 2001.*
- [2] J. Châtelain. "Machines électriques ", *Collection traité d'électricité. Lausanne, 1983.*
- [3] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent magnet motor drives, Part I: The permanent magnet synchronous motor drive", *IEEE Trans. Industry applications, Vol. 28, No. 26, pp.265-273, Mar./Apr., 1989.*
- [4] G. Pinson, " Physique appliquée(machine synchrone-C33/5) ", *Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1997, Lausanne.*
- [5] L. Tang, M.F. Rahman, " A matlab/simulink modelbased on power system blockset-A new direct torque control strategy for interior permanent magnet synchronous machine", School of Electrical Engineering and Telecommunications The University of New South Wales, Sydney, 2052, Australia.
- [6] T. L. Hsein, Y. Y. Sun, M. C. Tsai, "H ∞ control for a sensorless permanent-magnet synchronous drive' ", *IEE, Vol. 144, No. 3, May 1997.*
- [7] H. Akagi, "The state of the art of power electronics in Japan ", *IEEE, Trans. on Power Electronics, pp 345-356, vol. 13, March 1998.*[6] "Aspects of power electronics evolution in Europe ", *IEEE, Industry applications Magazine, pp 8-16, vol.1, march_april 1995.*
- [8] E. M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects: Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux ", *Thèse de Doctorat, CNAM, décembre 1995.*
- [9] J. Sheng Lei, F. Zheng Penc, "Multilevel converters a new breed of power converters ", *IEEE, Trans. on Indus. Applic., Vol 32, N°3, May/june 1996.*

- [10] R. Chibani, "Modélisation et commande d'un onduleur de tension à 5 niveaux à structure 'N.P.C': Application à la machine synchrone à aimants permanents", *Thèse de Magistère, E.N.P, 1999.*
- [11] P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur – machine alternative: Application à la traction électrique", *Thèse de Doctorat, Université de Lyon, France, Février 2001.*
- [12] N. Boudjerda, H. Chekireb, M.S. Boucherit, "Etude par simulation, d'un onduleur de tension commandé selon différentes techniques de modulation ", *COMAEI'93, Djelfa, Algérie, Mai 1993.*
- [13] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habeter, "Multilevel converters for large electric drives", *IEEE Trans. on Industry Applications* ", Vol.32, N°3, Jan/Feb 1999.
- [14] B. Behar, S. Abdelmalek, E. M Berkouk, G. Manesse, "Speed control of great power in induction machine fed by five level 'N.P.C' voltage source inverter ", *IECON'99, USA .*
- [15] G. Seguier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 4, : La conversion continu-alternative ", *Tec et Doc, 1989.*
- [16] H. Buhler, "Réglage de systèmes d'électronique de puissance Vol2: Entraînements réglés ", *Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1997, Lausanne.*
- [17] M. Sc. Mariusz Malinowski, " Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers ", Ph.D. Thesis, Warsaw, Poland - 2001.
- [18] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives ", *IEEE, Trans. On Indust. Electron., Vol 40, N°1, pp. 23-36, 1993.*
- [19] H. Chekireb, "Commande par mode de glissement non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension à trois niveaux ". *CMGE'99, pp. , 4-6 décembre 1999, Constantine.*

- [20] P. F. Seixas, B. R. Menezes, P. C. Cortizo, W. S. Lacerda "An interior permanent magnet synchronous motor position control using sliding mode ", *IEEE catalogue No. 95TH8025, F.U.M.G, 1995, Brazil.*
- [21] H. Buhler, "Réglage de systèmes d'électronique de puissance Vol1: Théorie ", *Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1997, Lausanne.*
- [22] Y. Han, Y. Kim, "The speed and position sensorless control of PMSM using sliding mode observer with the estimator of stator resistance ", *Dept. of electrical engineering, Inha University, 1999 Korea.*
- [23] Jean-Jacques E. Slotine, "Applied Non-linear Control ", *Prentice Hall, New*
- [24] H. Buhler, " Réglage par mode de glissement ", *Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 1986, Lausanne.*
- [25] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes ", *IEEE, Trans. On automatic control, Vol ac-22, N°2, pp.212-222, April 1977.*
- [26] S.J. Lee², T-Chin Tsao, "Repetitive learning of Backstepping controlled nonlinear electrohydraulic", *Mechanical and Aerospace Engineering Department University of California Los Angeles, Los Angeles, CA 90095*
- [27] I. C. Baik, K. H. Kim, M. J. Youn "DSP- Based robust nonlinear control of PMSM", *CGE', Korea 1999.*
- [28] H. Chekireb, "Investigation sur les modeles de commandes non lineaires de la machine asynchrone ".*Thèse de Doctorat, Juin. 2003, ENP.*
- [29] C. Combastel, "Méthode d'aide à la décision et à la détection et localisation de défauts dans les entraînements électriques ".*Thèse de Doctorat, Sept. 2000, INPG.*
- [30] S. E. Petropol, "Odelettes et diagnostic : application aux défauts diélectriques et électriques des machines tournantes ".*Thèse de Doctorat, Sept. 2001, INPG.*

- [31] S. Bahar, J.C. Trigeasson, S. Tnani, S. Gauet "Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteur de vitesse ".*CIFA, Juillet.. 2002, Nantes.*
- [32] E. Schaeffer, " Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts ".*Thèse de Doctorat, Dec. 1999, EDSI , Nantes.*
- [33] S. Touaf, " Diagnostic logique des systèmes complexes dynamiques dans un contexte multi agent".*Thèse de Doctorat, Mars. 2005, INPG , Grenoble.*
- [34] E.Schaeffer, E.Le Carpentier , E.Zaim, L.Loron, " Diagnostic des entraînements électriques : détection de courts-circuits statoriques dans la machine asynchrone par identification paramétrique ". *Sept. 1999, EDSI , Nantes.*
- [35] C. Durieu, L. Loron, E. Sedda, I. Zein, " Fault detection of an induction motor by set-membership filtering and Kalman filtering ".
- [36] T.M.Laleg, M.Tadjine, M.S.Boucherit"Diagnostic des défauts dans les systèmes Physiques à base d'observateurs: Application à La machine asynchrone, *CGE'03, EMP, Février 2004.*
- [37] A.A.Lopez, "Nouvelle approche de la commande non linéaire sous contraintes a partir de la logique floue", *LAAS'00473 UPS, Novembre, 2000.*
- [38] E. Palacios, "Contribution a la commande floue de type Takagi-Sugeno des systemes non lineaires ", *LAAS'04145, INSA , Fevrier, 2004, Toulouse.*

LES PARAMETRES DE LA 'M.S.A.P' UTILISEE

<i>La puissance nominale</i>	$P_n = 100W$
<i>La tension nominale</i>	$V_n = 24V$
<i>La résistance d'un enroulement statorique</i>	$R_s = 3.4\Omega$
<i>L'inductance cyclique statorique d'axe 'd'</i>	$L_d = 12.1mH$
<i>L'inductance cyclique statorique d'axe 'q'</i>	$L_q = 12.1mH$
<i>Moment d'inertie</i>	$J = 10^{-4} Kg.m^2$
<i>Coefficient de frottement</i>	$K_f = 5.10^{-5} N.m/(rad / s)$
<i>Nombre de paire de pôles</i>	$p = 2$
<i>Flux produit par les aimants permanents</i>	$\Phi_f = 0.013 Wb$

NOTATIONS

- A : Matrice d'état.
- B : Matrice d'observation.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- d : Axe direct dans le repère de park.
- D_c : Vecteur décalage vertical des porteuses.
- E_c : Tension d'une cellule.
- E_s : Tension d'entrée de l'onduleur.
- f : Fréquence des signaux de références.
- f_p : Fréquence des porteuses triangulaires.
- i : Indice de décalage vertical.
- I_{abc} : Les courants des phases statoriques.
- I_{dq} : Les courants statoriques dans le repère de park.
- J : Moment d'inertie.
- K_f : Coefficient de frottement.
- L_{sc} : Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
- L_s : Inductance propre d'une phase statorique.
- M : Indice de la masse.
- mod : Indice de modulation.
- M_s : Mutuelle inductance entre phases du stator.
- n : Indice de Neutre du récepteur triphasé.
- N : Nombre de niveaux de l'onduleur.
- p : Nombre de paire de pôles.
- P_t : Indice des porteuses.
- q : Axe transverse de repère de park.
- r : Coefficient de réglage.
- R_s : Résistance d'un enroulement statorique
- S : Tension du bras en valeur relative.
- sp : Etat logique intermédiaire
- U, ψ : Vecteurs de commande.

V	: Fonction de Lyapunov.
V_{abc}	: Tensions des phases statoriques.
V_{dq}	: Tensions statoriques dans le repère de park.
V_n	: Tension simple aux bornes du récepteur.
V_{ref}	: Tension des signaux de références.
W	: Fonction continue définie positive
x, ζ, η	: Les états du système.
x_{dq}	: Réactance de la machine dans le repère (d, q)
$y(t), y_d(t)$: Vecteur de sortie et vecteur des sorties désirées
Z	: Surface de glissement.
ε	: Seuil de la fonction 'sign'.
Φ_f	: Flux de l'aimant.
θ	: Angle électrique indiquant la position du rotor par rapport au stator.
ω	: Pulsation des signaux de références.
ω_r	: Vitesse électrique de rotation.
Ω_r	: Vitesse mécanique de rotation.
$N, M, G,$	
$H, F, C,$: matrices permettant de définir la dynamique de l'observateur
L	
μ_{ij}	: Facteur d'appartenance
P, Q	: Matrices définie positive
R	: Scalaire positif

ABREVIATION

$M.S.A.P$: Machine synchrone à aimants permanents
$M.L.I$: Modulation de largeur d'impulsion
$N.P.C$: Neutral point clamping