



Faculté de Technologie

Département de Génie électrique et électronique

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de MASTER en automatique

Option : Contrôle de processus

## Thème

**La commande par backstepping adaptative  
appliquée à la machine synchrone à aimants  
permanents**

**Présenté par :**

**Mr. GORINE DJAMAL EDDINE**

**Mr. KASMI OUALID**

**Soutenu le 2012 devant la commission d'examen composée de :**

<b>Président :</b>	<b>Mr</b>	<b>S.M. MELIANI</b>	<b>Maitre de conférences</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>
<b>Encadreur :</b>	<b>Mr</b>	<b>A.BOUMEDIENE</b>	<b>Maitre de conférences</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>
<b>Examineur:</b>	<b>Mr</b>	<b>A.MECHERNENE</b>	<b>Maitre de conférences</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>
<b>Examineur :</b>	<b>Mr</b>	<b>B.BENYAHIA</b>	<b>Maitre de conférences</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>

**Année Universitaire : 2011 - 2012**

## *Dédicaces*

*Ce mémoire, fruit de mon modeste travail est dédié à tous ceux qui m'ont soutenue durant cette période*

*de préparation,*

*Surtout mes parents, mes amis et sans oublier mon binôme Amine*

*A toute la promo d'automatique 2012 ;*

*-o-o-o-(Kasmi oualid)-o-o-o-*

## *Dédicaces*

*A mon père, pour son soutien inconditionnel, ses encouragements, et pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions.*

*A ma mère pour m'avoir soutenu, accompagné et surtout encouragé tout au long de ce travail ;*

*A Kasmi walid, la personne avec laquelle je fais ce projet. Le fait de marcher tous les deux en parallèle a été essentiel pour le bon déroulement de ce projet. J'ai beaucoup apprécié toute son aide et ses discussions.*

*Il n'y a pas un plaisir plus grand pour moi que de pouvoir continuer à travailler avec lui.*

*A toute la promo d'automatique 2012 ;*

*A tous ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études,  
je dédie ce modeste travail.*

*-o-o-o-(Gorine djamal eddine)-o-o-o-*

## *Remerciements*

*Avant tout, nous remercions Allah le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études. C'est grâce à Lui que ce travail a pu être réalisé.*

*Nous tenons à exprimer nos plus sincères remerciements à Mr. BOUMDIENNE.A, notre encadreur, Maître de conférences à l'Université Aboubekr Belkaid. Nous le remercions pour ses précieux conseils, qui ont permis une progression concrète dans ce projet.*

*Nos remerciements vont également à tous les membres de jury :*  
*Monsieur MELIANI S.M, Maître de conférences à l'Université Aboubekr Belkaid, pour nous avoir fait l'honneur présider ce jury.*  
*Monsieur MCHERNENE A, Maître Assistant à l'Université Aboubekr Belkaid, pour avoir accepté de juger ce travail en qualité d'examineur.*  
*Monsieur BENYAHIA.B, Maître Assistant à l'Université Aboubekr Belkaid, pour avoir accepté de juger ce travail en qualité d'examineur mais aussi pour son aide lors du choix des moteurs / générateurs et les essais que l'on a effectués.*

*Pour terminer, nous remercions du fond du nos cœurs nos parents, pour leur soutien inconditionnel. Ils sont notre source inépuisable de motivation, et tous ceux qui ont pu nous aider dans la réalisation de ce travail sans oublier les amis et les collègues pour leur présence à nos côtés tout au long de cette étude.*

# Sommaire

Avant-propos	i
Sommaire	iv
Liste des figures	vii
Nomenclature	x
Glossaire	xi

<b><u>INTRODUCTION GENERALE</u></b>	01
-------------------------------------	----

## **CHAPITRE I                    MODELESATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

<b>I.1 Introduction</b> .....	04
<b>I.2 Description</b> .....	04
<b>I.3 Avantages et inconvénients des MSAP</b> .....	06
I.3.1 Avantage .....	06
I.3.2 Inconvénients .....	06
<b>I.4 Domaine d'application</b> .....	06
<b>I.5 Matériaux des aimants permanents</b> .....	07
I.5.1 Les ferrites.....	07
I.5.2 Les AlNiCos .....	07
I.5.3 Les terres rares.....	07
<b>I.6 Classification des MSAP</b> .....	08
<b>I.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents</b> .....	08
I.7.1 Mise en équation de la machine synchrone.....	09
I.7.1.1 Equations électriques.....	09
I.7.1.2 Equations magnétiques.....	09
I.7.1.3 Equations mécaniques.....	10
I.7.2 Transformation de Park .....	11
<b>I.8 Modélisation sous forme d'état de la MSAP</b> .....	13
<b>I.9 Principe de synchronisme</b> .....	13
<b>I.10 Principe de l'autopilotage</b> .....	14
<b>I.11 Modèle de simulation de la MSAP autopilotée</b> .....	14
<b>I.12 Résultats de simulation</b> .....	15
<b>I.13 interprétation des résultats</b> .....	16
<b>I.14 Conclusion</b> .....	16

## **CHAPITRE II                    LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

<b>II.1 Introduction</b> .....	18
<b>II.2 Aspects théoriques de la technique du Backstepping</b> .....	18
II.2.1 Méthodes de Lyapunov.....	19
II.2.2 Méthode générale de synthèse récursive par Backstepping.....	19
II.2.3 Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre.....	20
II.2.4 Application du Backstepping pour les systèmes du troisième ordre .....	22
<b>II.3 Commande de la MSAP par la méthode de Backstepping classique</b> .....	26
II.3.1 Réglage de vitesse de la MSAP par la commande backstepping classique avec modèle mono variable.....	26
II.3.2 Résultats de simulation et interprétation.....	29
II.3.3 Réglage de vitesse de la MSAP par backstepping classique avec modèle multi variable.....	32
II.3.4 Résultats de simulation et interprétation.....	36
<b>II.4 Conclusion</b> .....	39

### **CHAPITRE III                    LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING ADAPTATIF DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS**

<b>III.1 Introduction</b> .....	41
<b>III.2 Principe de la commande par backstepping adaptative</b> .....	41
III.2.1 Condition d'implantation.....	42
III.2.2 Application de la commande backstepping adaptative sur un système de 3ème ordre.....	43
<b>III.3 Application de la commande par backstepping adaptative avec modèle     monovariabile pour MSAP</b> .....	49
<b>III.4 Application de la commande par backstepping adaptative avec modèle     multivariable pour MSAP</b> .....	53
<b>III.5 Résultat de simulation et interprétation pour le cas monovariabile</b> .....	57
<b>III.6 Résultat de simulation et interprétation pour le cas multivariable</b> .....	60
<b>III.7 L'effet du paramètre d'adaptation</b> .....	63
<b>III.8 Conclusion</b> .....	65

### **CHAPITRE IV                    ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES DEUX COMMANDES NON LINEAIRES**

<b>IV.1 Introduction</b> .....	67
<b>IV.2 Etude comparative des deux commandes appliquées à la MSAP</b> .....	67

---

IV.2.1 Robustesse de la commande par backstepping adaptative et non adaptative monovariable.....	67
IV.2.2 Résultat de simulation.....	69
IV.2.3 Robustesse de la commande par backstepping adaptative et non adaptative multivariable.....	76
IV.2.4 Résultat de simulation.....	78
<b>IV.3 L'influence des paramètres électriques et mécaniques sur l'erreur estimée.....</b>	<b>85</b>
<b>IV.4 Résultat de simulation.....</b>	<b>86</b>
<b>IV.5 Conclusion.....</b>	<b>87</b>

## CONCLUSION GENERALE

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## ANNEXES

*Annexe A* Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents

*Annexe B* Rappel sur la théorie de Lyapunov

# Liste des figures

Figure I.1	Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.....	05
Figure I.2	Déférent type de machine synchrone à aimant permanent.....	08
Figure I.3	Schéma de la machine synchrone.....	09
Figure I.4	Schéma équivalent de la MS dans le référentiel de Park.....	11
Figure I.5	Bloc de diagramme pour la machine MSAP.....	13
Figure I.6	Schéma block de simulation du MSAP avec modèle d-q alimenté par des tensions.....	14
Figure I.7	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée par source de tensions sinusoïdales nominales, lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale à l'instant $t=0.5$ .....	15
Figure II.1	Schéma bloc du système du deuxième ordre.....	20
Figure II.2	Schéma de la commande par backstepping appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel.....	28
Figure II.3	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping non linéaire et monovariante lors d'une variation de la vitesse de référence 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante.....	30
Figure II.4	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping non linéaire et mono variable lors d'une double variation de la charge.....	31
Figure II.5	Schéma de la commande par backstepping appliquée à la MSAP non linéaire multi variable.....	35
Figure II.6	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping non linéaire et multi variable lors d'une variation de la vitesse de référence 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante. ....	37
Figure II.7	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping non linéaire et multi variable lors d'une double variation de la charge.....	38

Figure III.1	Schéma de principe de la commande adaptative.....	42
Figure III.2	Schéma de la commande par backstepping adaptatif monovariabile appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel.....	53
Figure III.3	Schéma de la commande par backstepping adaptatif multivariabile appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel.....	56
Figure III.4	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping adaptatif monovariabile lors de la variation de la vitesse de référence 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante ( $C_r = C_n$ ) .....	58
Figure III.5	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping adaptatif monovariabile lors d'une double variation de la charge ( $1-C_n-1$ ) .....	59
Figure III.6	Résultats de simulation de la MSAP autopilotée alimentée en tension avec pilotage vectoriel réglée par la méthode backstepping adaptatif multivariabile avec variation de la vitesse référence de 1000 à 2500 à 4000[tr/min] .....	61
Figure III.7	Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping adaptatif multivariabile lors d'une variation de la charge.....	62
Figure III.8	Résultat de simulation sur l'effet de paramètre d'adaptation.....	64
Figure IV.1	Robustesse de la commande par backstepping monovariabile adaptatif et non adaptatif pour un démarrage à 4000(tr/min), suivi d'une double variation de la charge (0 à $C_n$ à 0) puis inversion du sens de rotation.....	69
Figure IV.2	Test de robustesse de la commande backstepping adaptatif et non adaptatif monovariabile appliquée à la MSAP avec une augmentation de $R_s(+50\%)$ .....	71
Figure IV.3	Test de robustesse de la commande backstepping adaptatif et non adaptatif monovariabile appliquée à la MSAP avec une augmentation de $J(+50\%)$ .....	73
Figure IV.4	Test de robustesse de la commande backstepping adaptatif et non adaptatif, cas monovariabile, pour une augmentation de $L_d$ et $L_q(+50\%)$ ...	75
Figure IV.5	Robustesse de la commande par backstepping multivariabile adaptatif et non adaptatif pour un démarrage à 4000(tr/min), suivi d'une double variation de la charge (0 à $C_n$ à 0) .....	78

Figure IV.6	Test de robustesse de la commande backstepping non adaptatif et backstepping adaptatif multivariable avec une augmentation de $R_s$ (+50%).....	80
Figure IV.7	Test de robustesse de la commande backstepping non adaptatif et adaptatif multivariable pour une augmentation de $J$ (+50%).....	82
Figure IV.8	Test de robustesse de la commande backstepping non adaptatif et adaptatif multivariable pour une augmentation de $L_d$ et $L_q$ (+50%).....	84
Figure IV.9	Test sur les effets des paramètres électriques et mécaniques sur l'erreur estimée.....	86

# Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

## GRANDEURS

Symboles	Significations
$R_S$	Resistance de l'enroulement statorique
$L_{S0}$	Inductance homopolaire statorique
$M_{S0}$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$M_{sf}$	flux crée par l'aimant lisse à travers les enroulements statorique
$p$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$L_m$	Inductance de magnétisation
$\theta$	Position angulaire relative entre le rotor et l'axe $d$
$\Omega$	Vitesse mécanique
$\Omega_S$	Pulsation (vitesse) de synchronisme
$\omega$	vitesse statorique
$e$	Erreur
$u$	Loi de commande
$I$	Courant statorique de ligne
$f$	Fréquence
$i_d, i_q$	Les courants
$\Phi, \phi, \varphi$	Flux
$v$	Tension
$C_{em}$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant (Couple de charge)
$i_{abc}$	Courants des phases statoriques
$I_{ref}$	Courant statorique de référence
$\Omega_{ref}$	vitesse de référence
$(L_d, L_q)$	Inductances cycliques directe et en quadrature
$[T_\theta]$	Courant statorique de référence
$(d, q)$	vitesse de référence
$\hat{C}_r$	Couple résistant estimé
$\tilde{C}_r$	L'erreur de couple résistant estimé
$(e_d, e_q)$	Les erreurs des courants $i_d, i_q$
$V(x)$	fonction de Lyapunov
$\lambda$	Paramètre adaptative
$c_1, c_2, c_3$	Gains positive
$\alpha$	Commande virtuelle dans le backstepping
$\Gamma$	Matrice des gains d'adaptation
$(\varphi, \psi)$	Des fonctions non linéaires connues
$\vartheta$	Vecteur des paramètres connus
$\theta$	Vecteur des paramètres inconnus
$\hat{\theta}$	Vecteur des estimés
$\tilde{\theta}$	Erreur d'estimation du paramètre $\theta$

# Glossaire

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
CB	Commande par backstepping
CBA	Commande par backstepping adaptative
MCC	machine à courant continue

# *Introduction générale*

## **INTRODUCTION GENERALE :**

Jusqu'à un passé récent, les machines à courant continu (M.C.C) ont été majoritairement utilisées dans les entraînements à vitesse variable. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout à ses performances statiques et dynamiques exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes l'une de l'autre ainsi que de la vitesse et de la position du rotor. Cependant, la fragilité du système balais-collecteur a toujours été l'inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs synchrones à aimants permanents afin d'écarter cet inconvénient. L'apparition des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leurs ouvrants de nouvelles opportunités grâce à leurs fonctionnements dans une ambiance déflagrante.

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machines sont multiples, parmi les quels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible cout d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est crée sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarques, énergie éolienne.

La technique de backstepping a été développée au début des années 90 (Kokotović, 1992). L'arrivée de la commande par backstepping a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaires qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov et qui peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes non linéaires.

La commande est basée sur la méthode directe de Lyapunov. L'idée principale de l'utilisation de la fonction de Lyapunov dans la commande adaptative, consiste à calculer une loi de commande et une loi de mise à jour des paramètres, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction définie positive, et bien choisie, est non positive. L'approche consiste donc à trouver un triplet (fonction de Lyapunov, loi de commande, loi d'adaptation) qui répond aux spécifications et tient compte de la dynamique de l'estimation. Le backstepping (chapitre 2 et 3) est l'algorithme qui a rendu cette approche applicable à une large classe de systèmes, indépendamment de leur ordre. C'est une méthode qui permet de construire

récurivement, d'une manière systématique et directe, la loi de commande, la dynamique d'adaptation et la fonction de Lyapunov qui assurent la stabilité de l'ensemble.

L'objectif général de ce mémoire est l'étude et la comparaison de commandes non linéaires pouvant améliorer la stabilité, la réponse et les performances de la machine synchrone à aimants permanents.

## **Organisation du mémoire :**

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre concernera modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette partie de modélisation consistera à décrire la machine mathématiquement avec son modèle non linéaire en mettant quelques hypothèses de travail en évidence, qui ont permis l'étude de comportement de cette dernière. Le modèle adopté est basé sur la transformation de PARK.

Le deuxième chapitre traite la commande non linéaire par backstepping classique appliquée à la MSAP. Cette méthode explore et rend accessible un nouveau domaine de recherche, très actif. Un intérêt particulier est porté à l'analyse et au design par la méthode de Lyapunov. Les résultats de simulation visualisent les performances de cette méthode de commande.

Le troisième chapitre concerne la commande par backstepping adaptatif, c'est une méthode qui résulte de la fusion de la synthèse adaptative par Lyapunov et la technique récursive du backstepping classique.

Le quatrième chapitre relatif à l'étude comparative des performances des deux méthodes de commande « la commande par backstepping classique, et adaptatif » appliquées à la MSAP. Cette étude comparative est basée sur les tests de robustesse par rapport à la variation de la charge puis inversion de vitesse et aussi sur les paramètres électriques et mécaniques de la machine. Les résultats de simulation vont permettre de faire la comparaison.

# *Chapitre I*

## *Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents*

## I.1 Introduction :

Dans l'industrie, les moteurs synchrones à aimants permanents essayent de plus en plus de remplacer le moteur à courant continu dans les applications où l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevées avec des puissances importantes. [1]

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) deviennent de plus en plus attractifs et concurrents des moteurs asynchrones. C'est grâce à de nombreuses raisons comme le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul. De plus la technologie évolue avec les aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Ce sont surtout les terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) qui sont performants. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé. Par ailleurs, les avantages des MSAP sont leur rendement élevé, la haute vitesse, un environnement propre, un fonctionnement de longue durée. Le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permet de travailler dans les milieux les plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien.

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
- les machines-outils,
- l'application de l'énergie de l'éolienne.

## I.2 Description :

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

**Le stator :** est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électriques.

**Le rotor :** se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- les machines synchrone à rotor bobiné
- les machines synchrone à réluctance
- les machines synchrone à aimants permanents.

Notre intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé).

La machine synchrone à aimants permanents est devenue compétitive par rapport à la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.



Figure I. 1 : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.

### **I.3 Avantages et inconvénients des MSAP :**

#### **I.3.1 Avantages :**

Les machines synchrone à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types des machines : à courant continue, synchrone à excitation électriques et asynchrones. Parmi ces avantages, on peu citer [2], [3] :

- Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifié le refroidissement de la machine.
- Puissances massique et volume importantes.
- Un rendement et un facteur de puissance élevé.
- Aucun courant d'excitation (30% de perte en moins).
- Une capacité à fonctionner à haute vitesse.

#### **I.3.2 Inconvénients :**

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continue est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et couteux que celui d'un moteur à courant continue.
- La présence d'aimants permanents major le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas l'utilisation d'aimants de type terre rare. ils présentent de très grandes qualités (champ coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. à cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, dé fluxage impossible dans les machines a courant continue, possible dans les machines synchrone par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants. [4], [5] :

### **I.4 Domaine d'application :**

- Les moteurs synchrones à aimants permanents sont largement utilisés dans l'industrie.
- En particulier Dans le servomécanisme des machines outils et en robotique où ils ont remplacé les machines à courant continue.
- il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très

divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

- ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avion, d'hélicoptères (aéromodélisme et voiture). Une forme simplifiée et populaire de cette technologie est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs [6].
- Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de kilowatts où l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [7].

## I.5 Matériaux des aimants permanents :

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques contenus dans ce matériau [8]. Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories [9], [10] :

**I.5.1 Les ferrites :** ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes, ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimant de faible puissance à faible coût.

Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

**I.5.2 Les AlNiCos :** les aimants d'AlNiCo sont composés d'aluminium, de nickel et de cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très élevé ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes, ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C.

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et système de détection à travers des champs magnétiques.

**I.5.3 Les terres rares :** ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants permanents, étant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante. Ils sont recommandés pour les structures de machines électriques de puissance moyenne de très haute performance. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins coûteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [10].

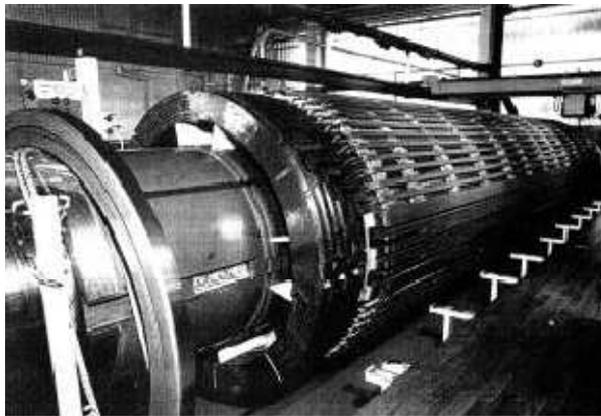
## I.6 Classification des MSAP :

Ces machines peuvent être classées selon la forme de la force électromotrice :

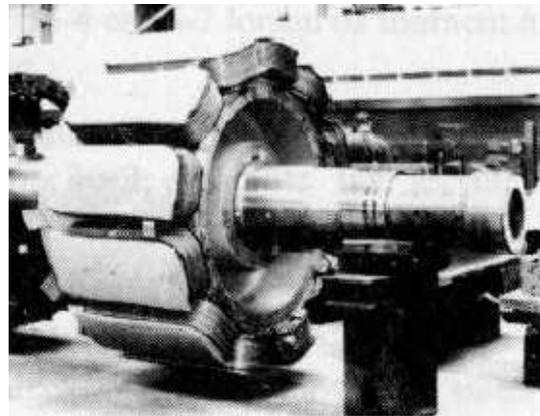
- Sinusoïdale
- Trapézoïdale.

En particulier, les machines synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classées en deux sous catégories selon la position des aimants : [11]

1. à pôles lisses, où les aimants sont montés à la surface du rotor.
2. à pôles saillants, où les aimants sont enterrés dans la masse rotoriques.



(a). à pôles lisses



(b). à pôles saillants

Figure I. 2: différents types de machine synchrone à aimant permanent

## I.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) représentée par la figure (I.3) comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec une paire de pôle. Dans des encoches régulièrement réparties sur la surface interne du stator sont logés trois enroulements identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à  $(2\pi/3)$  et connectés en étoile à neutre isolé. Au rotor, la bobine d'excitation peut être remplacée par des aimants permanents. Ce type de machine possède un bon rendement puisque les pertes joule sont localisées au stator. En outre, la compacité du rotor conduit à un bon rapport couple/inertie, autorisant des accélérations élevées. La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variantes technologiques selon la disposition des aimants.

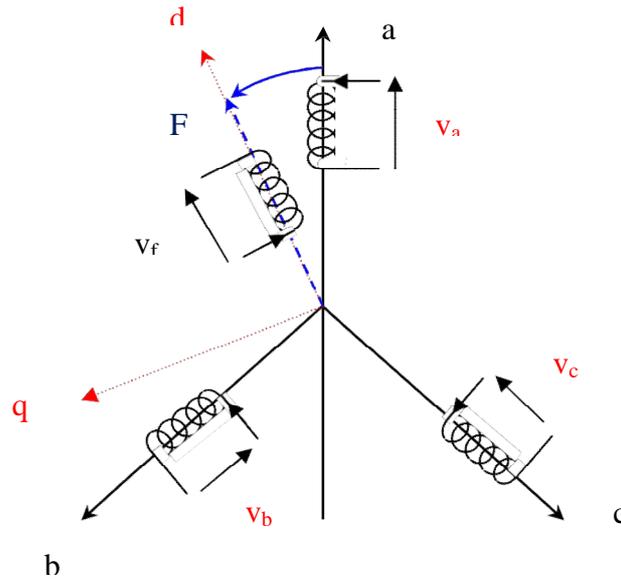


Figure I. 3 Schéma de la machine synchrone

**I.7.1 Mise en équation de la machine synchrone :**

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

**I.7.1.1 Equations électriques :**

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par : [15][16]

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \tag{I. 1}$$

Avec :

\$R\_s\$ : la résistance des enroulements statorique.

\$[v\_a \ v\_b \ v\_c]^T\$ : les tensions des phases statoriques.

\$[i\_a \ i\_b \ i\_c]^T\$ : les courants des phases statoriques .

\$[\phi\_a \ \phi\_b \ \phi\_c]^T\$ : les flux totaux à travers les bobines statoriques.

**I.7.1.2 Equations magnétiques : [15][16]**

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{aligned} [\phi_{abc}] &= [L_{ss}][i_{abc}] + [M_{sf}] [i_f] \\ [\phi_{abc}] &= [L_{ss}][i_{abc}] + [\phi_f] \end{aligned} \tag{I. 2}$$

Dans le cas général, c'est-à-dire, les machines à pôles saillants (sans amortisseurs), la matrice  $[L_{SS}]$  est une matrice d'inductances statoriques. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{S0}]$ : et des termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{S1}(\theta)]$ . Elle peut écrire :

$$[L_{SS}] = [L_{S0}] + [L_{S2}] \quad (I.3)$$

Avec :

$$[L_{S0}] = \begin{bmatrix} L_{S0} & M_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & L_{S0} & M_{S0} \\ M_{S0} & M_{S0} & L_{S0} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[L_{S2}] = L_{S2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Où :

$M_{S0}$ : Inductance mutuelle entre deux phases statorique .

$L_{S0}$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$\theta$  : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Et:

$M_{sf}$ : Est le flux crée par les aimants permanents supposés à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer. Par conséquent, les expressions des flux mutuels rotor phases statoriques s'écrivent:

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$M_f$ : Est la valeur crête constante du flux crée par l'aimant lisse à travers les enroulements statorique

La substitution de (I.2) dans (I.1) donne [1]:

$$[v_{abc}] = [R] [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ([L_{SS}] [i_{abc}] + [\phi_f]) \quad (I.7)$$

On remarque que le système (1.7) engendre des équations fortement non linéaires et couplées.

### 1.7.1.3 Équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit : [15]

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - f \omega_r) \quad (I.8)$$

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + f \omega_r$$

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et l'expression de ce terme est exprimée par:

$$C_{em} = P \left[ (L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right]$$

$\omega_r = \frac{\omega}{P}$  : vitesse mécanique de rotation de la machine.

$C_r$  : Couple résistant.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$J$ : Moment d'inertie

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$\omega$  : Vitesse électrique du rotor.

$f$  : Coefficient de frottement.

### 1.7.2 Transformation de PARK :

Pour supprimer les non linéarités liées à la présence du temps dans la matrice d'inductance des équations du modèle précédent, la majorité des travaux utilise la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

La transformation de Park est définie comme suit [12]:

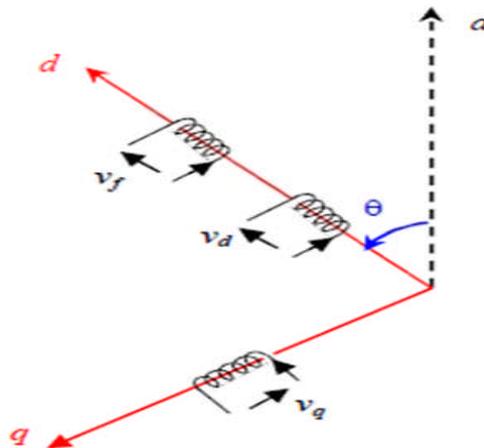


Figure I. 4: Schéma équivalent de la MS dans le référentiel de Park.

$$[X_{dqo}] = [T_\theta] \cdot [X_{abc}] \quad (I.9)$$

Où  $X$  peut-être un courant, une tension ou un flux et  $\theta$  représente la position du rotor. Les termes  $X_d$  et  $X_q$ , représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statorique (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation  $T_\theta$  est donnée par [12]:

$$[T_\theta] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 10})$$

La matrice inverse est :

$$[T_\theta^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{aligned} [v_d \quad v_q \quad v_0] &= [T_\theta] [v_a \quad v_b \quad v_c] \\ [i_d \quad i_q \quad i_0] &= [T_\theta] [i_a \quad i_b \quad i_c] \\ [\varphi_d \quad \varphi_q \quad \varphi_0] &= [T_\theta] [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c] \end{aligned} \quad (\text{I. 12})$$

Alors, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents après la transformation de Park est :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + L_d s & -P\omega L_q & 0 \\ P\omega L_d & R_S + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ P\omega\varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 13})$$

Avec :  $\varphi_f = M_{sf} I_f$

Ainsi pour la MSAP, le modèle est le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S + L_d s & -P\omega L_q \\ P\omega L_d & R_S + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ P\omega\varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I. 14})$$

D`ou

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I. 15})$$



## I.10 Principe de l'autopilotage :

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher.

D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [13].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation, la machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor /stator, c'est-à-dire, la position de champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux a une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme amplifié et isolé par l'intermédiaire de transformateur d'impulsions et envoyés sur les gâchâtes de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ».

## I.11 Modèle de simulation de la MSAP autopilotée :

Le schéma de simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe est présenté sur la figure (I.6). La machine ne pouvant être alimentée directement du réseau 130/133 Hz est synchronisée selon une méthode telle que le rapport (V/f) soit toujours gardé fixe Jusqu'à la tension et la fréquence nominale du réseau.

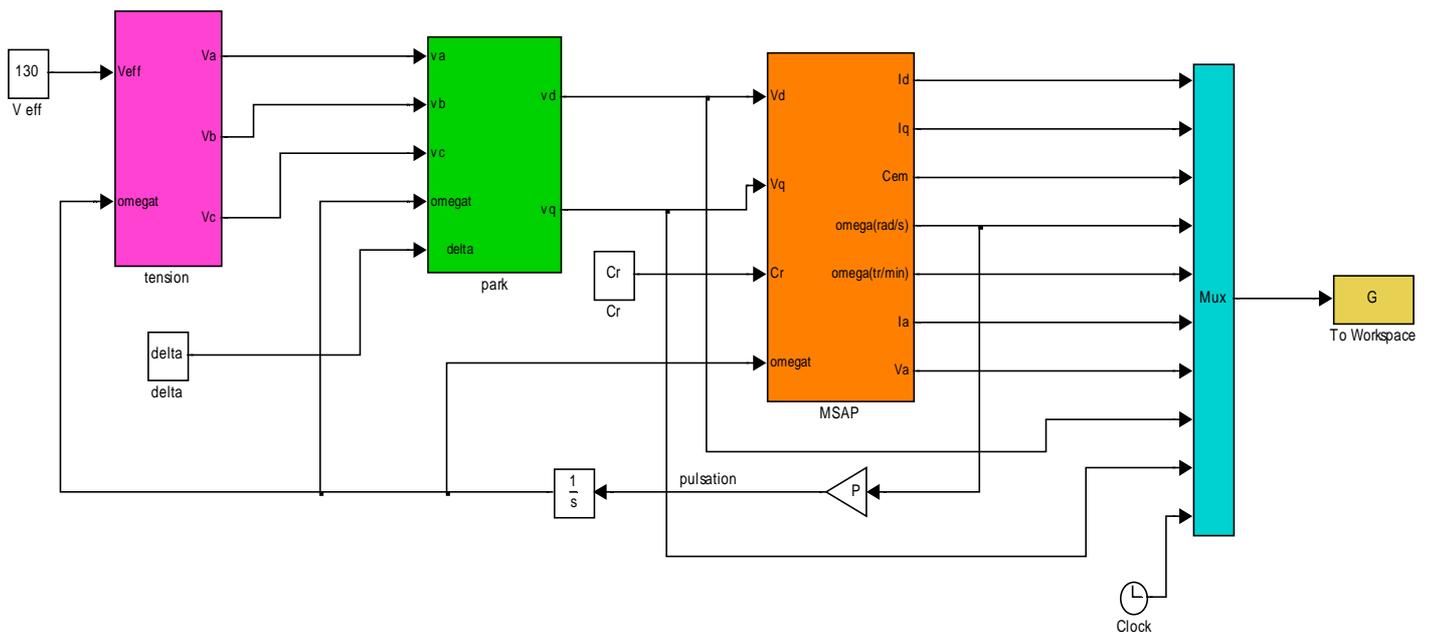


Figure I.6 : schéma block de simulation du MSAP autopilotée avec modèle d-q alimenté par des tensions

## I.12 Résultats de simulation :

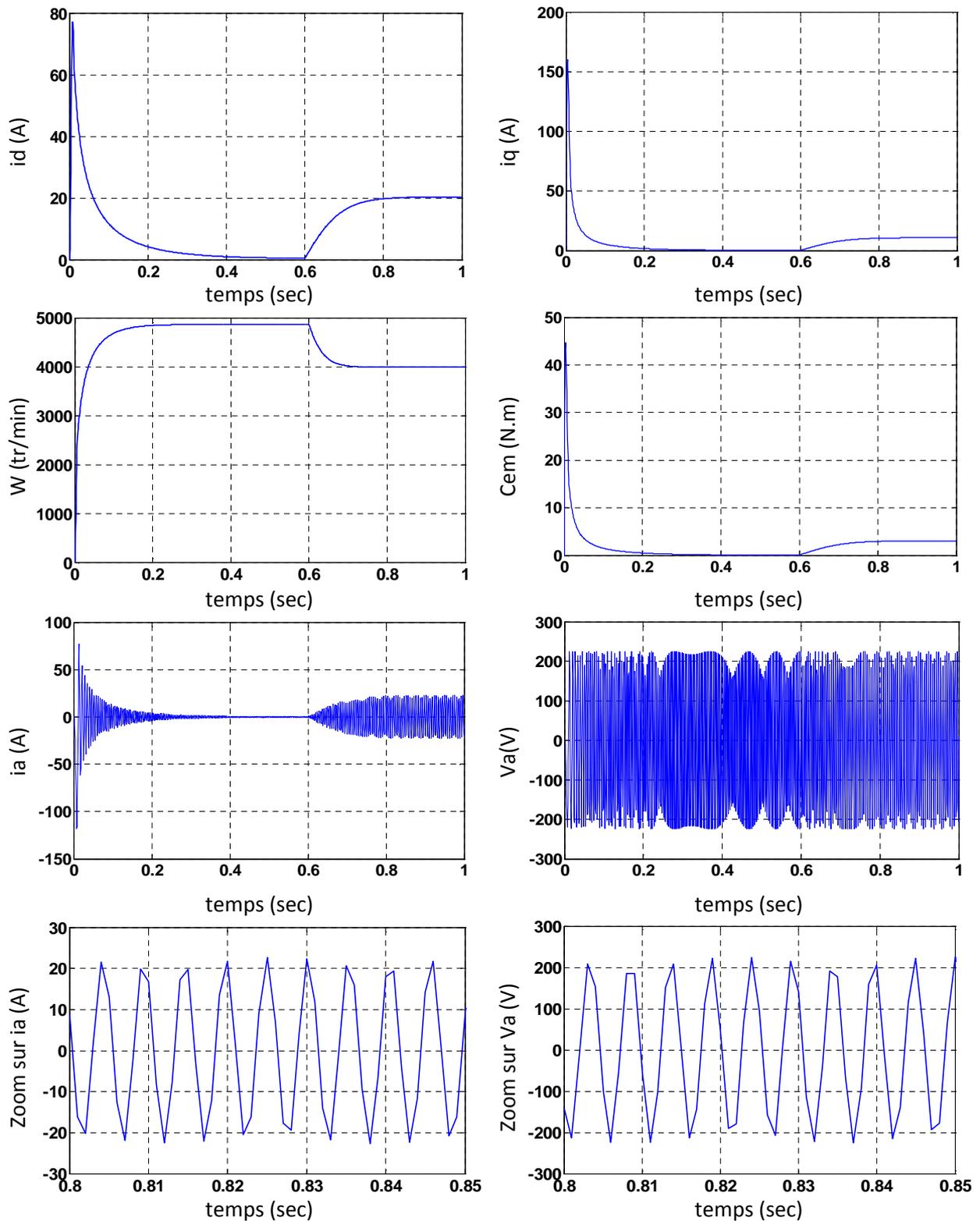


Figure I. 6 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée par source de tensions sinusoïdales nominales, lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale à l'instant  $t=0.6$

### I.13 Interprétation des résultats :

Nous avons présenté sur la figures (I.7) la vitesse  $W$  (tr/min), le couple électromagnétique, les deux composantes d'axe directe  $i_d$  et en quadrature  $i_q$ , de la MSAP, le courant statorique de la phase (a) et la tension statorique de la phase (a)  $V_a$ .

L'analysent des courbes de simulation permet de tirer les résultats suivants :

- L'établissement de la vitesse du moteur synchrone au démarrage avec couple résistant est lent.
- Pendant le régime transitoire de la machine, le couple électromagnétique prend des valeurs relativement élevées, ainsi que le courant de phase.
- En régime permanent, toutes les grandeurs prennent des valeurs constantes.

### I.14 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimentée en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise à des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable.

Les résultats obtenus après simulation sous MTLAB nous ont permis d'analyser le comportement dynamique de la MSAP à vide et en charge, on a visualisé les performances. Le chapitre suivant a pour objectif l'étude d'une stratégie de commande par backstepping pour améliorer les performances de la machine synchrone à aimants permanents en boucle fermée.

## *Chapitre II*

*Commande par la technique  
du backstepping classique*

## II.1 Introduction :

La commande backstepping a été développée par Kanellakopoulos [33] et inspiré par les travaux de Feurer & Morse [34] d'une part et Tsinias, [35], et Petar V. Kokotović, est généralement reconnue plus intéressante que la commande par linéarisation du fait qu'elle évite le principe d'annulation des non linéarités et repose sur l'utilisation d'autres concepts pouvant améliorer les performances du régime transitoire.

C'est une approche récursive à retour d'état, basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov applicable à une classe de systèmes non linéaires, dite triangulaire. Le principe de base consiste à considérer les états du système comme des «commandes virtuelles» servant à la détermination de la loi de commande exacte via différentes étapes.

Dans une première étape, on calcule une loi de commande virtuelle conduisant un état vers une position d'équilibre tout en assurant la négativité de la fonction de Lyapunov associée, cette commande virtuelle est considérée comme la valeur désirée du deuxième état, il s'agit alors, dans de la seconde étape, de réaliser cet objectif, une fonction de Lyapunov augmentée associée à l'erreur entre le deuxième état et la commande virtuelle calculée précédemment est mise en place, la négativité de cette fonction, incite la définition d'une deuxième loi de commande virtuelle. On suit le même raisonnement, la commande finale sera déterminée à partir des lois de commande virtuelles calculées précédemment. [17][18]

Dans ce chapitre nous introduisons le principe de base de cette méthode. Nous commençons par quelques définitions et théorèmes préliminaires ensuite nous appliquons la méthode backstepping sur la machine synchrone à aimants permanents. La synthèse de cette commande utilise le modèle non linéaire multivariable et monovariable.

Les résultats de la simulation vont nous permettre de conclure sur les performances de la commande pour les deux types de modèles de la MSAP.

## II.2 Aspects théoriques de la technique du backstepping :

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine [27,31]. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande.

### II.2.1 Méthodes de Lyapunov:

La commande des systèmes non linéaires s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du backstepping est basée sur les méthodes de Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes de la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles.

#### Première méthode de Lyapunov :

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité globale [22]. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité. Si on trouve que le système linéaire est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

#### Deuxième méthode de Lyapunov :

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état  $x$  consiste alors à chercher une fonction  $V(x)$  (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée  $\frac{dV}{dt}$  est semi définie et de signe négative dans le même domaine.

### II.2.2 Méthode générale de synthèse récursive par backstepping :

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1; \dots; x_n) + g_{n-1}(x_1; \dots; x_n)x_2\end{aligned}$$

Avec  $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^t \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}$ .

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode backstepping, on considère que la sortie du système  $y = x_1$  suit le signal de référence  $y_{ref}$ . Le système étant d'ordre  $n$ , la mise en œuvre s'effectue en  $n$  étapes.

Dans cette partie, l'idée principale de la technique du backstepping est démontrée par son application à travers deux exemples, du deuxième et du troisième ordre

### II.2.3 Application du Backstepping pour les systèmes du second ordre:

Considérons le système suivant:[20]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1 & \text{(II. 1. a)} \\ \dot{x}_2 = u & \text{(II. 1. b)} \\ y = x_1 & \text{(II. 1. c)} \end{cases} \quad \text{(II. 1)}$$

Où :

$u$ : L'entrée de commande

$\theta_1$ : Vecteur paramétrique connu

$\varphi(x_1)$ : Vecteur de fonction non linéaire ( $\varphi(0) = 0$ )

$y$  : La sortie du système

Le schéma bloc du système est donné par la figure (II.1) suivante :

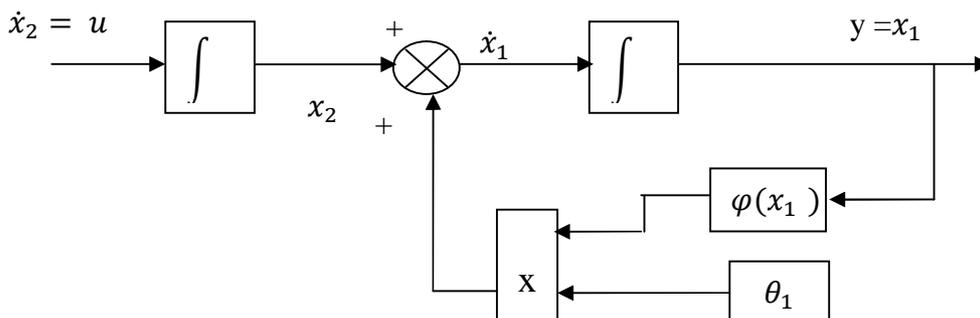


Figure II 1: Schéma bloc du système du deuxième ordre

L'objectif de la commande est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro réalisant ainsi la stabilité et l'équilibre du système ce qui permet à sa sortie  $y$  de suivre une référence  $y_r = y_r(t)$ .

Le système étant du 2ème ordre, la conception par le backstepping est exécutée en deux étapes.

**Etape 1:**

Pour le premier sous-système (II.1.a), on choisit l'état  $x_2$  comme commande virtuelle de l'état  $x_1$ .

Nous définissons l'erreur de poursuite  $e_1$  comme suit:

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - y_r \\ \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{y}_r \\ \dot{e}_1 &= x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1 - \dot{y}_r \end{aligned} \quad (\text{II. 2})$$

Choisir une fonction stabilisante de manière à éliminer la non linéarité du sous système:

$$(x_{2 \text{ ref}}) = -k_1 e_1 - \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1 + \dot{y}_r \quad (\text{II. 3})$$

$$(x_{2 \text{ ref}}) - \dot{y}_r = -k_1 e_1 - \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1$$

$$\text{On pose : } (x_{2 \text{ ref}}) - \dot{y}_r = a_1(x_1)$$

$$\text{Donc : } a_1(x_1) = -k_1 (x_1 - y_r) - \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1$$

Où :

$$k_1 > 0$$

Cette solution est conçue pour stabiliser le premier sous-système et puisqu'elle est virtuelle, On définit la deuxième erreur par:

$$e_2 = x_2 - (x_{2 \text{ ref}}) \quad (\text{II. 4})$$

$e_2$  est la variable erreur entre  $x_2$  et la commande virtuelle de l'étape précédente.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{II. 5})$$

La dérivée temporelle de cette fonction est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (\text{II. 6})$$

Par arrangement des équations(II. 2), (II. 3)et(II. 4), on obtient l'équation :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \quad (\text{II. 7})$$

Et l'équation (II. 6) devient:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (\text{II. 8})$$

Le terme  $e_2 e_1$  sera éliminé dans l'étape suivante ou on abordera le deuxième sous-système.

**Etape 2 :**

$$e_2 = x_2 - (x_{2 \text{ ref}})$$

$$e_2 = x_2 - a_1(x_1) - \dot{y}_r$$

La dérivée de  $e_2$  est exprimée par :

$$\begin{aligned}
\dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - (\dot{x}_{2\text{ref}}) \\
&= \dot{x}_2 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \\
&= u - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1) - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r
\end{aligned} \tag{II. 9}$$

Prenons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \tag{II. 10}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \tag{II. 11}$$

On a :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \tag{II. 12}$$

D'après les équations (II. 7) et (II. 9) on obtient :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 \left[ u + e_1 - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1) - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r - \ddot{y}_r \right]$$

La commande  $u$  est choisie tel que  $\dot{V}_2 < 0$  : (condition de stabilité de Lyapunov).

Nous obtenons :

$$\begin{aligned}
u &= -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial a_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi(x_1)^T \cdot \theta_1) - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r \\
&= -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial a_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \ddot{y}_r
\end{aligned} \tag{II. 13}$$

Avec :  $k_2 > 0$

Dans ces conditions :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \tag{II. 14}$$

Ce qui réalise l'équilibre et le système est stable.

### II.2.4 Application du backstepping pour les systèmes du troisième ordre :

Considérons le système du troisième ordre suivant: [21]

$$\begin{cases}
\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1) \cdot \vartheta + \psi_1(x_1) \cdot x_2 \\
\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2) \cdot \vartheta + \psi_2(x_1, x_2) \cdot x_3 \\
\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3) \cdot \vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3) \cdot u
\end{cases} \tag{II. 15}$$

$\vartheta$  : Vecteurs de paramètres connus

$\varphi(x_1, x_2, x_3)^T$  et  $\psi(x_1, x_2, x_3)$  : sont des fonctions non linéaires.

**Etape 1 :**

Pour le premier sous-système, l'état  $x_2$  est choisit comme commande virtuelle de l'état  $x_1$ . On considère l'erreur entre la variable  $x_1$  et la grandeur de référence  $x_{1\ ref} = y_r = \alpha_0$  :

Nous définissons l'erreur  $e_1$  :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0$$

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{II. 16})$$

La première fonction de Lyapunov est :

$$V_1(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1$$

A partir de l'équation (II. 16) on obtient:

$$\dot{V}_1 = e_1 (\varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot x_2 - \dot{\alpha}_0) \quad (\text{II. 17})$$

Un choix judicieux de  $x_2$  et qui rendait  $\dot{V}_1$  négative et assurait la stabilité à l'origine du sous-système décrit par l'équation (II. 16). Prenons comme valeur de  $x_2$ , la fonction  $\alpha_1$  telle que :

$$\varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot \alpha_1 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1$$

Où:  $k_1 > 0$

$$x_{2\ ref} = \alpha_1 = \frac{1}{\psi_1} [-k_1 e_1 - \varphi_1^T \cdot \vartheta + \dot{\alpha}_0] \quad (\text{II. 18})$$

Et la dérivée s'écrit:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine de (II.16):

**Etape 2 :**

On considère le premier et le deuxième sous système et l'on définit la nouvelle variable d'erreur  $e_2$ :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{II. 19})$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état  $x_2$  et sa valeur désirée  $\alpha_1$ . A cause du fait que  $x_2$  ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence  $\alpha_1$ , l'erreur  $e_2$  n'est pas instantanément nulle. La conception dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique choisie au préalable. Les équations du système à commander, dans l'espace  $(e_1, e_2)$ , s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot (e_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{II. 20})$$

$$\dot{e}_2 = \varphi_2^T \cdot \vartheta + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{II. 21})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov:

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2$$

Sa dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + e_2 \cdot \dot{e}_2 \\ &= e_1 [\varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot (e_2 + \alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + e_2 [\varphi_2^T \cdot \vartheta + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \\ &= e_1 [\varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot (\alpha_1) - \dot{\alpha}_0] + e_2 [\varphi_2^T \cdot \vartheta + \psi_2 x_3 + \psi_1 e_1 - \dot{\alpha}_1] \\ \dot{V}_2(e_1, e_2) &= -k_1 e_1^2 + e_2 (\varphi_2^T \cdot \vartheta + \psi_2 x_3 + \psi_1 e_1 - \dot{\alpha}_1) \end{aligned} \quad (\text{II. 22})$$

Le choix de la valeur désirée de  $x_3$  devient évident. Ce dernier est donné par :

$$x_{3 \text{ ref}} = \alpha_2 = \frac{1}{\psi_2} [-k_2 e_2 - \varphi_2^T \cdot \vartheta - \psi_1 e_1 + \dot{\alpha}_1] \quad (\text{II. 23})$$

Où:  $k_2 > 0$  et avec  $\dot{\alpha}_1$  est calculée analytiquement :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{d\alpha_1}{dx_1} x_1 + \frac{d\alpha_1}{dy_r} y_r + \frac{d\alpha_1}{dy_r} \dot{y}_r$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{II. 24})$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de l'origine de (II.20)-( II.21).

**Etape 3 :**

En définissant la variable d'erreur  $e_3$  par :

$$e_3 = x_3 - \alpha_2$$

Ce qui permet d'écrire les équations du système, dans l'espace  $(e_1, e_2, e_3)$

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \vartheta + \psi_1 \cdot (e_2 + \alpha_2) - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{II. 25})$$

$$\dot{e}_2 = \varphi_2^T \cdot \vartheta + \psi_2 \cdot (e_3 + \alpha_2) - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{II. 26})$$

$$\dot{e}_3 = \varphi_3^T \cdot \vartheta + \psi_3 \cdot u - \dot{\alpha}_2 \quad (\text{II. 27})$$

La fonction de Lyapunov dans ce cas est :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2$$

La dérivée de cette dernière équation est :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3$$

A partir des équations (II.24), (II.25), (II.26) et (II.27) cette dérivée devient :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [\varphi_3^T \cdot \vartheta + \psi_3 \cdot u - \dot{\alpha}_2 + \psi_2 e_2] \quad (\text{II. 28})$$

Un bon choix de la loi de commande est donné par :

$$u = \frac{1}{\psi_3} [-k_3 e_3 - \varphi_3^T \cdot \vartheta - \psi_2 e_2 + \dot{\alpha}_2] \quad (\text{II. 29})$$

Où:  $k_3 > 0$  et  $\dot{\alpha}_2$  est également calculée analytiquement par:

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{d\alpha_2}{dx_1} x_1 + \frac{d\alpha_2}{dx_2} x_2 + \frac{d\alpha_2}{dy_r} \dot{y}_r + \frac{d\alpha_2}{d\dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{d\alpha_2}{d\ddot{y}_r} \ddot{\ddot{y}}$$

Avec ce choix, on a :

$$\dot{V}_3(e_1, e_2, e_3) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 < 0$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine (II.26)-(II.27). Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite  $y - y_r$ .

### II.3 Commande de la MSAP par la méthode de backstepping classique :

Selon le modèle de Park, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents intérieur peut être décrit en utilisant les courants statoriques et la vitesse mécanique comme variables d'état, et les tensions statoriques comme commandes.

Dans notre travail nous assurons la commande par backstepping en utilisant le modèle complet et le modèle réduit de la MSAP :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= (v_d - R_S \cdot i_d + \omega \cdot L_q \cdot i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{(v_q - R_S \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_F - \omega \cdot L_d \cdot i_d)}{L_q} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} (c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r) \end{aligned} \quad (II.30)$$

**Les variables d'état :**

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad \omega]^T$$

**Les commandes :**

$$u = [v_d \quad v_q]$$

#### II.3.1 Réglage de vitesse de la MSAP par la commande backstepping classique avec modèle mono variable :

La machine synchrone à aimants permanents est décrite par un système linéaire du deuxième ordre avec deux variables d'état, courant  $i_q$  avec courant sur l'axe d nulle ( $i_d = 0$ ) et une vitesse de rotation mécanique et la variable d'entrée commande la tension  $v_q, v_d$ :

$$\begin{aligned} v_d &= -\omega \cdot L_q \cdot i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{(v_q - R_S \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_f - \omega \cdot L_d \cdot i_d)}{L_q} \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{P}{J} (c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r) \end{aligned}$$

Déterminons la loi de commande par backstepping permettant la régulation de la vitesse suivant une référence :

**Étape1:** Régulation de la vitesse

$z_1$  : l'erreur de la vitesse

$V(z_1)$  : Fonction d'énergie

$$z_1 = \omega - \omega_{ref} \quad (\text{II. 31})$$

$$V(z_1) = J \frac{1}{2} z_1^2$$

Pour que l'erreur " $z_1$ " tend vers zéro et donc  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov soit négative d'où :

$$\dot{V} = J \cdot z_1 \dot{z}_1$$

$$\dot{V} = J \cdot z_1 (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref})$$

La dérivée de l'erreur " $z_1$ ":

$$\dot{z}_1 = \frac{P}{J} \left( c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r \right) - \dot{\omega}_{ref} \quad (\text{II. 32})$$

Pour stabiliser la variable erreur  $z_1$  sur zéro, choisissant la commande virtuelle ( $c_{(em)ref} = c_{em}$ ) qui représente le couple électromagnétique de référence produit par la machine. Pour que la dérivée de l'énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle s'exprime par :

$$c_{(em)ref} = -\frac{c \cdot e}{P} + c_r + \frac{(f \cdot \omega + J \dot{\omega}_{ref})}{P} \quad (\text{II. 33})$$

Dans ce cas:

$$\dot{V} = -c_1 \cdot z_1^2, \text{ avec } c_1 > 0$$

NB: Puisque le courant  $i_q$  est proportionnel au couple, on peut remplacer le couple de référence par le courant de référence et donc assurer la commande du courant.

**Étape2:** la commande de couple

$$z_2 = c_{em} - c_{(em)ref}$$

Utilisant  $z_2$  et  $z_1$  comme nouvelles variables. La fonction énergie de Lyapunov augmentée devient :

$$V(z_1, z_2) = \frac{(J z_1^2 + z_2^2)}{2}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(z_1, z_2) = J z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2$$

$$\dot{z}_2 = \dot{c}_{em} - \dot{c}_{em_{ref}}$$

$$\dot{z}_2 = P \cdot \Phi_f \cdot i_q - \dot{c}_{em_{ref}}$$

$$\dot{z}_2 = P \cdot \frac{\Phi_f (v_q - R_S \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_f)}{L_q} - \dot{c}_{em_{ref}} \tag{II. 34}$$

Pour stabiliser  $z_2$  sur l'origine, il faut choisir  $v_q$  de façon à ce que la dérivée soit négative. D'où la commande  $v_q$ :

$$v_q = - \frac{(c_2 z_2 - \dot{c}_{em_{ref}})}{P \cdot \Phi_f} \cdot L_q + R_S \cdot i_q + \omega \cdot \Phi_f \tag{II. 35}$$

Nous pouvons dire que la commande  $v_q$  assure la convergence du couple  $c_{em}$  vers  $c_{(em)ref}$  et qui conduit à la convergence de  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , avec la condition :  $\forall c_1, c_2 > 0$

NB : Le choix des coefficients  $c_1$  et  $c_2$  améliorent les performances de la commande, à savoir (temps de réponse, dépassement...etc).

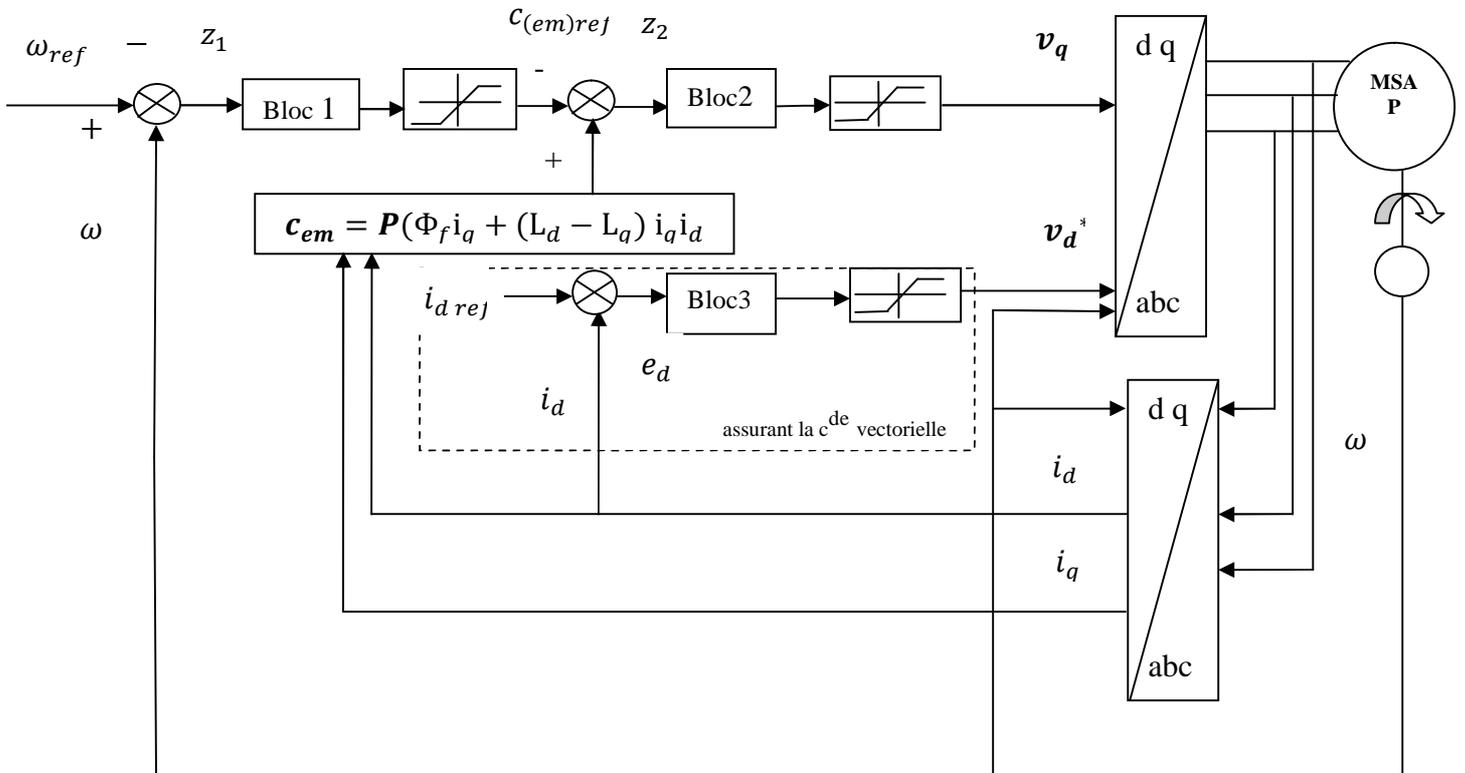


Figure II. 2 : Schéma de la commande par backstepping appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel.

### II.3.2 Résultats de simulation et interprétation :

Modèle mono variable linéaire :

Les résultats de simulation sont obtenus selon la méthode par backstepping appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel. Les paramètres de la commande sont choisis de la manière suivante:

$$c_1 = 30 \text{ et } c_2 = 500$$

La figure II.3 : montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une variation de vitesse référence de 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante.

La figure II.4 : montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une double variation de la charge mécanique à vitesse constante.

- Les résultats montrent une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse très faible et une erreur statique nulle.
- Le couple présente un pic lié au démarrage et qui s'atténue pendant le régime permanent. Quant à la grandeur de commande, elle varie de la même manière que le couple et suit le changement du point de fonctionnement
- L'erreur ( $e$ ) s'annule au régime permanent. La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.
- La structure de la commande par backstepping assure aussi la commande indirecte du courant de phase, par la commande de la composante  $i_q$  du courant de phase. Qui est une grandeur importante dans le fonctionnement de la machine.

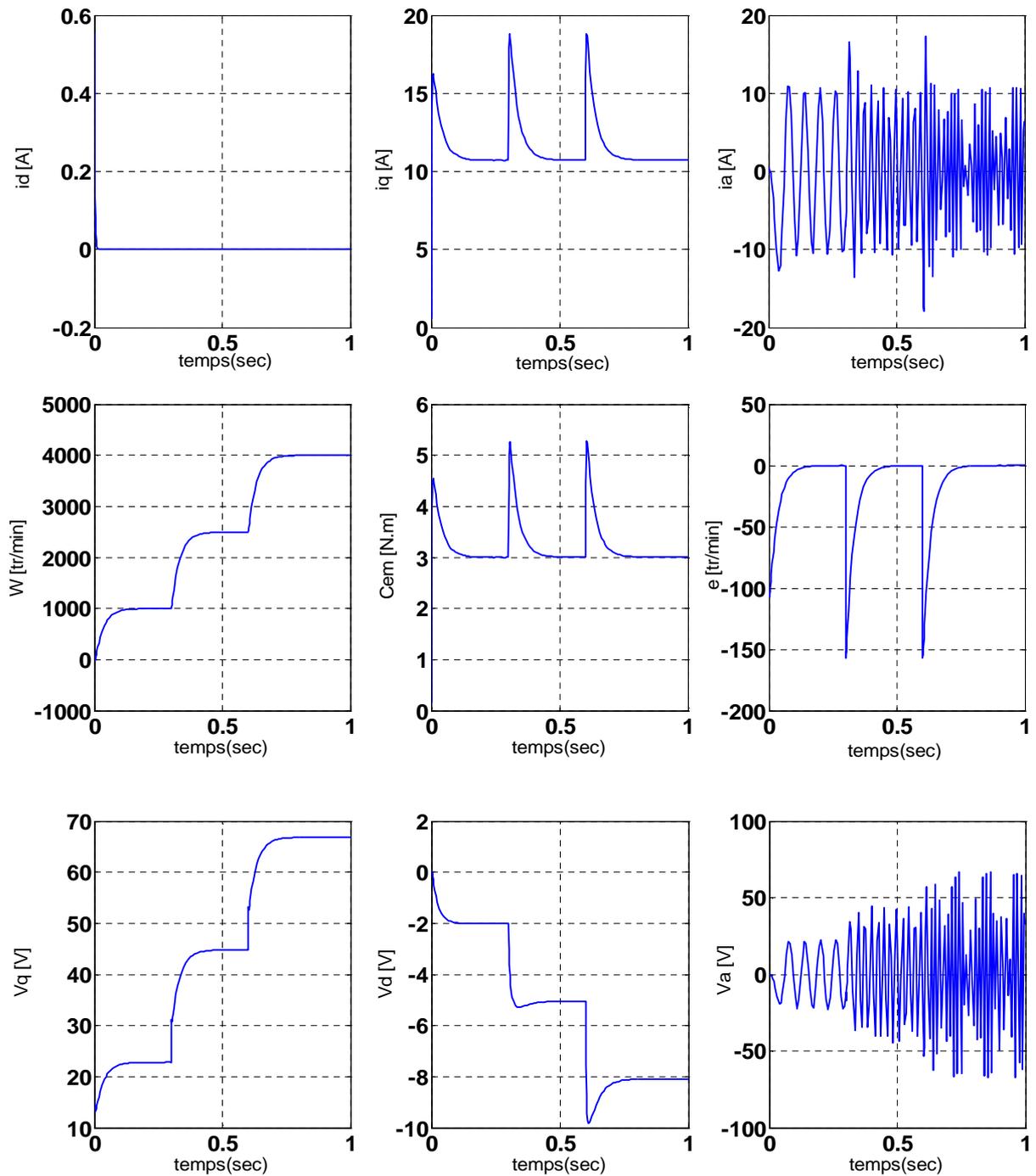


Figure II. 3: Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension, réglée par la méthode du backstepping non linéaire et mono variable lors de la variation de la vitesse de référence 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante.

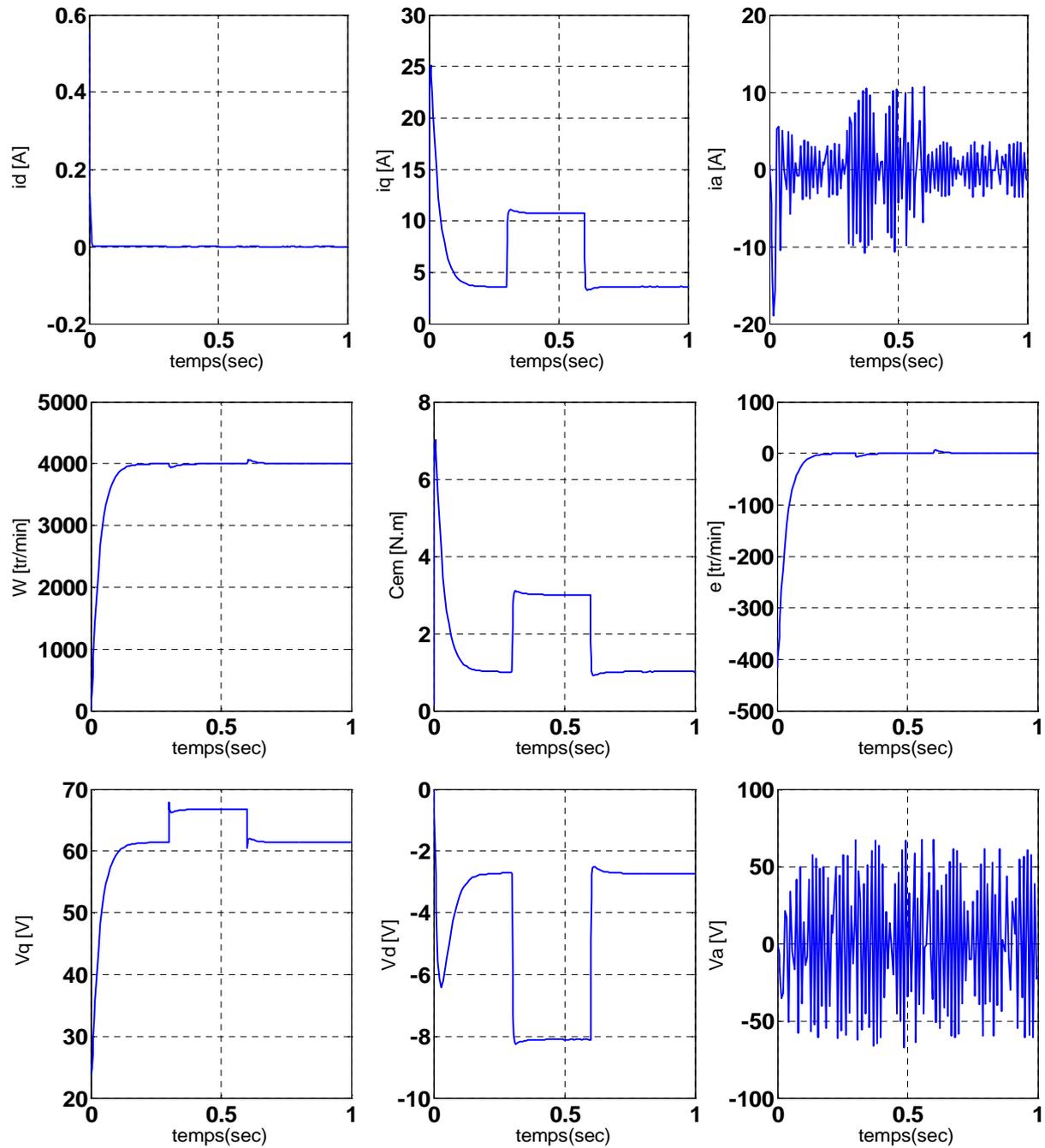


Figure II. 4: Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension réglée par la méthode du backstepping non linéaire et monovariante lors d'une double variation de la charge.

### II.3.3 Réglage de vitesse de la MSAP par backstepping classique avec modèle multi variable :

La machine synchrone à aimants permanents est décrite par un système d'équations non linéaires du troisième ordre avec trois variables états (courant  $i_d$ , courant  $i_q$  et la vitesse de rotation mécanique) et deux variables entrées commandent les tensions  $v_d$  et  $v_q$ . Equation (II. 36) nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= (v_d - R_s \cdot i_d + \omega \cdot L_q \cdot i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{(v_q - R_s \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_f - \omega \cdot L_d \cdot i_d)}{L_q} \end{aligned} \quad (\text{II. 36})$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r \right)$$

L'objectif de cette commande multi variable  $[v_d \ v_q]^T$  est de permettre d'une part, l'asservissement de vitesse selon la trajectoire de référence et par conséquent les variables erreurs sur l'origine. Cela sera réalisé en suivant l'approche du backstepping.

**Etape1:** Régulation de la vitesse (bloc1)

$z_1$  : l'erreur de la vitesse

$V(z_1)$  : fonction d'énergie

Erreur de vitesse :

$$z_1 = \omega - \omega_{ref} \quad (\text{II. 37})$$

Fonction de Lyapunov:

$$V(z_1) = \frac{1}{2} \cdot z_1^2$$

Pour que l'erreur " $z_1$ " tende vers zéro et donc  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov soit négative d'où :

$$\dot{V} = J \cdot z_1 \dot{z}_1$$

$$\dot{V} = J \cdot z_1 (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref})$$

La dérivée de l'erreur " $z_1$ " :

$$\dot{z}_1 = P \left( c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r \right) - J \dot{\omega}_{ref} \quad (\text{II. 38})$$

Pour stabiliser la variable erreur  $z_1$  sur zéro, choisissant la commande virtuelle  $c_{(em)ref} = c_{em}$  qui représente le électromagnétique de référence produit par la machine. Pour que la dérivée de la fonction Énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle s'exprime par :

$$c_{(em)ref} = -\frac{c_1 \cdot z_1}{P} + c_r + \frac{f \cdot \omega + J \dot{\omega}_{ref}}{P}$$

Dans ce cas:  $\dot{V} = -c_1 \cdot z_1^2$  avec  $c_1 > 0$

**Étape 2:** la commande de couple (bloc2)

$$z_2 = c_{em} - c_{emref}$$

La dérivée de l'erreur de couple magnétique :

$$\dot{z}_2 = \dot{c}_{em} - \dot{c}_{emref} \quad (\text{II. 39})$$

Utilisant  $z_2$  et  $z_1$  comme nouvelles variables la fonction énergie de Lyapunov augmentée devient :

$$V(z_1, z_2) = \frac{(J z_1^2 + z_2^2)}{2}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = J z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2$$

En écrit l'équation  $\dot{z}_2$  en fonction de la tension de commandes ( $v_d$  et  $v_q$ ) comme suite:

$$\dot{z}_2 = \beta_0 + \beta_1 v_d + \beta_2 v_q \quad (\text{II. 40})$$

Tel que :

$$\beta_1 = P \cdot \frac{i_q}{L_d} (L_d - L_q)$$

$$\beta_2 = P \cdot \frac{i_d}{L_q} [(L_d - L_q) + P \phi_f]$$

$$\beta_0 = P \left( \phi_f \frac{(-R_S \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_f - \omega \cdot L_d \cdot i_d)}{L_q} + K_1 (L_d - L_q) \right) + K_2$$

$$K_1 = \frac{i_d (-R_S \cdot i_d + \omega \cdot L_q \cdot i_q)}{L_d} + i_d \frac{(-R_S \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_f - \omega \cdot L_d \cdot i_d)}{L_q}$$

$$K_2 = \frac{c_1 \left( c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r \right)}{J} - f \left( c_{em} - f \cdot \frac{\omega}{P} - c_r \right)$$

Pour stabiliser  $e$  et  $z_1$  sur l'origine, il faut que la dérivé de la fonction de Lyapunov soit négative et donc choisir les paramètres  $c_1$  et  $c_2$  positifs:

$$\dot{V}(z_1, z_2) = -c_1 \cdot z_1^2 - c_2 \cdot z_2^2 \leq 0$$

Ce qui nous donne une équation à deux inconnues  $v_q$  et  $v_d$ , suivante:

$$\beta_1 v_d + \beta_2 v_q = -\beta_0 - c_2 z_2 \quad (\text{II. 41})$$

Il faut trouver une autre relation, qui permet la détermination de l'expression des deux grandeurs de commandes. Nous allons procéder à la commande du courant de phase.

### **Etape 3 :** Commande du courant (bloc3)

Le objectif est de forcer  $i_d$  vers sa référence  $I_{\text{ref}}$ . D'après la commande vectorielle, cette référence est supposée nulle. A ce stade, nous définissons l'erreur  $z_3$  du courant comme suit :

$$z_3 = I - I_{\text{ref}} \quad (\text{II. 42})$$

Tel que le carré de la valeur efficace du courant I:

$$I^2 = i_d^2 + i_q^2$$

La dérivée de courant est exprimée par:

$$\dot{z}_3 = \dot{I} - \dot{I}_{\text{ref}}$$

La fonction énergie de Lyapunov définie par:

$$V(z_1, z_2, z_3) = \frac{(J z_1^2 + z_2^2 + z_3^2)}{2}$$

D'où sa dérivée est exprimée par :

$$\dot{V}(z_1, z_2, z_3) = J z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3$$

En écrit l'erreur  $z_3$  en fonction des commandes de tension  $v_d$  et  $v_q$ :

$$z_3 = \beta_3 + \beta_4 v_d + \beta_5 v_q \quad (\text{II. 43})$$

Avec:

$$\beta_4 = 2 \frac{i_d}{L_d}$$

$$\beta_5 = 2 \frac{i_q}{L_q}$$

$$\beta_3 = 2 \frac{i_d}{L_d} (-R_s \cdot i_d + \omega \cdot L_q \cdot i_q) - 2 \frac{i_q}{L_q} (-R_s \cdot i_q - \omega \cdot \Phi_f - \omega \cdot L_d \cdot i_d) - \dot{I}_{\text{ref}}$$

Pour stabiliser  $z_1, z_2, z_3$  et sur l'origine, il faut que la dérivé de la fonction de Lyapunov soit négative et par conséquent, choisir les coefficients  $c_1, c_2, c_3$  et positifs, Ce qui garantit la convergence asymptotique des erreurs de poursuite de la vitesse ainsi que du courant vers zéro.

La dérivée globale de la fonction d'énergie Lyapunov:

$$\dot{V}(z_1, z_2, z_3) = -c_1 \cdot z_1^2 - c_2 \cdot z_2^2 - c_3 \cdot z_3^2 \leq 0 \quad (\text{II. 44})$$

Ce qui conduit:

$$\beta_4 v_d + \beta_5 v_q = -\beta_3 - c_3 z_3 \quad (\text{II. 45})$$

Combinant équations (II.43) et équations (II.44), nous obtenons la loi de commande suivante:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - c_2 z_2 \\ -\beta_3 - c_3 z_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 46})$$

Pour satisfaire la stabilité du système, tous les gains ( $c_1, c_2, c_3$ ) doivent être choisis positifs. De meilleures performances peuvent être obtenues par un choix adéquat des gains.

L'équation (II.44), représentant l'expression de la dérivé de la fonction énergie global, montre que le système en boucle fermée équations (II.36) et équations (II.46) réalise les objectives de la commande de la vitesse, du couple et du courant de phase, dans le sens que tous les erreurs  $z_1, z_2, z_3$  converge vers zéro.

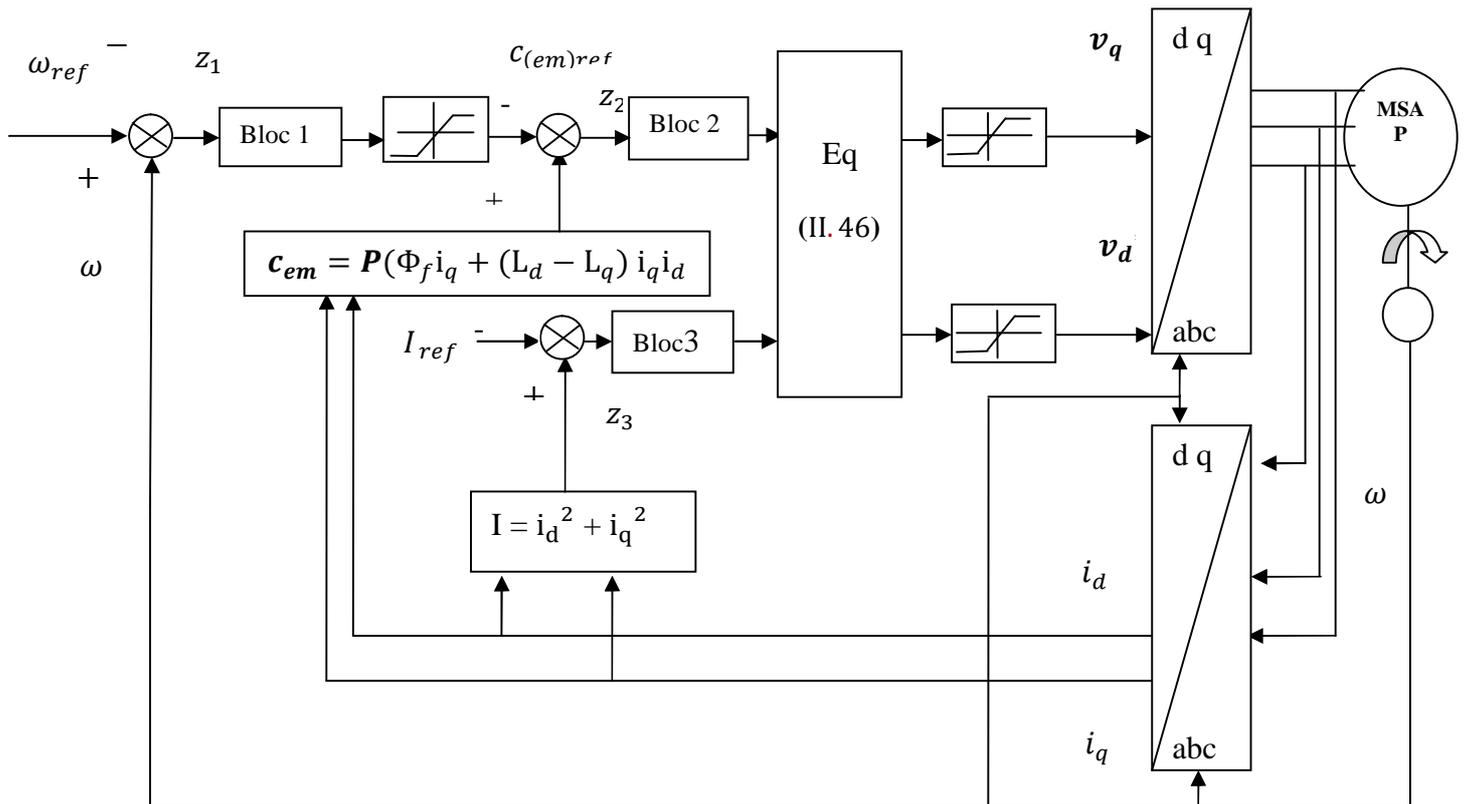


Figure II. 5: Schéma de la commande par backstepping appliquée à la MSAP non linéaire multi variable

### II.3.4 Résultats de simulation et interprétation :

Modèle non linéaire multi variable :

La commande adoptée est basée sur la méthode par backstepping appliqué à une MSAP, dont le modèle est non linéaire et multi variable, est testé par simulation numérique pour les valeurs des paramètres suivants:

$$c_1 = 0.3$$

$$c_2 = 60$$

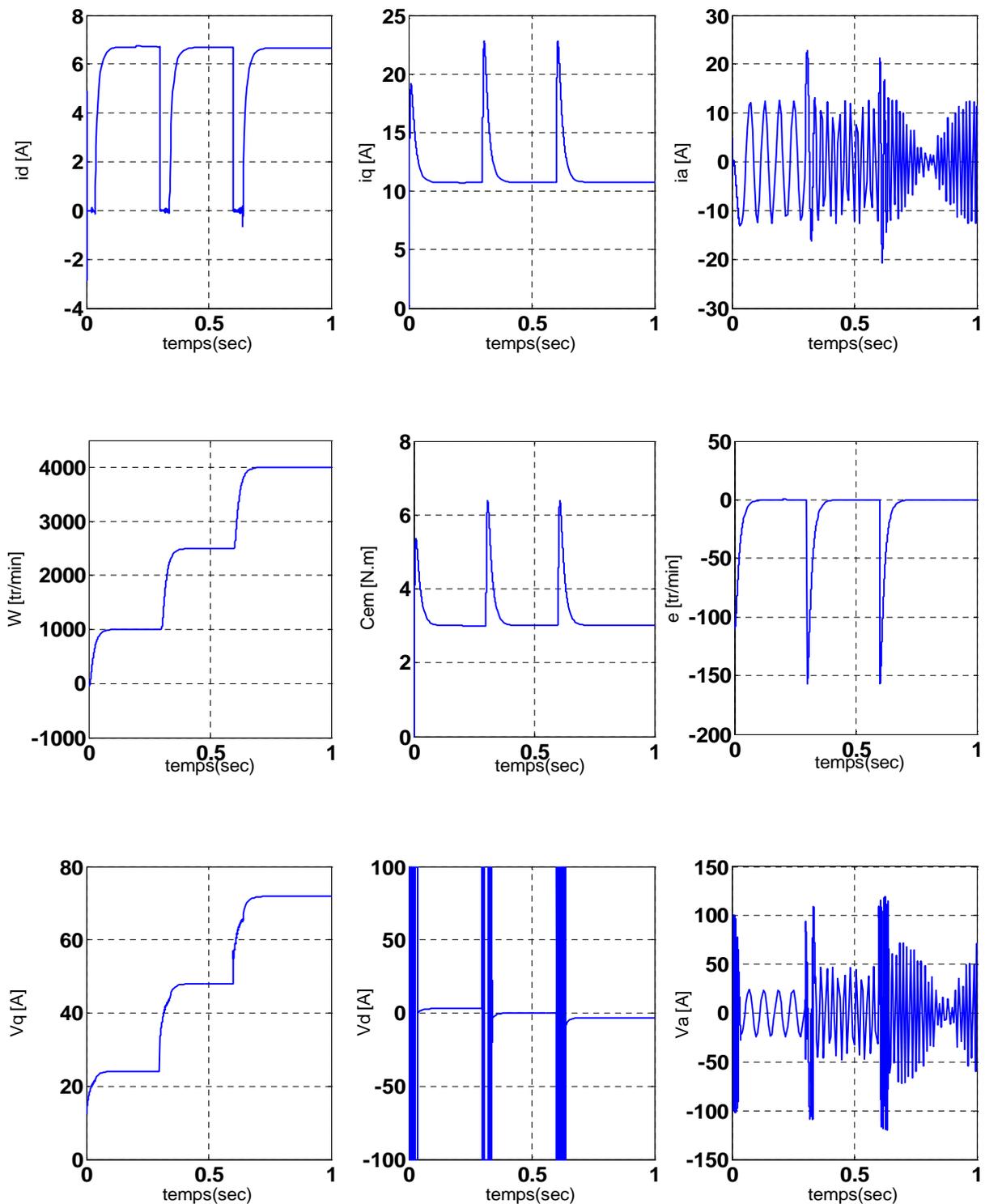
$$c_3 = 450$$

La Figure II. 6 : montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une Variation de vitesse référence de 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante.

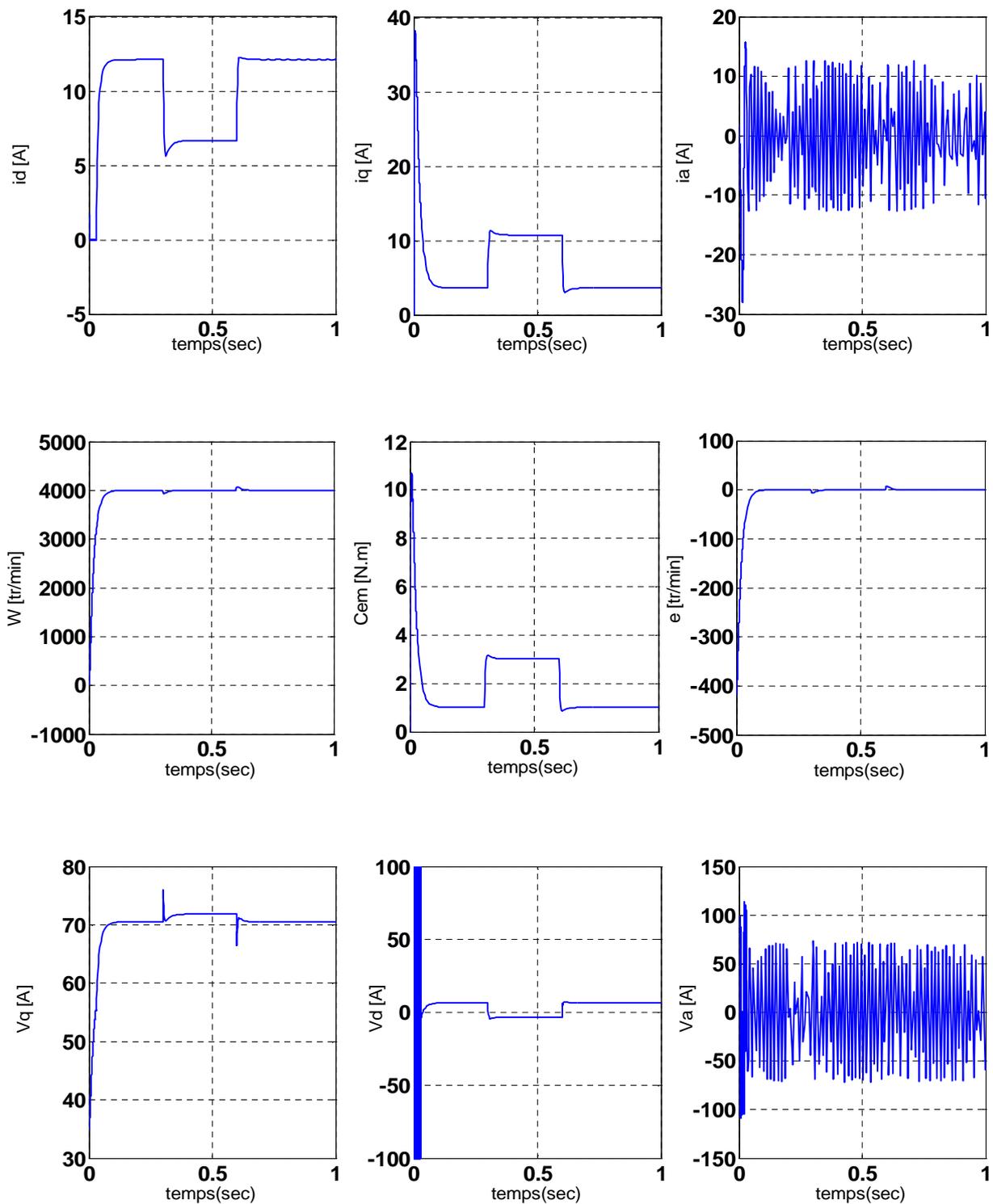
La Figure II. 7 : montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une double variation de la charge mécanique à vitesse constante.

Les résultats montrent :

- Une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse faible et une erreur statique nulle.
- Le couple présente un pic lié au démarrage, qui s'atténue pendant le régime permanent. Quant à la grandeur de commande, elle varie de la même manière que le couple et suit le changement du point de fonctionnement.
- L'erreur ( $e$ ) s'annule au régime permanent.
- La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.
- La structure de la commande par backstepping assure aussi la stabilité de la caractéristique de fonctionnement de la machine.



FigureII. 6: Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension, réglée par la méthode du backstepping non linéaire et multivariable lors de la variation de la vitesse de référence 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante.



FigureII. 7: Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension, réglée par la méthode du backstepping non linéaire et multivariable lors d'une double variation de la charge.

## II.4 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la technique du backstepping appliquée un exemple de systèmes du deuxième ordre et du troisième ordre.

Étape par étape, une commande est conçue et une analyse de stabilité est établie. à l'étape finale, une loi de commande globale assurant la stabilité en boucle fermée du système est construite via une fonction de Lyapunov, les erreurs convergent vers zéro et la sortie du système suit sa référence. Les performances du régulateur sont satisfaisantes à savoir la poursuite de la référence, le temps de réponse et le rejet de la perturbation pour les deux types de modèles (mono variable et multi variable). Ces résultats de simulation obtenus enfin du chapitre montrent la robustesse par rapport aux conditions de fonctionnement de cette technique appliquée la machine MSAP.

En plus, la structure de la commande par backstepping assure la commande du courant de phase d'une façon direct dans le cas non linéaire multivariable et indirect dans le cas linéaire monovariable, qui est une grandeur importante dans le fonctionnement de la machine.

## *Chapitre III*

*Commande par la technique  
du backstepping adaptative*

### III.1 Introduction:

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui-même et de la qualité des performances exigées. L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises.

Nous proposons dans ce troisième chapitre la technique de synthèse par backstepping adaptatif monovarié et multivarié afin d'améliorer les performances de la machine synchrone à aimant permanent, ensuite les objectifs de stabilisation, poursuite et rejection ou atténuation de perturbations conduisent à plusieurs types de problèmes de commande. La méthode de synthèse récursive de fonction de Lyapunov par backstepping constitue la principale méthode utilisée dans ce chapitre.

### III.2 Principe de la commande par backstepping adaptative :

La version adaptative du backstepping offre une méthode itérative et systématique, qui permet, pour des systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement les trois parties indispensables à une commande adaptative basée sur Lyapunov :

- ❖ **La loi de commande** : permet de répondre aux spécifications désirées, quant au comportement du système à commander.
- ❖ **La loi d'adaptation** : détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus, elle doit garantir leur convergence vers leurs valeurs respectives, sans affecter le bon fonctionnement, surtout la stabilité, de l'ensemble, [22],[23].
- ❖ **La fonction de Lyapunov** : permet le choix adéquat des deux précédentes lois et garantit la convergence et la stabilité de la structure adaptative, en tout temps. La construction de ce triplet s'effectue simultanément. Les trois opérations sont entrelacées, ce qui permet de tenir compte des différents effets perturbateurs, afin de préserver la stabilité du système.

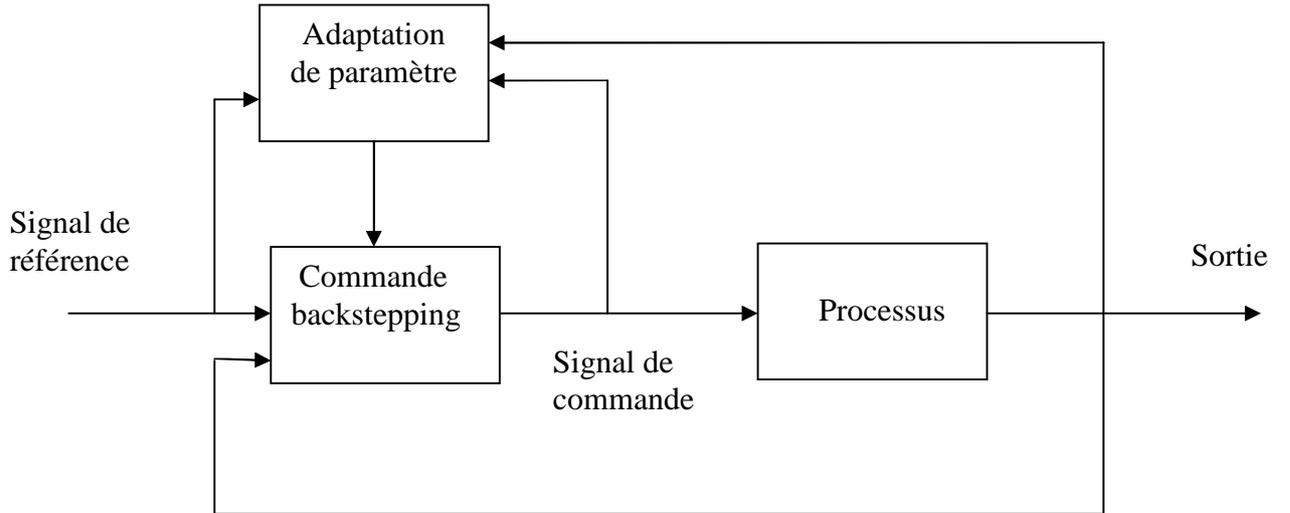


Figure III.1 : Schéma de principe de la commande adaptative

### III.2.1 Conditions d'implantation :

Le système sous forme paramétrique pure, est indiqué par (III. 1):

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \varphi_1(x_1)^T \theta + \psi_1(x_1)x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \theta + \psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \\
 \dot{x}_n &= \varphi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)^T \theta + \psi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)u \\
 y &= x_1
 \end{aligned} \tag{III. 1}$$

où chaque  $\varphi_i: \mathfrak{R}^i \rightarrow \mathfrak{R}^P$  est un vecteur de fonctions non linéaires et  $\theta \in \mathfrak{R}^P$  est un vecteur de coefficients constants. La commande  $u$  est multipliée par la fonction  $\beta(x)$ .

Avec  $\beta(x) \neq 0, \forall x \in \mathfrak{R}^n$ .

Si le but est d'atteindre la trajectoire désirée  $y_{ref}$  en utilisant l'état  $x_1$ , alors l'algorithme du backstepping peut-être utilisé pour la stabilisation globale asymptotiquement de l'erreur primaire du système. Puisque le vecteur  $\theta$  est inconnu, alors avec une augmentation du système par la dynamique de l'estimateur  $\hat{\theta}$ , la version adaptative du backstepping est utilisée dans le but d'avoir une stabilité globale et asymptotique de l'erreur primaire du système si les étapes et les conditions suivantes sont respectées :

Le système est introduit selon la forme (III. 1 ):

- la paramétrisation est linéaire.
- la fonction  $\beta(x)$ , satisfait la condition  $\beta(x) \neq 0, \forall x \in \mathfrak{R}^n$ .
- le signal qui va être suivi  $y_{ref}$  est continu.
- les fonctions non linéaires  $\varphi_i$  sont connues.
- tous les états sont mesurables. [32]

### III.2.2 Application de la commande backstepping adaptative sur un système de 3<sup>ème</sup> ordre :

Soit le système :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 x_2 \\ \dot{x}_2 &= \varphi_2^T \cdot \theta + \psi_2 x_3 \\ \dot{x}_3 &= \varphi_3^T \cdot \theta + \psi_3 u \\ y &= x_1\end{aligned}\tag{III. 2}$$

Où  $\theta$  est le vecteur des paramètres inconnus.

$\varphi(x_1, x_2, x_3)^T$  et  $\psi(x_1, x_2, x_3)$ : sont des fonctions non linéaires.

#### Etape 1 :

Pour le premier sous-système, l'état  $x_2$  est choisit comme commande virtuelle de l'état  $x_1$ . On considère l'erreur entre la variable  $x_1$  et la grandeur de référence  $(x_1)_{ref} = \alpha_0$ , nous définissons l'erreur  $e_1$ :

$$e_1 = x_1 - (x_1)_{ref}$$

Où  $\alpha_0$  représente la trajectoire de référence  $(x_1)_{ref}$  :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0$$

La dérivée de l'erreur  $e_1$  est:

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0$$

La fonction de Lyapunov:

$$V_1(e_1, \tilde{\theta}_1) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_1\tag{III. 3}$$

Où  $\tilde{\theta}_1$  est l'erreur  $(\theta - \hat{\theta}_1)$  le vecteur  $\hat{\theta}_1$  étant l'estimé à l'étape 1 de  $\theta$ . La dérivée de (III. 3) est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1(e_1, \tilde{\theta}_1) &= \dot{e}_1 e_1 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= e_1 (\varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0) + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1\end{aligned}$$

Où, pour conserver la même notation, on introduit :  $\omega_1 = \varphi_1$

$$\dot{V}_1(e_1, \tilde{\theta}_1) = e_1 (\omega_1^T \cdot \theta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0) + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1\tag{III. 4}$$

Le choix de la valeur désirée de  $x_2$ :

$$(x_2)_{ref} = a_1(e_1, \theta_1) = \frac{1}{\psi_1} [\dot{\alpha}_0 - \omega_1^T \cdot \theta_1 - k_1 e_1]$$

On doit estimer de manière adaptative le paramètre  $\theta$  qui est inconnu. Nous définissons :

$$(\hat{x}_2)_{ref} = a_1(e_1, \hat{\theta}_1) = \frac{1}{\psi_1} [\dot{\alpha}_0 - \omega_1^T \cdot \hat{\theta}_1 - k_1 e_1] \quad (\text{III. 5})$$

Ceci permet d'écrire la dérivée  $\dot{V}_1$  sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1[\omega_1^T(\theta - \hat{\theta}_1) - k_1 e_1] + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= -k_1 e_1^2 + \omega_1^T \tilde{\theta}_1 e_1 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\ &= -k_1 e_1^2 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} [\dot{\tilde{\theta}}_1 + \Gamma \omega_1^T e_1] \end{aligned}$$

On introduit :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}}_1 &= -\hat{\dot{\theta}}_1 \\ \omega_1 &= \omega_1^T \\ \tau_1 &= \Gamma \omega_1 e_1 \end{aligned}$$

La fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} [\tau_1 - \hat{\dot{\theta}}_1] \quad (\text{III. 6})$$

La loi de mise à jour  $\hat{\dot{\theta}}_1 = \tau_1$  assure la négativité de la dérivée de la fonction (III.10) qui s'écrit comme suit :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0$$

### **Etape 2 :**

$$e_2 = x_2 - (x_2)_{ref}$$

On remplace la grandeur de référence  $(x_2)_{ref}$  par  $a_1$  :

$$e_2 = x_2 - a_1$$

On considère les variables d'erreurs  $\dot{e}_1$  et  $\dot{e}_2$  :

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 x_2 - \dot{a}_0$$

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 (e_2 + a_1) - \dot{a}_0 \quad (\text{III. 7})$$

$$\dot{e}_2 = \varphi_2^T \cdot \theta + \psi_2 x_3 - \dot{a}_1 \quad (\text{III. 8})$$

D'après l'équation (III. 7) on écrit  $\dot{V}_1$  en fonction des erreurs  $(e_1, e_2)$  :

$$V_1(e_1, \tilde{\theta}_1) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_1$$

$$\begin{aligned}
&= e_1 \dot{e}_1 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\
&= e_1 [\varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 (e_2 + a_1) - \dot{a}_0] + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \\
&= e_1 [\varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 e_2 + \psi_1 a_1 - \dot{a}_0] + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 \tag{III. 9}
\end{aligned}$$

On remplace l'équation (III. 5) dans (III. 9) et on obtient :

$$\dot{V}_1 = e_1 [\omega_1^T (\theta - \hat{\theta}_1) + \psi_1 e_2 - k_1 e_1] + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1$$

$$\text{Avec : } \omega_1^T = \varphi_1^T$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + \omega_1^T \tilde{\theta}_1 e_1 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_1 + \psi_1 e_2 e_1$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} [\dot{\tilde{\theta}}_1 + \Gamma \omega_1^T e_1] + \psi_1 e_2 e_1$$

On introduit :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = -\dot{\tilde{\theta}}_1$$

$$\omega_1 = \omega_1^T$$

$$\tau_1 = \Gamma \omega_1 e_1$$

La fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + \tilde{\theta}_1^T \Gamma^{-1} [\tau_1 - \dot{\hat{\theta}}_1] + \psi_1 e_2 e_1$$

Avec le choix  $\dot{\hat{\theta}}_1 = \tau_1$  la dérivée se réduit à

$$\dot{V}_1(e_1, e_2, \tilde{\theta}_1) = -k_1 e_1^2 + \psi_1 e_1 e_2 \tag{III. 10}$$

Le signe de  $\dot{V}_1$  étant indéterminé, afin d'en savoir plus sur la stabilité du système, on construit la fonction suivante

$$V_2(e_1, e_2, \hat{\theta}_1) = V_1(e_1, \tilde{\theta}_1) + \frac{1}{2} e_2^2$$

Sa dérivée s'écrit (toujours avec le choix  $\dot{\hat{\theta}}_1 = \tau_1$ ):

$$\dot{V}_2(e_1, e_2, \hat{\theta}_1) = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2$$

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2(e_1, e_2, \hat{\theta}_1) &= -k_1 e_1^2 + \psi_1 e_1 e_2 + e_2 \dot{e}_2 \\
&= -k_1 e_1^2 + e_2 (\psi_1 e_1 + \dot{e}_2)
\end{aligned}$$

À partir d'équation (III. 8) la dérivée devient :

$$\dot{V}_2(e_1, e_2, \hat{\theta}_1) = -k_1 e_1^2 + e_2[\psi_1 e_1 + \varphi_2^T \cdot \theta + \psi_2 x_3 - \dot{a}_1] \quad (\text{III. 11})$$

Où le terme  $\dot{a}_1$  se calcule analytiquement comme suit:

$$\dot{a}_1 = \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial a_1}{\partial \hat{\theta}_1} \dot{\hat{\theta}}_1$$

$$\dot{a}_1 = \frac{\partial a_1}{\partial x_1} (\psi_1 x_2 + \varphi_1^T \cdot \theta) - \frac{\partial a_1}{\partial \hat{\theta}_1} \tau_1$$

$$\dot{a}_1 = \xi_1 + \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \cdot \theta$$

$$\text{Avec } \xi_1 = \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \psi_1 x_2 - \frac{\partial a_1}{\partial \hat{\theta}_1} \tau_1$$

L'équation (III.23) s'écrit donc comme suit :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2[\psi_2 x_3 + \psi_1 e_1 + \varphi_2^T \cdot \theta - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \cdot \theta - \xi_1] \quad (\text{III. 12})$$

$$\omega_2 \theta = \varphi_2^T \cdot \theta - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1^T \cdot \theta \quad (\text{III. 13})$$

En remplaçant équation (III. 12) dans (III. 13) :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2[\psi_2 x_3 + \psi_1 e_1 + \omega_2 \theta - \xi_1] \quad (\text{III. 14})$$

$$\omega_2^T \theta = \varphi_2 \cdot \theta - \frac{\partial a_1}{\partial x_1} \varphi_1 \cdot \theta$$

$$\text{Avec } \omega_2^T = \omega_2$$

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2[\psi_2 x_3 + \psi_1 e_1 + \omega_2^T \theta - \xi_1]$$

On choisit, la valeur désirée  $a_2$  de  $x_3$ , afin d'éliminer les termes connus dans l'expression de la dérivée. Étant donné que  $\theta$  n'est pas connu, on le remplace par son estimé à l'étape 1  $\hat{\theta}_1$

$$(\hat{x}_3)_{ref} = a_2 = \frac{1}{\omega_2} [\xi_1 - \omega_2^T \cdot \hat{\theta}_1 - k_2 e_2 - \psi_1 e_1] \quad (\text{III. 15})$$

La dérivée qui en résulte est donnée par :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_2^2 - k_2 e_2^2 + e_2 \omega_2^T [\theta - \hat{\theta}_1]$$

Avec ces choix, on ne dispose plus d'aucune liberté pour annuler le terme incertain. Pour surmonter cet handicap, au lieu d'utiliser  $\hat{\theta}_1$  comme estimé de  $\theta$ , on utilise un nouveau estimé  $\hat{\theta}_2$  (estimé à l'étape 2). Après quelques simplifications, l'expression de la dérivée s'écrit :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 \omega_2^T [\theta - \hat{\theta}_2]$$

Afin de se débarrasser du terme incertain, on utilise la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_2$$

Où :  $\tilde{\theta}_2 = \theta - \hat{\theta}_2$  est l'erreur d'estimation à l'étape 2.

La dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_2 + \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} [\dot{\tilde{\theta}}_2 + \Gamma \omega_2 e_2] \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \tilde{\theta}_2^T \Gamma^{-1} [\tau_2 - \dot{\hat{\theta}}_2] \end{aligned} \quad (\text{III. 16})$$

Le choix de la dynamique de mise à jour de l'estimé  $\hat{\theta}_2$  permet d'enlever l'indétermination du signe de la dérivée ( $\tau_2 = \dot{\hat{\theta}}_2$ )

La dérivée se réduit à :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0$$

### **Etape 3:**

On considère à présent tout le système (III.1)-(III.3). Avec les variables d'erreurs définies précédemment, ce système s'écrit :

$$\dot{e}_1 = \varphi_1^T \cdot \theta + \psi_1 (e_2 + a_1) - \dot{a}_0$$

$$\dot{e}_2 = \varphi_2^T \cdot \theta + \psi_2 (e_3 + a_2) - \dot{a}_1$$

$$\dot{e}_3 = \varphi_3^T \cdot \theta + \psi_3 u - \dot{a}_2$$

On commence par la fonction donnée par l'équation (III. 11). Sa dérivée évaluée le long de la trajectoire du système devient avec le choix ( $\tau_2 = \dot{\hat{\theta}}_2$ ):

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + \psi_2 e_2 e_3$$

Afin de venir à bout du terme de signe indéfini, on introduit la nouvelle fonction :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [\varphi_3^T \cdot \theta + \psi_3 u + \psi_2 e_2 - \dot{a}_2] \end{aligned}$$

On calcul  $\dot{a}_2$  analytiquement comme suit:

$$\dot{a}_2 = \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial a_2}{\partial \hat{\theta}_1} \dot{\hat{\theta}}_1 + \frac{\partial a_2}{\partial \hat{\theta}_2} \dot{\hat{\theta}}_2$$

$$\dot{a}_2 = \frac{\partial a_2}{\partial x_1} [\psi_1 x_2 + \varphi_1^T \cdot \theta] + \frac{\partial a_2}{\partial x_2} [\psi_2 x_3 + \varphi_2^T \cdot \theta] + \frac{\partial a_2}{\partial \hat{\theta}_1} \tau_1 + \frac{\partial a_2}{\partial \hat{\theta}_2} \tau_2$$

$$\dot{a}_2 = \xi_2 + \frac{\partial a_2}{\partial x_1} \varphi_1^T \cdot \theta + \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \varphi_2^T \cdot \theta$$

Où  $\xi_1$  est la partie calculable de  $\dot{a}_2$

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_2^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [\omega_3^T \cdot \theta + \psi_3 u - \xi_2 + \psi_2 e_2] \quad (\text{III. 17})$$

$$\text{Où : } \omega_3^T \cdot \theta = -\frac{\partial a_2}{\partial x_1} \varphi_1^T \cdot \theta - \frac{\partial a_2}{\partial x_2} \varphi_2^T \cdot \theta$$

Pour choisir la commande  $u$ , étant donné que  $\theta$  n'est pas connu, on utilise son plus récent Estimé disponible, en l'occurrence  $\hat{\theta}_2$ . La loi de commande est choisie à fin d'éliminer les termes incertains dans l'expression de la dérivée.

$$u = \frac{1}{\psi_3} [\xi_2 - \omega_3^T \cdot \hat{\theta}_2 - k_3 e_3 - \psi_2 e_2] \quad (\text{III. 18})$$

On obtient alors comme dérivée :

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + e_3 \omega_3^T [\theta - \hat{\theta}_2]$$

Pour pouvoir éliminer le terme résiduel, on définit, encore une fois, un nouveau estimé  $\hat{\theta}_3$ , qui permet, après quelques simplifications, d'écrire l'expression de la dérivée sous la forme :

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + e_3 \omega_3^T [\theta - \hat{\theta}_3]$$

On exploite le libre choix de la loi de la mise à jour de  $\hat{\theta}_3$  pour éliminer le terme incertain. Pour réaliser ceci, on construit la nouvelle fonction :

$$V_3 = V_3 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}_3$$

Où :  $\tilde{\theta}_3 = \theta - \hat{\theta}_3$  est l'erreur d'estimation, La dérivée de l'équation (III. 16) s'écrit alors :

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_3 + \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_3$$

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + \tilde{\theta}_3^T \Gamma^{-1} [\tau_3 - \dot{\hat{\theta}}_3]$$

$$\text{Où : } \tau_3 = \Gamma \omega_3 e_3$$

À présent le choix de la dynamique de mise à jour de l'estimer  $\hat{\theta}_3$  est simple. En effet, avec le choix  $\tau_3 = \dot{\hat{\theta}}_3$  l'indétermination du signe de la dérivée est levée. On obtient alors :

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique globale.

### III. 3 Application de la commande par backstepping adaptative avec modèle monovariante pour MSAP :

La forme non linéaire du système, décrite par (III.19) qui permet l'utilisation de la procédure backstepping récursive. La méthode fournit fondamentalement un cadre récursif pour construire une fonction de Lyapunov et une action correspondante de commande pour la stabilité du système. Dans le reste de cette section, l'idée est adoptée pour concevoir une commande non linéaire pour le contrôle de la vitesse de la MSAP. Cette conception est basée sur la commande vectorielle, où la boucle externe assure le contrôle de l'erreur de vitesse, et la boucle interne (des courants) assure le contrôle de couple et de flux. Dans ce cas, les composantes de courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplées. Les courants de référence  $i_d^*$  et  $i_q^*$  sont déterminés par la boucle externe. Pour le cas monovariante on prend  $i_d^*$  est nul pour maintenir le flux constant [36].

Notre but est de commander la machine a fin d'atteindre la vitesse désirée, ce qui va se traduire par le calcul de l'erreur de vitesse.

Le modèle de la MSAP est suivant : [25] [27]

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= (v_d - R_s \cdot i_d + \omega \cdot L_q \cdot i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{(v_q - R_s \cdot i_q - \omega \cdot \phi_f - \omega \cdot L_d \cdot i_d)}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} (c_{em} - f \cdot \Omega - c_r) \end{aligned} \quad (III.19)$$

Les composantes  $i_d$  et  $i_q$  sont identifiées en tant qu'éléments virtuels de commande pour stabiliser le moteur. L'erreur de vitesse est alors donnée par:

**Etape 1** : Régulation de vitesse.

$$e = (\Omega)_{ref} - \Omega$$

La dérivée de l'erreur:

$$\dot{e} = (\dot{\Omega})_{ref} - \dot{\Omega}$$

On définit la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V = \frac{1}{2} e^2$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e \dot{e} \\ &= e \left[ -\frac{1}{J} (c_{em} - f \Omega - C_r) \right] \end{aligned}$$

En remplaçant  $c_{em}$  dans la dérivée  $\dot{V}$ :

$$c_{em} = P[\phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]$$

$$\dot{V} = \frac{e}{J} [-P(\phi_f i_q - (L_d - L_q)i_d i_q) + f\Omega + C_r]$$

Les axes d-q des courants de  $i_d$  et  $i_q$  sont identifiés comme des commandes virtuelles

$$\dot{V} = -c_1 e^2 + \frac{e}{J} (+f\Omega + C_r - P\phi_f i_q - (L_d - L_q)i_d i_q + Jc_1 e)$$

Où  $c_1$  est la constante de la boucle de contre réaction. La poursuite de vitesse est réalisée en définissant la fonction stabilisante suivante :

$$i_q^* = \frac{1}{P\phi_f} (f\Omega + C_r + c_1) e \quad (\text{III. 20})$$

$$i_d^* = 0$$

$i_d^*$  et  $i_q^*$  sont des commandes de courants. En remplaçant dans l'équation  $\dot{V}$ , on obtient la fonction suivante :

$$\dot{V} = -c_1 e^2$$

Si  $c_1 > 0$ , donc la fonction est définie semi-négative qui assure la stabilité asymptotique. Ce qui fait la stabilité asymptotique globale sera réalisée et on doit estimer de manière adaptative le couple de charge  $C_r$  qui est inconnu. Nous définissons :

$$\hat{i}_q^* = \frac{1}{P\phi_f} (f\Omega + \hat{C}_r + c_1) e \quad (\text{III. 21})$$

**Etape 2 :** Régulation de courant

$$e_q = \hat{i}_q^* - i_q$$

$$i_q = \hat{i}_q^* - e_q \quad (\text{III. 22})$$

On écrit la dérivée de l'erreur  $e$  en fonction des erreurs  $e_q$  et  $e$  :

$$\dot{e} = -\dot{\Omega}$$

La dérivée de vitesse d'après le système (III. 19) :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (c_{em} - f\Omega - C_r)$$

Le couple électromagnétique  $c_{em}$  avec  $i_d = 0$  :

$$c_{em} = P[\phi_f i_q]$$

En remplaçant Le couple électromagnétique  $c_{em}$  dans la dérivée de vitesse  $\dot{\Omega}$  :

$$\dot{e} = -\frac{1}{J} (P[\phi_f i_q] - f \Omega - C_r)$$

En remplaçant l'équation (III. 22) dans  $\dot{e}$  :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} (-P\phi_f e_q + P\phi_f \hat{i}_q^* - f \Omega - C_r)$$

En remplace équation (III. 21) dans  $\dot{e}$  :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} (-P\phi_f e_q + f \Omega + \hat{C}_r + c_1) e - f \Omega - C_r$$

Avec :  $\tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r$

Après la simplification  $\dot{e}$  devient :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} (\tilde{C}_r - c_1) e + P\phi_f e_q \tag{III. 23}$$

L'erreur de courant  $i_d$  :

$$e_d = i_d^* - i_d$$

Sa dérivée :

$$\dot{e}_d = \dot{i}_d^* - \dot{i}_d$$

$$\dot{e}_d = \frac{R}{l_d} i_d - P\Omega i_q - \frac{v_d}{l_d} \tag{III. 24}$$

L'erreur de courant  $i_q$  :

$$e_q = i_q^* - i_q$$

Sa dérivée :

$$\dot{e}_q = \dot{i}_q^* - \dot{i}_q$$

$$= \frac{1}{P\phi_f} (f \dot{\Omega} + c_1 \dot{e}) - \dot{i}_q$$

$$= \left[ \frac{f - c_1}{P\phi_f J} \right] (P\phi_f i_q - f\Omega - C_r) + \frac{R}{l_q} i_q + P\Omega i_d - \frac{v_q}{l_q} + P\phi_f \frac{\Omega}{l_q} \tag{III. 25}$$

La fonction globale des lois d'adaptation et de la tension de commande:

On choisit une loi d'adaptation pour que la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps soit négative [9] : cette fonction est la somme des écarts quadratiques d'adaptation et de réglage, alors la nouvelle fonction de Lyapunov est définie par :

$$V = \frac{1}{2} (e^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\lambda} \tilde{C}_r^2)$$

$\lambda$  : le gain d'adaptation

La dérivée de la fonction globale :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e\dot{e} + e_d\dot{e}_d + e_q\dot{e}_q + \frac{1}{\lambda} \tilde{C}_r\dot{\tilde{C}}_r \\ &= -c_1e^2 - c_2e_d^2 - c_3e_q^2 + e_d \left( \frac{R}{L_d} i_d - P\phi_f i_q - \frac{v_d}{L_d} + c_2e_d \right) \\ &\quad + e_q \left( \left[ \frac{f - c_1}{P\phi_f J} \right] (P\phi_f i_q - f\Omega - C_r) + \frac{R}{L_d} i_q + P\Omega i_d - \frac{v_q}{L_d} + P\phi_f \frac{\Omega}{L_d} \right. \\ &\quad \left. + c_3e_q \right) + \frac{e}{J} (\tilde{C}_r + P\phi_f e_q - c_1je) + \frac{1}{\lambda} \tilde{C}_r\dot{\tilde{C}}_r \end{aligned} \quad (\text{III. 26})$$

Après la simplification de la fonction globale on déduit les tensions de commande ( $v_d$ ,  $v_q$ ):

$$\begin{cases} v_d = R i_d - P\phi_f i_q L_q + c_2 e_d L_d \\ v_q = L_q \left[ \frac{f - c_1}{P\phi_f J} \right] (P\phi_f i_q - f\Omega - \tilde{C}_r) + R i_q + P\Omega L_d i_d + \Omega P\phi_f + c_3 e_q L_q + \phi_f e L_q \frac{P}{J} \end{cases}$$

L'évaluation du couple de charge :

$$\dot{\tilde{C}}_r = -\lambda \left( \frac{e}{J} + e_q \left[ \frac{f - c_1}{P\phi_f J} \right] \right) \quad (\text{III. 27})$$

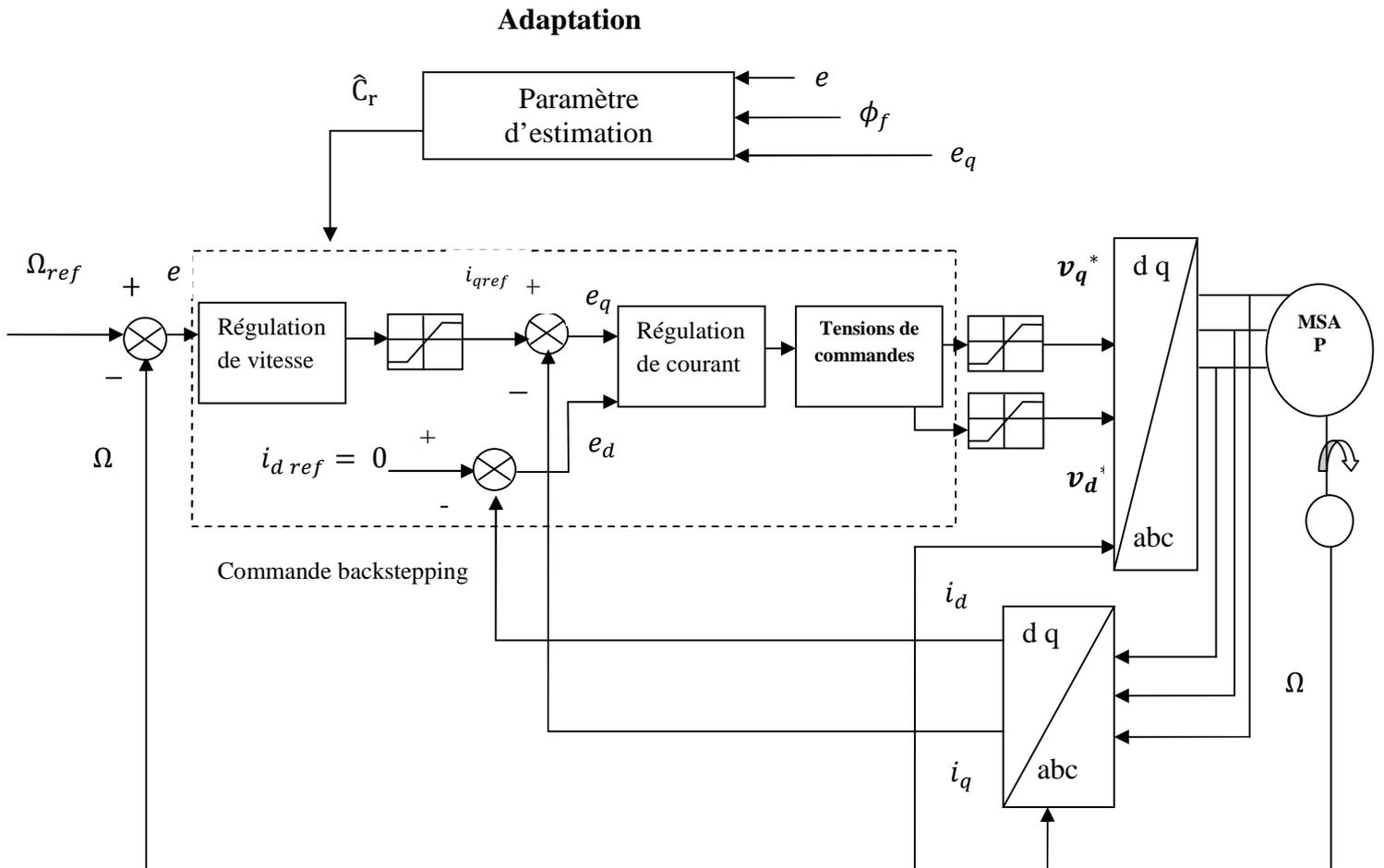


Figure III.2 : Schéma de la commande par backstepping adaptatif monovariante appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel.

### III. 4 Application de la commande par backstepping adaptative avec modèle multivariable pour MSAP : [26] [28][29]

**Etape 1 :** Régulation de vitesse

$$e = (\Omega)_{ref} - \Omega$$

La dérivée de l'erreur :

$$\dot{e} = (\dot{\Omega})_{ref} - \dot{\Omega}$$

La fonction de Lyapunov:

$$V = \frac{1}{2} e^2$$

Sa dérivée :

$$\dot{V} = e \dot{e}$$

$$\dot{V} = e \left[ -\frac{1}{J} (c_{em} - f \Omega - C_r) \right]$$

Le couple électromagnétique:

$$c_{em} = P[\phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]$$

En remplaçant  $c_{em}$  dans  $\dot{V}$  :

$$\dot{V} = \frac{e}{J} [-P(\phi_f i_q - (L_d - L_q)i_d i_q) + f\Omega + C_r]$$

Les axes d-q des courants  $i_d$  et  $i_q$  sont identifiés comme des commandes virtuelles.

$$\dot{V} = -c_1 e^2 + \frac{e}{J} (+f\Omega + C_r - P\phi_f i_q - (L_d - L_q)i_d i_q + Jc_1 e) \quad (\text{III. 28})$$

D'après la fonction  $\dot{V}$ , on a choisis les deux fonctions de stabilisation suivante :

$$i_q^* = \frac{1}{P\phi_f} (f\Omega + C_r + c_1 J e) \quad (\text{III. 29})$$

A partir du choix de  $I^*$  on a obtenu la référence  $i_d^*$  :

$$i_d^* = \sqrt{I^{*2} - i_q^{*2}}$$

Avec  $c_1$  un gain constant,  $i_d^*$  et  $i_q^*$  sont des commandes virtuelles, en remplaçant dans l'équation de  $\dot{V}$  on obtient la fonction suivante :

$$\dot{V} = -c_1 e^2$$

Si  $c_1 > 0$ , donc la fonction est définie semi-négative qui assure la stabilité asymptotique ce qui fait la stabilité asymptotique globale sera réalisée et on doit estimer le couple de charge  $C_r$  qui est inconnue nous définissons :

$$\hat{i}_q^* = \frac{1}{P\phi_f} (f\Omega + \hat{C}_r + c_1 J e)$$

$$\hat{i}_d^* = \sqrt{I^{*2} - \hat{i}_q^{*2}}$$

**Etape 2**: Régulation de courant

$$e_q = \hat{i}_q^* - i_q$$

$$\dot{i}_q = e_q + \hat{i}_q^*$$

On écrit la dérivée de l'erreur  $e$  en fonction des erreurs  $e_q$  et  $e$  :

$$\dot{e} = -\dot{\Omega}$$

La dérivée de vitesse est définie par:

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (c_{em} - f \Omega - C_r)$$

Le couple électromagnétique  $c_{em}$  avec  $i_d^* \neq 0$  :

$$c_{em} = P[\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

Maintenant on remplace le couple électromagnétique  $c_{em}$  dans la dérivée de vitesse :

$$\dot{e} = -\frac{1}{J} (P[\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - f \Omega - C_r)$$

En remplaçant les équations (3.85), (3.86) dans  $\dot{e}$  :

$$\dot{e} = \frac{1}{J} (\tilde{C}_r - c_1) e + P\phi_f e_q + P(L_d - L_q) e_d i_q \quad (\text{III. 30})$$

$$\text{Avec : } \tilde{C}_r = \hat{C}_r - C_r$$

L'erreur de courant  $i_d$  :

$$e_d = i_d^* - i_d$$

Sa dérivée :

$$\dot{e}_d = \dot{i}_d^* - \dot{i}_d$$

$$\dot{e}_d = \frac{R}{L_d} i_d - P\Omega i_q - \frac{v_d}{L_d}$$

L'erreur de courant  $i_q$  :

$$e_q = i_q^* - i_q$$

Sa dérivée :

$$\dot{e}_q = \dot{i}_q^* - \dot{i}_q$$

$$= \frac{1}{P\phi_f} (f \dot{\Omega} + c_1) - \dot{i}_q$$

$$= \left[ \frac{f - c_1}{P\phi_f J} \right] (P\phi_f i_q + P(L_d - L_q) i_d i_q - f\Omega - C_r) + \frac{R}{L_q} i_q + P\Omega i_d - \frac{v_q}{L_q} + P\phi_f \frac{\Omega}{L_q} \quad (\text{III. 31})$$

La fonction énergie globale :

$$V = \frac{1}{2} \left( e^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{C}_r^2 \right)$$

$$\dot{V} = e \dot{e} + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{C}_r \dot{\tilde{C}}_r \quad (\text{III. 32})$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -c_1 e^2 - c_2 e_d^2 - c_3 e_q^2 + e_d \left( \frac{R}{L_d} i_d - P\phi_f i_q - \frac{v_d}{L_d} + c_2 e_d \right) \\ & + e_q \left[ \frac{f - c_1 J}{P\phi_f J} \right] (P\phi_f i_q + P(L_d - L_q) i_d i_q - f\Omega - C_r) + \frac{R}{L_q} i_q \\ & + P\Omega i_d - \frac{v_q}{L_q} + P\phi_f \frac{\Omega}{L_q} + c_3 e_q + \frac{e}{J} (\tilde{C}_r - c_1 J) e + P\phi_f e_q \\ & + P(L_d - L_q) e_d i_q + \frac{1}{\lambda_1} \tilde{C}_r \dot{\tilde{C}}_r \end{aligned}$$

Les tensions de commande seront:

$$\begin{cases} v_d = R i_d - P\phi_f i_q L_q + c_2 e_d L_d + \frac{P}{J} (L_d - L_q) i_q L_d e \\ v_q = L_q \left[ \frac{f - c_1 J}{P\phi_f J} \right] (P\phi_f i_q + P(L_d - L_q) i_d i_q - f\Omega - \hat{C}_r) + R i_q + P\Omega L_d i_d + \Omega P\phi_f + c_3 e_q L_q + \phi_f e L_q \frac{P}{J} \end{cases}$$

L'évaluation du couple de charge :

$$\dot{\hat{C}}_r = -\lambda_1 \left( \frac{e}{J} + e_q \left[ \frac{f - c_1 J}{P\phi_f J} \right] \right) \tag{III.33}$$

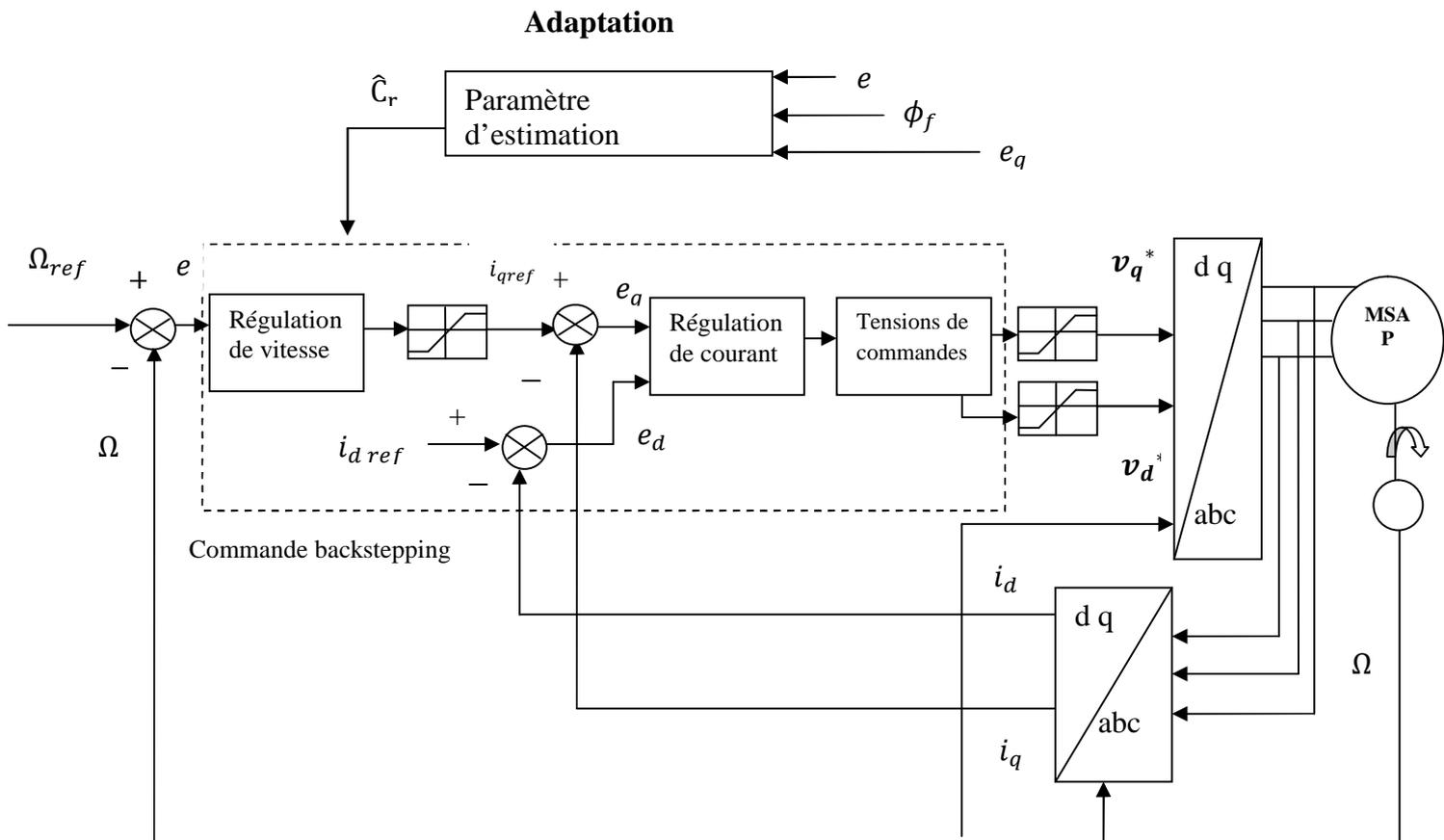


Figure III.3 : Schéma de la commande par backstepping adaptatif multivariable appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel.

### III. 5 Résultats de simulation et interprétation pour le cas monovariante:

Pour évaluer les performances de la commande par backstepping adaptatif appliquée à la MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de cette technique pour les valeurs des paramètres suivants :

$$c_1 = 0.01, c_2 = 10, c_3 = 1000, \lambda = 0.0005$$

La figure (3.5) montre l'évolution des grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimentée en tension pour une variation de vitesse de référence de 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante ( $C_r = C_n$ ) avec la commande backstepping adaptative mono variable.

La figure (3.6) montre l'évolution des grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimentée en tension pour une double variation de charge mécanique (1- $C_n$ -1) à vitesse constante avec la commande backstepping adaptative mono variable.

Dans ce cas, la commande adaptative exige une estimation permanente des paramètres inconnus. Ainsi, les résultats montrent :

- une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse très faible
- une erreur statique nulle.
- Le couple présente un pic lié au démarrage et qui s'atténue pendant le régime permanent. Les différentes erreurs ( $e, e_d, e_q$ ) s'annulent au régime permanent.

La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.

Le découplage par la commande vectorielle n'est pas influencé lors de la variation de la consigne et la variation de la charge.

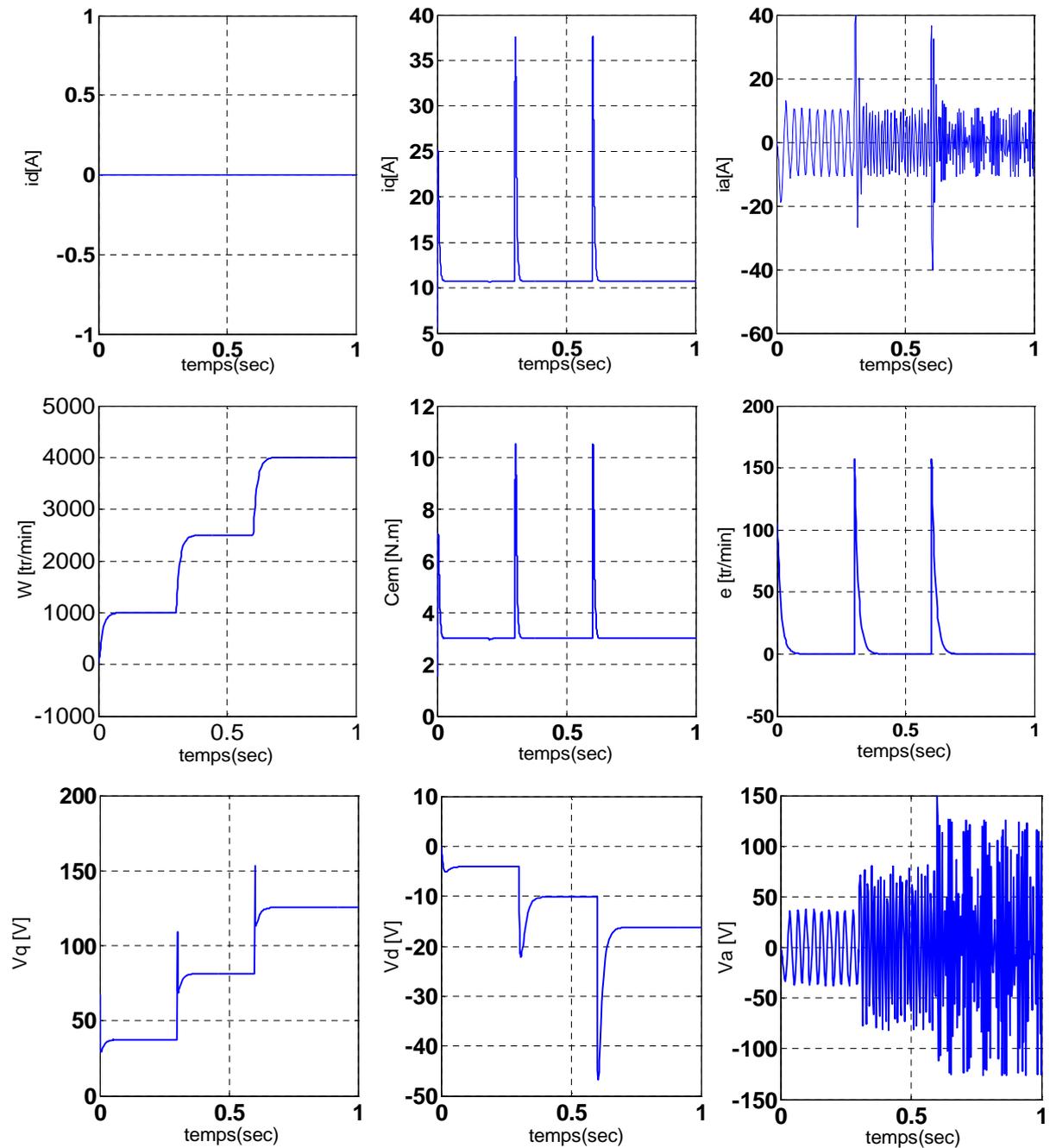


Figure III.4 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension, réglée par la méthode du backstepping adaptatif monovariante lors de la variation de la vitesse de référence 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante ( $C_r = C_n$ ).

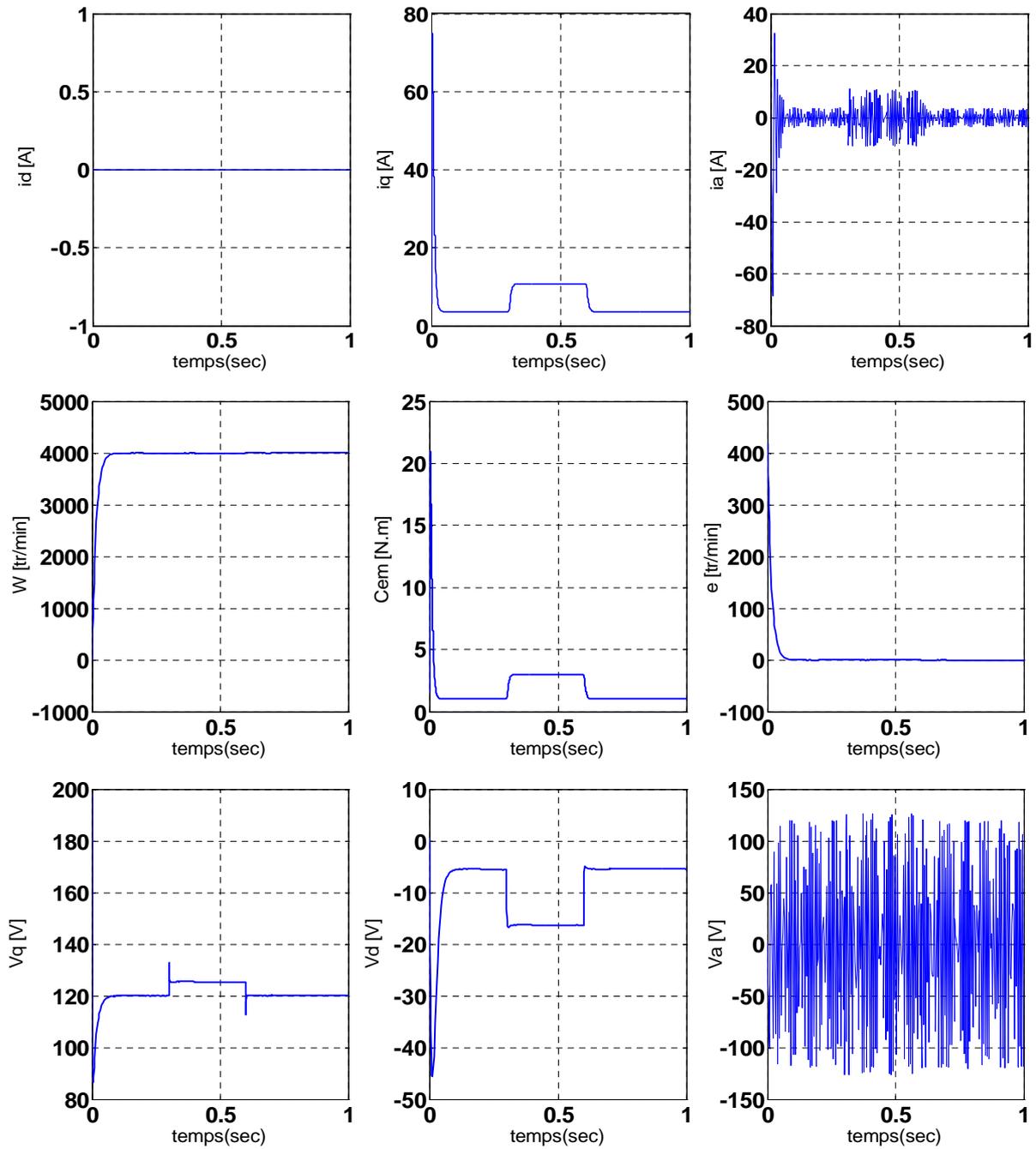


Figure III.5: Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension, réglée par la méthode du backstepping adaptatif monovariante lors d'une double variation de la charge (1-Cn-1).

### III. 6 Résultats de simulation et interprétation pour le cas multivariable:

Pour évaluer les performances de la commande par backstepping adaptatif multivariable appliquée à la MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de cette technique pour les valeurs des paramètres suivants :

$$c_1 = 0.01, c_2 = 10, c_3 = 1000, \lambda = 0.0005$$

La figure (III.6) montre l'évolution des grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimentée en tension pour une variation de vitesse de référence de 1000 à 2500 à 4000 [tr/min] à charge constante ( $C_r = C_n$ ) avec la commande backstepping adaptative multi variable.

La figure (III.7) montre l'évolution des grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimentée en tension pour une double variation de charge mécanique (1- $C_n$ -1) à vitesse constant ( $\Omega_{ref} = 4000$ ) avec la commande backstepping adaptative multi variable.

Dans ce cas, la commande adaptative exige une estimation permanente des paramètres inconnus. Ainsi, les résultats montrent :

- une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse très faible
- une erreur statique nulle.
- Le couple présente un pic lié au démarrage et qui s'atténue pendant le régime permanent. Les différentes erreurs ( $e, e_d, e_q$ ) s'annulent au régime permanent.

La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.

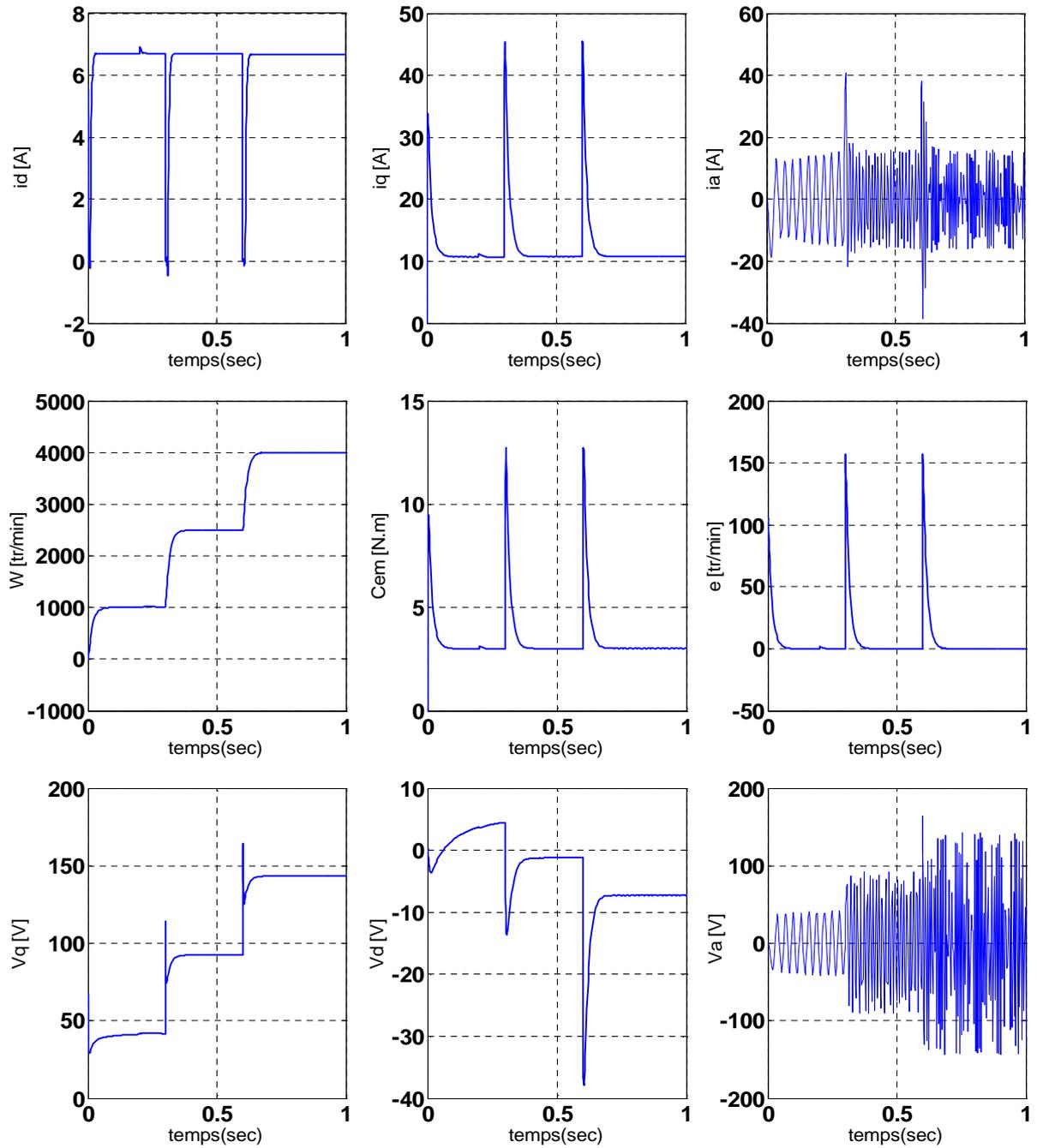


Figure III.6 : Résultats de simulation de la MSAP autopilotée alimentée en tension avec pilotage vectoriel réglée par la méthode backstepping adaptatif multivariable avec variation de la vitesse référence de 1000 à 2500 à 4000[tr/min].

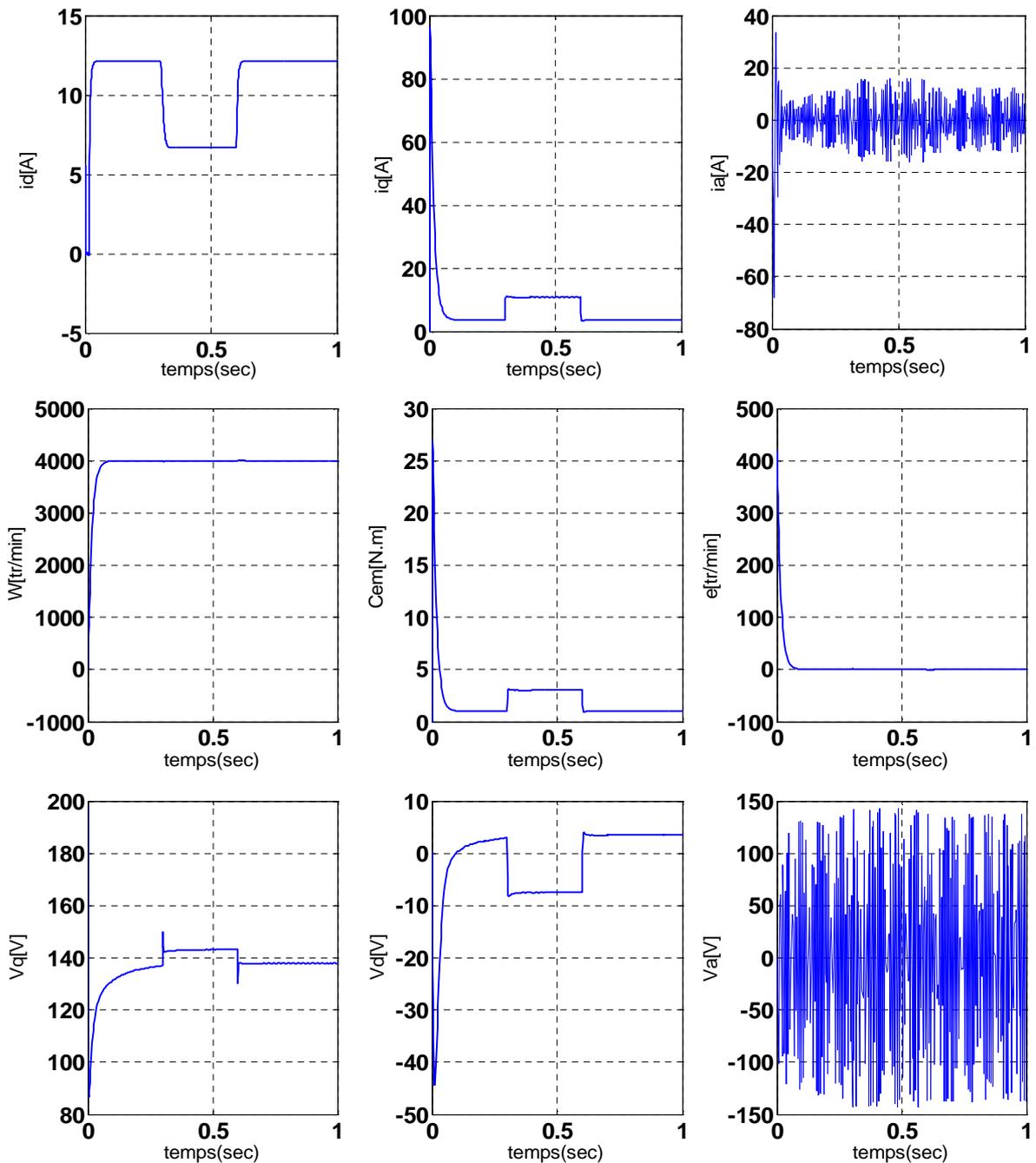


Figure III.7 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping adaptatif multivariable lors d'une double variation de la charge.

### III. 7 L'effet du paramètre d'adaptation :

Dans cet essai, nous allons procéder à la variation de la valeur du paramètre d'adaptation afin de montrer son influence sur le fonctionnement de la MSAP commandés par le backstepping adaptatif.

La figure III.8 : présente l'évolution des erreurs de vitesse et de courant ( $e, e_q$ ) et l'erreur sur le couple  $\tilde{c}_r$  pour une variation de gain d'adaptation ( $\lambda$ ) de  $\lambda=0.0005$  à  $\lambda=0.00075$

Les résultats montrent

- une légère augmentation sur les erreurs de vitesse et de courant ( $e, e_q$ ) après 0.8sec
- une augmentation de l'erreur sur le couple  $\tilde{c}_r$

On remarque une forte sensibilité de la commande adaptative par rapport au paramètre d'adaptation, et que l'erreur sur le couple  $\tilde{c}_r$  est la plus influencée par rapport aux erreurs de vitesse et de courant ( $e, e_q$ ).

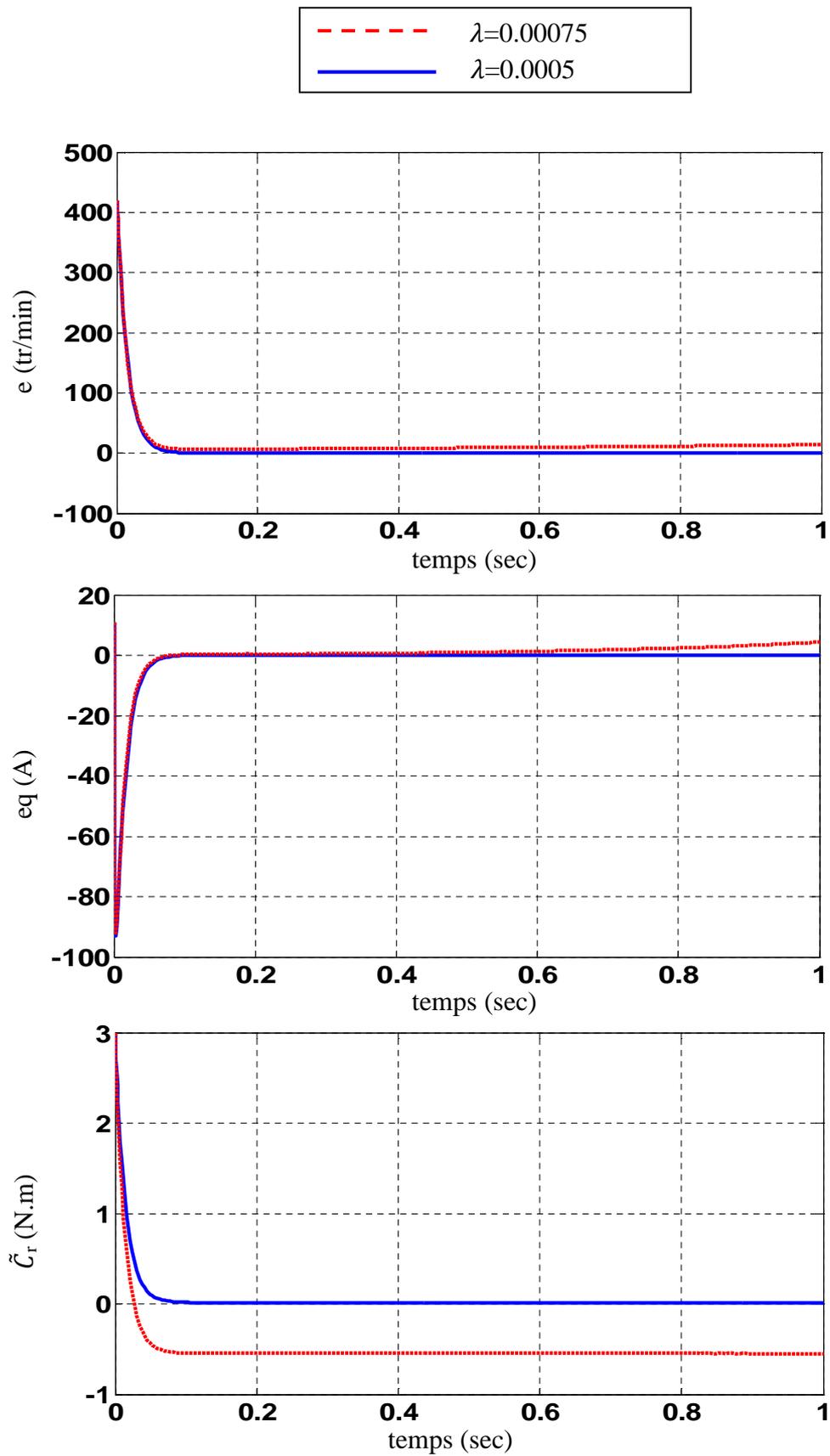


Figure III.8 : Résultat de simulation sur l'effet de paramètre d'adaptation

**III. 8 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un contrôleur non linéaire basé sur la technique d'adaptation par backstepping monovariante et multivariante afin d'offrir un choix d'outils de conception pour tenir compte des incertitudes et des non linéarités. Cette étude a démontré avec succès la conception de l'adaptation backstepping du contrôle de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents. Le système proposé a présenté des performances satisfaisantes (une amélioration de temps de réponse, et un meilleur rejet des perturbations). Les résultats de simulations obtenus ont confirmé l'efficacité du schéma proposé. Enfin, l'efficacité de la commande par backstepping adaptatif a été vérifiée par le biais de simulation.

## *Chapitre IV*

*Etude comparative des performances des deux commandes non linéaires*

## IV.1 Introduction :

Après avoir effectué l'application de la commande par backstepping classique et adaptatif à la commande de vitesse de la MSAP alimentée en tension, nous nous intéressons à l'étude de la robustesse de ces deux types de commandes. En effet pour une étude comparative entre le backstepping non adaptatif et backstepping adaptatif plus poussée, il serait intéressant de développer les travaux précédents par une analyse de robustesse lorsque le système est soumis à des variations des paramètres du modèle.

## IV.2 Etude comparative des deux commandes appliquées à la MSAP :

Dans cette partie, nous établissons une comparaison entre les performances de la première technique utilisant une commande à base de backstepping non adaptatif et celle utilisant une commande backstepping adaptatif avec variation des paramètres électriques et mécaniques de la machine. Nous allons simuler le démarrage de la MSAP à vitesse constante suivi d'une double variation de charge, puis inversion de vitesse, donc nous allons effectuer les essais en simulation comme suit :

- démarrage à 4000 [tr/min] puis une double variation de charge à l'instant  $t = 0.3$  et  $0,6$ sec, et en suite inversion de consigne de vitesse à l'instant  $t = 1$ sec.
- Variation des paramètres de la MSAP, une augmentation de 50% de  $R_s$ ,  $J$  et  $L_d, L_q$  respectivement.

### IV.2.1 Robustesse de la commande par backstepping adaptative et non adaptative monovariante:

Les résultats de la simulation sont obtenus pour le test de démarrage à 4000 tr/min suivi d'une double variation de la charge, puis inversion du sens de rotation. Nous avons présenté l'évolution : des courants ( $i_d, i_q$ ) la vitesse de rotation ( $\omega$ ), couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) et les tensions des commandes ( $v_d, v_q$ ).

**Figure IV.1** : montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage à 4000 tr/min avec une double variation de charge ( $0$  à  $C_n$  à  $0$ ), pour les deux types de commande backstepping adaptatif et non adaptatif, on note :

- Augmentation de l'amplitude du courant  $i_q$  et du couple électromagnétique pour le backstepping adaptatif.
- Il y a une différence d'amplitude des tensions ( $v_d, v_q$ ) entre les deux type de commandes.
- En régime transitoire, le temps de réponse en vitesse un peu plus important dans la commande backstepping adaptative par rapport à la commande backstepping non adaptative.

**Figure IV.2 :** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques aux démarrages de 4000 (tr/min) avec double variation de charge (1 à  $C_n$  à 1 ) lors d'une augmentation de 50% de la résistance statorique  $R_s$  on constate :

- une diminution de l'erreur statique de la vitesse et la commande  $v_q$  pour la commande backstepping non-adaptatif.
- une légère diminution de l'amplitude de pic aux démarrages et à l'instant d'inversion du sens de rotation pour les deux types de commande.
- une légère augmentation du temps de réponse pour la commande backstepping non-adaptatif.
- La vitesse de rotation est similaire pour la commande adaptative à l'état précédent.

**Figure IV.3:** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour un démarrage à 4000 (tr/min) avec une double variation de charge (1 à  $C_n$  à 1 ) lors d'une augmentation de 50% du moment d'inertie  $J$  on constate :

- une légère augmentation de l'amplitude de pic au démarrage et à l'instant d'inversion du sens de rotation pour les deux types de commande.
- Le couple présente un pic lié au démarrage et à l'inversion de vitesse qui s'atténue pendant le régime permanent pour les deux commandes.
- pas de dépassement de vitesse.
- Augmentation du temps de réponse.
- Une légère augmentation du temps d'établissement du courant  $i_q$  et le couple  $C_{em}$  par rapport aux cas précédent pour les deux cas de commande.

**Figure IV.4:** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour un démarrage à 4000 (tr/min) avec une double variation de charge (1 à  $C_n$  à 1) lors d'une augmentation de 50% des inductances  $L_d$  et  $L_q$  on constate :

- Pas de dépassement de vitesse.
- Une légère diminution de pic.
- La vitesse de rotation est similaire pour les deux commandes aux états précédents.
- Pour ce test la variation des inductances  $L_d$  et  $L_q$  pour les deux types de commandes donnent les mêmes résultats précédents.

IV.2.2 Résultat de simulation :

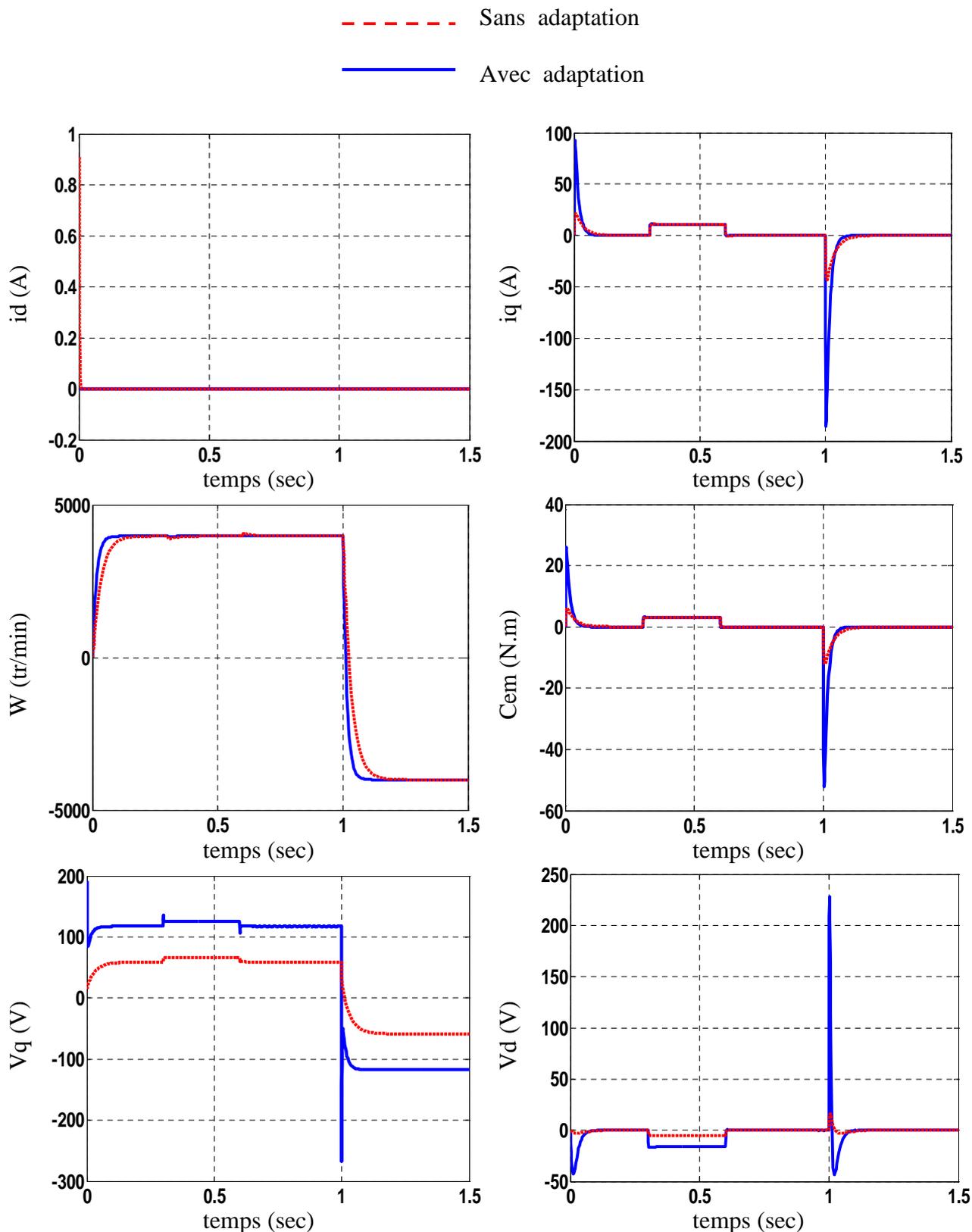
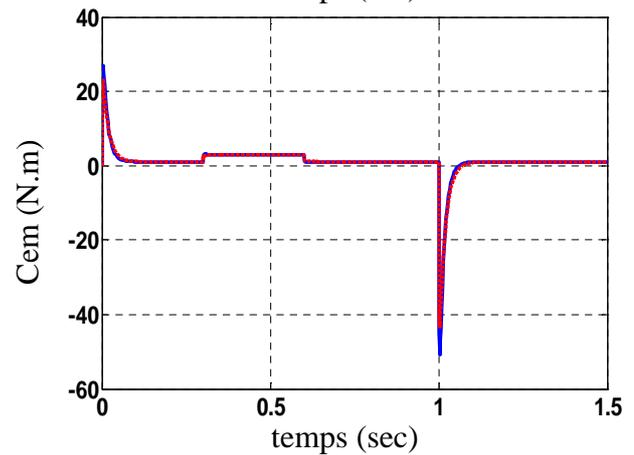
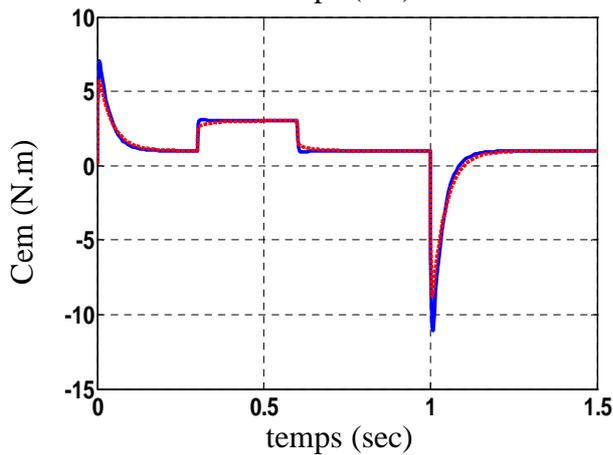
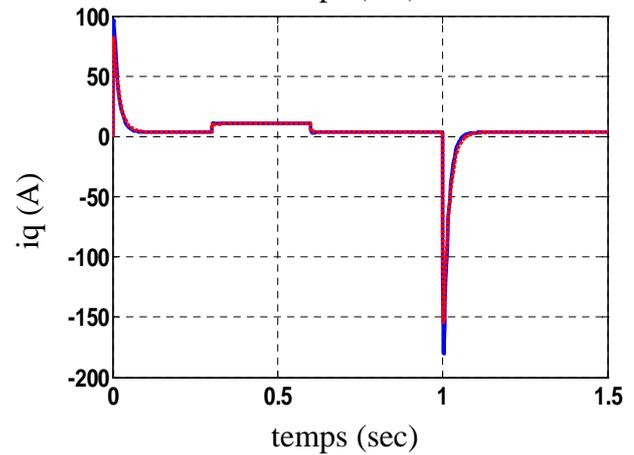
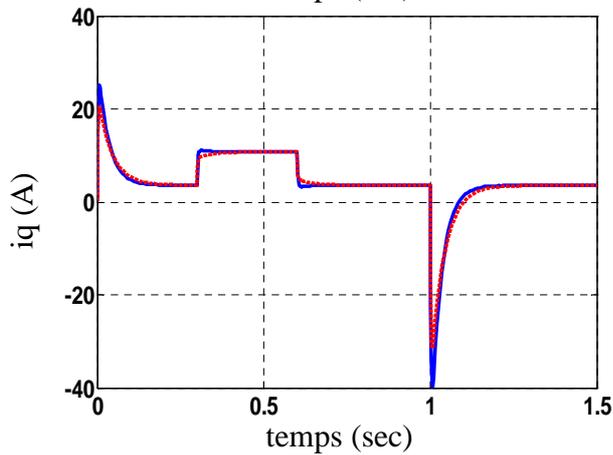
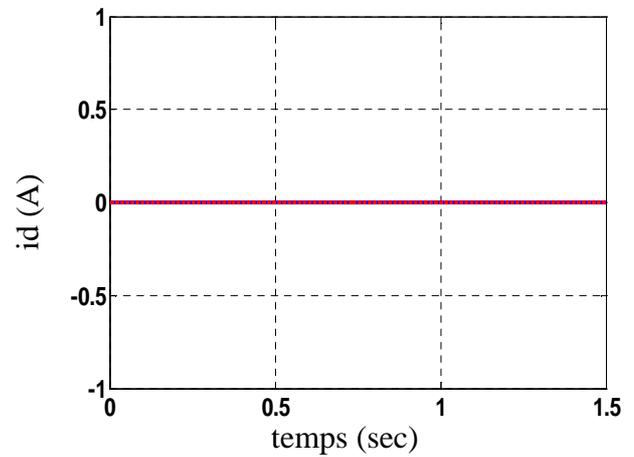
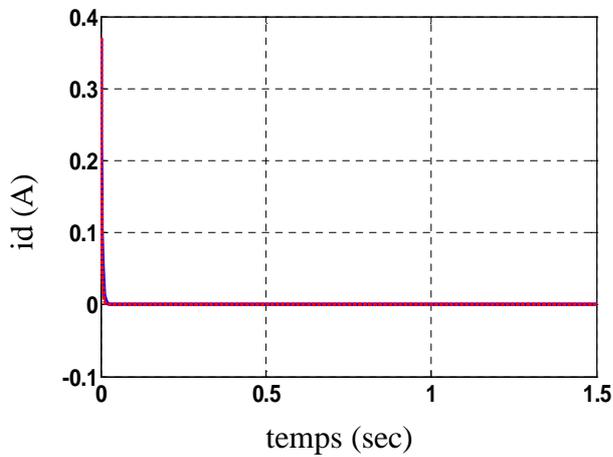


Figure IV.1: Robustesse de la commande par backstepping monovariante adaptatif et non adaptatif pour un démarrage à 4000(tr/min), suivi d'une double variation de la charge (0 à  $C_n$  à 0) puis inversion du sens de rotation.

---  $R_s = 1.14 \Omega$

—  $R_s = 0.76 \Omega$



A. cas backstepping non adaptatif

B. cas backstepping adaptatif

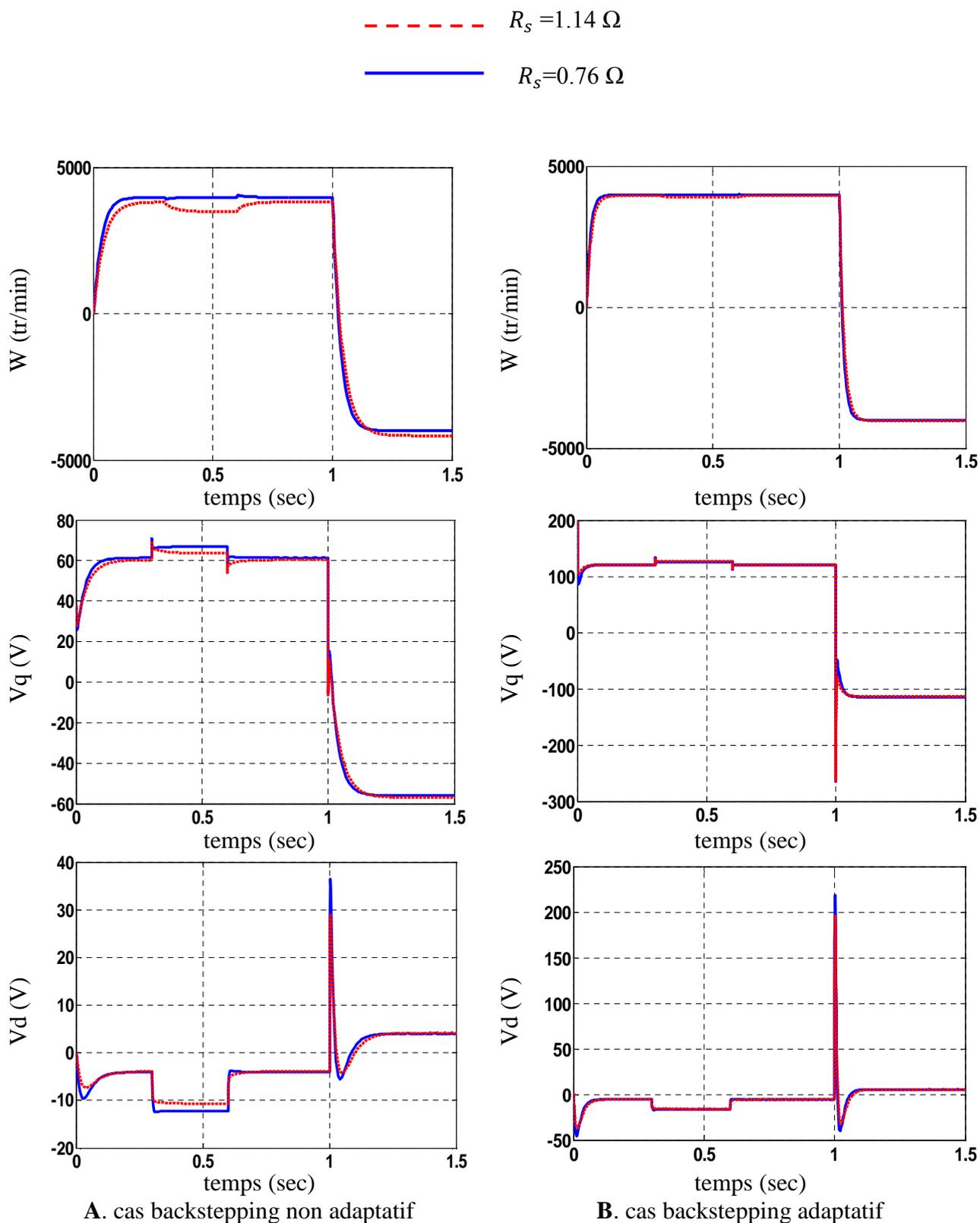
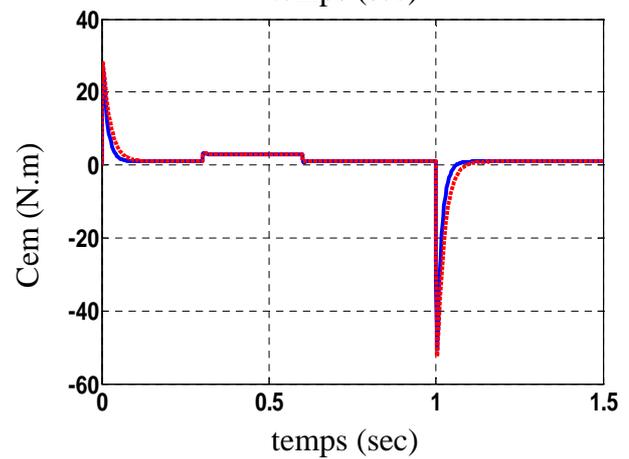
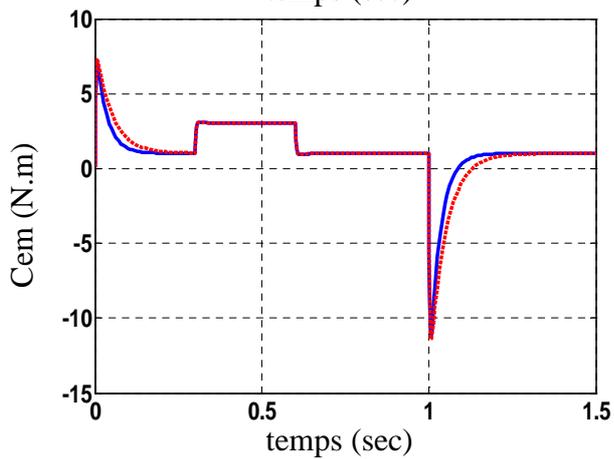
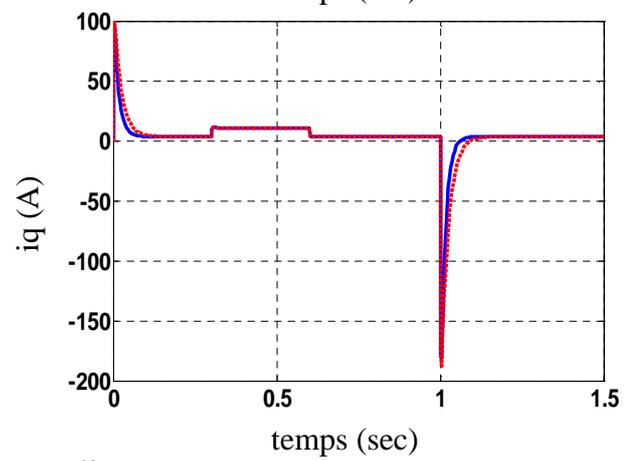
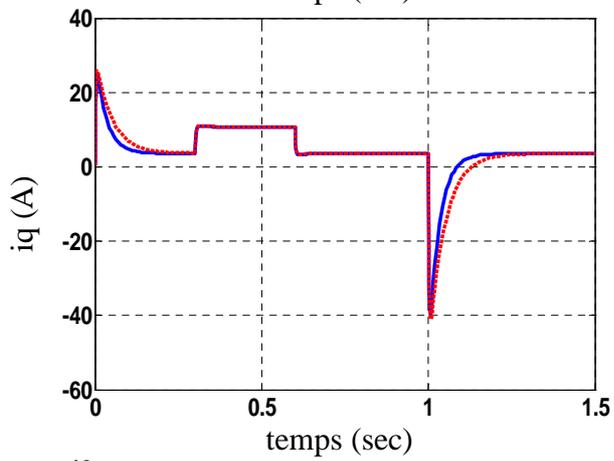
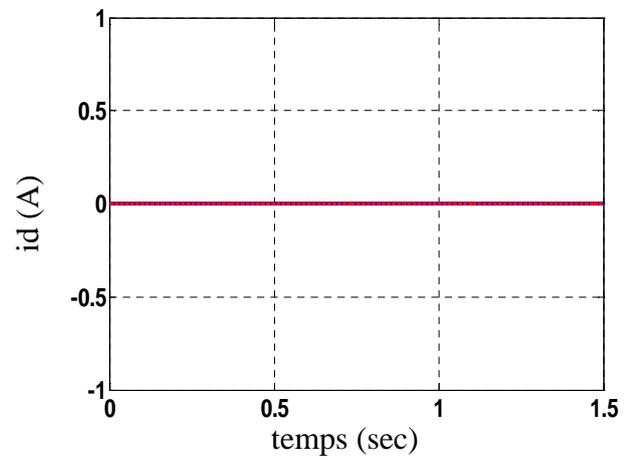
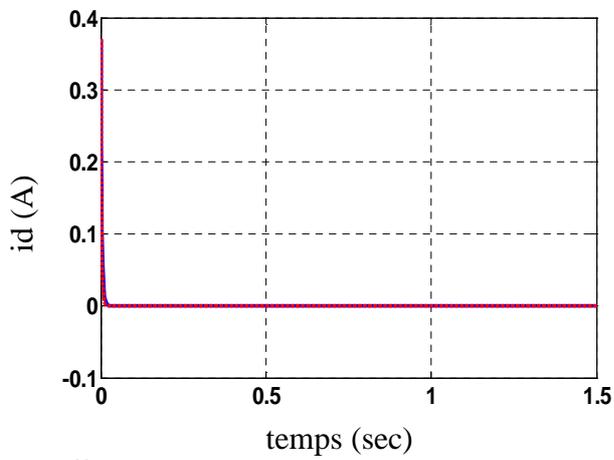


Figure IV.2: Test de robustesse de la commande backstepping adaptatif et non adaptatif pour le cas monovariante avec une augmentation de  $R_s$  (+50%).

- - -  $J = 0.00165 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$   
—  $J = 0.0011 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$



A. cas backstepping non adaptatif

B. cas backstepping adaptatif

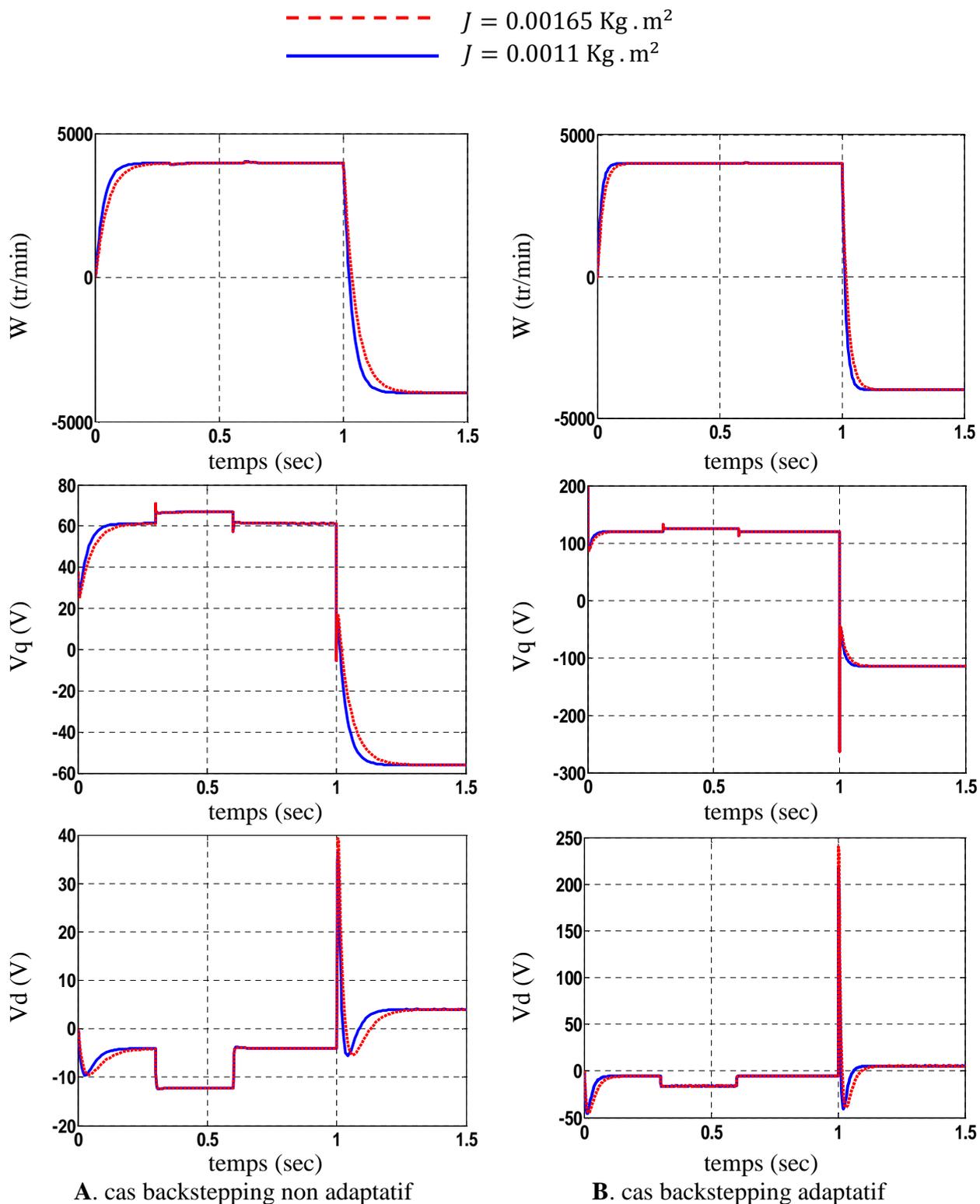
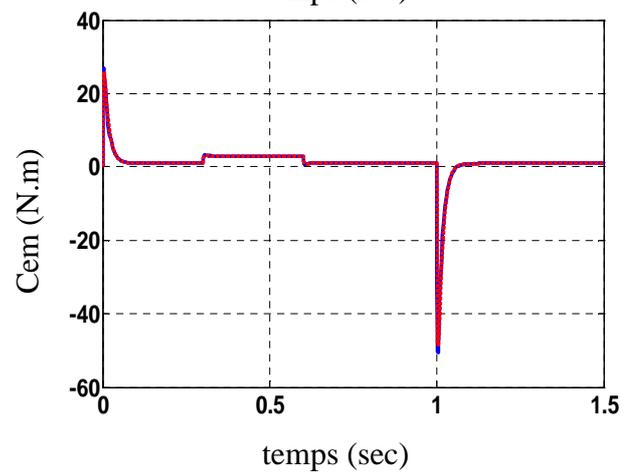
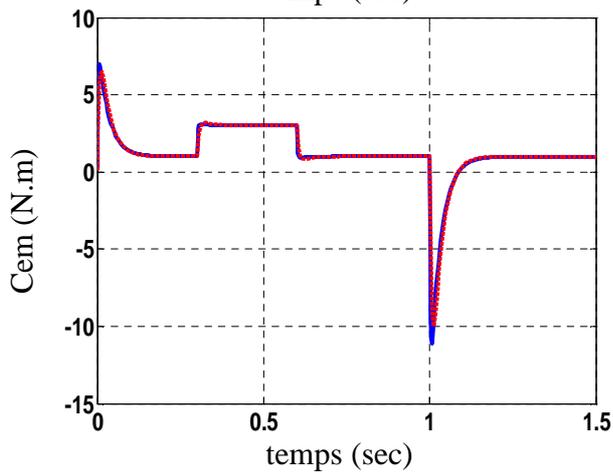
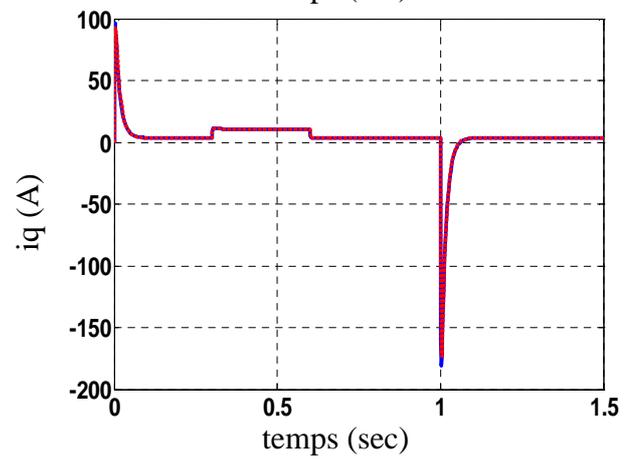
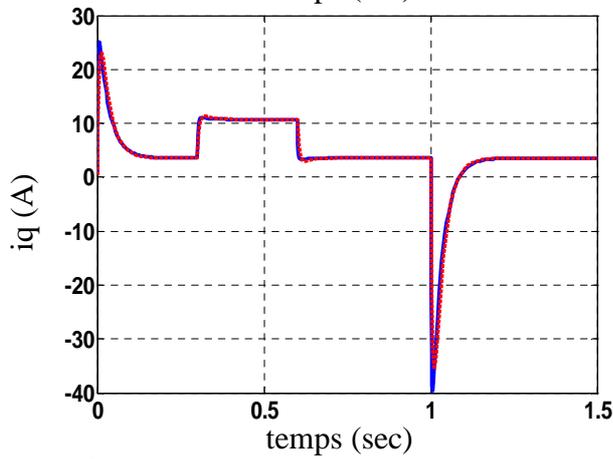
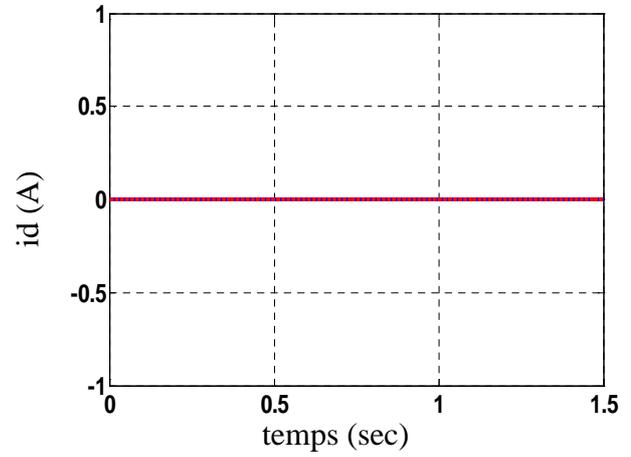
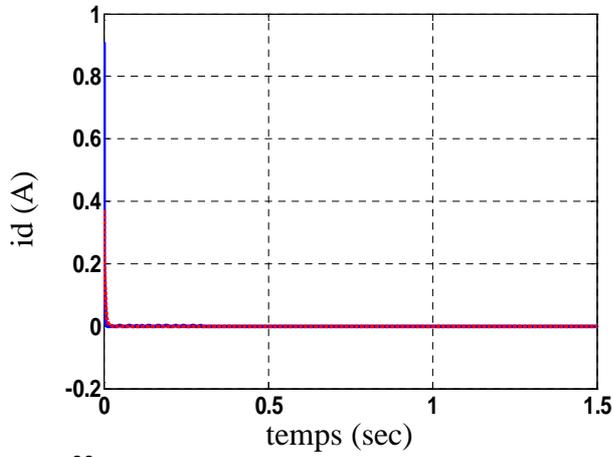


Figure IV.3 : Test de robustesse de la commande backstepping adaptatif et non adaptatif pour le cas monovariante avec une augmentation de  $J$  (+50%).

-----  $L_d = L_q = 0.0027$  H

—————  $L_d = L_q = 0.0018$  H



A. cas backstepping non adaptatif

B. cas backstepping adaptatif

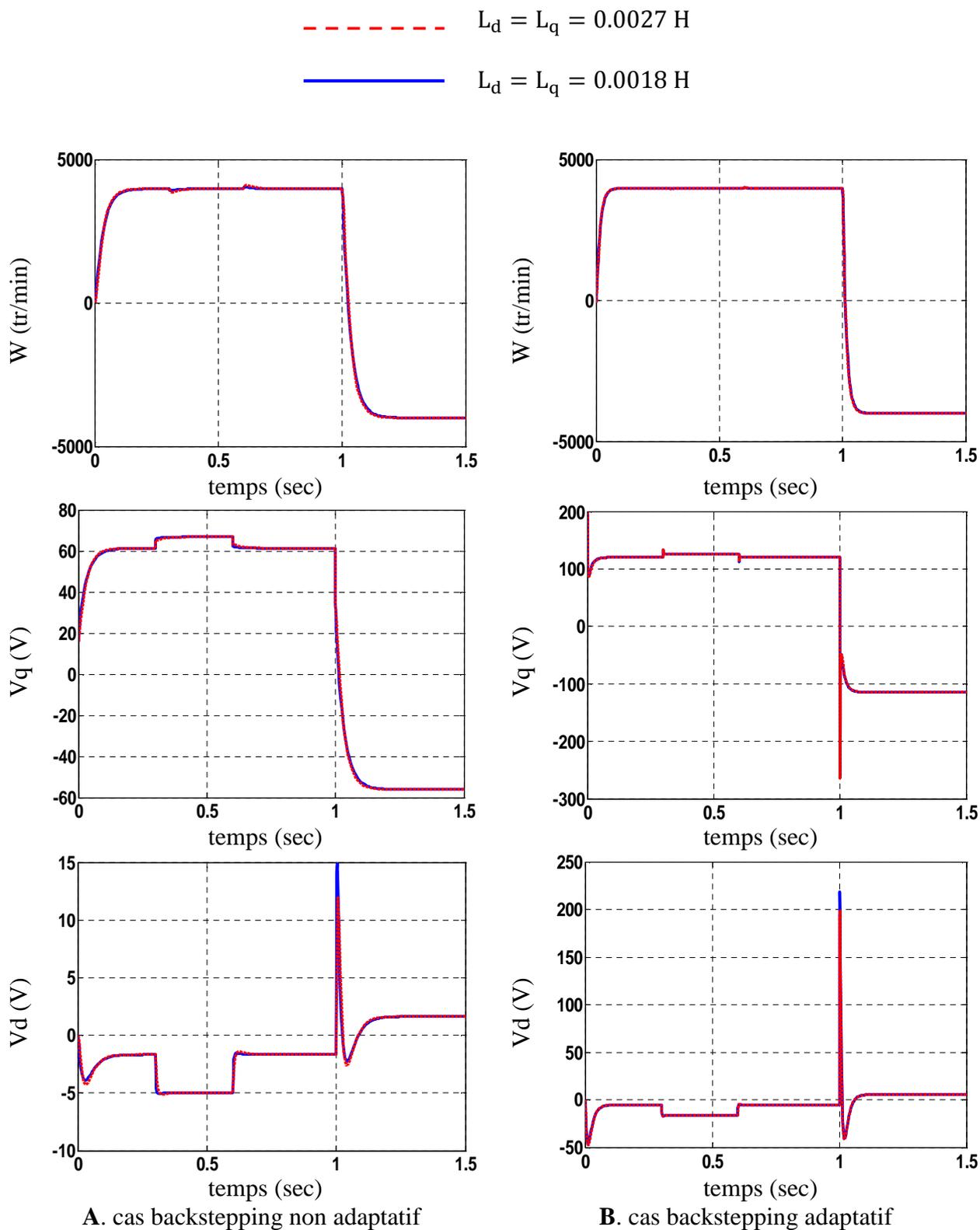


Figure IV.4: Test de la robustesse entre la commande backstepping adaptatif et non adaptatif pour le cas monovariante avec une augmentation de  $L_d$  et  $L_q$  (+50%).

### IV.2.3 Robustesse de la commande par backstepping adaptative et non adaptative multivariable :

Les résultats de la simulation sont obtenus pour le test de démarrage à 4000 (tr/min) suivi d'une double variation de la charge, puis inversion du sens de rotation. Nous avons présenté l'évolution, des courants ( $i_d, i_q$ ), la vitesse de rotation ( $\omega$ ), couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) et les commandes ( $v_d, v_q$ ).

**Figure IV.5:** montrent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage à 4000 tr/min avec une variation de charge (0 à  $C_n$  à 0 ).pour les deux type de commande backstepping adaptatif et non adaptatif, on note :

- Une légère augmentation du courant  $i_d$  de la commande non adaptatif.
- Diminution de l'amplitude de pic du courant  $i_q$ , le couple électromagnétique  $C_{em}$  et la commande  $v_d$  pour la commande backstepping non adaptatif.
- Une diminution de la tension  $v_q$  à la commande backstepping non adaptatif par rapport aux backstepping adaptatif.
- L'évolution de la vitesse de rotation est similaire.

**Figure IV.6:** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour un démarrage à 4000 (tr/min) avec une double variation de charge (1 à  $C_n$  à 1 ) lors d'une augmentation de 50% de la résistance statorique  $R_s$ , on constate :

- Une diminution du courant  $i_d$  pour les deux commandes.
- Une augmentation du temps de réponse pour la commande backstepping non adaptatif.
- Diminution de l'erreur statique de la vitesse pour la commande non adaptative par contre le backstepping adaptatif reste le même.
- Diminution de l'amplitude du courant  $i_q$  et le couple  $C_{em}$  dans le cas non adaptatif.
- Une légère augmentation du temps d'établissement du courant  $i_q$  et le couple  $C_{em}$  par rapport aux cas précédent pour le cas non adaptatif.

**Figure IV.7:** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour un démarrage à 4000 (tr/min) avec une double variation de charge (1 à  $C_n$  à 1 ) lors d'une augmentation de 50% du moment inertie  $J$ , on constate :

- Le couple  $C_{em}$  et le courant  $i_q$  présente un pic lié au démarrage et qui s'atténue pendant le régime permanent.
- Une légère augmentation du temps de réponse pour les deux commandes.
- Le temps d'établissement est supérieur pour le courant  $i_q$  et le couple  $C_{em}$  par rapport aux cas précédent pour les deux types de commandes.
- Pas de dépassement de vitesse.

**Figure IV.8:** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour un démarrages de 4000 (tr/min) avec une double variation de la charge (1 à  $C_n$  à 1) lors d'une augmentation de 50% des inductances  $L_d$  et  $L_q$ , on constate :

- Une légère diminution du pic au démarrage et à l'instant d'inversion du sens de consigne pour les deux commandes.
- Pas dépassement de vitesse.
- L'erreur statique est nulle.
- Pour ce test les deux types de commande ont donné des résultats équivalents.
- En peut déduire que l'augmentation des inductances  $L_d$  et  $L_q$  n'ont aucune influence sur le comportement du système dans les deux cas de commande.

IV.2.4 Résultat de simulation :

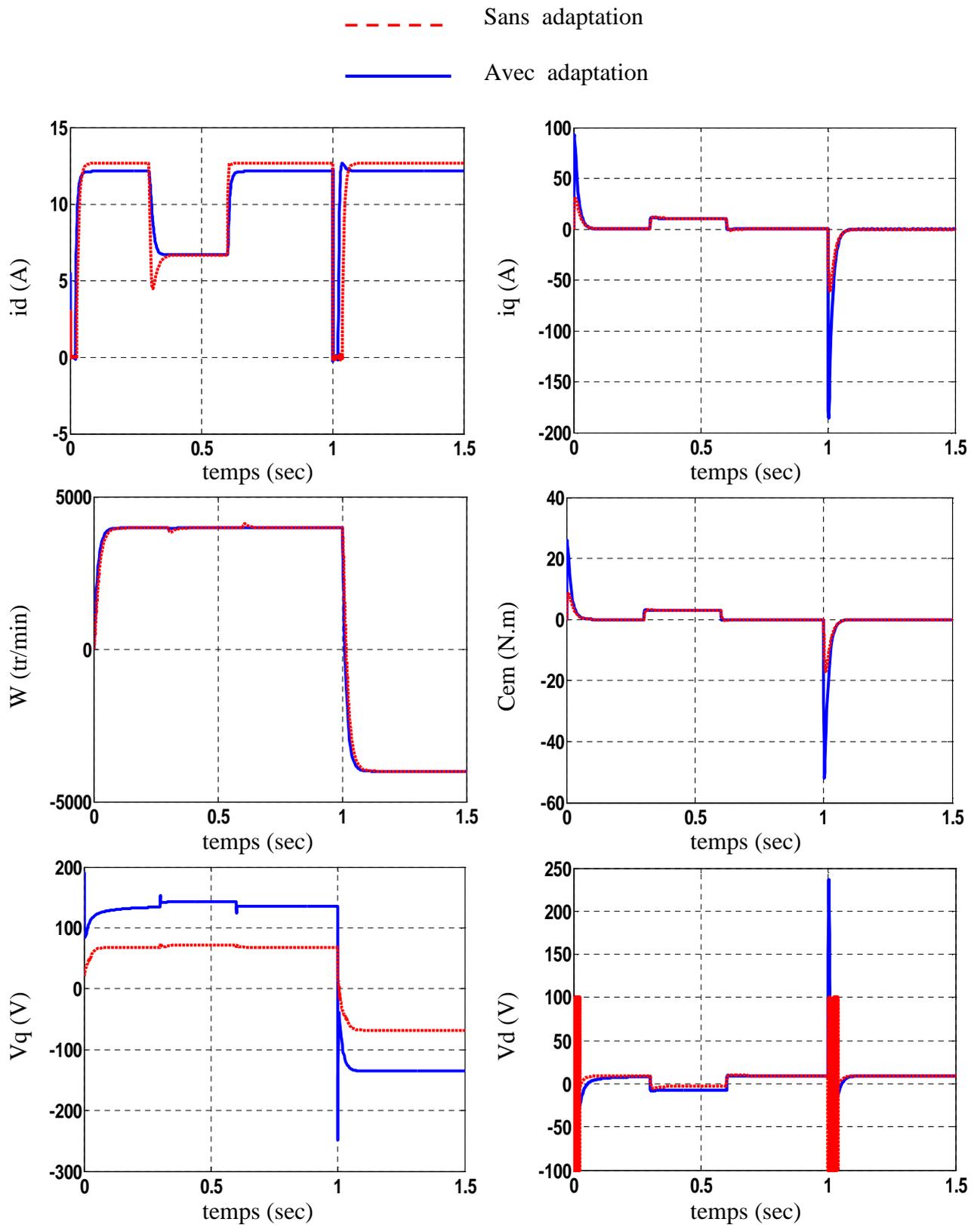
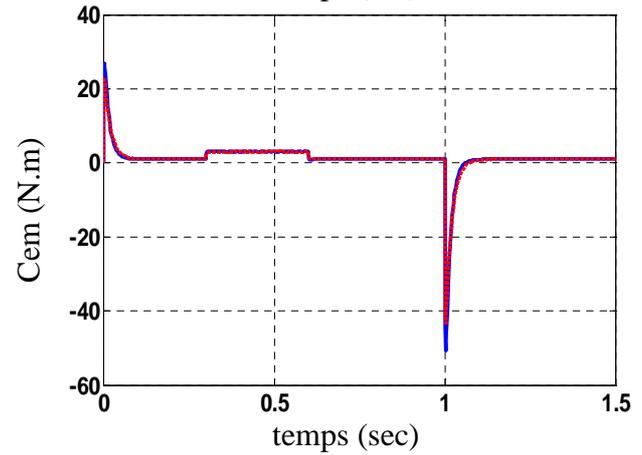
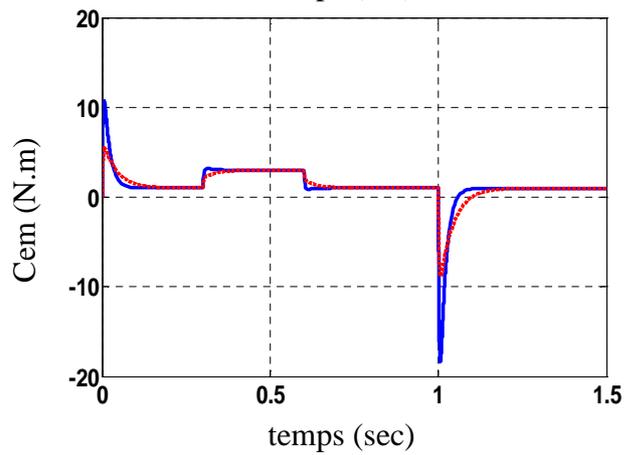
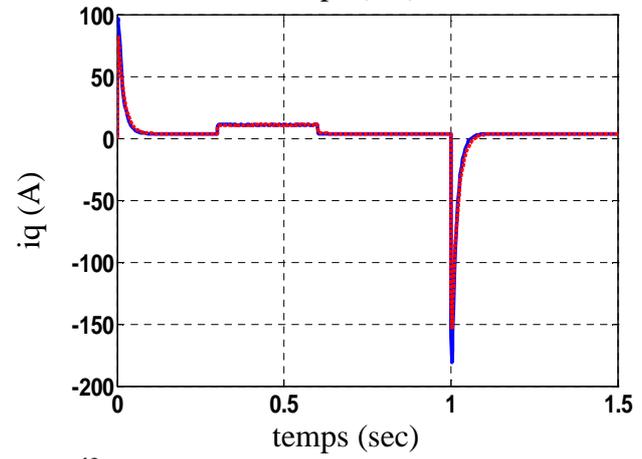
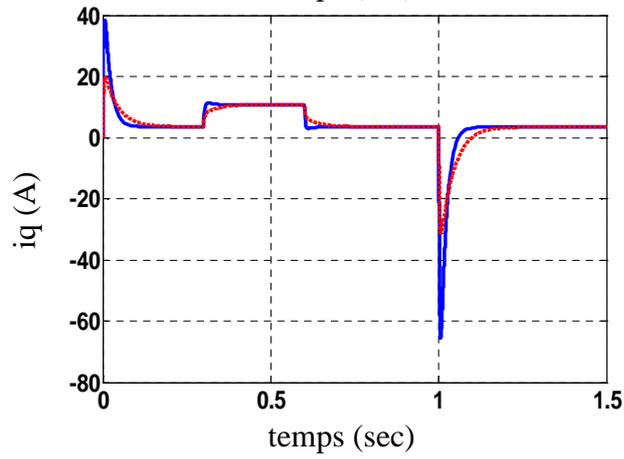
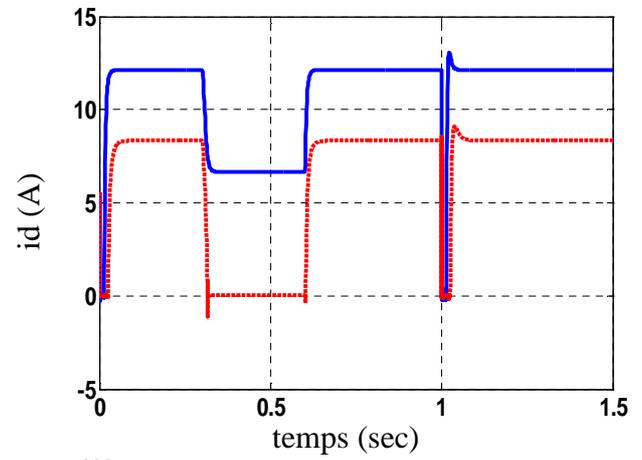
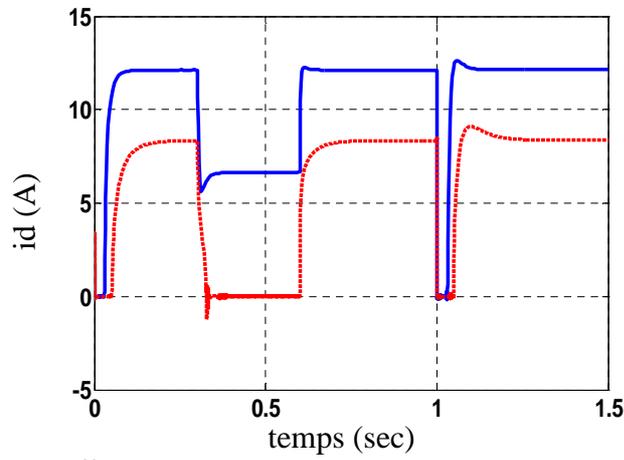


Figure IV.5: Robustesse de la commande par backstepping multivariable adaptatif et non adaptatif pour un démarrage de 4000(tr/min), suivi d'une double variation de la charge (0 à  $C_n$  à 0).

- - -  $R_s = 1.14 \Omega$   
—  $R_s = 0.76 \Omega$



A. cas backstepping non adaptatif

B. cas backstepping adaptatif

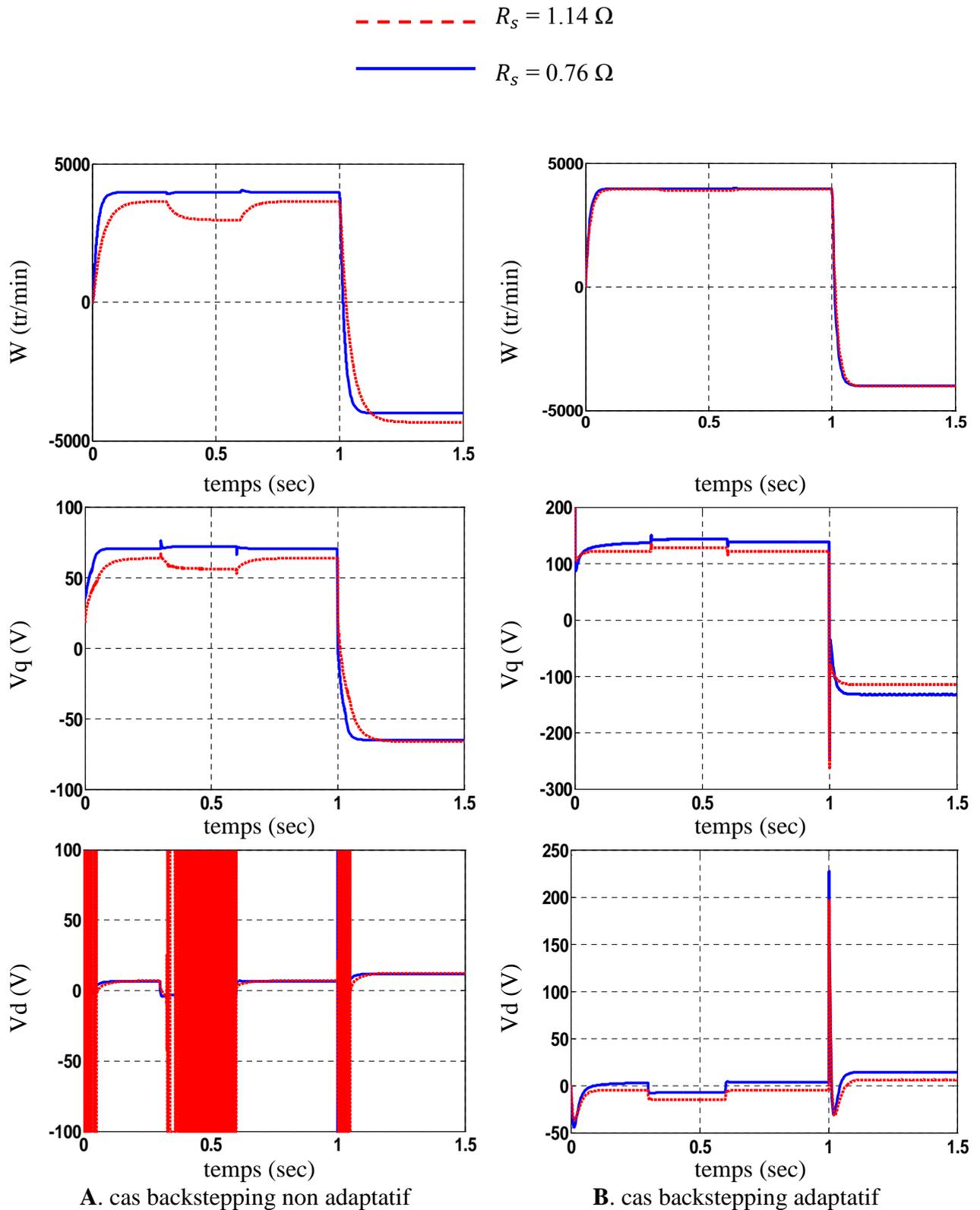
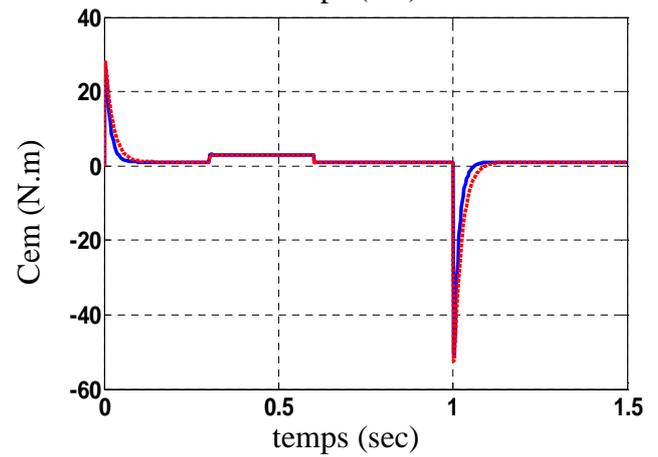
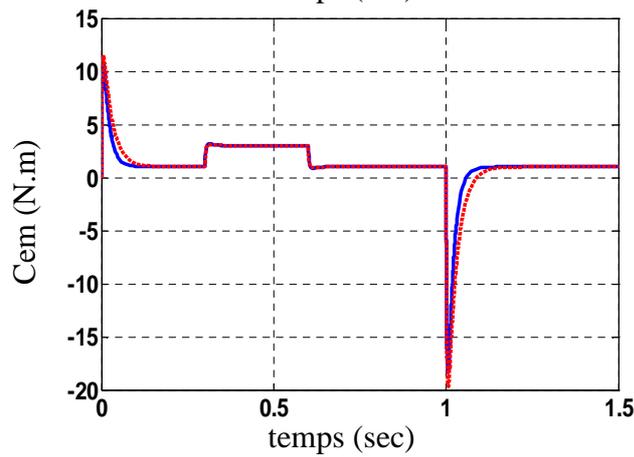
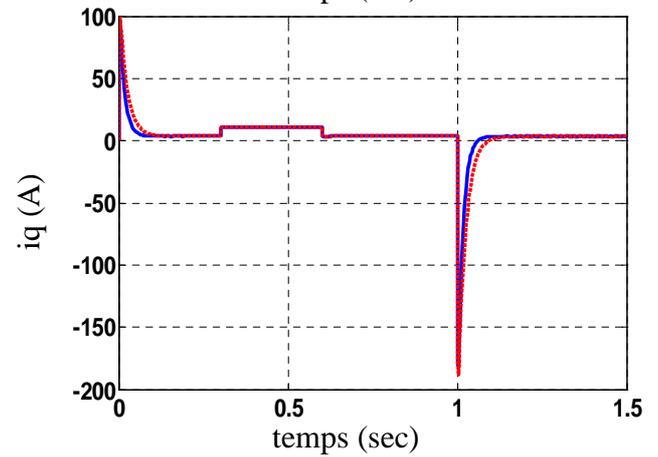
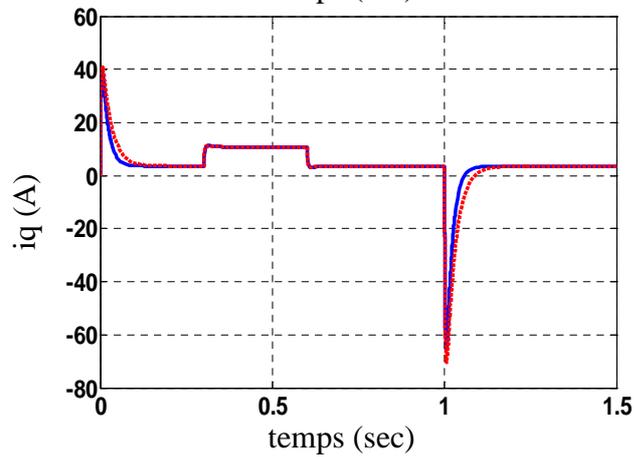
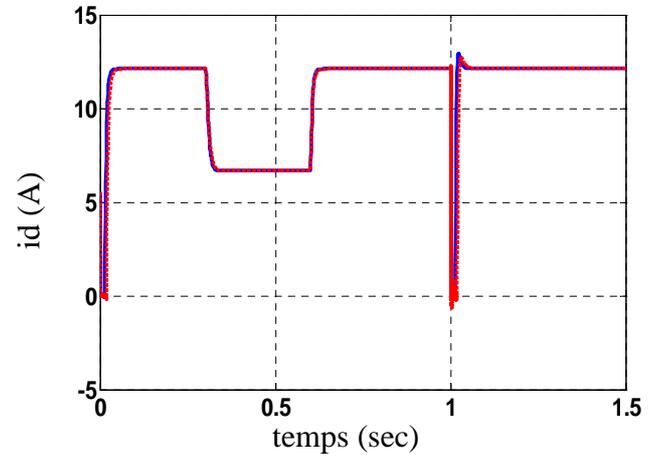
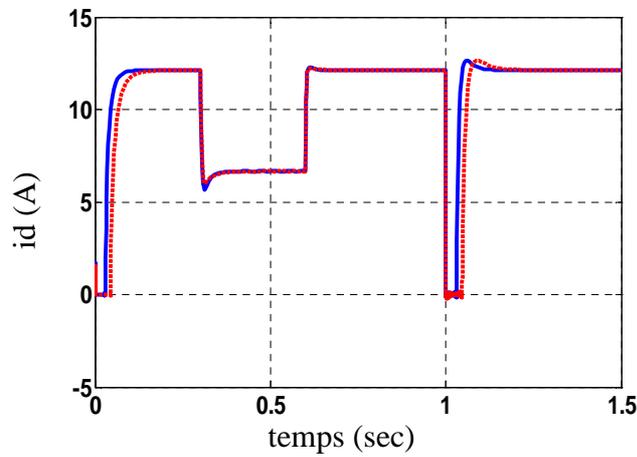


Figure IV.6: Test de robustesse de la commande backstepping non adaptatif et adaptatif multivariable pour une augmentation de  $R_s$  (+50%).

---  $J = 0.00165 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$

—  $J = 0.0011 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$



A. cas backstepping non adaptatif

B. cas backstepping adaptatif

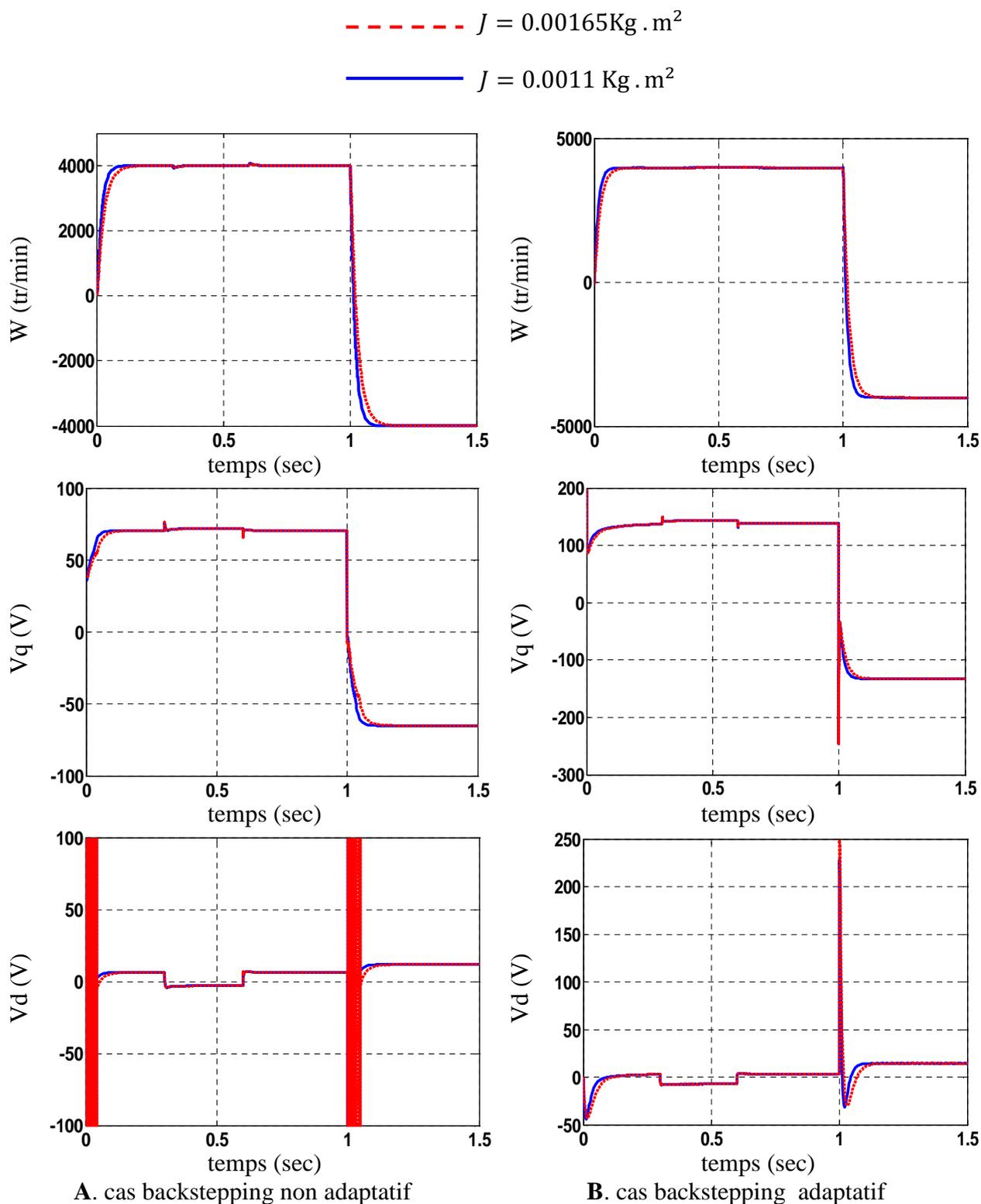
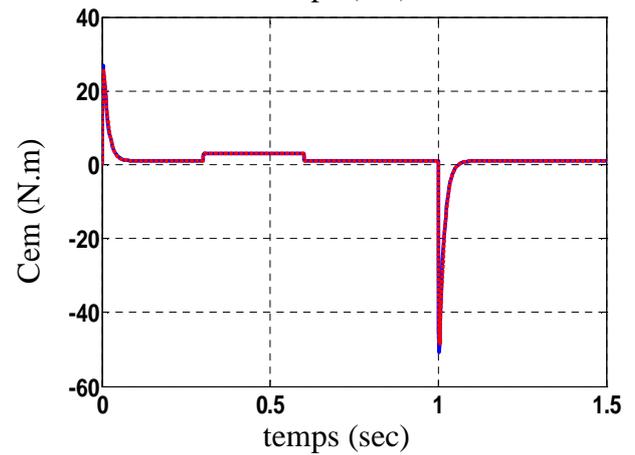
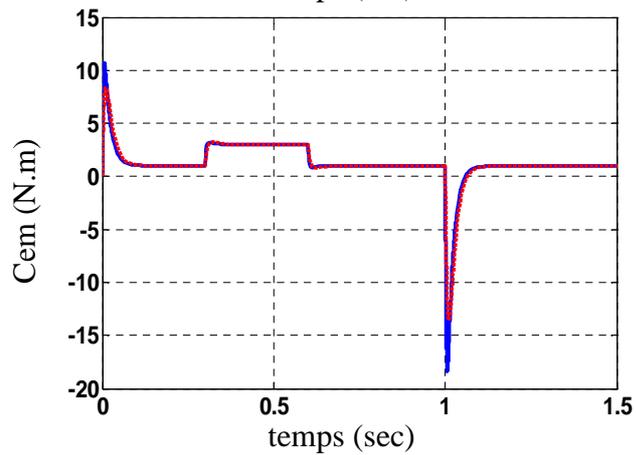
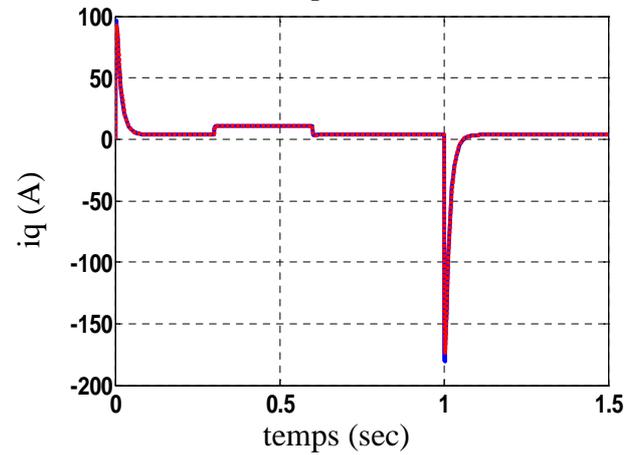
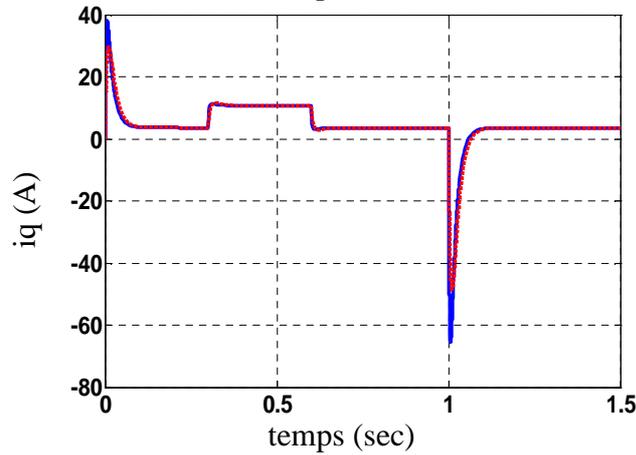
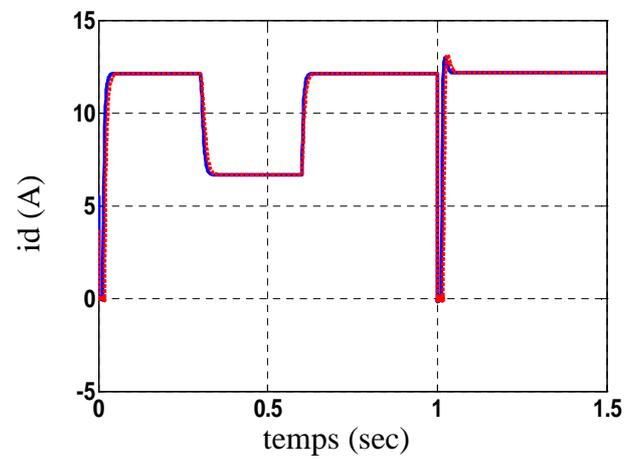
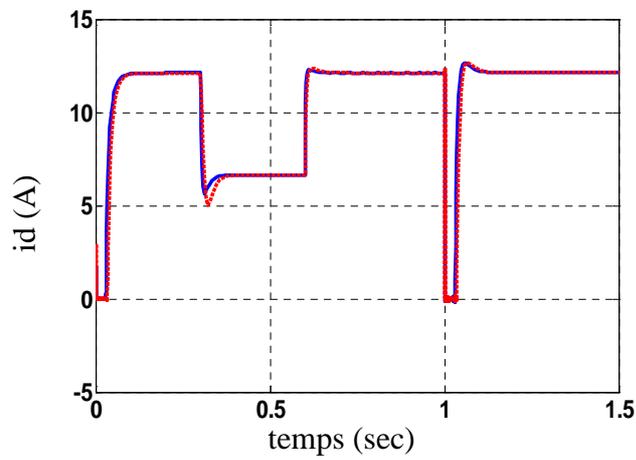


Figure IV.7: Test de robustesse de la commande backstepping non adaptatif et adaptatif multivariable pour une augmentation de  $J$  (+50%).

-----  $L_d = L_q = 0.0027$  H

\_\_\_\_\_  $L_d = L_q = 0.0018$  H



A. cas backstepping non adaptatif

B. cas backstepping adaptatif

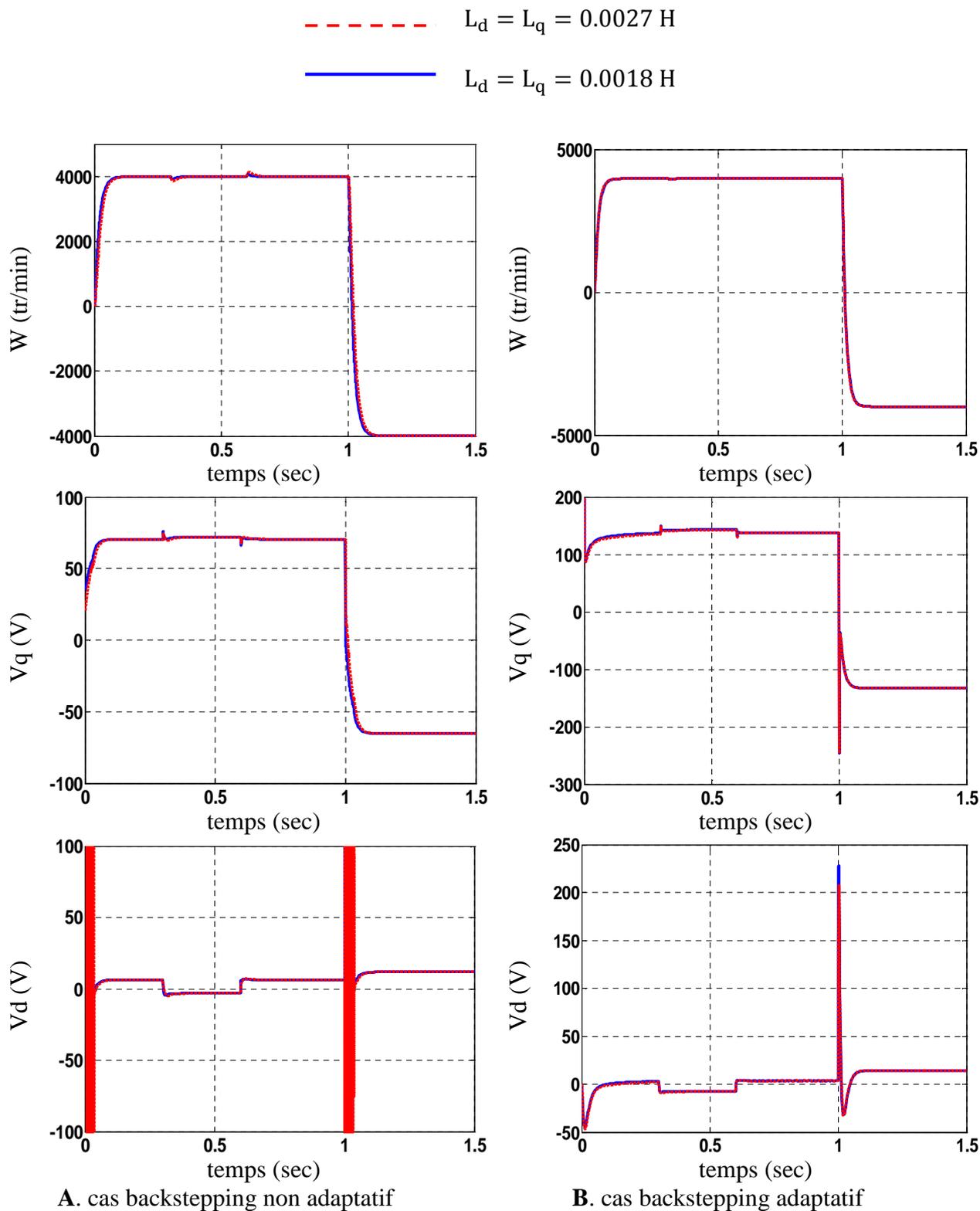


Figure IV.8: Test de robustesse de la commande backstepping non adaptatif et adaptatif multivariable pour une augmentation de  $L_d$  et  $L_q$  (+50%).

### IV.3 L'influence des paramètres électriques et mécaniques sur l'erreur estimée :

Pour étudier l'influence du paramètre d'adaptation sur la commande vis à vis de la variation des paramètres électriques et mécanique de la machine, nous allons simuler le démarrage de la MSAP à vitesse constante suivi d'une double variation de charge, puis inversion sens de rotation. Nous allons faire une augmentation respective de chaque paramètre de 50% et ensuite nous ferons une comparaison par rapport aux résultats obtenus avec les données initiales.

Il est noté que les paramètres qui vont subir une augmentation de 50% sont : la résistance statorique  $R_s$ , les inductances ( $L_d, L_q$ ) et le moment d'inertie  $J$ .

**Figure IV.9:** représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques aux démarrages de 4000 (tr/min) avec une double variation de charge (0 à  $C_n$  à 0) lors d'une augmentation de 50% des inductances  $L_d$  et  $L_q$ , résistance statorique  $R_s$  et le moment d'inertie  $J$  on constate :

- une diminution de l'erreur d'adaptation pour les deux variations des paramètres  $R_s$  et  $J$ .
- aucune convergence de l'erreur vers zéros pour les variations des paramètres  $R_s$  et  $J$ .
- on voit bien que l'erreur de paramètre d'adaptation du backstepping converge vers zéro et répond bien même avec le changement des inductances  $L_d$  et  $L_q$ .
- ce test montre que l'augmentation des paramètres  $R_s$  et  $J$  ont une influence sur le comportement du système par exemple des petites changements sur (la convergence, la précision, la rapidité et la stabilité du système), par contre à la variation du paramètre  $L_d$  et  $L_q$  n'a aucune influence donc le système reste le même.

#### IV.4 Résultat de simulation :

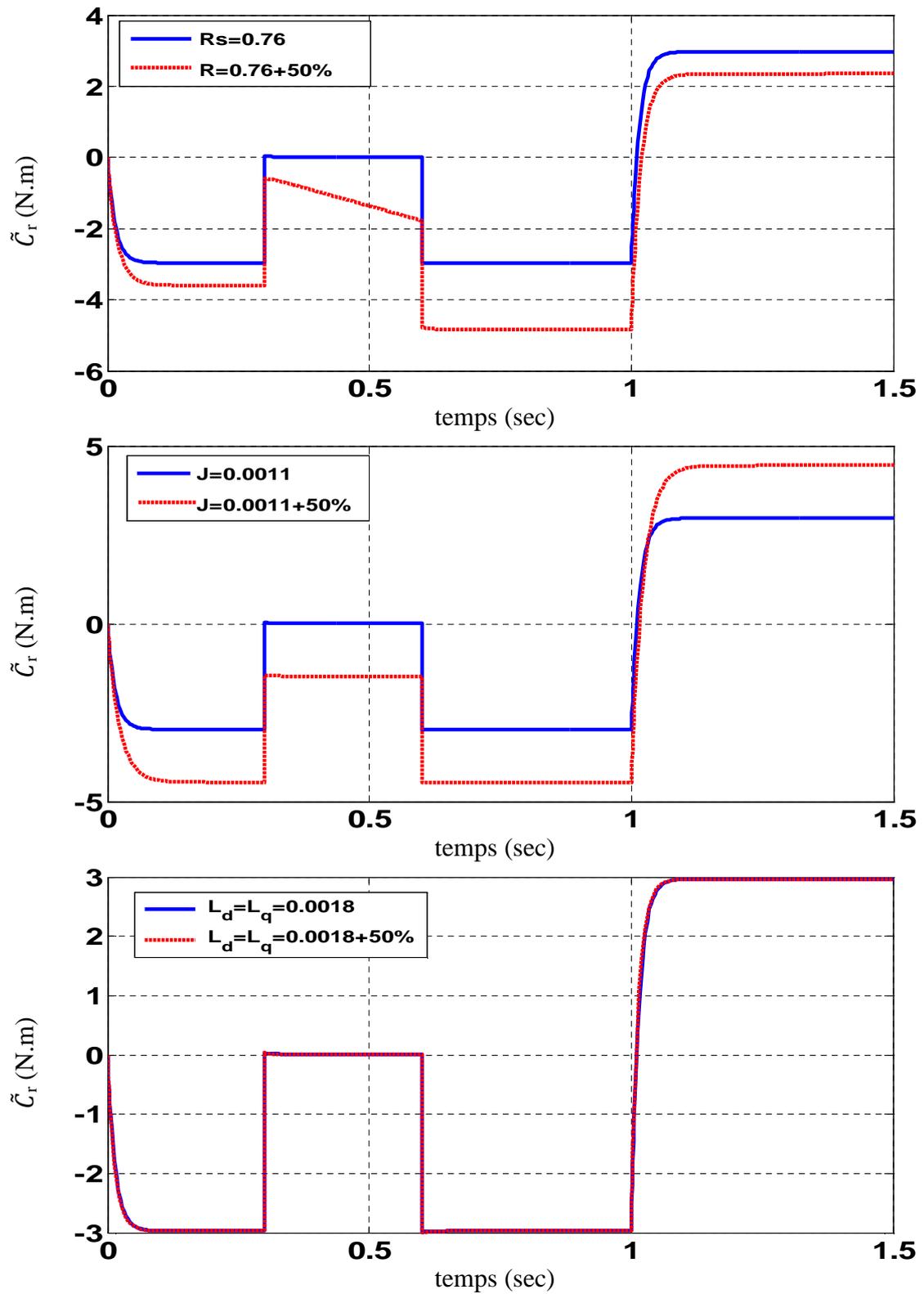


Figure IV.9 : test sur les effets des paramètres électriques et mécaniques sur l'erreur estimée.

## **IV.5 Conclusion :**

Ces tests de robustesse sont effectués sur les deux types de commandes, ce qui nous a permis d'évaluer la robustesse vis-à-vis de la variation de charge, puis inversion de vitesse et de visualiser l'influence de la variation des paramètres électriques et mécaniques de la machine sur les performances des commandes. Les caractéristiques dynamiques obtenues montrent que :

- le backstepping adaptative moins influencé par la variation du paramètre que le cas non-adaptative.
- il est bien clair que la commande backstepping adaptative atteint de meilleure performance.
- on peut dire que lors de la variation des paramètres la vitesse et les courants statoriques convergent vers leurs références.
- la vitesse est rapidement établie.

En fin, on peut affirmer qu'avec les mêmes conditions d'alimentation de la machine, nous constatons que la commande par backstepping adaptatif donne de meilleures performances (une bonne adaptation de paramètre) par rapport à la commande backstepping classique.

# *Conclusion générale*

La machine synchrone à aimants permanents est très présente dans les applications industrielles, en raison de sa compacité, sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée.

Le travail présenté dans ce mémoire à porter sur la commande par backstepping non adaptatif et adaptatif appliquée à la MSAP alimenté en tension.

Tout d'abord, nous avons modélisé la MSAP, ensuite, on a utilisé l'outil MATLAB/Simulink pour faire des simulations permettant de visualiser l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques. Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques. Cette modélisation est basée essentiellement sur la transformation de *Park*. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, on a introduit la notion d'autopilotage.

Dans la deuxième partie de ce travail, on a présenté l'aspect théorique du backstepping et exposer les étapes permettent d'établir la commande globale assurent la stabilité du système non linéaire avec application aux systèmes du deuxième ordre et du troisième ordre. L'idée principale de l'utilisation de la fonction de Lyapunov dans cette commande, consiste à calculer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction définie positive, et bien choisie, est non positive. Les résultats obtenus lors de la simulation ont montré les performances du backstepping classique à travers l'analyse des contraintes suivantes : temps de réponse, dépassement, erreur statique et rejet de perturbation, qui étaient satisfaisants.

La troisième partie a été consacrée à l'étude de l'application de la commande par backstepping adaptatif afin de prendre en charge la variation de paramètres de la machine et d'assurer les performances de poursuite, bonne régulation et un parfait rejet de perturbation. Tout en respectant l'analyse de la stabilité globale du système étudiée basée sur une estimation en ligne des paramètres du système. Les résultats obtenus sont satisfaisants

La quatrième partie nous avons étudié la comparaison entre les deux approches de la commande adaptative et non adaptative et l'influence de la variation des paramètres ( $R_s, L_d, L_q$ ) sur le comportement des deux types de commandes. On a aussi fait l'essai sur l'augmentation du paramètre d'adaptation.

A la lumière des résultats de simulation, on peut conclure que :

- Le backstepping adaptatif donne de bonnes performances par rapport au backstepping classique vis-à-vis du temps de réponse et de l'erreur sur la vitesse au moment de l'application de la charge.
- Le backstepping adaptatif moins influencé par rapport au backstepping classique à l'effet des paramètres mécaniques et électriques ( $R_s, L_d, L_q$ ) .
- Une forte sensibilité de la commande adaptative par rapport au paramètre d'adaptation.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1]: Abdellaoui hassima « études expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone a aimant permanent par variables électriques, magistère en électrotechnique Tizi-Ouzou.
- [2]: R.manjemy « control strategies and parameter compensation on for permanent magnet synchronous motor drivers » doctor of philosophy in electrical engineering, Blacksburg Virginia 2000.
- [3]: PH.lamelat, j.guezel « les aimants permanent rendent les moteurs économes », technologie et innovations 2007.
- [4]: M.buping, j.liscouet, s.orieux, j.marie : « état de l'art sur la conception des systèmes d'actionnement électronique » notes de cours, INSA Toulouse, 2008
- [5]: w.w.w.mpimagnet.com « high-energy rare earth material ».
- [6]: S.ozcira,N.bekiroglu,E.aycicek « simulation of direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive» 5<sup>th</sup> international conference on electrical and electronics engineering 5-9 December 2007.PP-272-276 bursa turkey.
- [7]: H.schawab « stratégie de la commande d'actionneur synchrone a aimant permanent intégrant la sureté de fonctionnement », thèse de doctorat, université de haut alsace 2004.
- [8]: Y.boutora « calcul d'une BDCM excitée par des aimants à aimants a aimantation parallèle », mémoire de magistère université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,2001
- [9]: G.la combe « définition d'une nouvelle génération de logiciels de conception des moteurs futur » thèse de doctorat, institut national polytechnique de Grenoble ,2007
- [10]: R.lateb « modélisations des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application a la propulsion marie par POD » thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de lorraine,2006.
- [11]: « les machines synchrones » technologie et différents modes d'alimentation des machines synchrone.
- [12]: A.kaddouri « étude d'une commande non linéaire adaptative de la machine synchrone a aimants permanents » université Laval, Québec ,2000.
- [13]: N.bernard «machine synchrone de la boucle ouverte a l'autopilotage », revue 3EI, semptembre 2002, PP.24-39.
- [14]: N.bernard, H.ben ahmed, B.multon, G.feld « machines synchrones fonctionnement en régime autopiloté» référence D3524, 2009.

- [15] : M.boussekra faiza « la commande non linéaire a régime glissant de la MSAP » 23 octobre 2011.
- [16] : f.ouahiba « modélisation commande non linéaire de l'association machine synchrone a aimant-ondulateur de tension a trois niveau » thèse de magistère, université de Batna 2008.
- [17] : M.Kristic,I.kanl kopoulos and P.kokotovic « non linear and adaptative control design » john Wiley, New York 1995 .
- [18] : P.V.Kokotovic « the joy of feedback non linear and control »,IEEE control systems,PP7-17,june 1992.
- [19] : N.ezziani «commande adaptative floue backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique » université de Reims, 1er avril 2010.
- [20] : C.azeddine « commande backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse » université de Batna, 03/02/2011.
- [21] : A.benaskeur « aspects de l'application du backstepping adaptatif a la commande décentralisé des systèmes non linéaires », thèse du grade de philosophie doctorat, université Laval.
- [22] : A. Benaskeur, « Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande des systèmes non linéaires », Ph.D, Université Laval, Québec, 2000.
- [23]: Y. Tan, J. Hu, J. Chang, H. Tan, « Adaptive Integral backstepping Motion Control and experiment Implementation », Rockwell Science Center 1049 Camino Dos Rios Thousand Oaks, CA. 91360, U.S.A; IEEE 2000.
- [24] : L.N.Paquin, « Application du Backstepping à une colonne de flottation », Mémoire pour l'obtention du grade de maître ès sciences, Université LAVAL Juillet 2000.
- [25] : T.S.Radwan ,M .A .Rahman,A.M.Osheiba and A.E.Lashine, «dynamic analysis of a high performance permanent magnet synchronous motor drive » in proceedings of IEEE Canadian conference on electrical and computer engineering ,pp.611-614,1996.
- [26] : R.Marini,S.Presada and P.Valigrie « adaptive input-output linearizing control of induction motors » ,IEEE transaction on automatic control,vol.38,no.2,pp, 208-221,1993.
- [27]: M.kristic ,I.kanellakopoulos and P.kokotovic, « nonlinear and adaptive control design », john wily and sons,1995.
- [28]: M.A.rahman and P.zhou, « analysis of brushless permanent magnet synchronous motors », IEEE transactions on industrial electronics.vol 43, no, 2, pp.256-267, April 1996.
- [29]: V.utkin, « sliding modes in control of optimization » Springer Verlag , 1992.
- [30] : A.kechiche and B.mazari, « application to adaptative backstepping for a aimant permanent magnet synchronous machine », January 2006.

[31]: Laurent Praly, «An introduction to some Lyapunov designs of global asymptotic Stabilizers », Part 1, Lecture notes, HYCON-EECI Graduate School on Control, January 26-30, 2009, Supelec, France.

[32] : Mokhtari.M, « Commande Adaptative Des Systèmes Non Linéaires backstepping », Thèse de Magister, Département d'Electronique Industrielle, université de Batna, Septembre, 2003.

[33] : Kanella Kopoulos, I., Kokotović, P.V ET Morse, A.S (1991), «systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable Systems », IEEE Transactions on automatic Control, 36(11), 1241.1253

[34] : Feurer, A. & Morse, A. S. (1978), « Adaptive control of single-input, single output linear system», IEEE Zhan's actions On Automatic Control Vol. 23(4), 557-569.

[35]: Tsiniias, J. (1989), «Sufficient Lyapunov-like conditions for stabilization, Math».control.signal. Sys. 2, 343-357.

# ANNEXE A

Les paramètres de la MSAP qui est utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

<i>Paramètre</i>	<i>Description</i>
$R_s = 0.76\Omega$	<i>Résistance statorique</i>
$L_d = L_q = 0.0018H$	<i>Inductance statorique</i>
$J = 0.0011 Kgm^2$	<i>Moment d'inertie</i>
$f = 0.0005 N.m.s/rad$	<i>Coefficient de frottement</i>
$\phi_f = 0.14 Wb$	<i>Flux à vide</i>
$P = 2$	<i>Nombre de paire de pôles</i>
$N = 4000 tr/min$	<i>Vitesse nominale</i>
$V_n = 130 V$	<i>tension nominale</i>
$P_n = 1.38 KW$	<i>Puissance nominale</i>

# ANNEXE B

## *La théorie de Lyapunov :*

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode, permet de se prononcer sur la linéarisation d'une dynamique autour d'un point d'équilibre. Une condition de base sur un système commandé est qu'elle devrait atteindre l'équilibre désiré sans prendre un détour trop grand y arrivant. Formalisons cette condition en termes de propriétés de l'équilibre.

Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que si le système linéarisé est asymptotiquement stable, alors il y a stabilité asymptotique. Dans le cas où le système linéarisé est instable, il y a instabilité. Par contre si celui-ci est stable sans pour autant l'être asymptotiquement, alors il est impossible de se prononcer sur la stabilité. Ce théorème est d'une importance limitée, car il ne permet d'étudier que la stabilité d'un point singulier (stabilité locale) et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale) (Benaskeur 1999). De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires (organe Avec zone morte, plus-ou-moins, ...).

### *Définition.3.1 (la stabilité de Lyapunov)*

Considérons un système de temps invariable :

$$\dot{X} = f(x)$$

Commençons à l'état initial  $x(0)$ . Soit  $x_e$  un point d'équilibre du système, alors  $f(x_e) = 0$

Nous savons que le point d'équilibre est stable, si pour chaque  $\varepsilon > 0$  il existe  $\xi(\varepsilon) > 0$  tel que :

$$\|x(0) - x_e\| < \xi \implies \|x(t) - x_e\| < \varepsilon \quad t \geq 0$$

- instable, s'il n'est pas stable
- asymptotiquement stable, s'il est stable et une addition existe  $r > 0$  tel que

$$\|x(t) - x_e\| < r \implies x(t) \rightarrow x_e \quad \text{si } t \rightarrow \infty$$

- globalement asymptotiquement stable s'il est asymptotiquement stable pour tous les états initiaux.

### *Définition 3. 2 :*

La fonction scalaire  $V(x)$  est dite :

- définie positive si :

$$\begin{cases} v(0) = 0 & \text{et} \\ v(x) > 0 & x \neq 0 \end{cases}$$

- semi définie positive si :

$$\begin{cases} v(0) = 0 & \text{et} \\ v(x) \geq 0 & x \neq 0 \end{cases}$$

- semi définie négative si :  $-v(x)$  est (semi définie) positive .

- radialement illimité si :  $v(x) \rightarrow \infty$  dont  $\|x\| \rightarrow \infty$ .

## Résumé

Le sujet de ce mémoire est la conception d'une loi de commande pour une machine synchrone à aimant permanent alimenté en tension. La méthode utilisée est le backstepping adaptatif qui résulte de la fusion de la synthèse adaptative par Lyapunov et la technique du backstepping classique. La stabilité du système est de réaliser le contrôle en boucle fermée en choisissant une fonction de Lyapunov avec une dérivée négative. Les résultats de simulation visualisent le comportement dynamique de la MSAP avec des bonnes performances.

**Mots clés :** modélisation, machine synchrone. Fonction de Lyapunov, commande Backstepping classique, et adaptatif.

---

## Abstract

The subject of this report is the conception of a law of control for permanent magnet synchronous motor engine fed by tension. The used method is the adaptive backstepping which results from the fusion of, the adaptive synthesis is by Lyapunov and the technique of the classic, backstepping. The stability of the system is to realize the control in closed buckle by choosing, a function of Lyapunov with a negative by-product. The results of simulation display the dynamic behavior of MAS with good performances.

**Keywords:** modeling, synchronous machine, Function of Lyapunov, classic Backstepping, and Backstepping adaptive control.