

UNIVERSITE HADJ LAKHDAR - BATNA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de Magister
Option : Commande Electrique

Présenté par.

Mr CHOUG Noureddine

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'Université de M'Sila

Pour obtenir le diplôme de Magister de l'Université de Batna

Thème

**Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une
Machine Synchrone à Aimants Permanents avec
Pilotage Vectoriel**

Mémoire soutenu le ---/---/2011

Devant le Jury composé de :

AZOUI Boubakeur	Professeur à l'Université de Batna	Président
BENAGGOUNE Said	Maître de Conférences à l'Université de Batna	Rapporteur
NACERI Farid	Professeur à l'Université de Batna	Co-Rapporteur
BAHI Tahar	Maître de Conférences à l'Université de Annaba	Examineur
SELLAMI Said	Maître de Conférences à l'Université de Batna	Examineur

REMERCIEMENTS

Remerciements

Avant toute chose, je remercie **Dieu** le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Je suis très reconnaissant à Monsieur **BENAGGOUNE.S** Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique à Université de Batna Je tiens à le remercier pour m'avoir encadré et en particulier pour son soutien, ses conseils et sa patience. Son expérience et sa connaissance ont contribué à ma formation scientifique.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **NACERI .F** Professeur au sein du département d'Electrotechnique, pour avoir bien voulu co-diriger mon travail, pour le soutien qu'il a toujours porté à mes travaux.

Je remercie aussi les membres du jury:

AZOUI Boubakeur Professeur à l'Université de Batna pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de présider le jury de soutenance du présent mémoire de magister.

Monsieur. **BAHI Tahar** Maître de Conférences, à l'Université. De Annaba, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant d'évaluer ce mémoire et d'être membre du jury.

SELLAMI Said Maître de Conférences à l'Université de Batna pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail, en acceptant de le juger et pour ses précieuses remarques.

LE SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I

Modélisation et Simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction	3
I.2- Généralités sur la machine à aimants permanents	3
I.2.1- Description générale des machines synchrones à aimants permanents.....	3
I.2.2- Structures sans pièces polaires « SPP ».....	4
I.2.3- Structures avec pièces polaires« APP »	5
I.2.4- Principe de l'autopilotage des machines synchrones	5
I.2.5- Différents modes d'alimentation des MSAP	6
I.2.6- Commande à MLI	7
I.2.7- Commande à hystérésis	8
I.3- Modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents	9
I.3.1- Hypothèses simplificatrices.....	9
I.3.2- Mise en équations de la machine.....	10
I.3.2.1- Équations électriques.....	10
I.3.2.2- Équations mécanique.....	11
I.3.3- Transformation de Park	12
I.3.4- Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park...13	
I.3.4.1- Equations des tentions	13
I.3.4.2 - Equations des flux.....	14
I.3.4.3- Expression du couple électromagnétique.....	14
I.4- Modélisation du Convertisseur Statique	16
I.4.1- Modélisation du redresseur.....	17
I.4.2- Modélisation du filtre.....	18
I.4.3- Modélisation de l'onduleur.....	19
I.4.4- Modélisation du modulateur M.L.I	21
I.5- Simulation de L'association Convertisseur – MSAP.....	22
I.6- Conclusion.....	25

CHAPITRE II

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

II.1	Introduction	26
II.2	Principe de la commande vectorielle.....	26
II.3	Mise en œuvre des stratégies de commande vectorielle de la MSAP	27
	II.3.1- Commande vectorielle simplifiée	27
	II.3.1.1- Calcul des régulateurs de vitesse et de position.....	29
	II.3.1.2- Résultats de simulation	30
	II.3.2- Contrôle vectoriel avec régulations des courants id et iq.....	33
	II.3.2.1- Découplage de la régulation des courants par compensation	33
	II.3.2.2- Calcul des régulateurs.....	34
	II.3.2.3- Résultats de simulation	36
	II.3.2.4- Etude de robustesse aux variations paramétrique	39
II.4-	Conclusion	50

CHAPITRE III

Commande par Retour D'état de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

III.1-	Introduction	51
III.2-	Equation d'état du system continu	51
III.3-	Equations du régulateur intégrateur.....	51
III.4-	La structure générale du réglage d'état.....	51
III.5-	Commande en vitesse de la MSAP	53
	III.5.1- Synthèse du régulateur d'état.....	54
III.6-	Commande en position de la MSAP.....	56
	III.6.1- Synthèse du régulateur d'état.....	56
III.7-	Résultats de simulation.....	58
	III.7.1- Etude de robustesse aux variations paramétrique.....	61
III.8-	Conclusion	72

CHAPITRE IV

Commande par Logique Floue de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

IV.1-	Introduction.....	73
IV.2-	La logique floue	73
	IV.2.1- La théorie des sous-ensembles flous	73
	IV.2.2- Variable linguistiques	74
	IV.2.3- Opérations sur les ensembles flous	75
	IV.2.4- Fonction d'appartenance.....	75
IV.3-	Raisonnement floue.....	76
	IV.3.1- Implication floue	76

IV.3.2-	Modus Ponens Généralisé	77
IV.4-	Structure générale d'un système flou	78
IV.4.1-	Interface de Fuzzification	78
IV.4.2-	Base de connaissances.....	80
IV.4.3-	Moteur d'inférence floue.....	80
IV.4.4-	Interface de défuzzification	81
IV.5-	Conception des régulateurs flous de vitesse et de position	82
IV.5.1-	Régulateur flou de vitesse	82
IV.5.2-	Régulateur flou de la position.....	86
IV.6-	Résultats de simulation.....	87
IV.6.1-	Etude de robustesse aux variations paramétrique.....	90
IV.7-	Conclusion	101
	Conclusion Général	102
	Annexe	103
	Bibliographie	104
	Nomenclature	107

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Actuellement, il est possible de concevoir des actionneurs électriques de hautes performances grâce à l'évolution rapide de l'électronique de puissance, de la micro informatique, de la théorie de commande et la disponibilité de matériaux magnétique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. En effet, les composants de l'électronique de puissance sont conçus pour une fréquence de commutation de plus en plus élevée. Ceci est en conjugaison avec la disponibilité des microprocesseurs de plus en plus performants ont ouvert la voie vers l'exploration et la conception de nouvelle structure de convertisseur jusqu'alors difficile à réaliser.

Les moteurs à courant continu ont été les premiers à bénéficier de ces progrès. Ils possèdent une grande souplesse de fonctionnement, un comportement linéaire et fonctionnent naturellement dans les quatre quadrants. Toutefois, la présence d'un collecteur mécanique pose de nombreux problèmes, en particulier de maintenance. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les machines à courant continu dans diverses applications, dont les machines synchrones à aimants permanents.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû aux faits qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu ou asynchrones. Ainsi, leur construction est plus simple puisque : ils n'ont pas de commutateurs mécaniques, par conséquent ceci augmente leur temps de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent aussi être utilisés dans un environnement volatil car aucune étincelle n'est produite et ils peuvent fournir des puissances importantes par rapport à leur masse. Contrairement aux machines asynchrones et à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible. Grâce aux qualités techniques précédente, on s'est intéressé beaucoup aux MSAP dans des applications telles que : robotique ; système de traction; technologie spatiale pour remplacer des actionneurs hydrauliques ou pneumatiques ; et des applications domestiques.

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel).

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines outils, la traction électrique.

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés dans ces structures de commande, sont insuffisants pour répondre aux performances exigées. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour palier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue la commande adaptative, les réseaux de neurones.

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En particulier, la logique floue (Fuzzy logic) constitue une autre alternative intéressante.

Plusieurs avantages lui, sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, la dispense d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à réguler avec un comportement non linéaire, l'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à l'étude de la modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent associée à un convertisseur.

Nous nous sommes intéressés par la suite à la mise en oeuvre des principales stratégies de commande vectorielle qui permettent l'obtention d'un modèle dynamique découplé équivalent à celui d'une machine à courant continu. Nous avons opéré au réglage classique de la vitesse et la position, (valeurs de cosignes, inversion du sens de rotation, perturbations externes, ...) avec utilisation de régulateur PI. Nous proposons le réglage par retour d'état de la MSAP et une étude dynamique du système.

Enfin, dans la dernière partie de ce travail, nous abordons l'utilisation de la logique floue dans la commande des machines électriques. Après un aperçu sur la théorie de la logique floue, nous proposons un algorithme de commande permettant un contrôle la vitesse et la position (valeurs de cosignes, inversion du sens de rotation, perturbations externes, ...)

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction

L'étude de la commande d'un système est un travail qui nécessite une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison que l'industrie s'est orientée vers l'utilisation des machines à courant alternatif afin de profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les machines à courant alternatif utilisés dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) qui présente un certain nombre d'avantages, à savoir les pertes au rotor nulle, une grande capacité de surcharge et surtout à cause de son couple massique élevé comparé aux machines asynchrone et synchrone à rotor bobiné.

Cet avantage lui donne la supériorité aux autres types de machines. Elle est souvent appelée machine à courant continu sans balais car lorsqu'elle est autopilotée, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. Par ailleurs, les travaux effectués sur celle ont montré la similitude de ses caractéristiques avec celles moteur à courant continu et que les lois de commande s'appliquent facilement sur cette machine. Cependant, l'autopilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur et un capteur de position [2], [3].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

I.2- Généralités sur la Machine à Aimants Permanents

I.2.1- Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents :

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et élimine les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit l'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée.

Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée.

Il est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines-outils et l'espace [3], [6].

Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au niveau du rotor. La différence entre les deux structures citées précisément réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires.

I.2.2- Structures sans Pièces Polaires « SPP » :

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes (Fig. I-1). Le sens d'aimantation peut être radial (Figure I-1.a), tangentiel (Figure I-1.b) ou mixte (Figure I-1.c), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important

Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure.

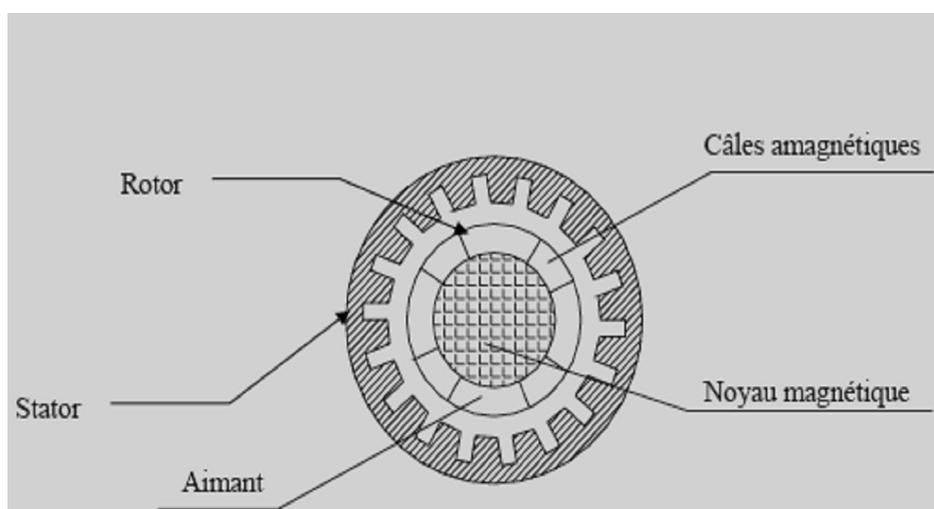
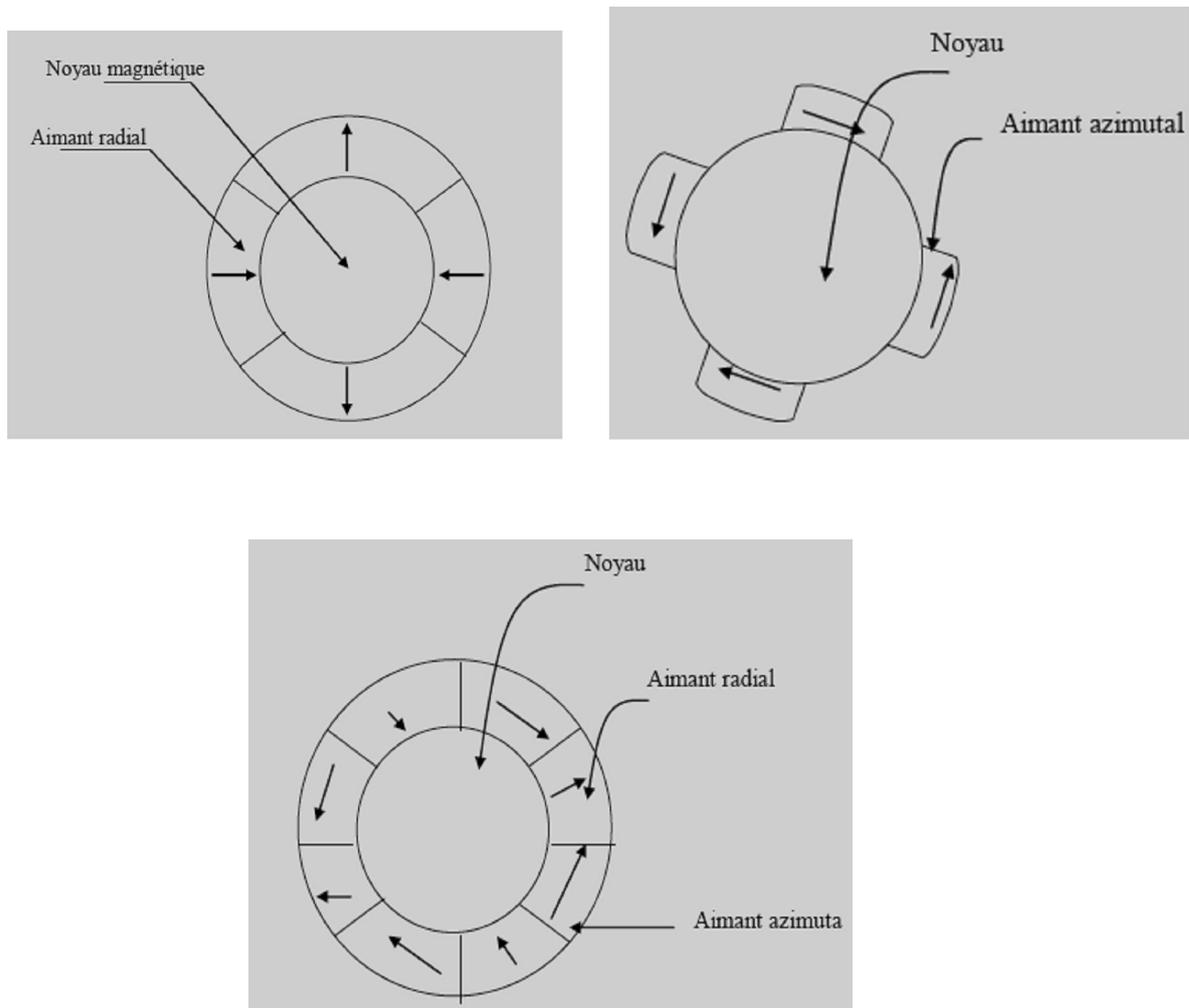


Figure : (I-1) Structures d'une Machine à Aimants Permanents sans Pièces Polaires



I.2.3- Structures avec Pièces Polaires« APP » :

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réductance qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux.

Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés [3], [5], [8], [11].

I.2.4- Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones :

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les Fem de celle-ci et les courants statoriques .Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande

du couple de la machine .Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor .Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine. Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte [7].

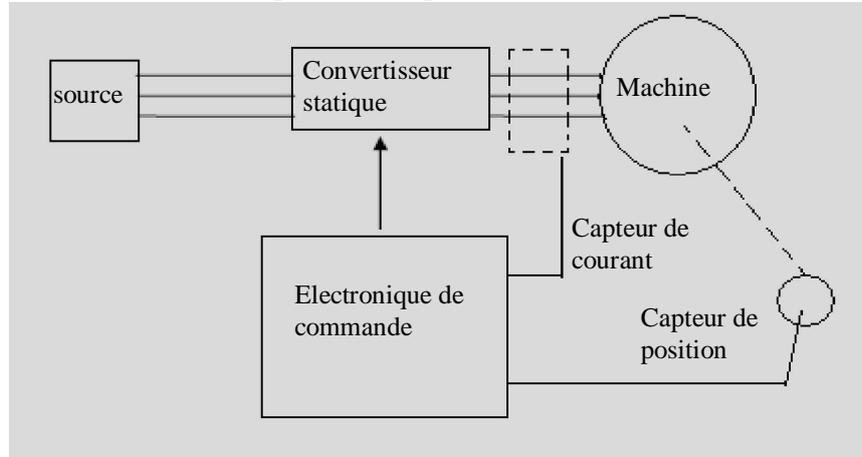


Figure (I-2): Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone.

1.2.5- Différents Modes D'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension réglés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire .Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économique, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement .Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation , nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux techniques leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [7].

Ø Alimentation par un Commutateur de Courant :

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires) Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

Ø Alimentation par un Onduleur de Tension :

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteur à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI) ou (Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés [4], [9].

I.2.6- Commande à MLI :

Cette technique consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible du signal de référence. Le principe fonctionnement d'une telle commande est illustré par la (figure I-3).

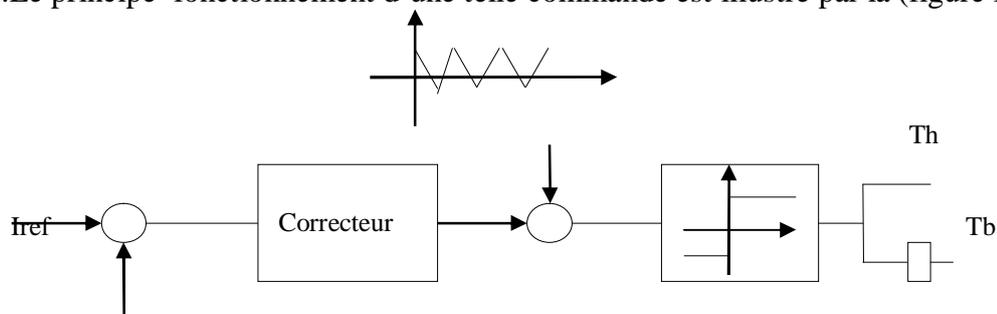


Figure (I-3): Principe de la Commande à MLI

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de référence (modulatrice) avec un signal triangulaire (porteuse) [7],[10].

Pour mettre au point une commande MLI plusieurs techniques sont envisageables :

- Ø **MLI à Echantillonnage Naturel** : Cette stratégie est la plus simple à mettre au point .Elle consiste a comparer directement la porteuse avec le signal de référence. Cependant, elle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à la valeur minimale de la porteuse ainsi qu'un fonctionnement à fréquence de commutation variable lors d'un fonctionnement en boucle fermée.
- Ø **MLI Symétrique** : Le principe de fonctionnement de cette méthode est identique à celui de la MLI à échantillonnage naturel .La seule différence est que la modulatrice est constante sur une période de la porteuse, d'où un fonctionnement à fréquence constante.
- Ø **MLI Calculée** : Cette méthode est fondée sur le principe de la MLI symétrique .Etant donné que la modulatrice est constant durant une période d échantillonnage, un algorithme de calcul des rapports cycliques correspondant à chaque phase permet de déterminer les instants de commutation de chaque interrupteur .Cette technique est surtout utilisée dans les systèmes à commande numérique.
- Ø **MLI Optimisée** : Le principe de cette technique consiste à prédéterminer les instants de commutation par un outil de traitement numérique .Cette opération est effectuée à partir de l'optimisation de certains critères tels que l'élimination d'harmoniques,la minimisation du taux de distorsion harmonique,la minimisation de l'ondulation du courant,....

I.2.7- Commande à Hystérésis :

Cette technique consiste à imposer aux borne de la machine des créneaux de tension de telle sorte que les courants de phase de la machine soient maintenus autour de leurs références .Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés à partir de la comparaison instantanée des courants réels aux bandes encadrant les références (Figure I-4).Cette technique est caractérisée par sa rapidité,sa robustesse,sa simplicité de mise au point et elle offre une plage de variation de vitesse à couple constant plus étroite .Cependant ,elle est surtout caractérisée par une fréquence de modulation variable et une ondulation constante du courant .Dans le cas d'une commande sinusoïdale,l'indépendance des trois boucles de régulation des courants conduit souvent à des pertes de contrôle durant les période de roue libre,ce qui provoque un dépassement des limites fixées par la bande d'hystérésis .De plus, lors des changement de régime de marche, la modulation des courants a pour effet d'exciter tous les modes vibratoires de l'ensemble mécanique et d'engendrer un niveau de bruit élevé à basse vitesse.

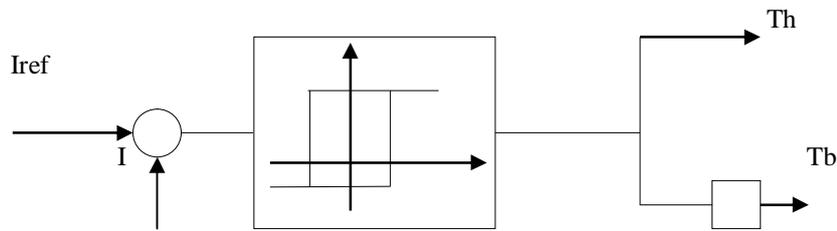


Figure (I-4): Schémas de Principe de la Commande à Hystérésis

Afin d'améliorer les performances de cette commande, de nouvelles techniques fondées sur le même concept ont été suggérées. Les plus intéressantes sont les suivantes :

- Ø **Bande auto Adaptive** : Cette méthode est fondée sur le calcul de la bande d'hystérésis avec laquelle la fréquence de commutation demeure constante. En tenant compte des paramètres de la machine ainsi que de sa vitesse de rotation, la largeur de bande est régulièrement réactualisée par un algorithme de calcul permettant de l'adapter à la fréquence désirée.
- Ø **Bande Sinusoïdale** : Cette méthode n'est utilisable qu'avec l'alimentation sinusoïdale. Elle consiste à générer une bande sinusoïdale au lieu d'une bande fixe. Cette technique est plus simple que la précédente, la fréquence de commutation est variable, mais la forme d'onde des courants de phase est meilleure que dans le cas où la bande est fixe [7],[10].

I.3-MODÉLISATION DU MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Dans notre cas, nous en déduirons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [4].

I.3.1- Hypothèses Simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont:

- Ø Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux comme fonction linéaire des courants.
- Ø Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- Ø Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.

- Ø La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Ø Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor.
- Ø Le système de tension est équilibré (composante homopolaire nulle). [12]

I.3.2-Mise en Equations de la Machine

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment.

I.3.2.1 Équations Électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec :

R : Résistance d'un enroulement statorique.

i_{abc} : Les courants des phases statorique a, b, c.

φ_{abc} : Les flux totaux à travers les bobines statorique.

V_{abc} : Les tentions des phases statoriques.

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

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

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Comme exemple, pour la phase `a`, le flux `ϕ_a` est la somme des termes :

$\varphi_{aa} = L_s \cdot i_a$: Flux propre de la phase `a` sur `a`.

$\varphi_{ba} = M_s \cdot i_b$: Flux mutuel de la phase `b` sur `a`.

$\varphi_{ca} = M_s \cdot i_c$: Flux mutuel de la phase `c` sur `a`

φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`.

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

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s i_a + M_s \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$

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

$$\varphi_a = (L_s - M_s) i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} i_a + \varphi_{fa} \quad (I.3)$$

Avec :

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

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

M_s : Mutuelle inductance entres phases du stator.

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

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc} i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc} i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (I.4)$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.5)$$

I.3.2.2 Équations Mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (I.6)$$

$$C_f = f_c \omega_r$$

Avec :

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

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

- J : Moment d'inertie.
 P : Nombre de paires de pôles.
 ω : Vitesse électrique du rotor.
 f_c : Coefficient de frottement.

On remarque que le système (I.5) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, on utilise la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation ne facilite pas seulement les solutions des équations mais ainsi facilite l'application et la mise en oeuvre de la commande et la conception du contrôleur relatif

I.3.3- Transformation de Park :

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles tensions, flux courant) à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q

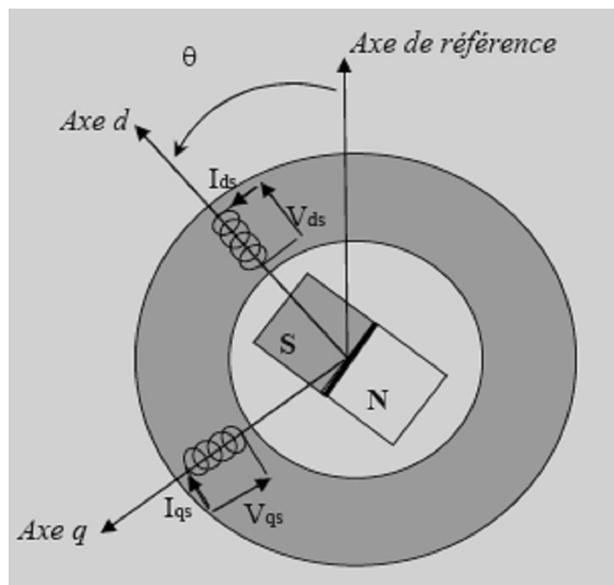


Figure. (I.5) : Machine Équivalente au Sens de Park [13].

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dq0}] = [T_\theta][X_{abc}] \quad (I.7)$$

Où X représente le valeur courant, tension ou flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation T_θ est donnée par:

$$T_\theta = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Dont la matrice inverse est la suivante:

$$T_\theta^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré ($i_a + i_b + i_c = 0$). Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.7) est nulle [2].

I.3.4 Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents dans le Repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédentes, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse (ω) comme le représente la figure (I-5).

I.3.4.1-Equations des Tentions :

En appliquant la transformation (I.7) au système (I.1), on aura:

$$[u_{dq}] = [T_\theta][R][u_{abc}] = [T_\theta][R][i_{abc}] + [T_\theta] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (I.10)$$

Ensuite, en se basant sur (I.9) et (I.5) on obtient :

$$[u_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \left(\frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} \right) [\varphi_{dq}] \quad (I.11)$$

À l'aide de (I.11) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans la référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} u_d = R * i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ u_q = R * i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

I.3.4.2 Equations des Flux :

D'après les équations (I.2), (I.7), (I.9), nous avons

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \quad (\text{I.13})$$

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \quad (\text{I.14})$$

D'où

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

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses, ce qui signifie que : $L_d = L_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_d = R * i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\omega_r * L_q i_q \\ u_q = R * i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.3.4.3 Expression du Couple Électromagnétique :

La connaissance du couple électromagnétique de la machine C_{em} est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P_e = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad (\text{I.17})$$

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

$$P_e = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q + 2u_0 i_0) \quad (\text{I.18})$$

Pour un système équilibré on a : $u_0 = 0; i_0 = 0$.

$$P_e = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q) , La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[P\omega_r ((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q) + R(i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad (I.19)$$

Cette puissance est composée de :

- Ø Puissance perdue par effet joule : $P_j = R(i_d^2 + i_q^2)$
- Ø Puissance électromagnétique : $P_{em} = \frac{3}{2} [P\omega_r ((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q)]$
- Ø La variation d'énergie magnétique emmagasinée : $P_v = \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right)$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Fmms dans l'entrefer généré par les courants statoriques [28]. [2]. Il est exprimé par

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \quad (I.20)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3P}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q]$$

En développant le système d'équations (I.16) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q):

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.21)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (I-1) sauf qu'il est toujours non-linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant (sans pièces polaires $(L_d = L_q)$), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - p\omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} P\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \phi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.22)$$

$$C_{em} = \frac{3P}{2} [\phi_f i_q]$$

$$\text{On pose : } K_m = \frac{3P}{2}$$

I.4-MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR STATIQUE

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux:

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.
- Autopilotage de la fréquence du convertisseur par le capteur de position.

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'une machine synchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour ce donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable. Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

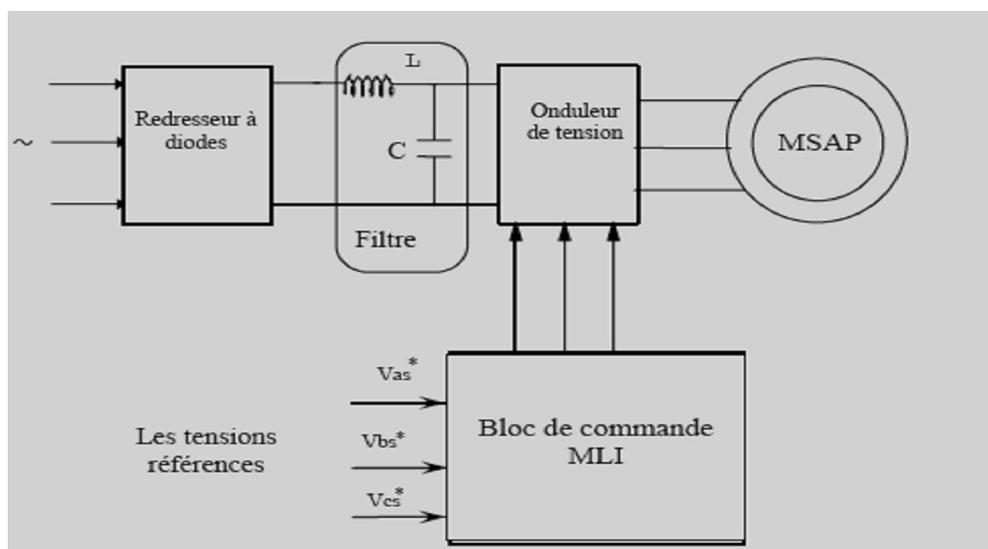


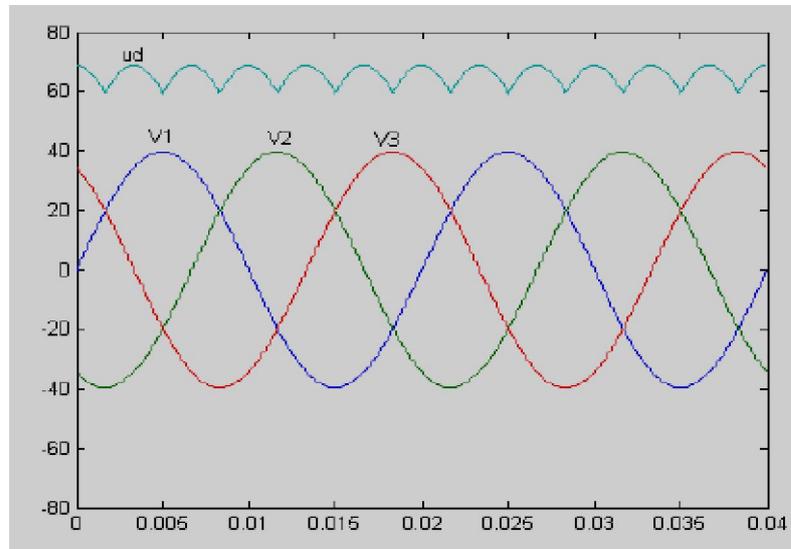
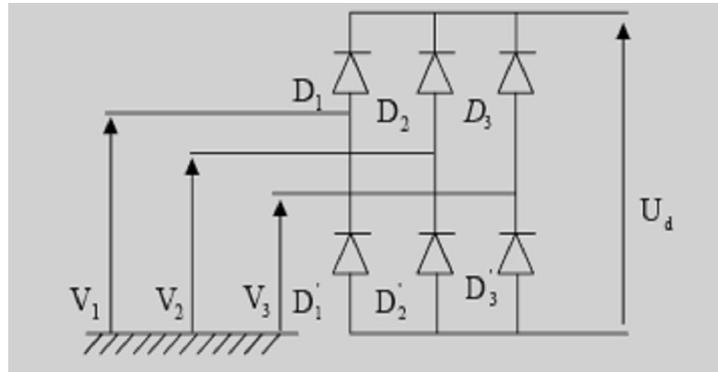
Figure. I.6 Schéma Global de L'association MSAP- Convertisseur

La **M.L.I** est une méthode qui présente deux avantages importants :

- Ø Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Ø Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

I.4.1. Modélisation du Redresseur :

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes, schématisé par fig.I.7a.



La séquence de conduction des diodes est définie comme suit:

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

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

La tension redressée U_d est :

$$U_d = V_i - V'_j$$

Avec :

D_i, D'_i : les diodes en conduction.

V_i : la tension à l'anode de D_i .

V'_i : la tension à la cathode de D'_i .

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

I.4.2. Modélisation du Filtre

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (L C) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par fig.I.8.

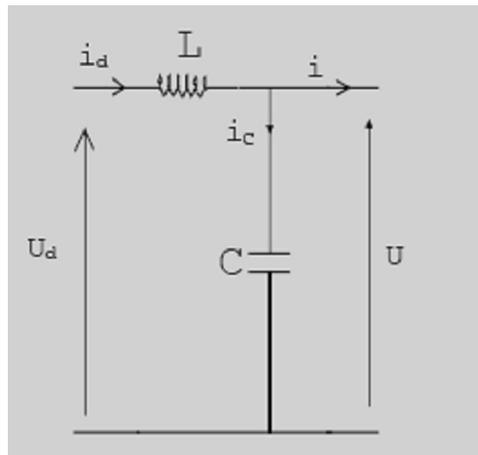


Figure I.8- Schéma du Filtre

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(u_d - u) \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C}(i_d - i) \end{cases}$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant i_d .

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Le critère de minimisation des harmoniques de i_d et u conduit aux conditions suivantes sur le choix de L et C.

$$\omega_c \ll \omega \Rightarrow \sqrt{LC} \cdot \omega \gg 1$$

$$i \ll i_c \Rightarrow C \omega \gg \frac{I}{U}$$

Avec :

I : La valeur moyenne du courant i

U : La valeur moyenne de la tension u

ω : La pulsation de la tension.

I.4.3. Modélisation de L'onduleur

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé monté en pont, alimentant le stator de la MSAP est donné par fig.I.9.

Chacune des trois branches comporte deux interrupteurs permettant de connecter une phase de la machine aux deux pôles de la source de tension.

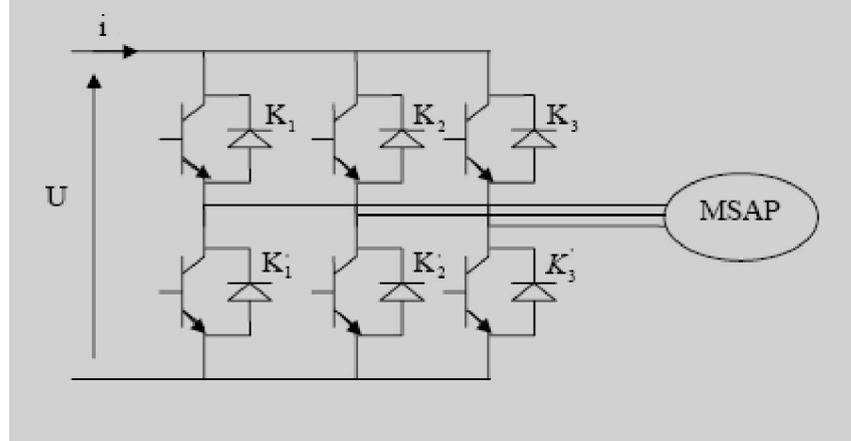


Figure I. 9 Schéma de L'onduleur de Tension

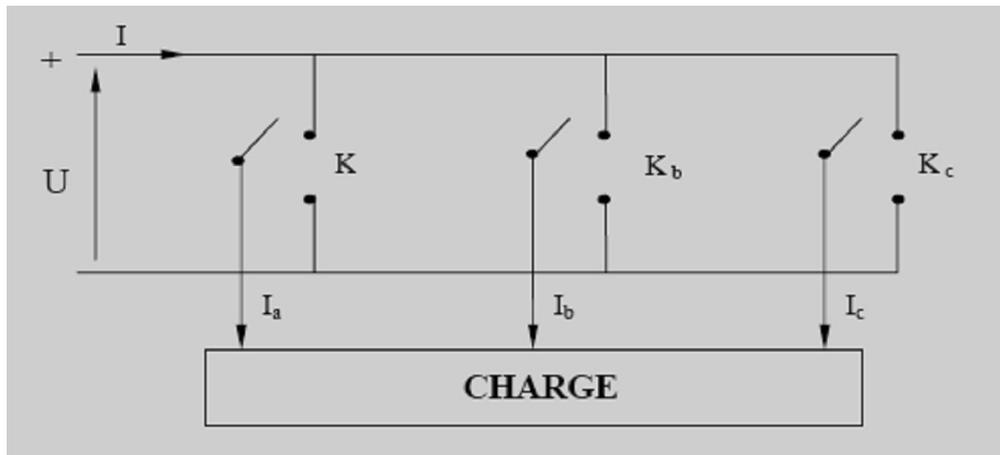
Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur ont pour expression :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases}$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.23)$$

La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits), d'autre part la commande des transistors est complémentaire, par conséquent nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions, comme l'indique fig.I.10



On définit les fonctions logiques F_i ($i=1, 3$), représentent l'état logique des interrupteurs électriques (K_1, K_2, K_3) dont la commutation est supposée instantanée :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{Si } K_i \text{ fermé et } K_i \text{ ouvert} \\ -1 & \text{Si } K_i \text{ ouvert et } K_i \text{ fermé} \end{cases} \quad i = a, b, c$$

Un certain nombre de remarques s'imposent dès à présent :

- Parmi les 4 possibilités d'allumage des semi-conducteurs d'une branche, deux sont interdites :
 - Û L'allumage simultané, parce qu'il conduit au court-circuit de la source de tension et donc à la destruction des semi-conducteurs de la branche si une protection efficace n'entre pas en action.
 - Û L'extinction simultanée, parce que la tension sur cette phase de la machine n'est alors plus imposée par l'onduleur, ce que l'on rejette par principe.
- § Chaque semi-conducteur doit être muni d'une diode antiparallèle ; en effet lorsqu'on permute l'état de conduction des semi-conducteurs d'une branche, la tension de phase s'inverse, mais pas le courant puisque la machine est inductive ; c'est alors la diode antiparallèle du semi-conducteur qui vient de s'éteindre qui véhiculera le courant tant que celui-ci ne sera pas inversé.
- § La variation de f_s est facile à obtenir puisqu'elle résulte directement de la variation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs [14].

En tenant compte des définitions et remarques précédentes on déduit les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \frac{U}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$i = F_a i_{as} + F_b i_{bs} + F_c i_{cs} \quad (\text{I.25})$$

Il reste à déterminer les fonctions F_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I.4.4. Modélisation du Modulateur M.L.I :

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie. Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence, et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence f_p élevée par rapport à la fréquence f figure (I-11)

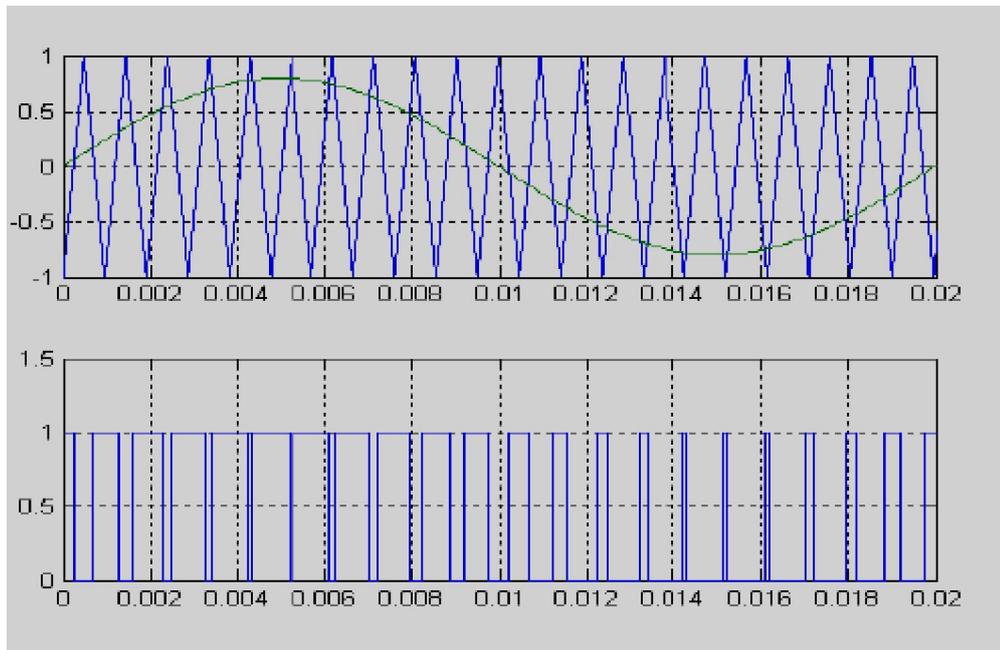


Figure (I-11) MLI Triangulo-Sinusoidal m=21, r=0.8

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [3].

Les signaux de référence sont définies par :

$$V_{ref} = r \sin\left(2\pi f t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad j=1, 2, 3 \quad (\text{I.26})$$

On définit :

$r = \frac{V_m}{U}$: Coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

$m = \frac{f_p}{f}$: Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indice de modulation).

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } t \in (nT_p, \frac{n+1}{2}T_p) \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } t \in (\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p) \end{cases} \quad (I.27)$$

Où : $T_p = \frac{1}{f_p}$

I.5- SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR - MSAP

L'association convertisseur statique-MSAP est représentée par la figure suivante :

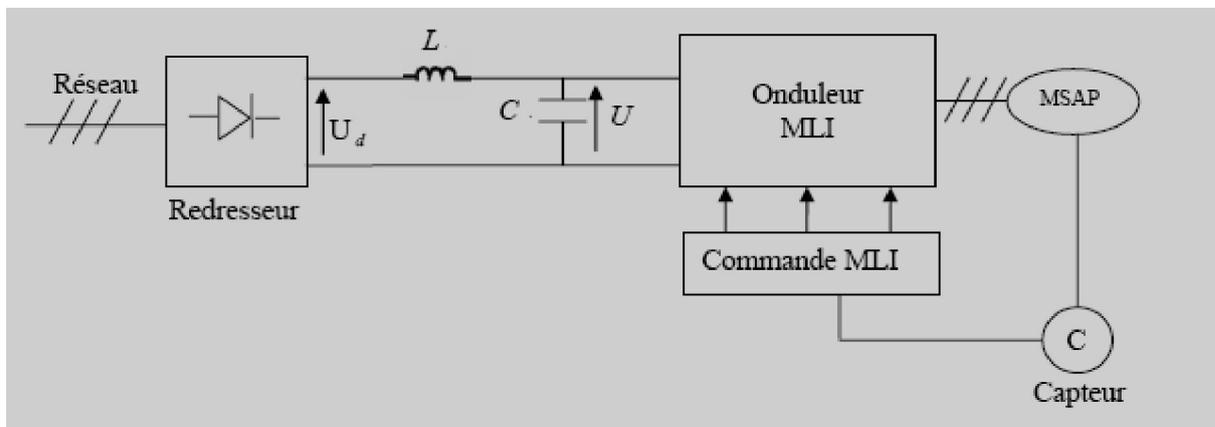


Figure (I-12) L'association Convertisseur-MSAP

Nous avons simulé L'association convertisseur statique-MSAP, pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo-sinusoïdale.

Les figures (I.13) ,(I.14) sont les Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré et alimentée par un onduleur .

Ces résultats, montrent une ressemblance dans l'allure pour les deux alimentations, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

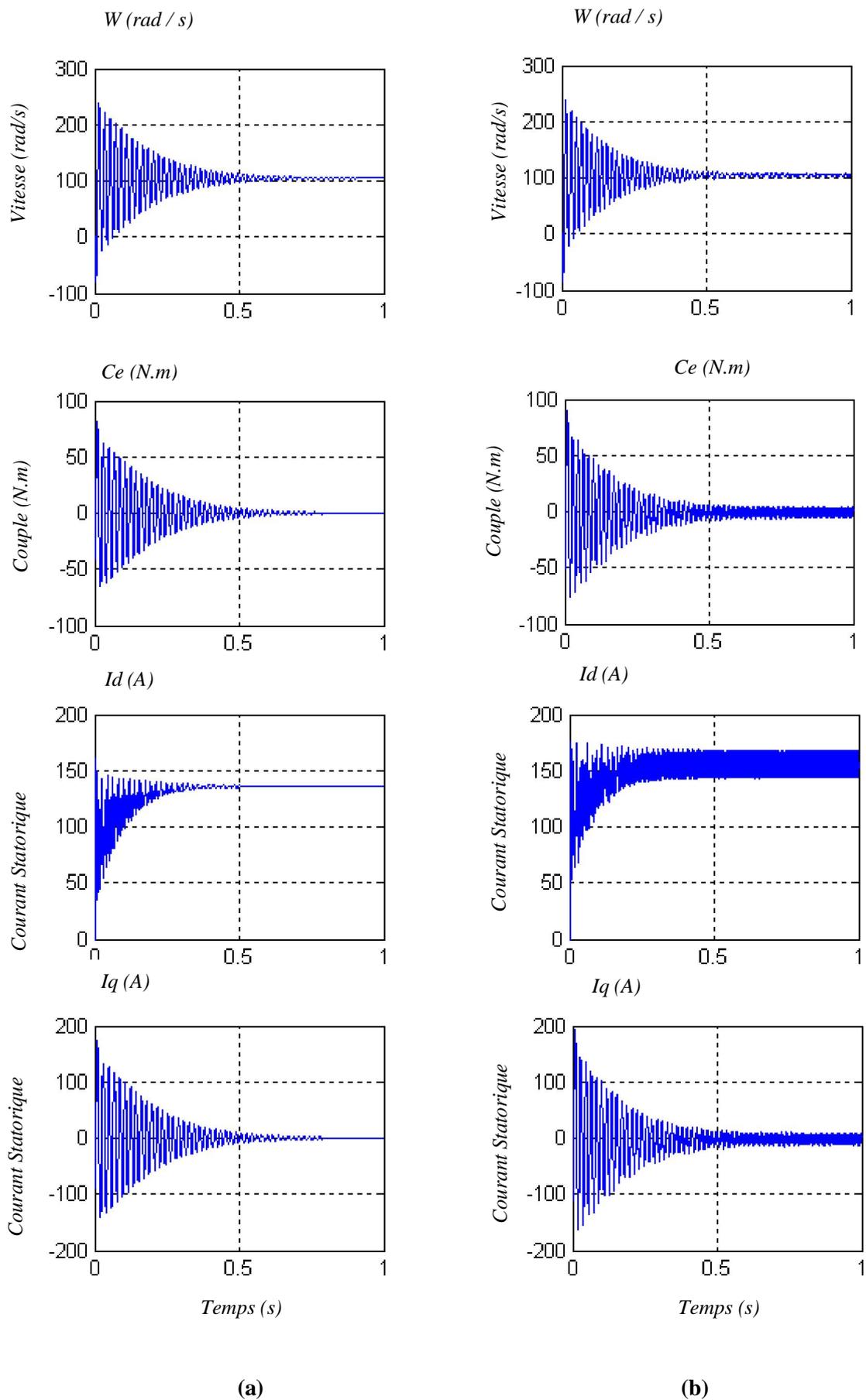


Fig. 1.13 Résultats de Simulation de la MSAP à Vide Alimentée par un Réseau Triphasé Équilibré (a) et Alimentée par un Onduleur (b).

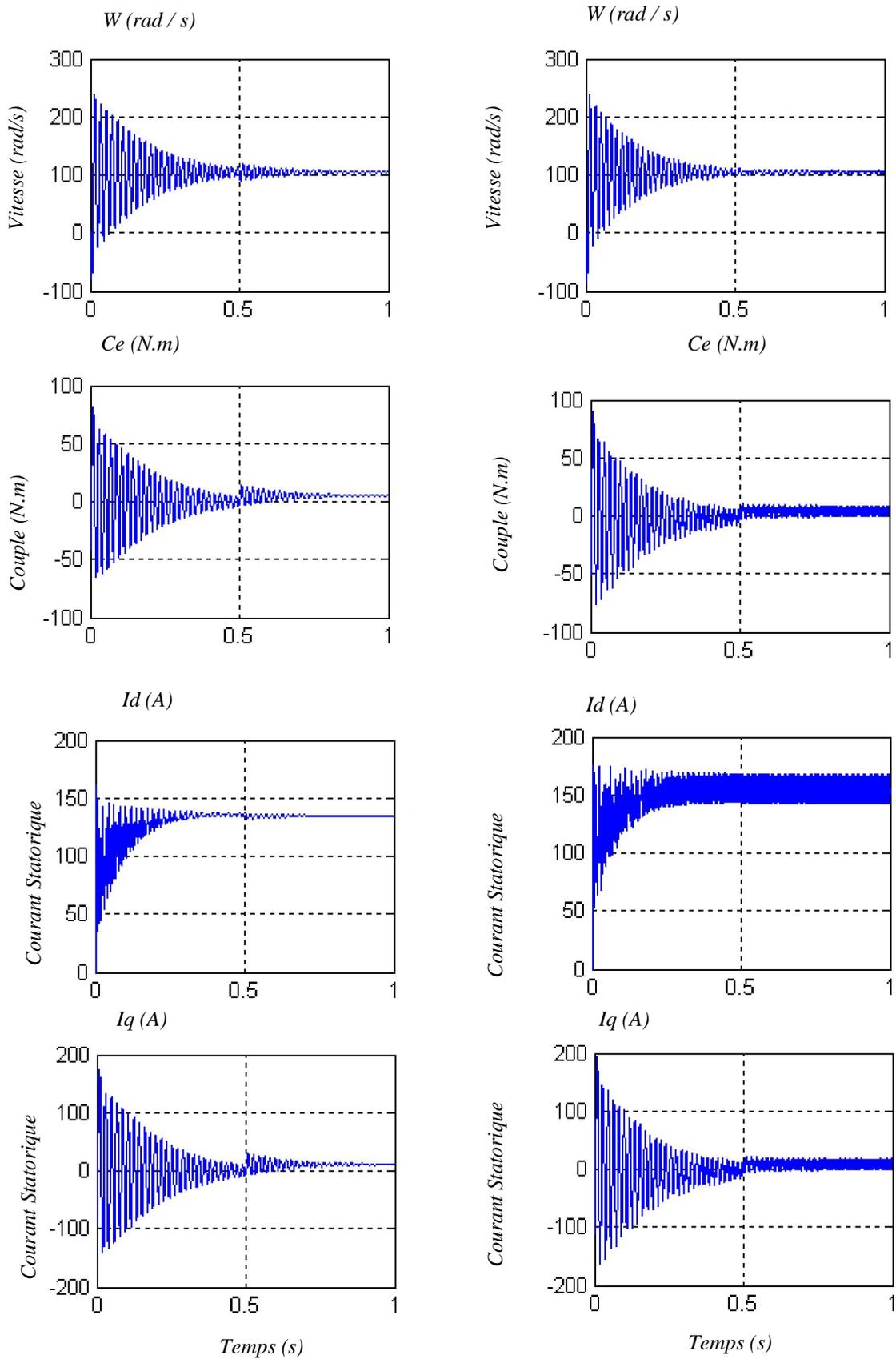


Fig. 1.14 Résultats de Simulation de la MSAP Alimentée par un Réseau Triphasé

Équilibré (a) et Alimentée par un Onduleur (b) avec Application d'un Couple de Charge $C_r=5N.m$ à $t = 0.5s$

I.6- Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents et les avantages qu'elles ont par rapport aux autres types ; machine à courant continu et à courant alternatif à savoir ; Une excitation constante, une faible inertie, et une commande souple et simplifiée. Ces machines, ont fait l'objet de plusieurs travaux récents.

En suite, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique. En dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique.

Ces résultats obtenus après simulation numérique nous avons permis d'analyser le comportement dynamique aussi bien du modèle seul que de l'association onduleur de tension MSAP.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

II.1 Introduction :

Les machines à courant continu (MCC) sont d'une construction mécanique assez compliquée, mais leur commande est simple. Par contre, pour les machines à courant alternatif, la situation est tout autre. En effet, bien que les modèles soient simplifiés, puisque la commutation se fait à l'extérieur de la machine, leurs structures de commande demeurent encore beaucoup plus compliquées que celles des MCC. Cela est dû à la rotation des champs rotorique et statorique. Pour contrôler le couple d'une machine synchrone à aimant, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant en agissant instantanément, soit sur son amplitude et son déphasage par rapport au flux, soit sur ses composantes, respectivement d'axe direct i_d et d'axe quadrature i_q . [7]

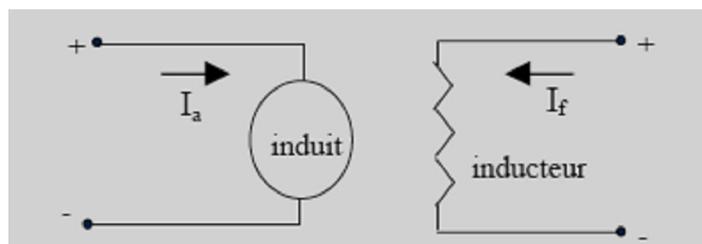
Comme nous l'avons déjà souligné dans le chapitre précédent, il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant

- Le contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions de la tension.
- Le contrôle des courants par des régulateurs d'hystérésis.

Le but de ce chapitre est de présenter plusieurs stratégies de commande vectorielle qui consistent à maintenir le courant i_d nul.

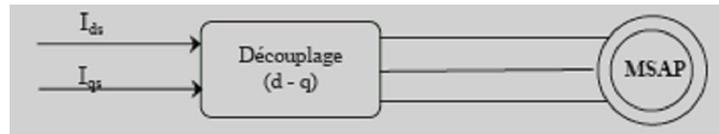
II.2- Principe de la Commande Vectorielle

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_q via la tension V_q . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.



(a) Machine à Courant Continu

$$C_{em} = K_t * I_a * I_f$$



(b) Machine Synchrone à Aimants Permanents

$$C_{em} = K_t * I_{qs} * \varphi_f \quad (II.1)$$

Figure. II.1 Principe de la Commande Découplée.

Afin d'obtenir un modèle réduit et découplé de la machine, nous choisissons V_{qs} et V_{ds} de telle sorte que la composante I_{ds} soit nulle, dans ce cas l'expression du couple électromagnétique devient

$$C_{em} = \frac{3}{2} * p * \varphi * I_{qs}$$

Cette expression linéaire couple courant, nous rappelle celle de la machine à courant continu

$$C_{em} = K * \varphi * I_a$$

K : Coefficient dépend de la machine.

φ : Flux inducteur.

I_a : Courant induit.

II.3- Mise en Oeuvre des Stratégies de Commande Vectorielle de la MSAP

Les différentes stratégies de contrôle vectoriel qui permettent la réalisation du découplage du couple et du flux dans la machine et de lui conférer des performances dynamiques et statiques élevées. Le contrôle des courants dans le référentiel de Park se fait naturellement par des régulateurs numériques, il est en de même des commandes en vitesse et en position.

La commande vectorielle peut être aussi utilisée afin de réduire la valeur du flux dans la machine à aimants permanents. Dans ce cas, on impose au courant id une valeur négative qui permet de créer un flux contraire à celui des aimants de telle sorte que le flux résultant dans la machine soit inférieur au flux nominal [15]. Cette technique permet de faire fonctionner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale tout en maintenant la tension statorique à une valeur acceptable.

II.3.1- Commande Vectorielle Simplifiée

L'intérêt d'une commande simplifiée est de réduire la complexité de l'algorithme de commande et par conséquent la réduction du coût de sa réalisation pratique mais tout en gardant des performances élevées.

La figure (II-2) donne une vue globale des opérations à réaliser pour commander la vitesse ou la position de la machine synchrone. Le courant i_d est donc maintenu nul, pour autant que le découplage soit parfaitement réalisé (aucune erreur sur le paramètre L_q et sur les valeurs de i_q et ω), en prenant :

$$V_d = -\omega * L_q * i_q \quad (\text{II.2})$$

Le courant i_q peut être déterminé soit en appliquant la transformation de Park sur les courants triphasés, soit estimé à partir de la tension de commande (afin de réduire les bruits de mesure) et la mesure de vitesse.

L'estimation le courant i_q est obtenu à partir du modèle du moteur synchrone supposé parfaitement découplé (avec T période d'échantillonnage).

$$i_q(k+1) = \frac{V_q(k) * T}{L_q} - \frac{(1 - R_s * T)}{L_q} * i_q(k) - \frac{\phi_f * \omega(k) * T}{L_q} \quad (\text{II.3})$$

Donc la tension de commande V_d est calculée par l'équation (II.2), en utilisant l'estimation (II.3). Par contre, la tension V_q est fournie par un régulateur de vitesse de type PI.. Elle permet de commander le couple développé par la MSAP de la même manière que la tension d'induit permet de commander le couple développé par la MCC à excitation séparée. La vitesse de référence est déterminée par la sortie du régulateur de position de type proportionnel.

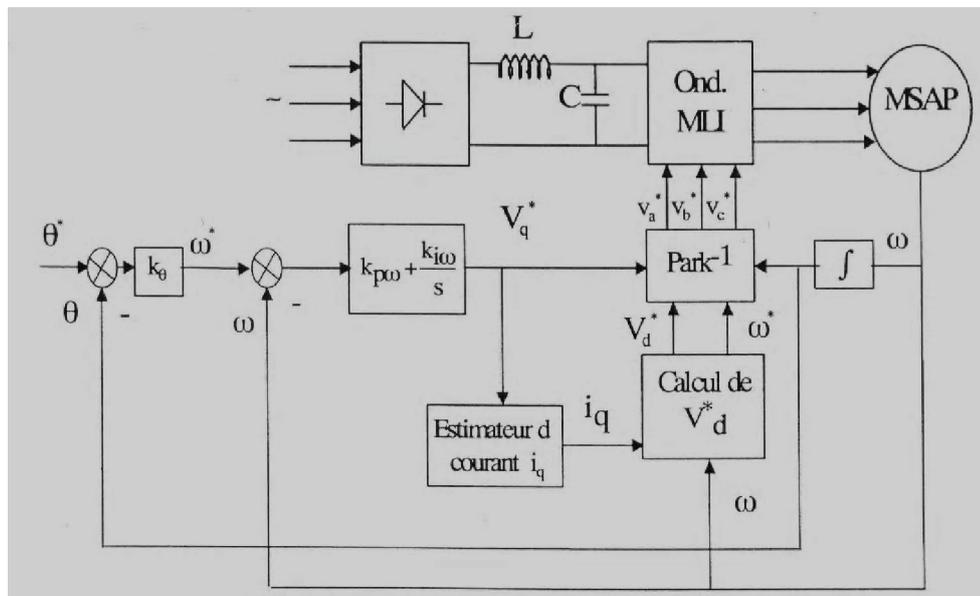


Figure (II.2) Schéma Bloc de la Commande en Position (vitesse) de la MSAP avec Estimation du Courant i_q .

Le système des tensions triphasées de référence à appliquer sur l'onduleur sera obtenu par une transformation inverse de Park appliquée aux grandeurs V_d et V_q . La conception des régulateurs de vitesse et de position est basée sur le modèle linéaire mono variable établi précédemment, ce qui facilite considérablement leur calcul.

II.3.1.1- Calcul des Régulateurs de Vitesse et de Position

La figure (II-3) représente les deux boucles de régulation en cascade position/vitesse. elle sont synthétisées aisément au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

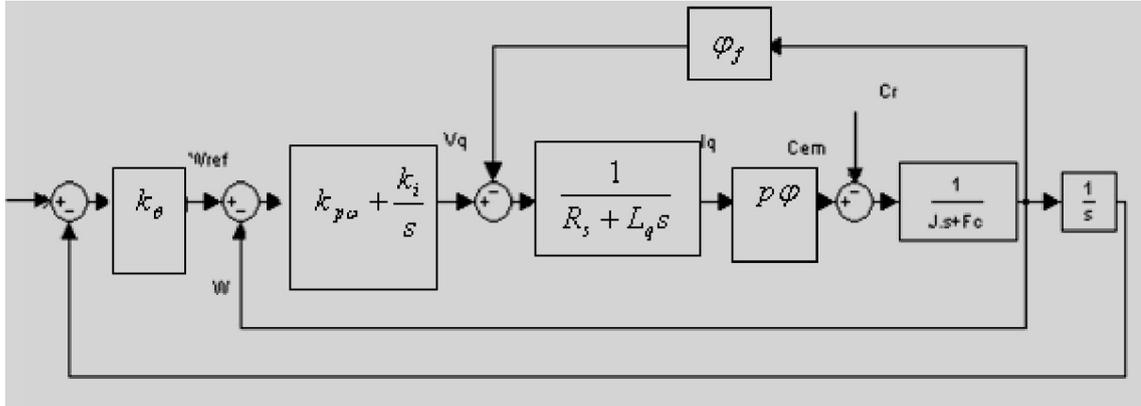


Figure II.3 Schéma Bloc de la Boucle de Régulation en Cascade Position/Vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est présentée par la figure (II-4):

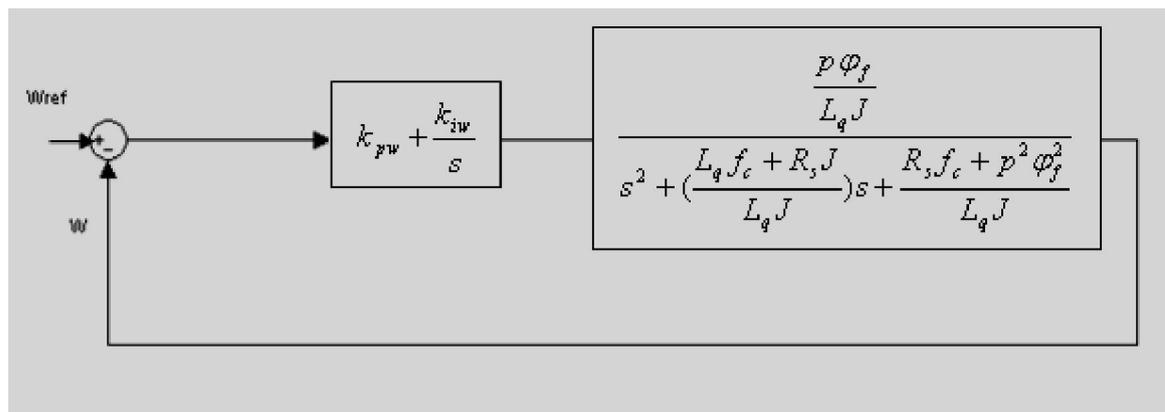


Figure II.4 Schéma Fonctionnel de la Régulation de Vitesse basé sur le Modèle Simplifié.

L'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$D(s) = s^3 + \left(\frac{f_c L_q + R_s J}{J L_q}\right) s^2 + \left(\frac{R_s f_c + p^2 \phi_f^2 + k_{pw} p \phi_f}{J L_q}\right) s + \frac{k_{iw} p \phi_f}{J L_q} = 0 \tag{II.4}$$

L'identification de cette équation avec une équation désirée, et qui possède deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = p(-1 \pm j)$ donne:

$$k_{pw} = \frac{4pL_q J - R_s f_c - p^2 \varphi_f^2}{p\varphi_f}, \quad k_{iw} = \frac{2p^3 J L_q}{p\varphi_f} \quad (\text{II.5})$$

De la figure (II-3), nous tirons la relation (II-6) entre la tension de commande V_q et la consigne de position θ_{ref}

$$V_q = (k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s}).(k_{p\theta}(\theta_{ref} - \theta) - \omega) \quad (\text{II.6})$$

$$V_q = (k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s}).(k_{p\theta}\theta_{ref} - k_{p\theta}(1 + \frac{s}{k_{p\theta}})\theta)$$

Cette relation montre que le régulateur proportionnel de position en cascade avec le régulateur de vitesse PI, qui est évité l'apparition d'impulsions dans la commande lorsque la consigne est un échelon. Le calcul du gain k_θ du régulateur proportionnel est réalisé en choisissant pour l'amortissement la valeur 1 (pas de dépassement). Nous obtenons

$$k_\theta = \frac{3}{4.t_{rv}} \quad (\text{II.7})$$

t_{rv} : est le temps d'établissement choisi pour la réponse en vitesse.

II.3.1.2- Résultats de Simulation

Les simulations présentées sur la figure (II-5) concernent la commande vectorielle simplifiée appliquée à la machine synchrone à aimants permanents présente des performances fortes intéressantes. Malgré les différentes simplifications introduites, le moteur synchrone à aimants permanents peut être contrôlé en vitesse ou en position avec ou sans mesure des courants.

La figure (II-5) concernent un démarrage en charge de la MSAP pour une référence de vitesse de 100 rad/s avec variation du couple de charge à $t=0.5s$ et à $t=1s$ suivi de l'inversion du sens de rotation à -100 rad/s à $t=1.5s$.

Les résultats de simulation montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse satisfaisant. Pendant ce temps le couple électromagnétique garde la valeur maximale pour satisfaire le couple de charge qu'on a besoin puis diminue en se stabilisant à la valeur nominale. Le découplage est parfaitement réalisé.

Nous déduisons suite aux tests effectués, que le régulateur PI utilisé est bien paramétré, du fait qu'il donne de bonnes performances de poursuite et de rejet rapide de la perturbation de charge.

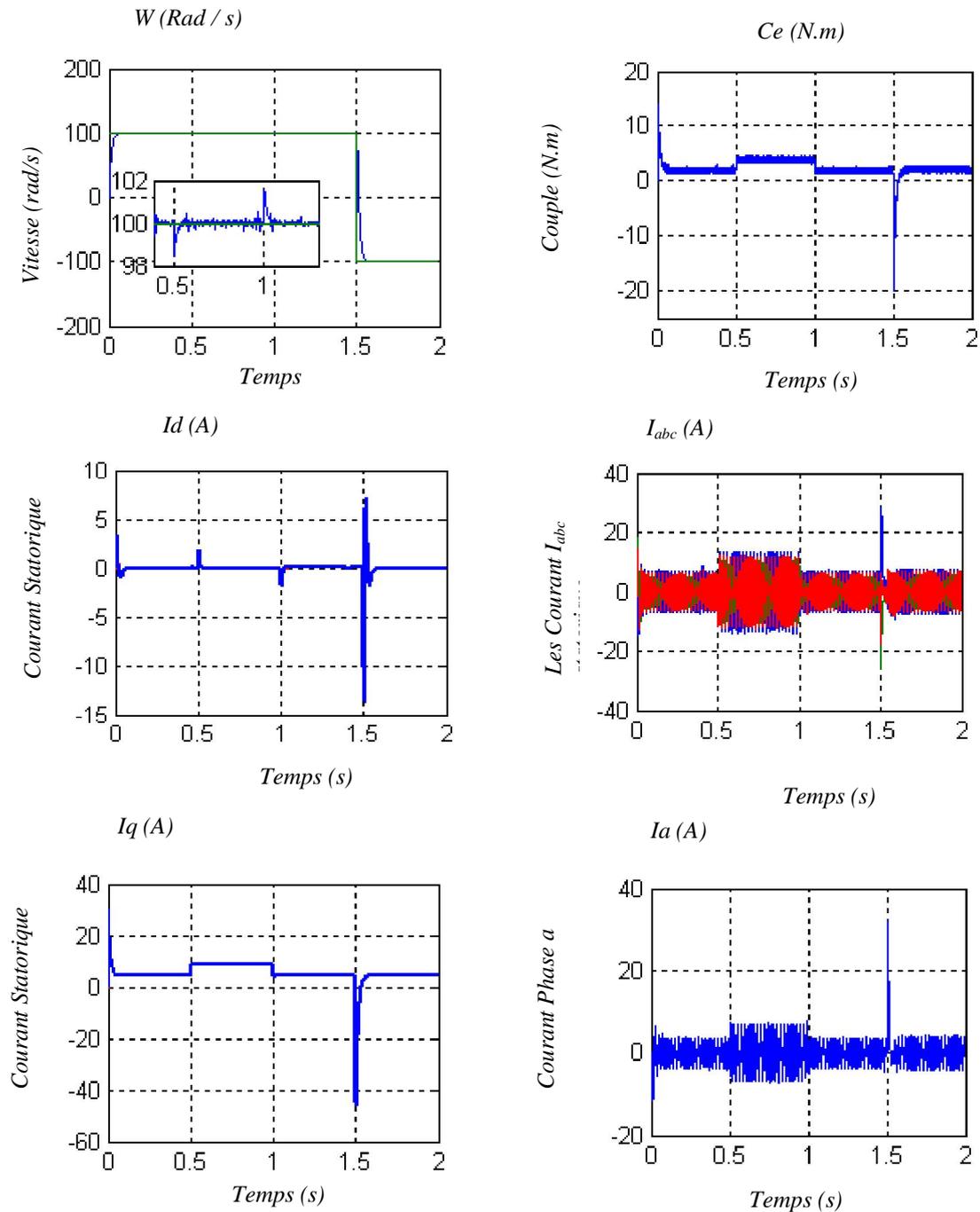


Figure II.5 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors D'une Variation de Consigne et de Perturbation.
variation de consigne et de perturbation.

La figure (II.6) présente les résultats d'une simulation concernant le réglage de la position. Les temps de démarrage et d'inversion à une consigne sont respectivement de l'ordre de 0.2 et 0.3s. L'application d'une perturbation sur le couple de charge n'a aucun effet car la machine est déjà positionnée rigidement sur la consigne demandée. Le découplage n'est plus assuré lors du démarrage et de l'inversion.

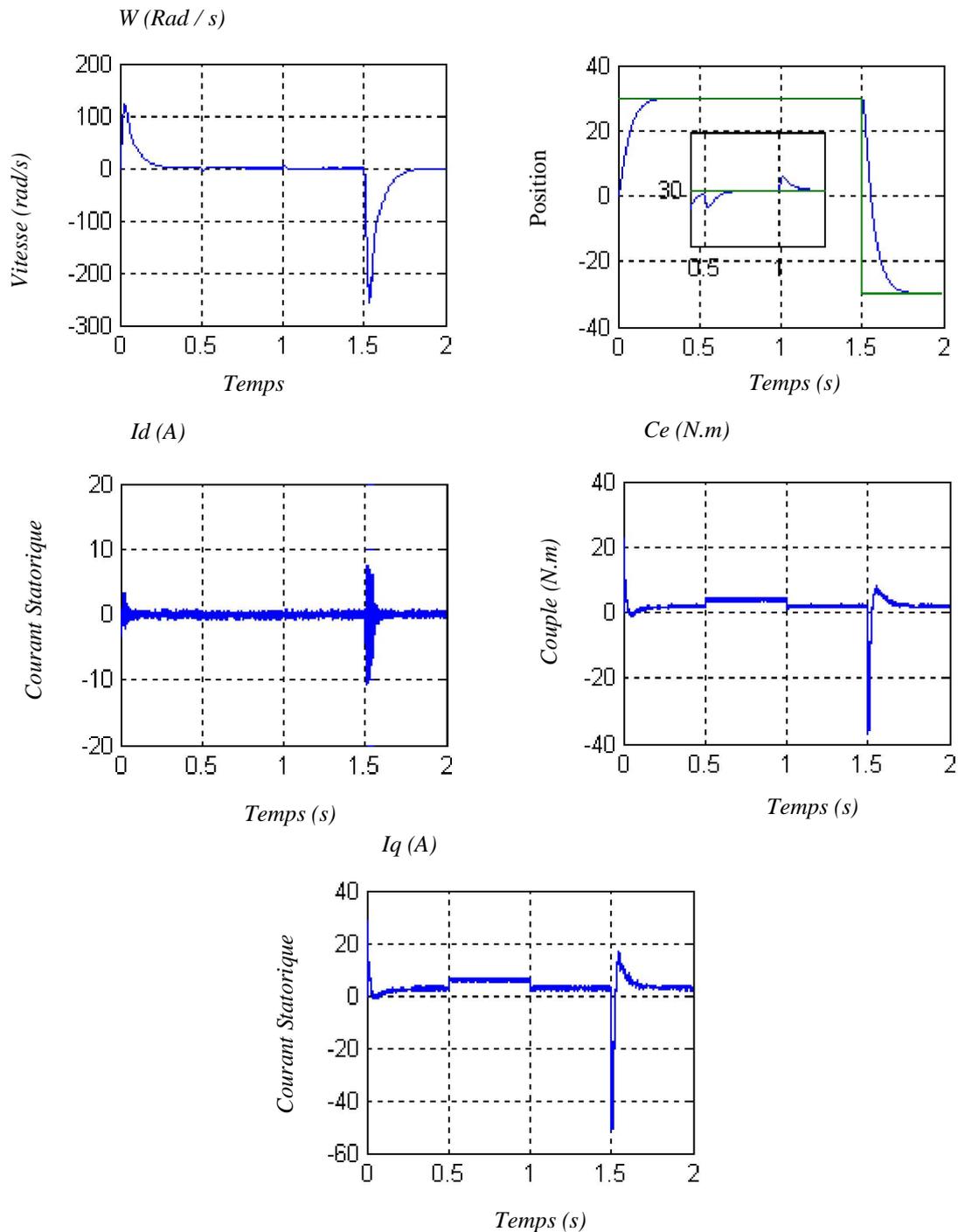


Figure II-6 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors d'une Variation de Consigne et de Perturbation.

II.3.2- Contrôle Vectoriel avec Régulations des Courants i_d et i_q

Le principe de la commande vectorielle avec alimentation en tension et commande en courant permet d'imposer le couple. Or, quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle des courants reste cependant nécessaire. Ceci est dû au fait que les courants représentent des grandeurs mesurables. Leur maîtrise assure le contrôle vectoriel et garantit, par conséquent, la protection contre les risques liés aux surcharges et aux pointes de courant en régime transitoire tout en saturant [17],[16]

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires.

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

II.3.2.1- Découplage de la Régulation des Courants par Compensation

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1}, V_{sq1} (Figure II.7) [15] [18].

$$\begin{cases} V_{sd1} = V_{sd} + e_d \\ V_{sq1} = V_{sq} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

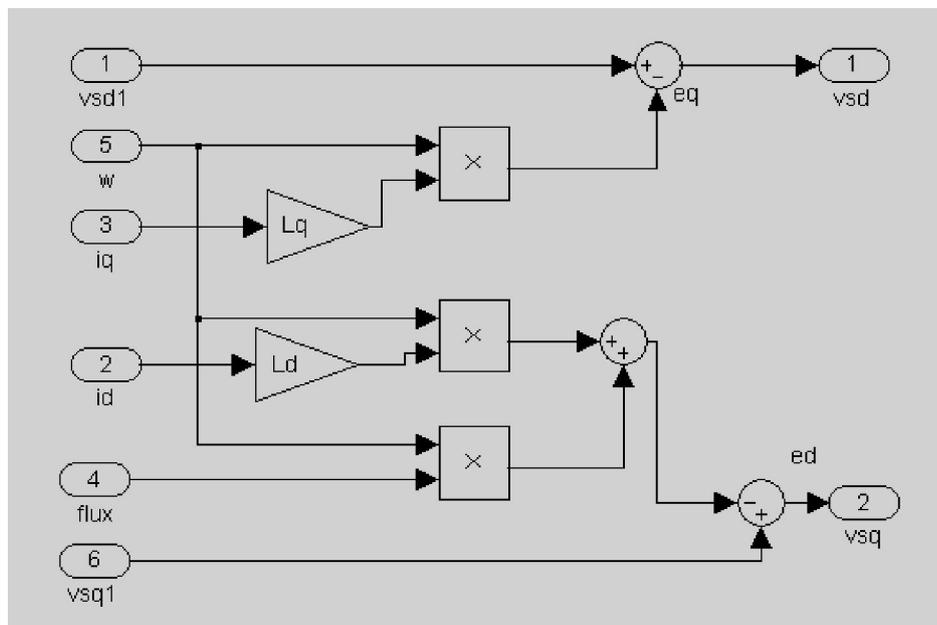


Figure II.7 Schéma de Principe de la Compensation

Tel que (e_d, e_q) représente les perturbations à compenser

$$\begin{cases} e_d = \omega.L_d.i_q \\ e_q = -\omega.L_d.i_d - \omega.\varphi_f \end{cases} \quad (II.10)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_q \end{cases}$$

La figure (II.8) représente le schéma global de cette commande vectorielle avec régulation des courants i_d et i_q et le circuit de compensation des termes de couplage.

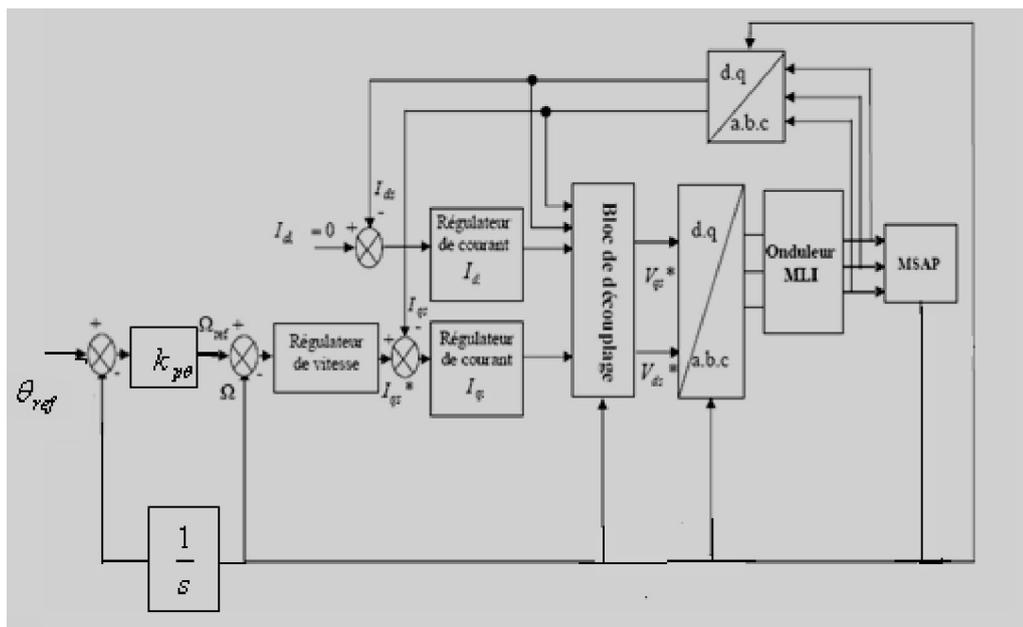


Figure (II.8) Schéma bloc de la Commande Vectorielle avec Compensation des Termes de Couplage.

II.3.2.2- Calcul des Régulateurs

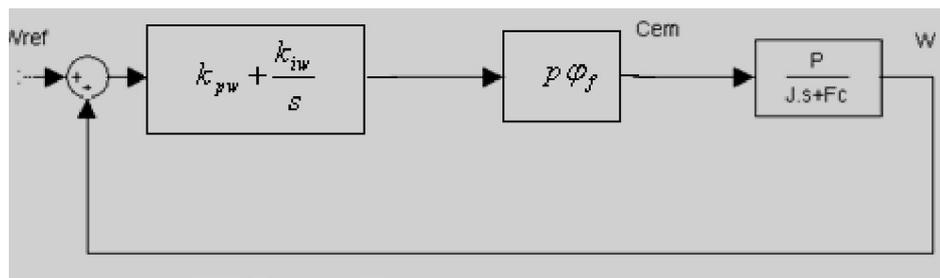


Figure II-9 Schéma Fonctionnel de la Régulation de Vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par:

$$\frac{\omega(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{(k_{pw}s + k_{iw}) \cdot \frac{p^2 \varphi_f}{F(s)}}{F(s)} \quad (\text{II.11})$$

L'équation caractéristique F(s) est:

$$F(s) = s^2 + \frac{f_c + k_{pw} p^2 \varphi_f}{J} s + \frac{k_{iw} p^2 \varphi_f}{J} = 0 \quad (\text{II.12})$$

Pour obtenir les solutions de cette fonction, nous lui imposons deux pôles complexes conjuguée à son polynôme caractéristique $s_{1,2} = p(-1 \pm j)$ et par identification terme à terme, à partir des deux dernières équations, nous obtenus les paramètres du régulateur:

$$k_{iw} = \frac{2 \cdot J \cdot p^2}{p \varphi_f} \quad \text{Et} \quad k_{pw} = \frac{2 \cdot p \cdot J - f_c}{p^2 \varphi_f} \quad (\text{II.13})$$

La synthèse du régulateur de position est identique à la stratégie précédente.

Le schéma de la boucle de régulation du courant i_d , est donné par la figure (II.10).

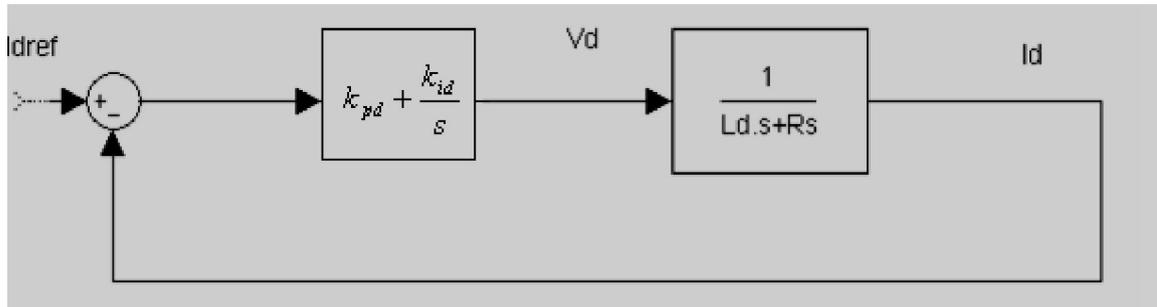


Figure II-10 Schéma de la Boucle de Régulation du Courant i_d

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{i_d}{i_{dref}} = \frac{(k_{pd} \cdot s + k_{id}) \cdot \frac{1}{L_d}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{L_d} s + \frac{k_{id}}{L_d}} \quad (\text{II.14})$$

L'équation caractéristique F(s) est:

$$F(s) = L_d \cdot s^2 + (R_s + k_{pd})s + k_{id} \quad (\text{II.15})$$

Pour obtenir les solutions de cette fonction, nous lui imposons deux pôles complexes conjuguée à son polynôme caractéristique $s_{1,2} = p(-1 \pm j)$ et par identification terme à terme, à partir des deux dernières équations, nous obtenus les paramètres du régulateur:

$$k_{pd} = 2L_d p^2 \text{ Et } k_{pi} = 2pL_d - R_s \quad (\text{II.16})$$

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur de courant i_d , Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients k_{iq} et k_{pd} du régulateur de courant i_q sont semblable à ceux du régulateur du courant i_d

$$k_{pd} = 2L_d p^2 \text{ Et } k_{pi} = 2pL_d - R_s \quad (\text{II.17})$$

II.3.2.3- Résultats de Simulation

La figure (II.11) donne les réponses de la vitesse, du couple, des courants i_d et i_q à un échelon de vitesse. Le démarrage est effectué à couple maximal et le courant i_d atteint rapidement une valeur moyenne nulle, le couple est alors proportionnel au courant i_q . Lors d'une perturbation du couple de charge, on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge, la figure (II-11) illustre bien le découplage des courants i_d et i_q car le courant i_d reste bien pratiquement constant durant la variation du courant i_q .

La figure (II-12) donne les performances du positionnement pour le même régime de fonctionnement. Les performances du réglage de la vitesse et la position sont très satisfaisantes, et le découplage n'est pas affecté par inversion de la vitesse.

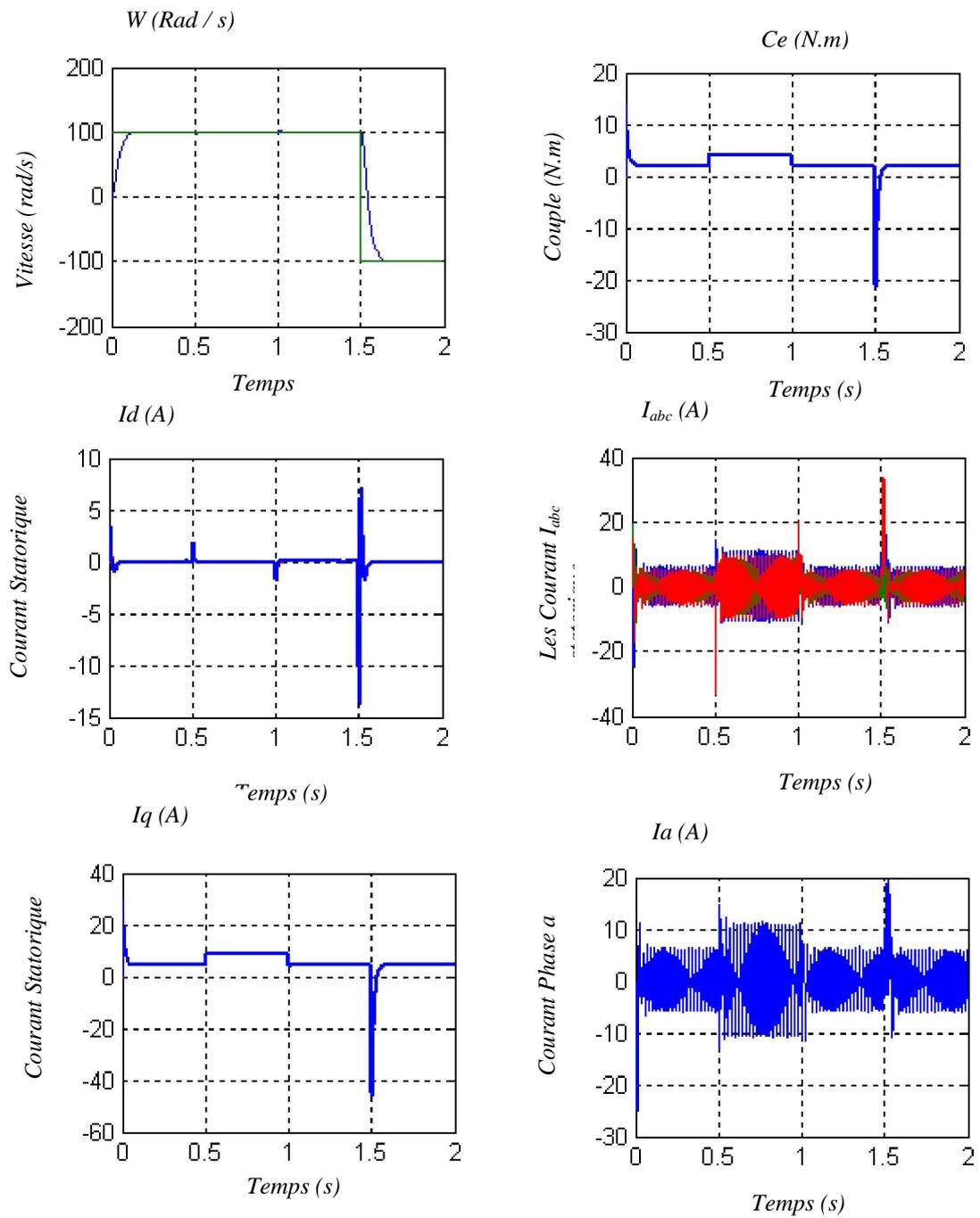


Figure II -7 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors D'une Variation de Consigne et de Perturbation.

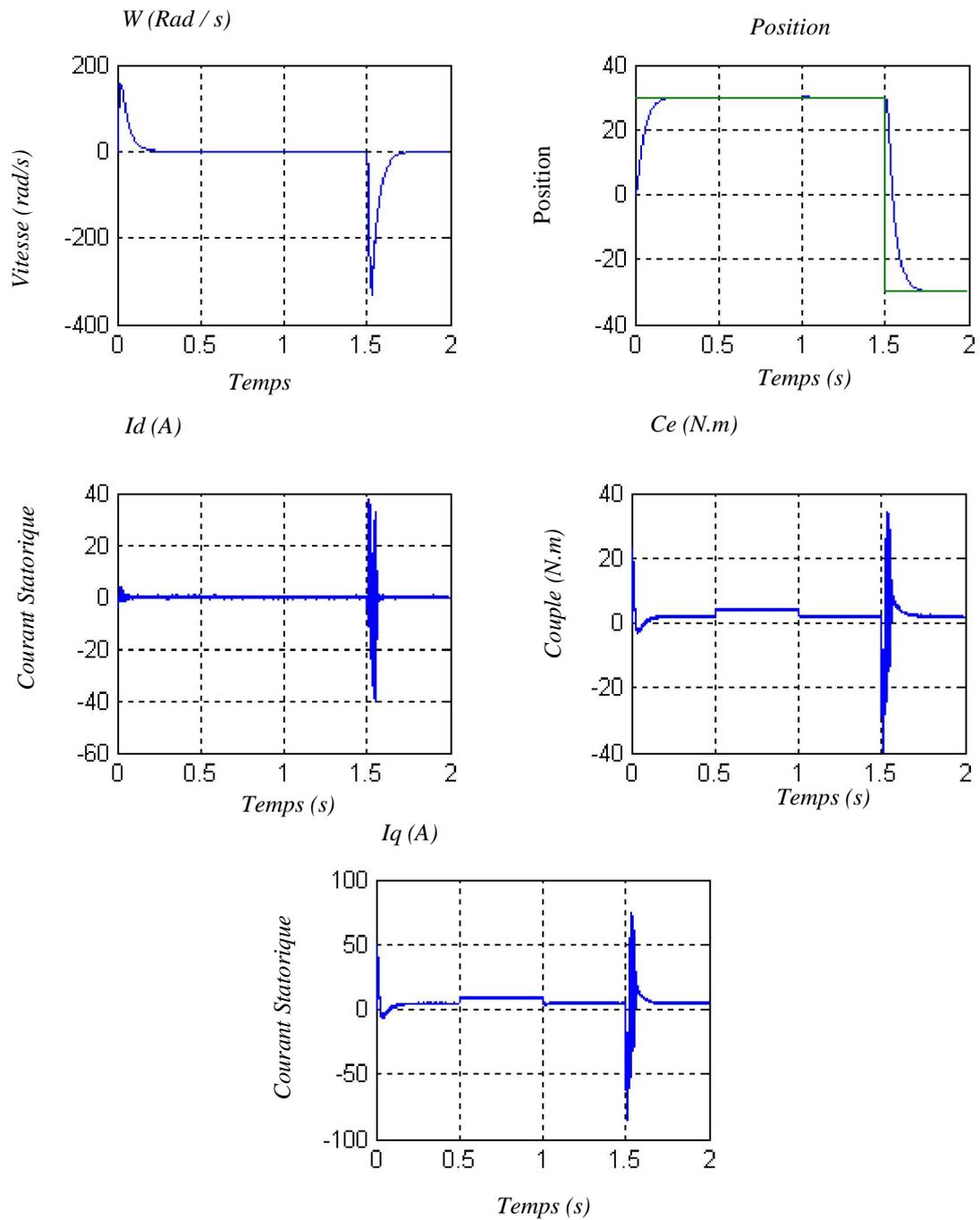


Figure 11.8 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position Lors D'une Variation de Consigne et de Perturbation.

II.3.2.4- Etude de Robustesse aux Variations Paramétrique

Les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de cette dernière. Nous allons varier l'inertie, le flux et l'inductance et la résistance statorique, ensuite nous effectuerons une variation simultanée de tous les paramètres, le tableau suivant résume les variations et les courbes correspondantes.

	(1)	(2)	(3)	(4)
R_s	0.5R	0.75R	1.25R	1.5R
L_q	0.5 L_q	0.75 L_q	1.25 L_q	1.5 L_q
J	1.5 J	2 J	2.5 J	3 J
φ_f	1.1 φ_f	0.9 φ_f	0.8 φ_f	0.7 φ_f

Les variations des paramètres électriques (figures II.13, II.14) n'influent pas sur la dynamique de la vitesse. On remarque seulement une légère perturbation sur l'allure du courant de phase et du couple électromécanique. Par contre une augmentation de l'inertie et le flux (figures II.15, II.16) augmente les temps de réponse et d'inversion de la liesse et l'apparition de petit dépassement.

Les mêmes remarques sont valables pour la commande en position (figures II.18, II.19), par contre l'augmentation le flux et de l'inertie Les figure (II-20, II.21) augmente les temps de réponse mais l'augmentation de flux en remarque apparition une oscillation en régime transitoire et d'inversion en observe un pic sur l'allure du couple et les courants.

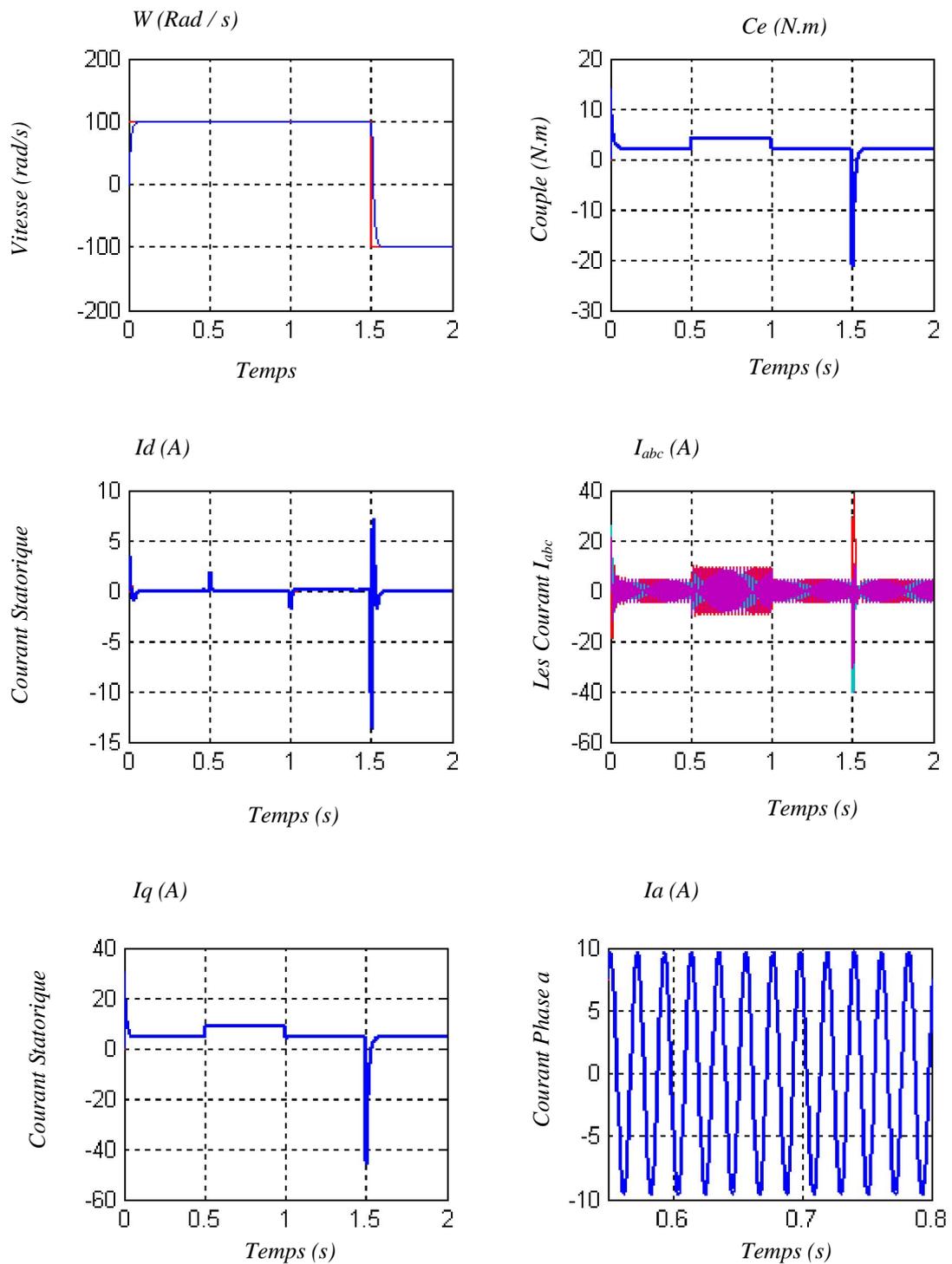


Figure II.13 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation de la Résistance Statorique (0.5, 0.75, 1.25, 1) Rs.

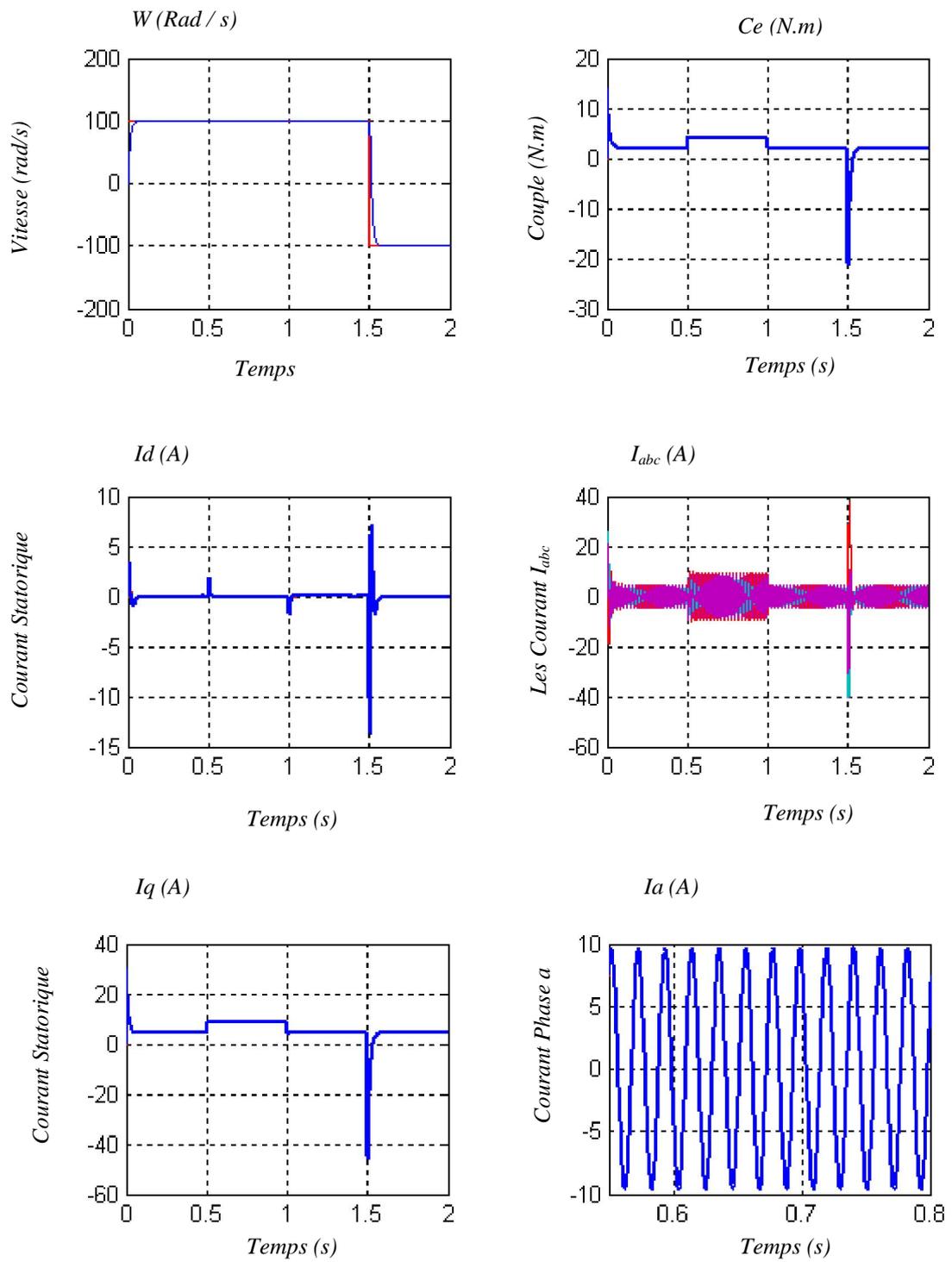


Figure II.14 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation de L'inductance Transversale (0.5, 0.75, 1.25, 1.5) L_q .

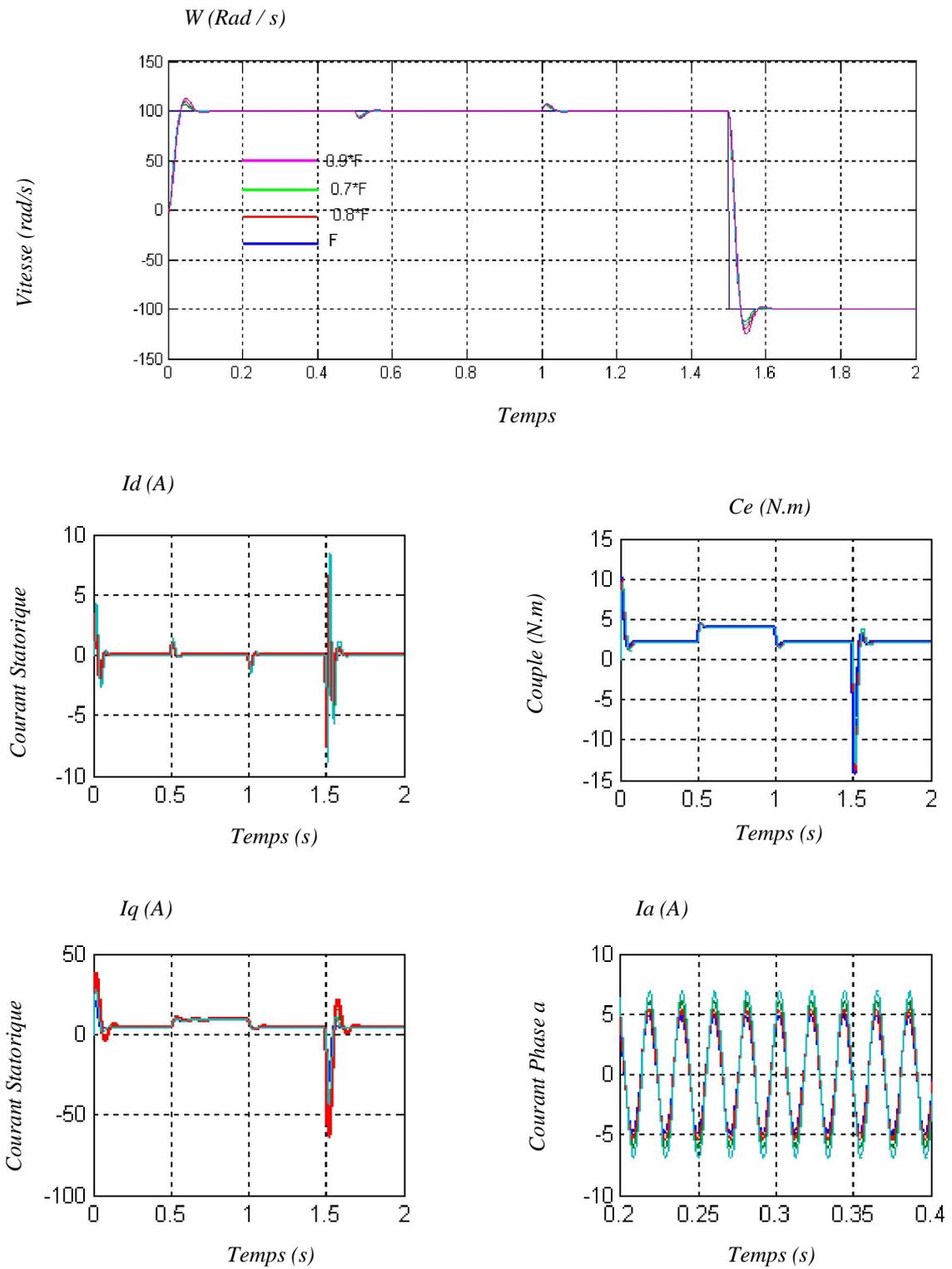


Figure II.15 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation du Flux des Aimants (0.7, 0.8, 0.9, 1) ϕ_f

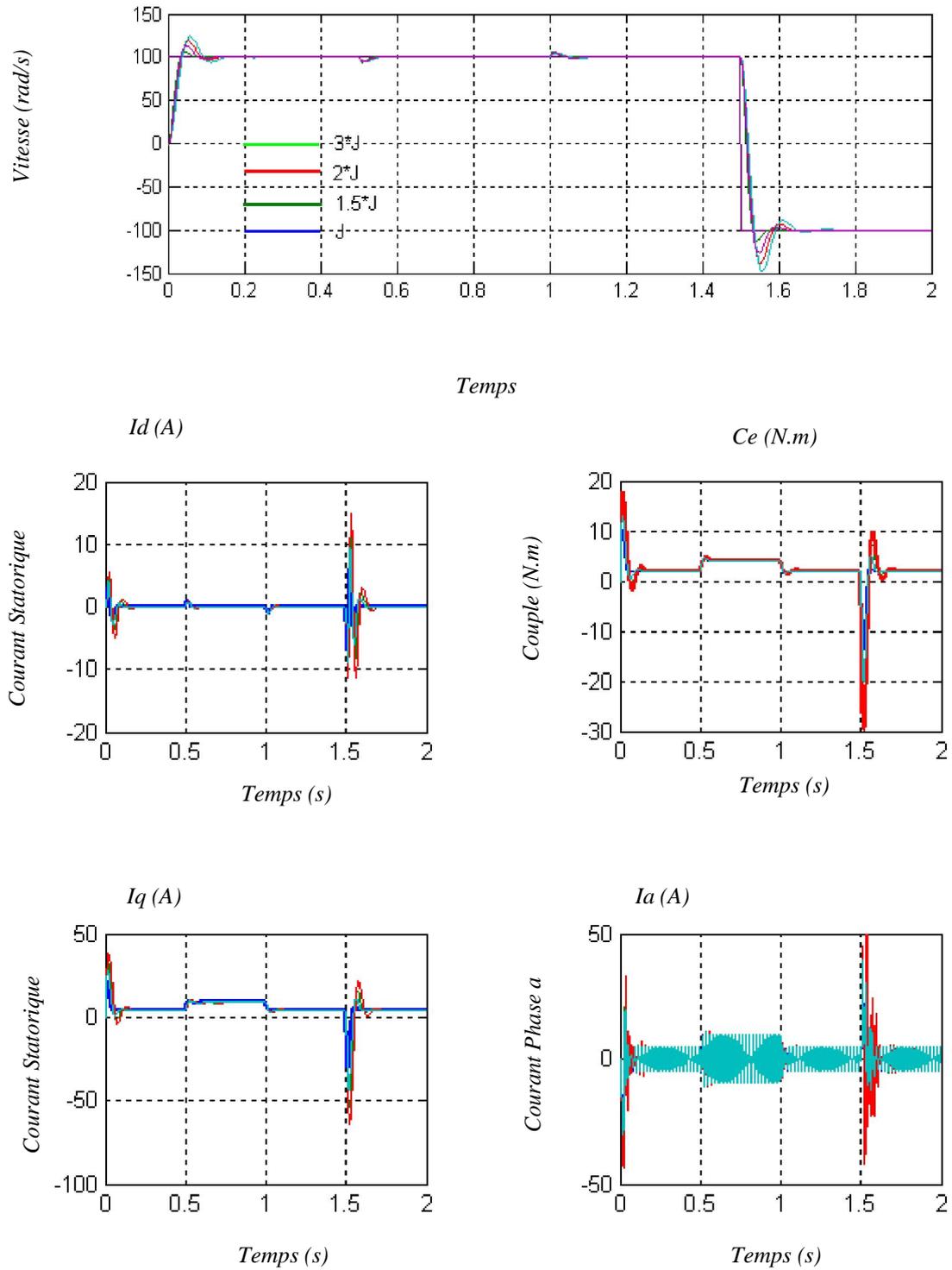


Figure II.16 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation du Moment D'inertie (1.5, 1, 2, 3) J.

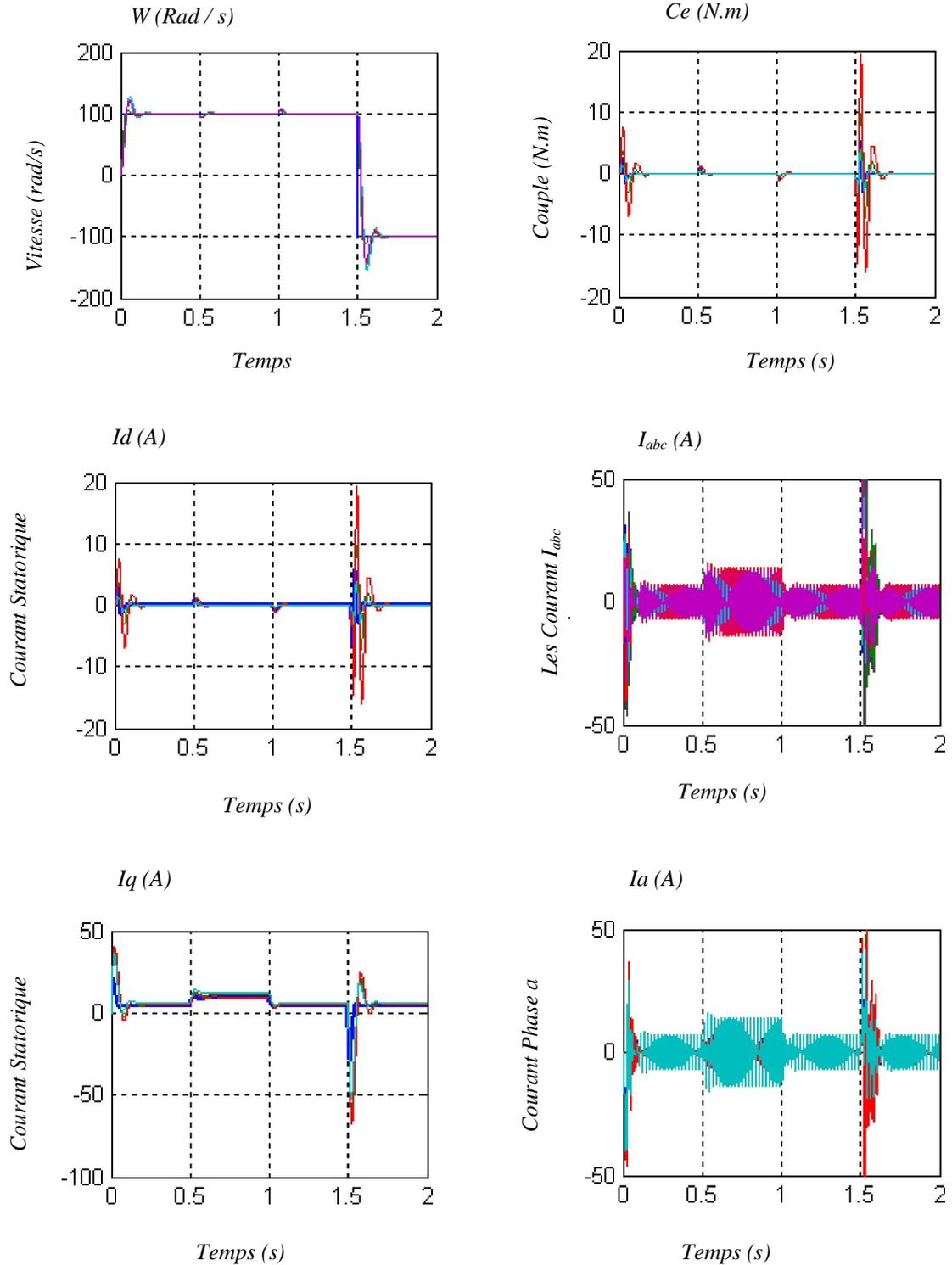


Figure II.17 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation Simultanée de Tous les Paramètres.

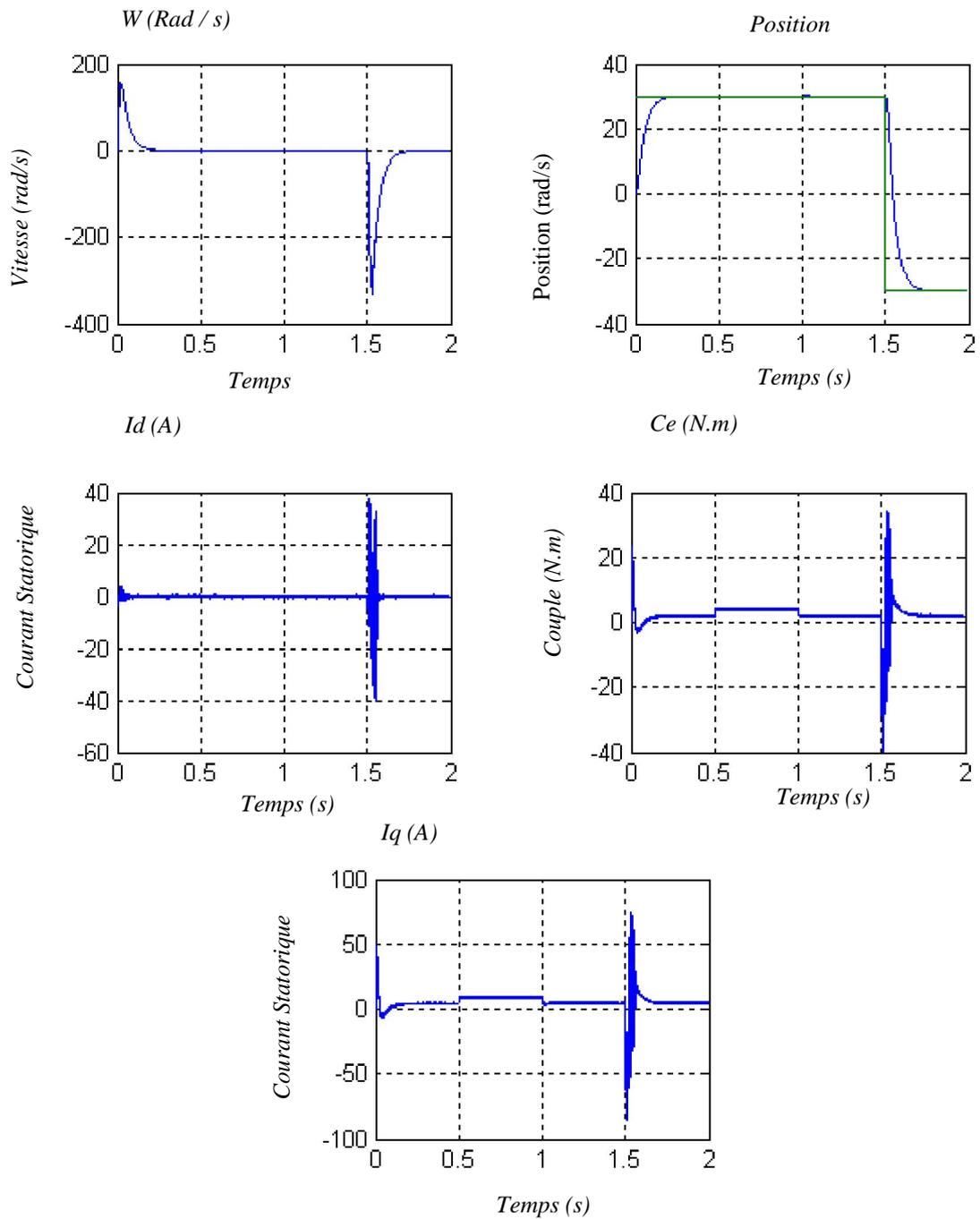


Figure 11.18 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position Lors de Variation de la Résistance Statorique (0.5, 0.75, 1.25, 1.5) Rs.

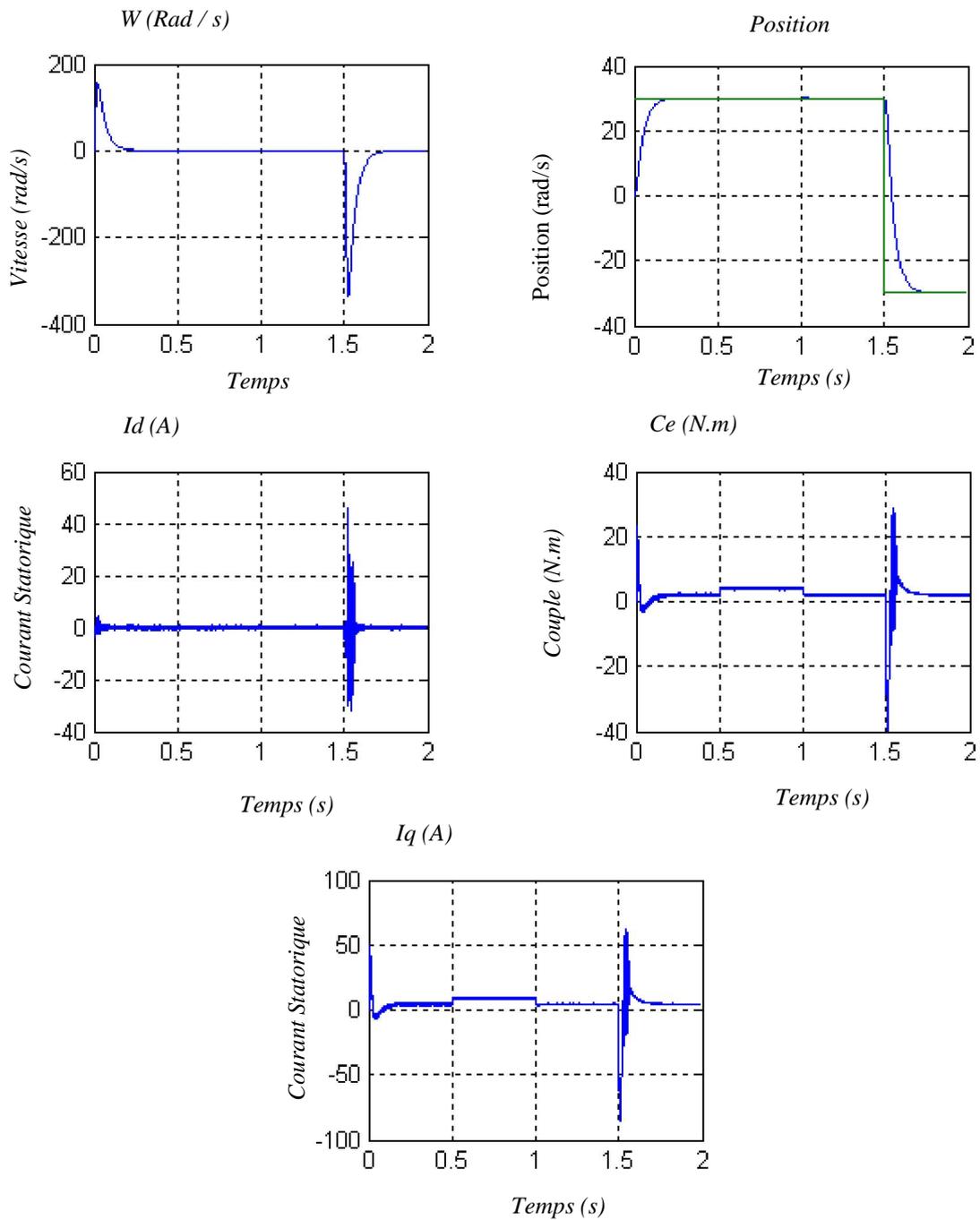


Figure II.19 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position Lors de Variation de L'inductance Transversale (0.5, 0.75, 1.25, 1.5) L_q .

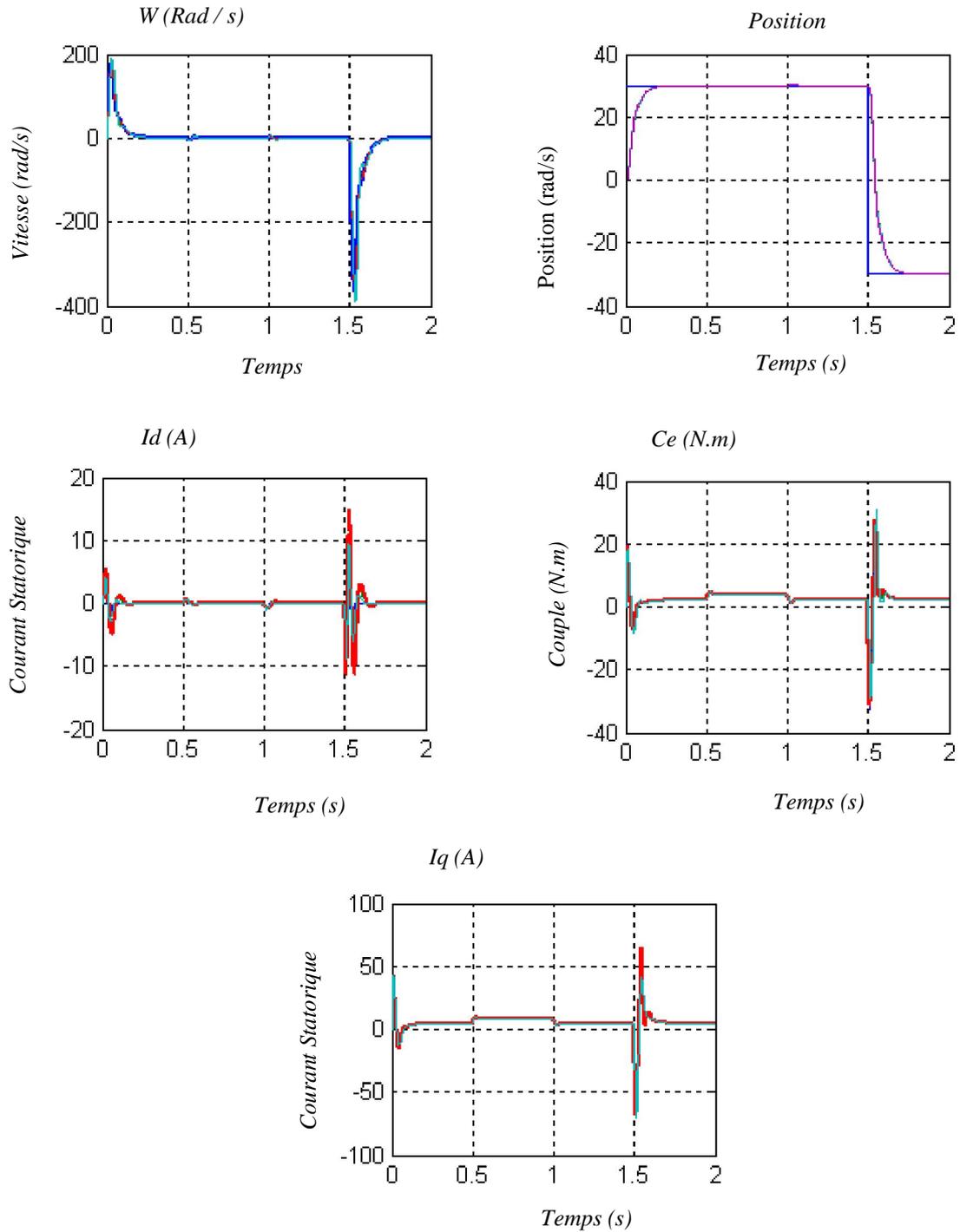


Figure II.20 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position Lors de Variation du Flux des Aimants (0.7, 0.8, 0.9, 1) φ_f

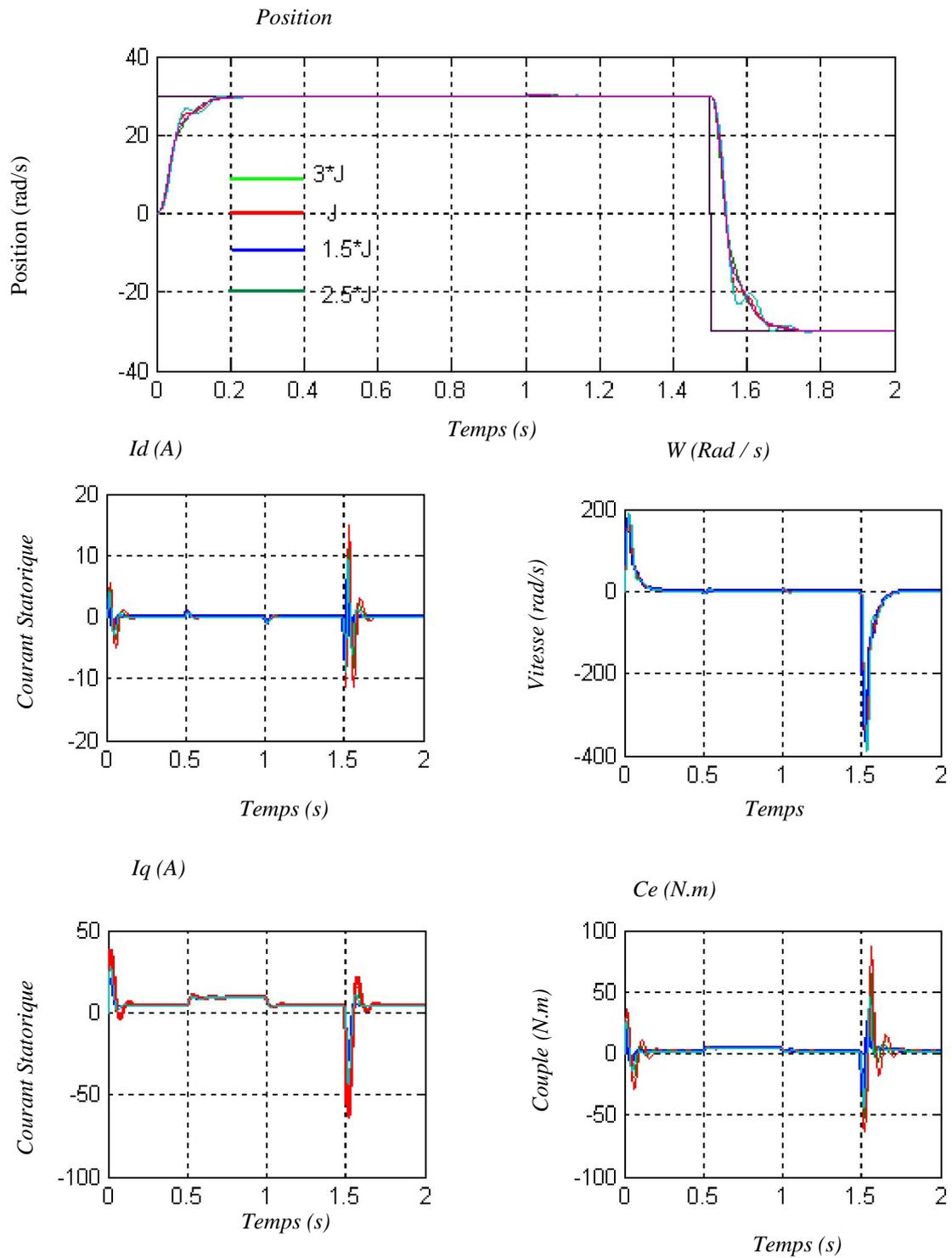


Figure II.21 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position Lors de Variation du Moment D'inertie (1 , 2, 2.5,3) J.

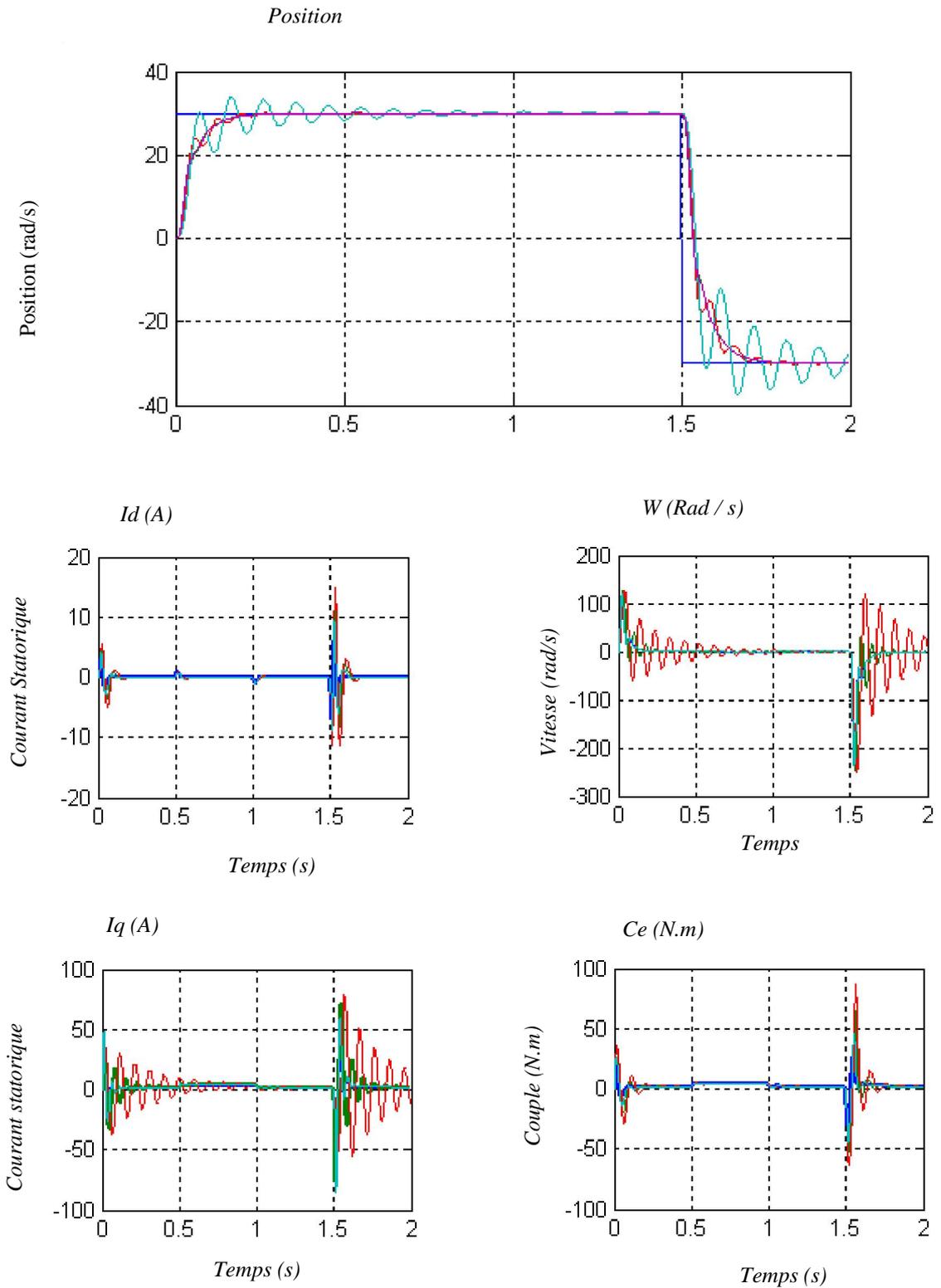


Figure III.17 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors de Variation Simultanée de tous les Paramètres.

II.4- Conclusion :

La commande vectorielle des moteurs à courant alternatif alimentés par onduleur MLI de tension permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application.

Dans cette première étude, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle simplifiée qui nécessite un algorithme de contrôle simple permettant de réduire le temps de calcul et le coût de sa réalisation pratique.

Dans la suite de notre travail, la méthode de contrôle des courants dans le repère (d,q) nécessite la connaissance du modèle électrique de la machine.

Tant que le modèle de la machine reste invariant dans le temps, le régulateur classique inséré dans le circuit de commande, afin de réaliser la régulation en vitesse et la position de la machine, donne des résultats satisfaisants. Lorsque le modèle subit des changements paramétriques, les performances de réglage se détériorent et le système perd sa robustesse. Ce qui est traduit par les dépassements observés de la vitesse et la position, lors des tests de poursuite de trajectoire et de rejet de perturbation de la charge.

Chapitre III

Commande par Retour D'état de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

III.1 Introduction

Dans la commande des systèmes dynamiques, il est établi depuis fort longtemps que la technique de contre-réaction est un outil indispensable. Son utilisation entre dans le cadre de la stabilisation des processus en boucle ouverte et aussi dans la mise au point de dispositifs capables d'améliorer les performances des systèmes considérés. En effet, cette technique va introduire un changement dans l'emplacement des pôles du système et entraîne ainsi une modification dans la dynamique globale du système à réguler

La méthode de placement des pôles permet d'imposer les pôles en boucle fermée dans un endroit désiré dans le plan des pôles. Ce placement des pôles en particulier va fixer certaines performances pour le système, mais sans tenir compte de l'énergie nécessaire à mettre en oeuvre lors de la réalisation physique.

La théorie de réglage d'état par placement de pôles est basée sur le retour des variables d'état pour former la commande. Cette théorie n'a été introduite dans le domaine industriel qu'avec l'apparition du calculateur numérique et l'évolution technologique importante de l'électronique de puissance.

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande par retour d'état pour le réglage de vitesse et de position d'une machine synchrone à aimants permanents.

III. 2 Equation D'état du System Continu

Soit le système dynamique linéaire d'ordre n_s , sur lequel agit le vecteur de commande u , le vecteur de perturbation v , et qui possède un vecteur de sortie y_s et un vecteur d'état x_s , régit par l'équation différentielle suivante:

$$\begin{cases} \dot{X}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u(t) + B_{sv} v(t) \\ y_s(t) = C_s' x_s(t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$A_s(n_s, n_s)$: représente la matrice de dynamique du système, $B_s(n_s, m)$: matrice des entrées de commande, $B_{sv}(n_s, r)$: vecteur de perturbation extérieure, $C_s(n_s, p)$: matrice d'observation.

III. 3 Equations du Régulateur Intégrateur

Pour annuler l'écart de réglage en régime établi, il est nécessaire d'introduire un régulateur intégrateur d'écrit par l'équation suivante:

$$x_r[k+1] = x_r[k] + w[k] - y_s[k] \quad (\text{III.2})$$

$w[k]$: Vecteur de consigne.

III. 4 La Structure Générale du Réglage D'état

Le réglage d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique d'intégral [24].

La minimisation du critère d'intégrale, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, permet d'obtenir la loi de commande suivante:

$$u[k] = -k'_s x_s[k] + k_r x_r[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (\text{III.3})$$

La présence d'un retour d'état est particulièrement intéressante pour le concepteur qui se trouve ramené, en quelque sorte, à une structure comparable aux traditionnelles 'boucle fermée' des régulateurs classiques. L'avantage de ces compensations en réaction et bien sur de permettre de tenir compte en permanence de l'état du système physique.

La loi de commande définie par l'équation (III.3) nous permet d'élaborer la structure optimale pour un système monovarié comme le montre la figure (III.1).

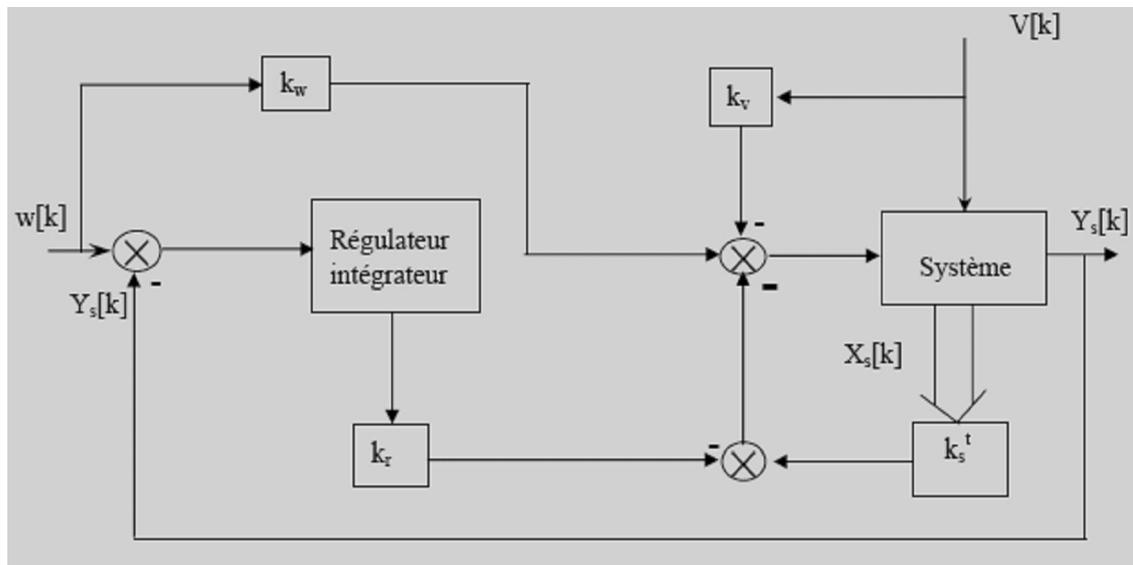


Figure III. 1 Structure Optimale de Réglage.

Afin d'éviter un dépassement du fait que l'intégrateur continuerait à sommer une erreur qui ne correspond plus à la tension de commande. Ce phénomène dit phénomène d'emballement de l'action intégrale (rest-windup) qui risque de détériorer les performances du système ou même de le déstabiliser, il est nécessaire d'associer un système anti-windup.

Donc corrige alors le sommateur de la manière représentée par la figure (III.2).

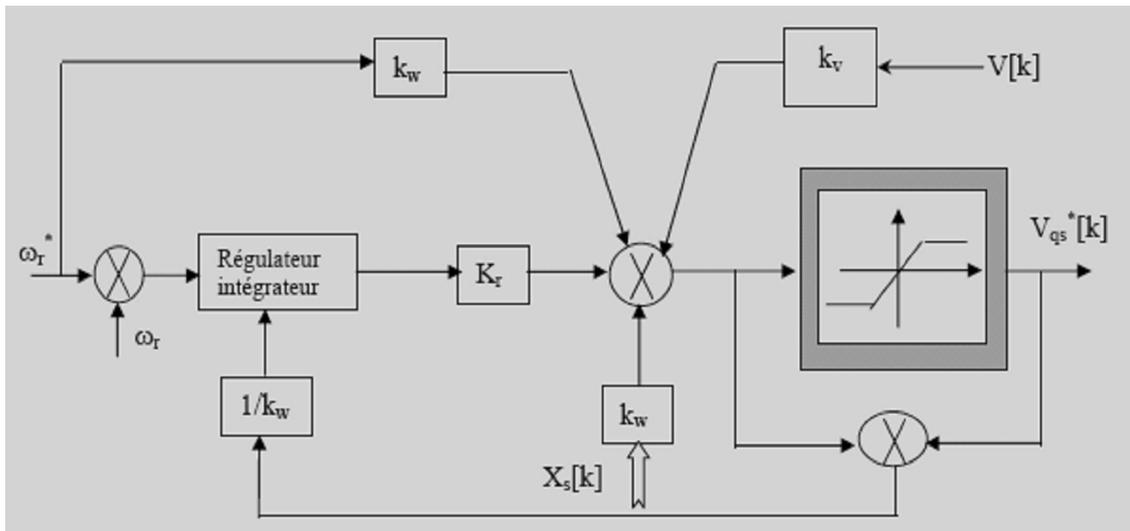


Figure III.2 Principe du Système D'anti-windup.

La correction de la composante intégrale donne:

$$x_r[k + 1] = x_r[k] + \frac{v_{qs}^*[k] - v_{qs}[k]}{k_w} \quad (III.4)$$

III.5. Commande en Vitesse de la MSAP

La figure (III.3) montre le schéma global proposé pour la commande de vitesse de la MSAP .la seul capteur utilisé pour la commande est un capteur de vitesse .C'est donc une structure de commande sans capteur de courant qui est adaptée.

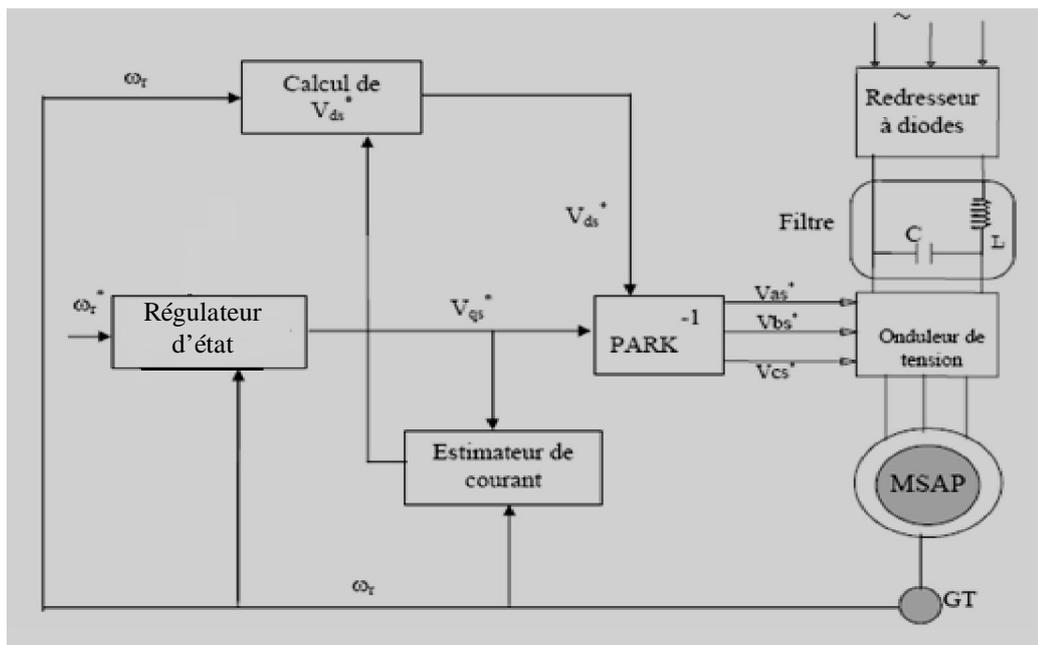


Figure. III.3 Commande en Vitesse de la MSAP avec un Régulateur D'état

L'estimation de i_q est obtenue à partir du model du moteur synchrone supposé parfaitement découplé comme le chapitre (II).

III.5.1 Synthèse du Régulateur D'état

Les régulateurs digitaux doivent être synthétisés par les méthodes appropriées tenant compte du caractère échantillonné du système à régler. Cependant, sous certaines conditions, un traitement approximatif du réglage d'état digital à l'aide d'un système pseudo continu est possible.

En effet, le modèle linéaire de la MSAP après orientation du champ est donné par:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_{qs}} R_s & -\frac{\varphi_f^*}{L_{qs}} \\ \frac{\varphi_f^* p^2}{J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{qs}} \\ 0 \end{pmatrix} v_{qs} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{p}{J} \end{pmatrix} C_r \\ y_s = \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Le régulateur intégrateur est représenté par l'équation:

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i} (w - C_s^t x_s) = \frac{1}{T_i} (w_r^* - w_r) \quad (\text{III.6})$$

T_i : Constante d'intégration.

La commande est donnée par:

$$v_{qs} = k_w \omega_r + k_r x_r - k_v C_r - k_1 i_{qs} - k_2 \omega_r \quad (\text{III.7})$$

L'équation d'état du système global fermé est:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ \omega_r \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{sq}} - \frac{k_1}{L_{sq}} & -\frac{\varphi_f^*}{L_{sq}} - \frac{k_2}{L_{sq}} & \frac{k_r}{L_{sq}} \\ \frac{\varphi_f^* p^2}{J} & -\frac{f_c}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ \omega_r \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k_w}{L_{sq}} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \omega_r^* + \begin{pmatrix} -\frac{k_v}{L_{sq}} \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{pmatrix} C_r \quad (\text{III.8})$$

L'équation caractéristique du système global en boucle fermée:

$$S^3 + \left(\frac{1}{L_{sq}} (R_s + k_1) + \frac{f_c}{J} \right) S^2 + \left(\frac{f_c}{J L_{sq}} (R_s + k_1) + \frac{\varphi_f^* p^2}{J} \left(\frac{\varphi_f^*}{L_{sq}} + \frac{k_2}{L_{sq}} \right) \right) S + \frac{\varphi_f^* p^2 k_r}{L_{sq} J L_{sq} T_i} \quad (\text{III.9})$$

D'autre part, cette équation peut être écrite sous la forme:

$$S^3 + \alpha_2 S^2 + \alpha_1 S + \alpha_0 \quad (\text{III.10})$$

Sans faire appel à la forme canonique de réglage, il suffit de faire l'identification entre les deux équation caractéristiques (III.9) et (III.10), ce qui conduit à:

$$\begin{cases} k_r = \alpha_0 \frac{JL_{qs}T_i}{\varphi_f^* p^2} \\ k_1 = \left(\alpha_2 - \frac{f_c}{J} \right) L_{qs} - R_s \\ k_2 = \left(\alpha_1 - \frac{f_c}{JL_{qs}} (R_s + k_1) \right) \frac{JL_{qs}}{\varphi_f^* p^2} - \varphi_f^* \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Afin de garantir un comportement stable, il est indispensable que les trois pôles à imposer possèdent une valeur réelle négative. Par ailleurs, il est judicieux de choisir deux pôles complexes Conjugués avec parties imaginaires égale à la partie réelle, et l'autre un pole réel sur la même verticale pour assurer un amortissement relatif optimal figure (III.4) d'ou:

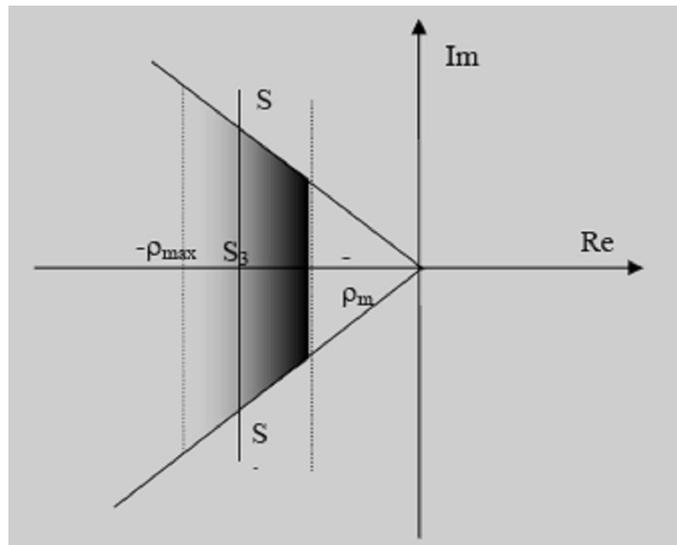


Figure. III.4 Domaine du Placement des Pôles dans le Plan S

$$S_{1,2} = -p \pm \quad \text{et} \quad S_3 = -p \quad \text{avec} \quad p \geq p_{\min}$$

Donc

$$\begin{cases} \alpha_{n-1} = -(S_1 + S_2 + \dots + S_n) \\ \alpha_{n-2} = S_1 S_2 + S_1 S_3 + \dots + S_{n-1} S_n \\ \alpha_0 = (-1)^n S_1 S_2 \dots S_n \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Dans notre cas, on aura:

$$\alpha_2 = 3p \quad \alpha_1 = 4p^2 \quad \alpha_0 = 2p^3$$

k_w est choisie de façon à compenser un pôle réel du système global fermé tel que:

$$k_w = -\frac{k_r}{S_i T_i} \quad \text{avec} \quad S_i = -p \quad \text{Le pole à compenser donc :}$$

$$k_w = \frac{k_r}{p T_i} \quad (III.12)$$

En exigeant que la grandeur d'état du régulateur soit nulle en régime établi, k_v s'exprime par:

$$k_v = -\frac{(k_1 + R_s)}{p \phi_f^*} \quad (III.13)$$

III.6. Commande en Position de la MSAP

La structure de la commande de la position de la MSAP est représentée par la figure (III.5)

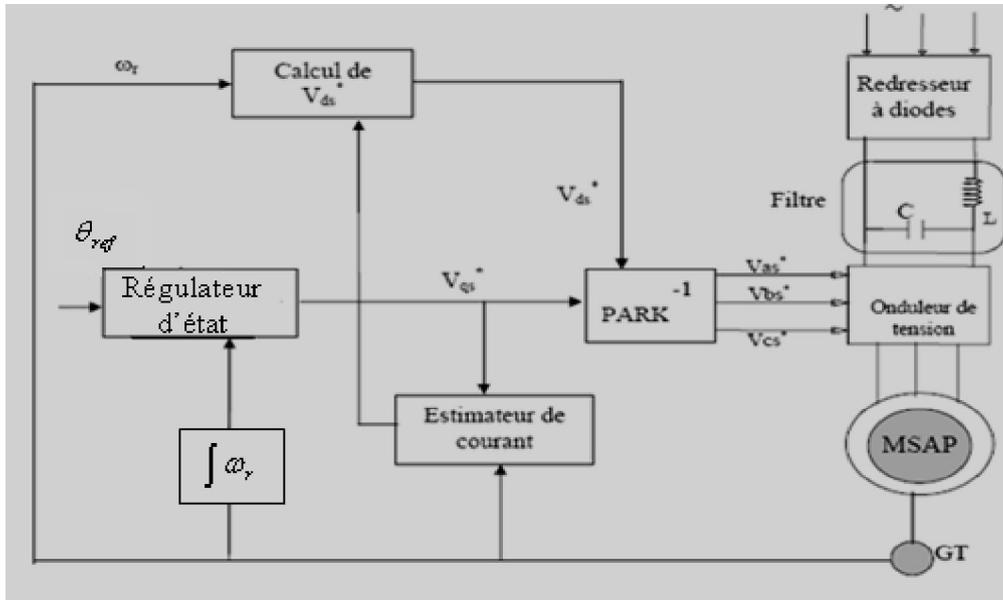


Figure (III.5) Schéma Bloc de la Commande de la Position de la MSAP

III.6.1 Synthèse du Régulateur D'état

Le modèle d'état adopté pour la commande en position est donné par

$$\left\{ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{qs}} & -\frac{\phi_f}{L_{qs}} & 0 \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f_c}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{qs}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{pmatrix} C_r \right. \quad (III.14)$$

$$y_s = [0 \quad 0 \quad 1] \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} = \theta$$

Tandis que le système augmenter par un régulateur intégrateur est le suivant :

$$\left\{ \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{qs}} & -\frac{\varphi_f}{L_{qs}} & 0 & 0 \\ \frac{\varphi_f p^2}{J} & -\frac{f_c}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_{qs}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} C_r + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \theta^* \right. \quad (\text{III.15})$$

En tenant compte de la commande de la forme :

$$v_q = k_w \theta^* + k_r x_r - k_v C_r - k_1 i_q - k_2 \omega - k_3 \theta \quad (\text{III.16})$$

Le système en boucle fermé

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s + k_1}{L_{qs}} & -\frac{\varphi_f}{L_{qs}} - \frac{k_2}{L_{qs}} & -\frac{k_3}{L_{qs}} & \frac{k_r}{L_{qs}} \\ \frac{\varphi_f p^2}{J} & -\frac{f_c}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{k_v}{L_{qs}} \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} C_r + \begin{pmatrix} \frac{k_w}{L_{qs}} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \theta \quad (\text{III.17})$$

Ce qui conduit à l'équation caractéristique en boucle fermée

$$S^4 - \left(\frac{R_s + k_1}{L_{qs}} + \frac{f_c}{J} \right) S^3 + \frac{1}{L_{qs}} \left((R_s + k_1) \frac{f_c}{J} + (\varphi_f + k_2) \frac{\varphi_f p^2}{J} \right) S^2 + \frac{k_3 \varphi_f p^2}{L_{qs} J} S + \frac{k_r \varphi_f p^2}{T_i L_{qs} J} = 0 \quad (\text{III.18})$$

Cette équation peut se mettre sous la forme :

$$S^4 + \alpha_3 S^3 + \alpha_2 S^2 + \alpha_1 S + \alpha_0 = 0 \quad (\text{III.19})$$

L'identification entre les deux équations (III.18) et (III.19) permet de déterminer les coefficients de réglage

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1 = L_{qs} \left(\alpha_3 - \frac{R_s}{L_q} - \frac{f}{J} \right) \\ k_2 = \frac{L_{qs} J}{\varphi_f p^2} \left(\alpha_2 - \frac{\varphi^2 p^2}{L_{qs} J} - \frac{R_s f_c}{L_{qs} J} - \frac{k_1 f_c}{L_{qs} J} \right) \\ k_3 = \frac{\alpha_1 L_{qs} J}{\varphi_f p^2} \\ k_r = \frac{\alpha_0 T_i L_{qs} J}{\varphi_f p^2} \end{array} \right. \quad (III.20)$$

Nous adoptons deux pôles complexes conjugués et deux pôles réel confondus sur le même verticale

$$S_{1,2} = p(-1 \pm j) \quad \text{et} \quad S_{3,4} = -p$$

Donc

$$\alpha_3 = 4p \quad \alpha_2 = 5p^2 \quad \alpha_1 = 6p^3 \quad \alpha_0 = 2p^4$$

Les coefficients d'intervention directe sont donnés par les relations suivantes :

$$k_w = \frac{k_r}{pT_i} \quad \text{et} \quad k_v = -\frac{1}{p\varphi_f} (R_s + k_1) \quad (III.21)$$

III.7 Résultats de Simulation

Les simulations présentées sur la figure (III-6) et (III.7) concernent la commande par retour d'état de vitesse et la position de la machine synchrone à aimants permanents.

La figure (III-6) concernent un démarrage en charge de la MSAP pour une référence de vitesse de 100 rad/s avec variation du couple de charge à $t=0.5s$ et à $t=1s$ suivi de t'inversion du sens de rotation à -100 rad/s à $t=1.5s$.

Même aussi que le figure (III.7) le démarrage en charge et inversion de sens de rotation de la position [30,-30] rad/sec a l'instant 1.5s avec ($p=100$).

La commande classique par un régulateur PI est beaucoup plus simple à mettre en œuvre alors que la commande par retour d'état nécessite plusieurs essais pour trouver le meilleur emplacement des pôles sans qu'il y ait toutefois unicité de la solution.

Les performances du réglage d'état de la vitesse et la position sont très satisfaisantes, et le découplage est affecté contre de régulateur classique.

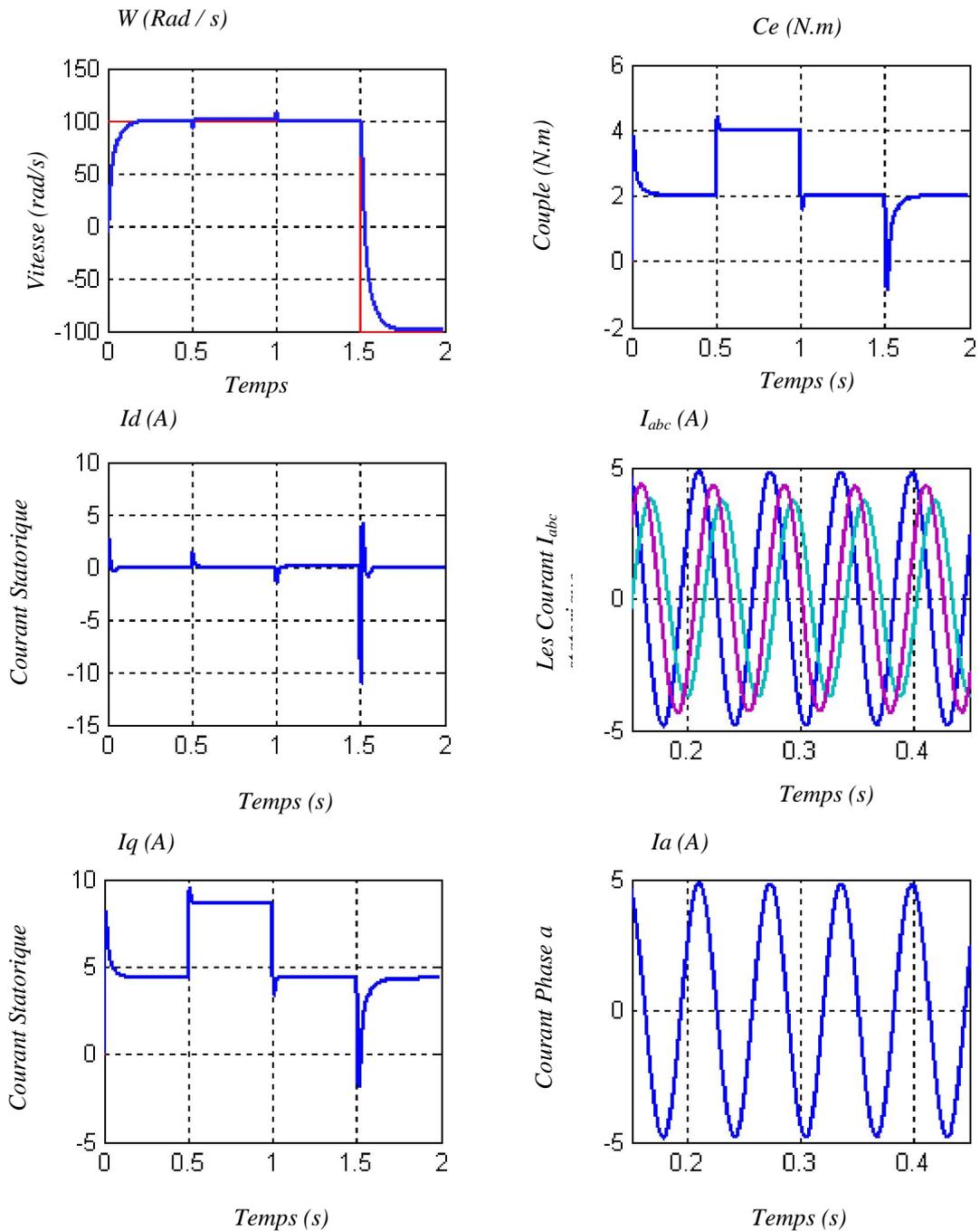


Figure III-6 Comportement Dynamique de la MSAP avec un Régulateur D'état de Vitesse.

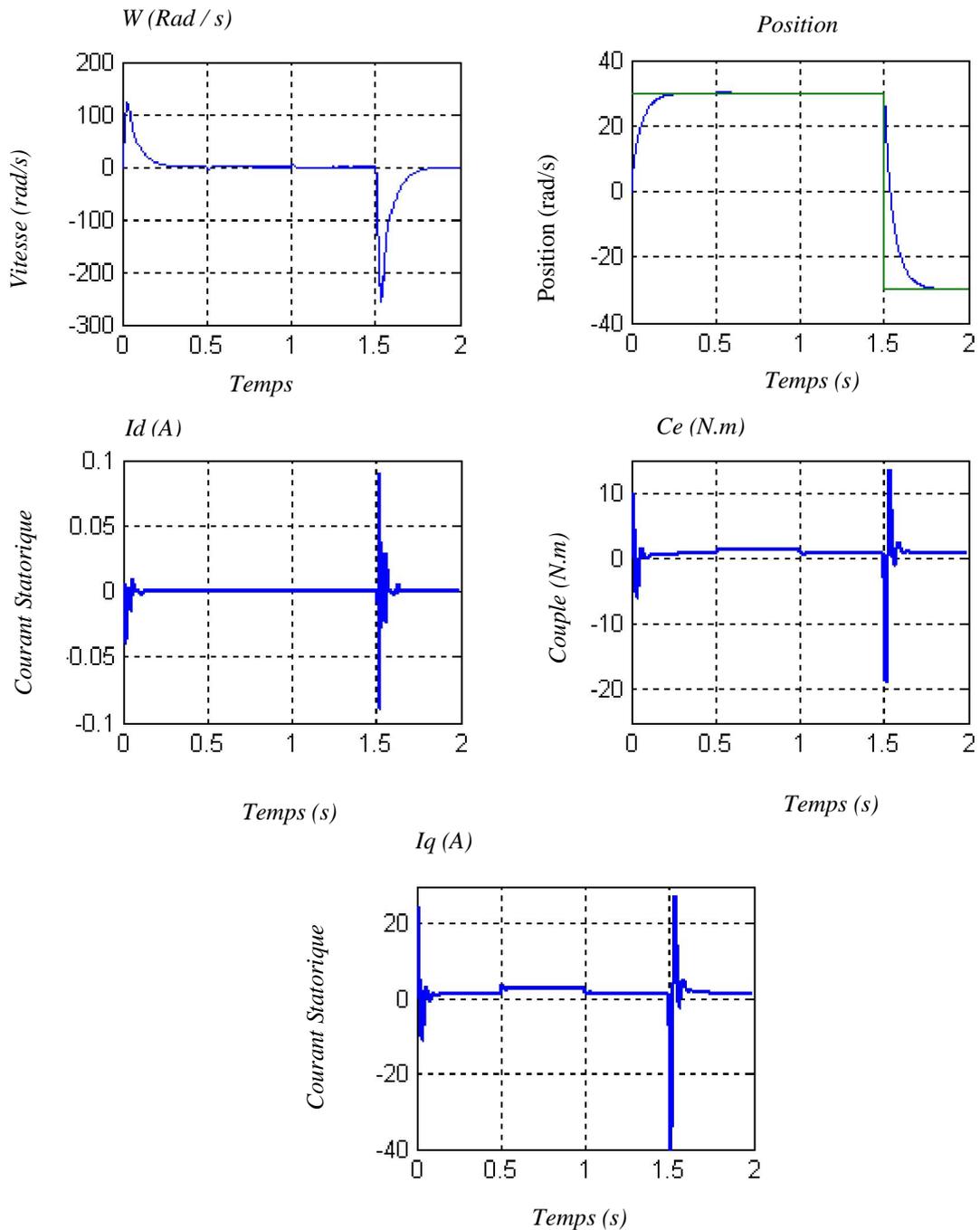


Figure III-7 Comportement Dynamique de la MSAP avec un Régulateur D'état de Position.

III.8 Etude de Robustesse aux Variations Paramétrique

Nous allons varier l'inertie, le flux et l'inductance et la résistance statorique, ensuite nous effectuerons une variation simultanée de tous les paramètres, le tableau suivant résume les variations et les courbes correspondantes comme le chapitre précédent

	(1)	(2)	(3)	(4)
R_s	$0.5R$	$0.75R$	$1.25R$	$1.5R$
L_q	$0.5 L_q$	$0.75 L_q$	$1.25 L_q$	$1.5 L_q$
J	$1.5 J$	$2 J$	$2.5 J$	$3 J$
φ_f	$1.1 \varphi_f$	$0.9 \varphi_f$	$0.8 \varphi_f$	$0.7 \varphi_f$

Tableau .1.

Les variations des paramètres électriques (figures III.8, III.9) influent sur la dynamique de la vitesse (l'inversion). On remarque les oscillations sur l'allure du courant de phase et du couple électromécanique. Par contre une augmentation de l'inertie et le flux (figures III.10, III.11) l'apparition de grand oscillation et dépassement.

la commande en position (figures III.13, III.14), les variations des paramètres n'influent pas sur la dynamique position par contre l'augmentation du flux et de l'inertie. Les figures (III-15, III.16) apparaissent une oscillation en régime permanent et observe un pic sur l'allure du couple et les courants (l'inversion)

Les performances du réglage d'état de la vitesse et la position sont très satisfaisantes, et le découplage n'est pas affecté par l'inversion de vitesse par contre de la position.

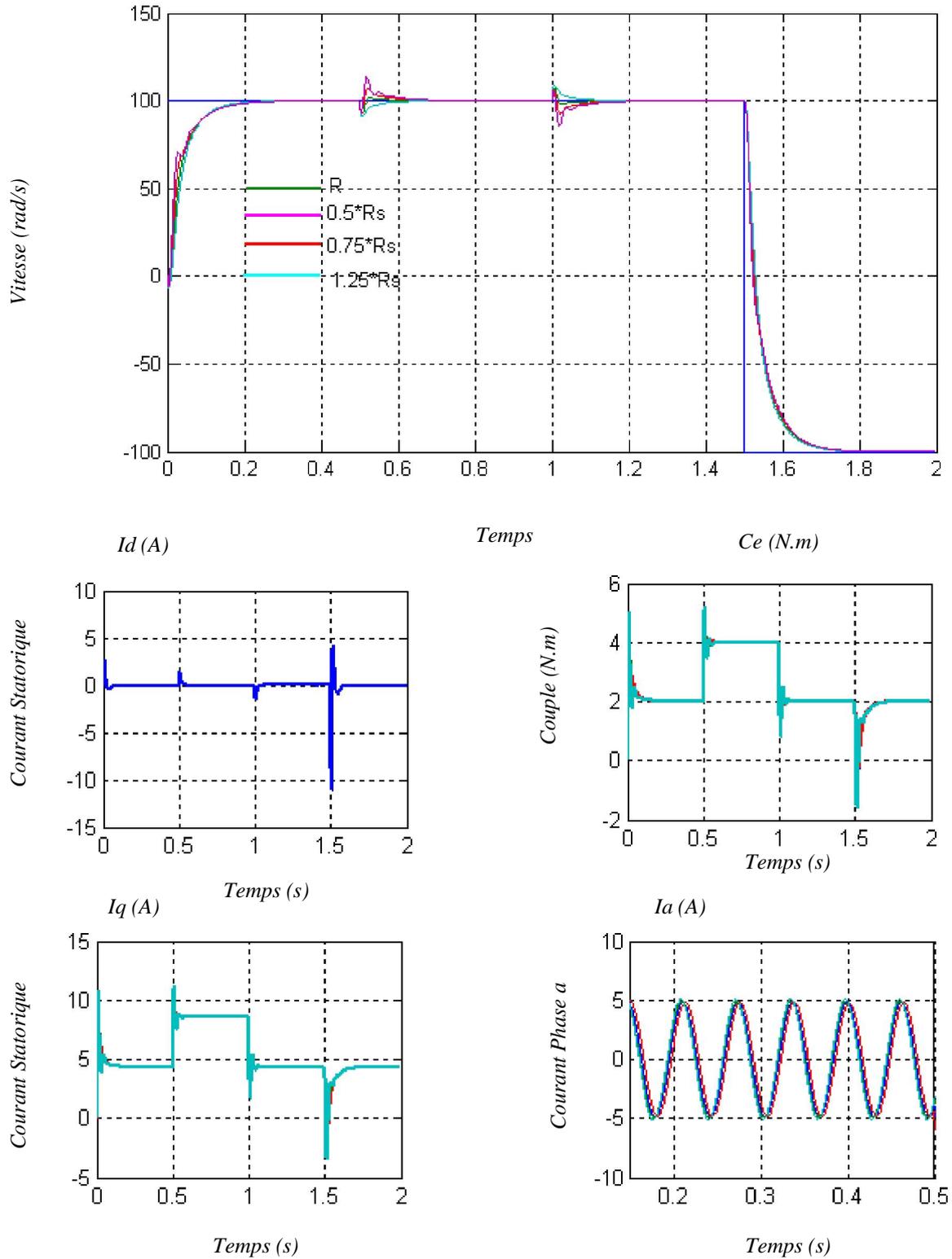


Figure III.8 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation de la Résistance Statorique (1 , 0.5, 0.75, 1.25) R_s .

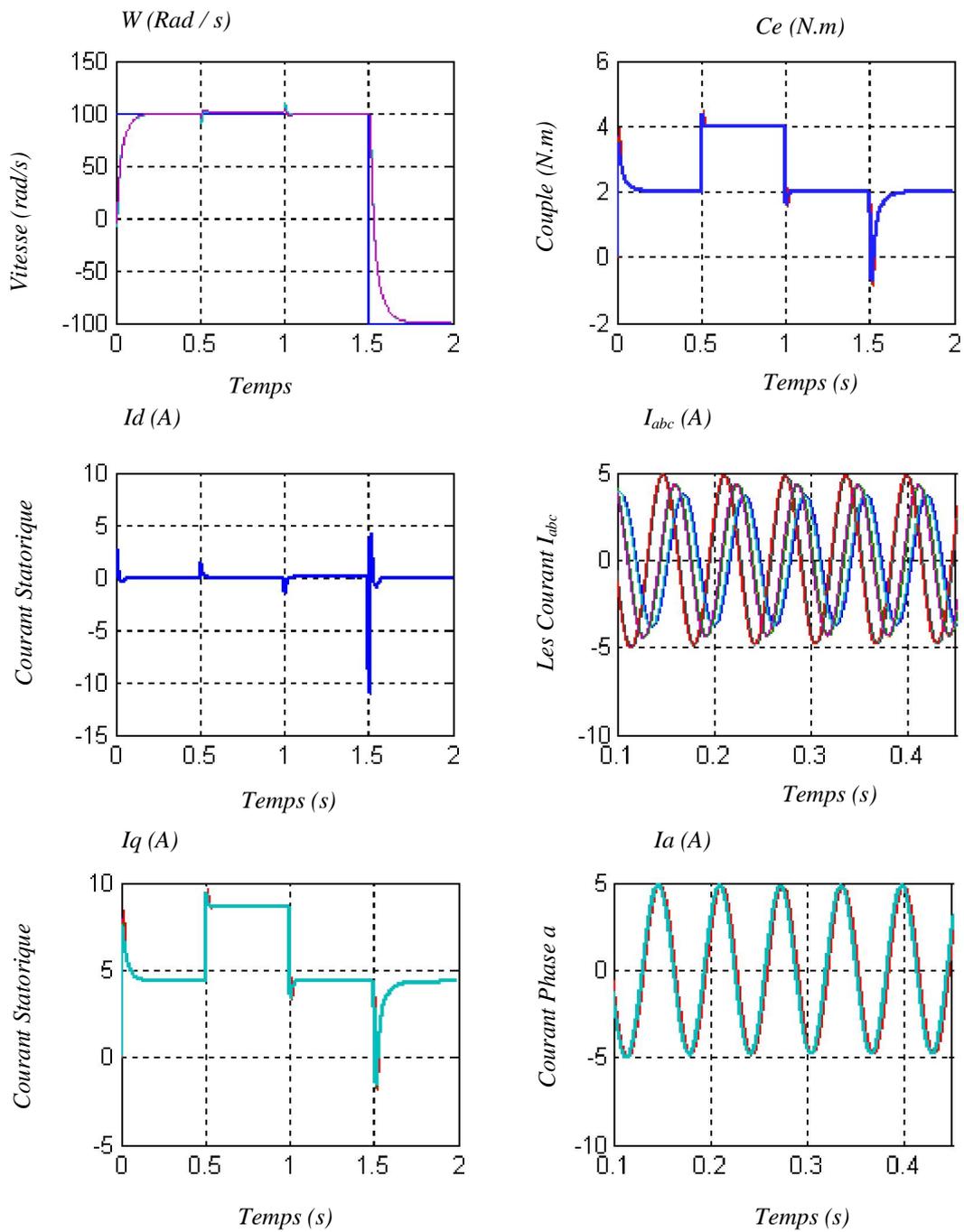


Figure III.9 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation de L'inductance Transversale (1, 0.5, 0.75, 1.25) L_q.

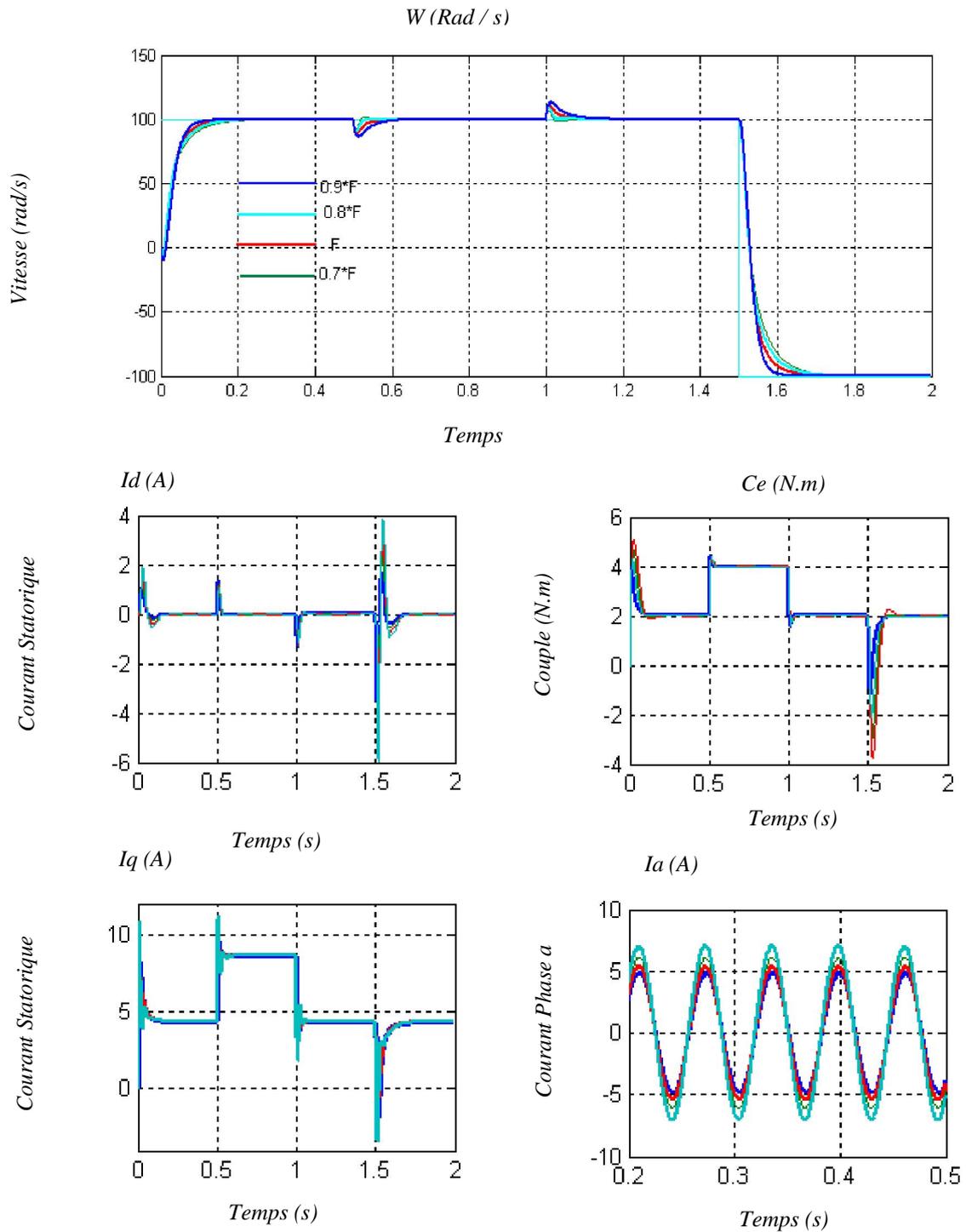


Figure III.10 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation du Flux des Aimants (0.7, 0.8, 0.9, 1) φ_f

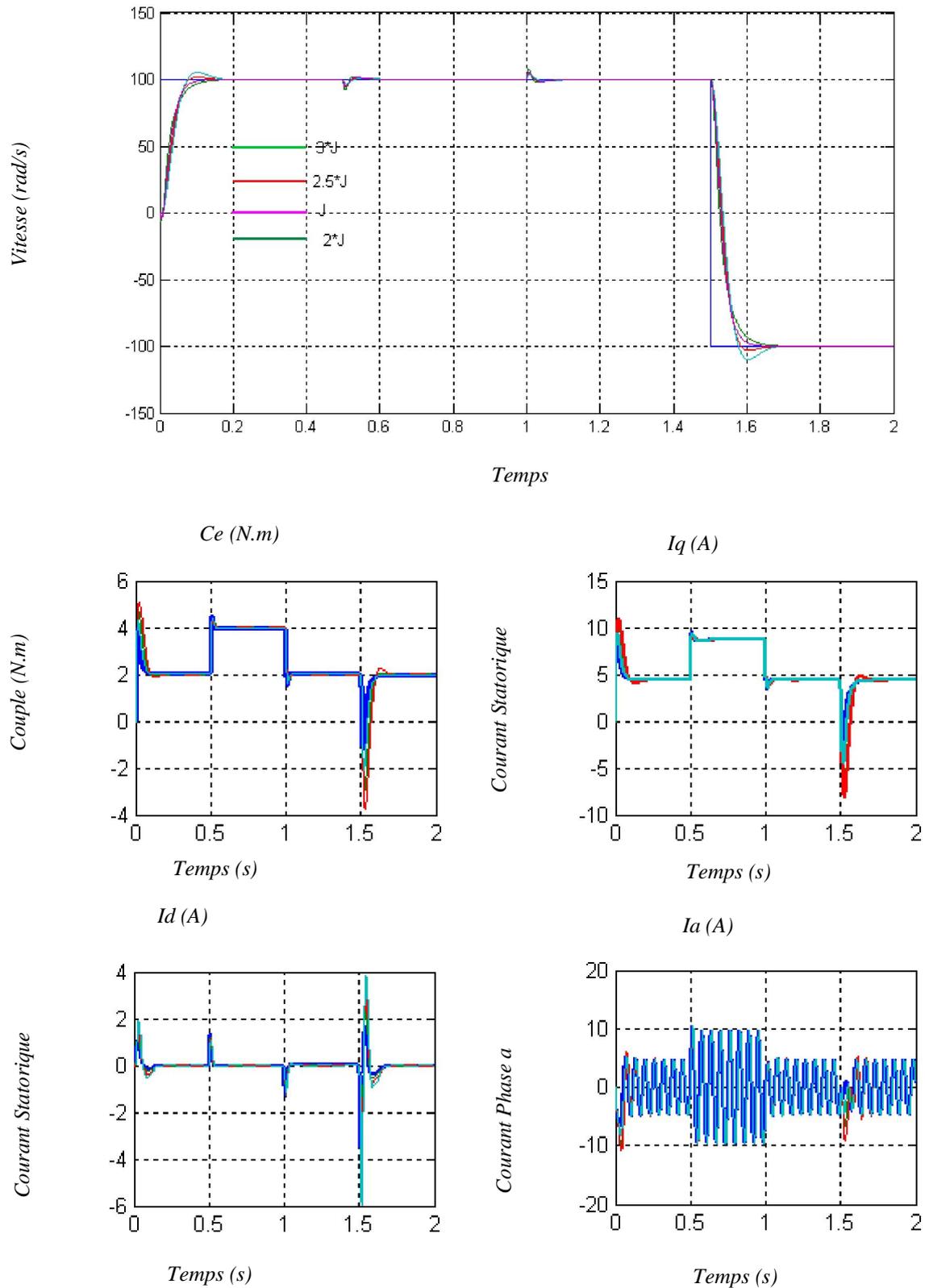


Figure III.11 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation du Moment D'inertie (1, 2, 2.5, 3) J.

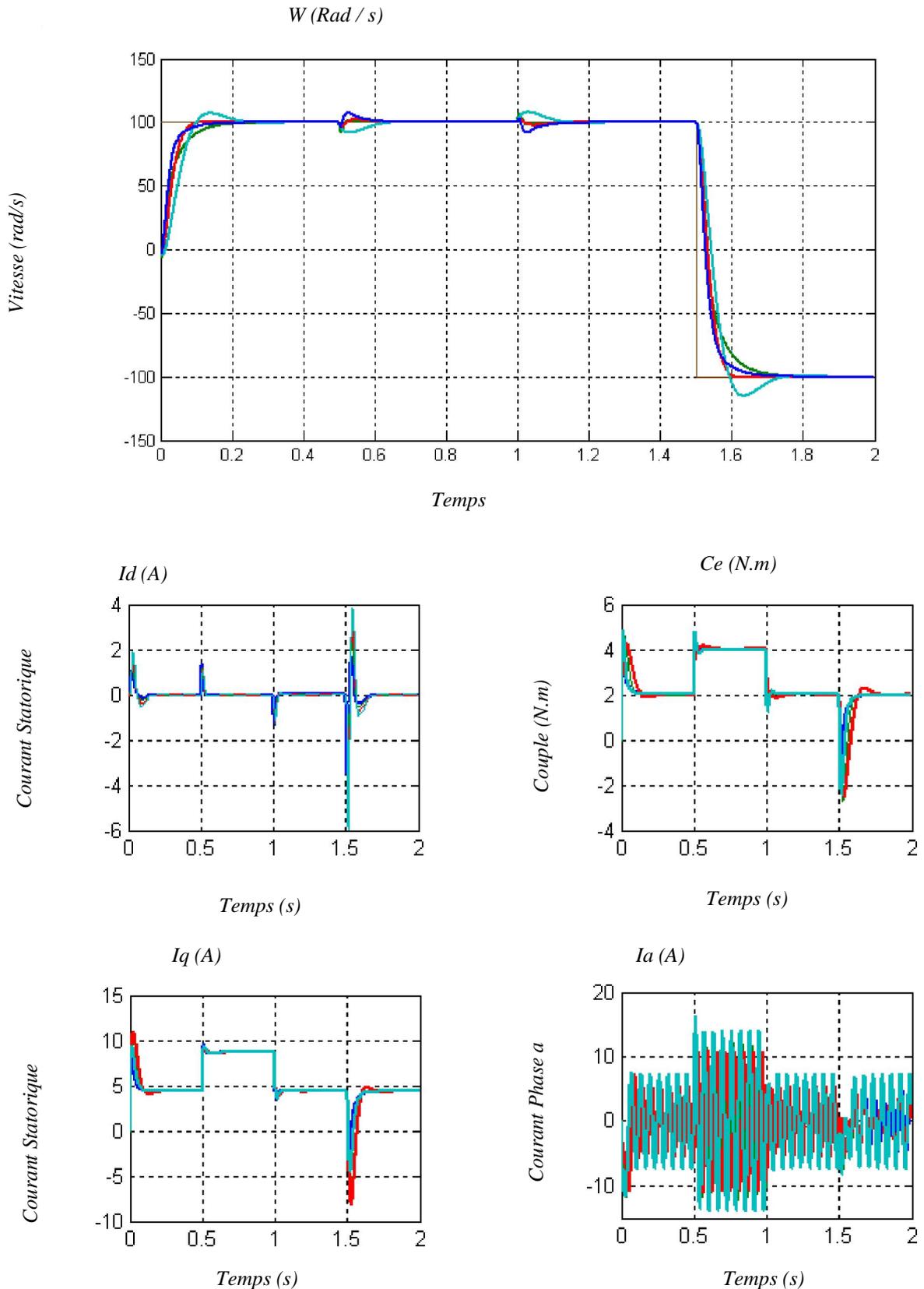


Figure III.12 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation Simultanée de tous les Paramètres.

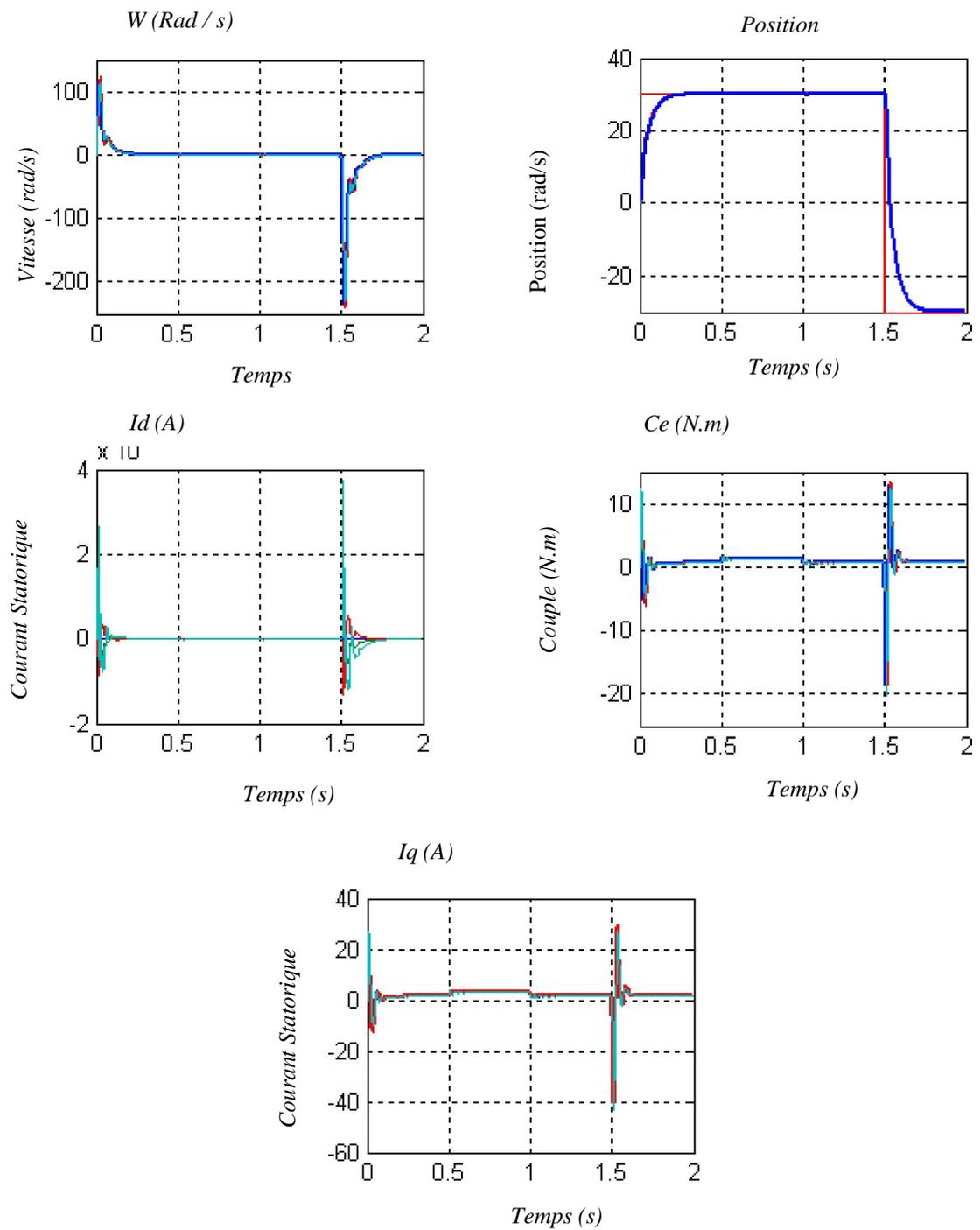


Figure III.13 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors de Variation de la Résistance Statorique (0.5, 0.75, 1.25, 1.5) Rs.

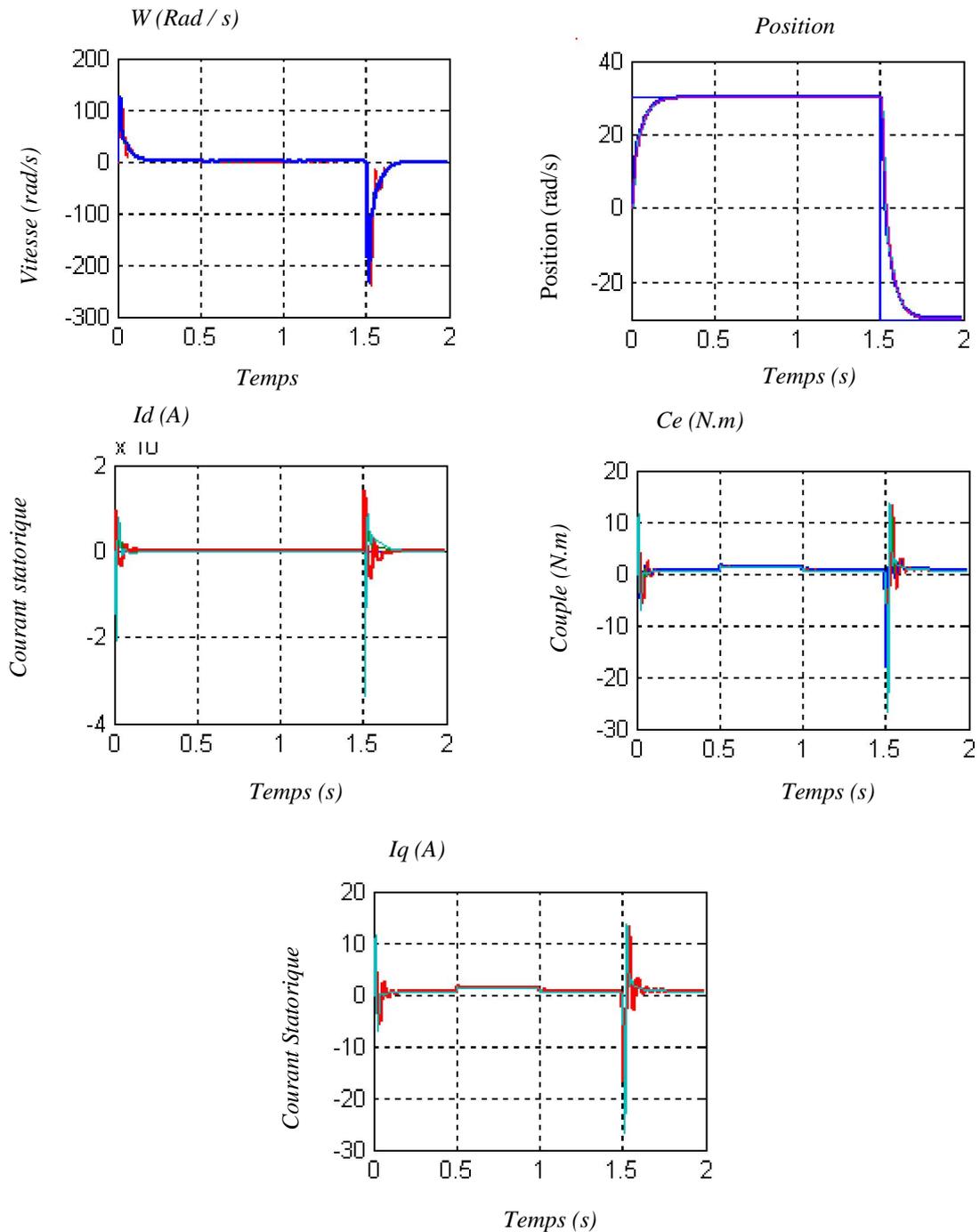


Figure III.14 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors de Variation de L'inductance Transversale (0.5, 0.75, 1.25, 1.5) L_q .

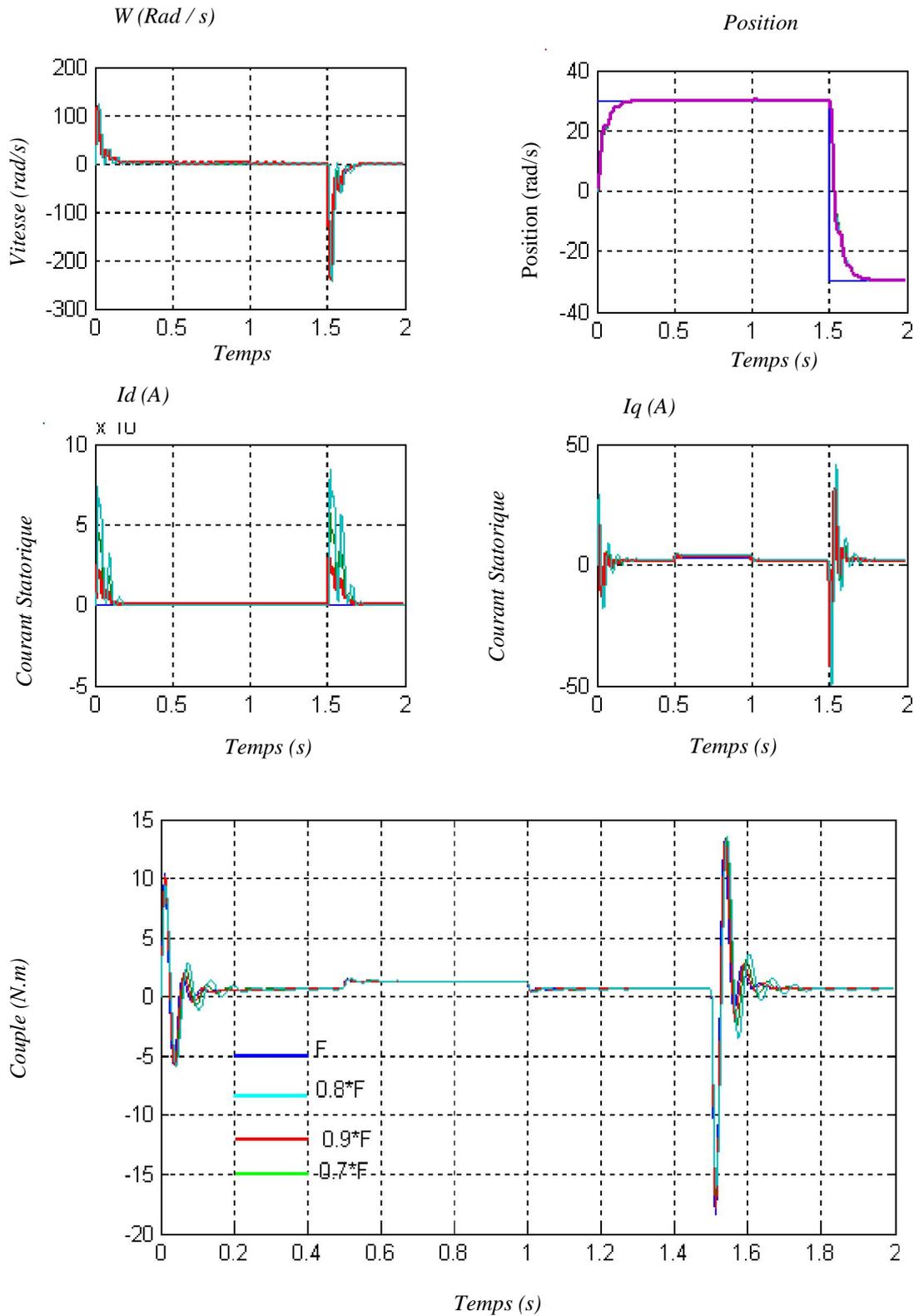


Figure III.15 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors de Variation du Flux des Aimants (0.7, 0.8, 0.9, 1) φ_f

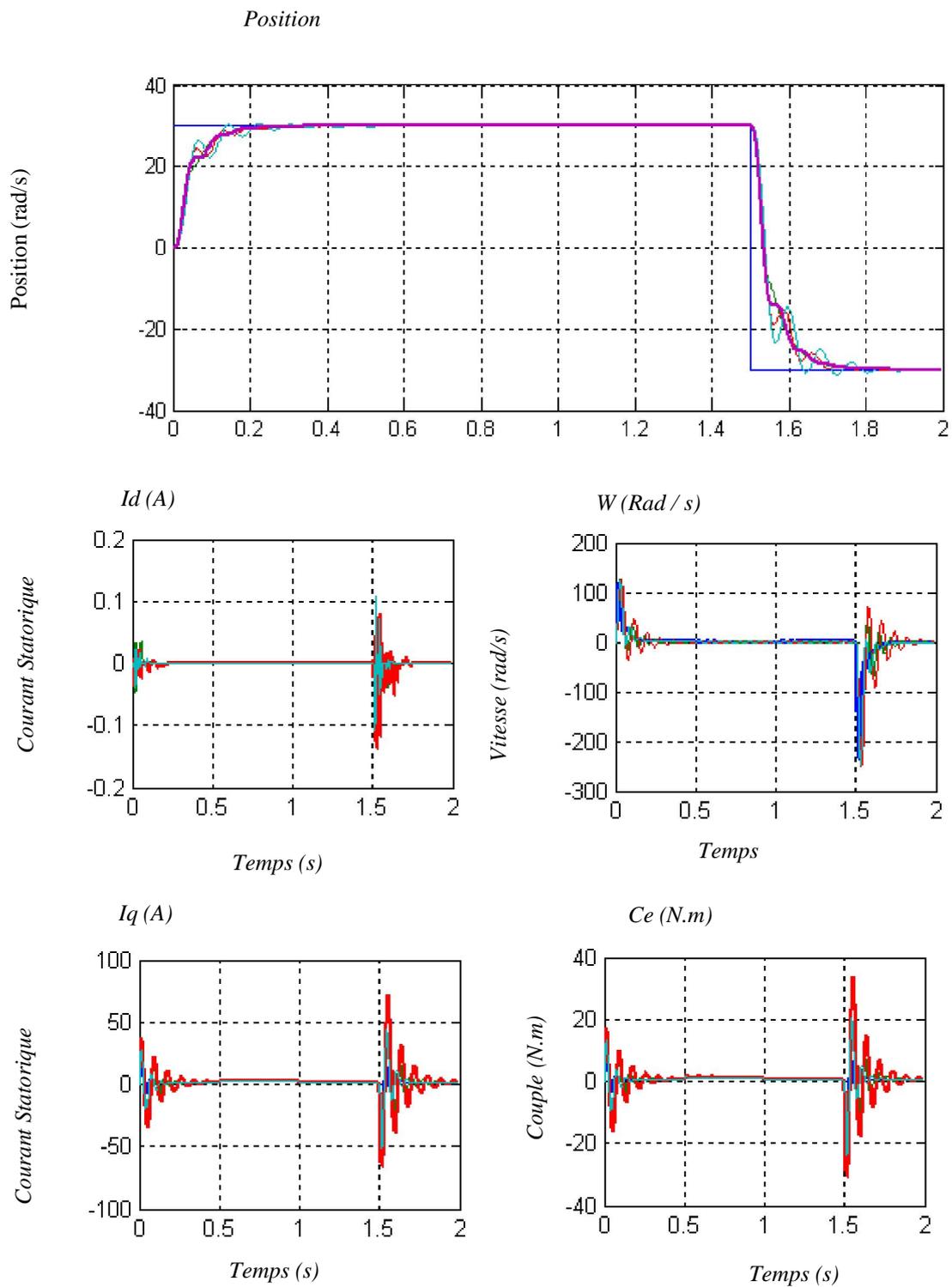


Figure III.16 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors de Variation du Moment D'inertie (1.5, 2, 2.5,3) J.

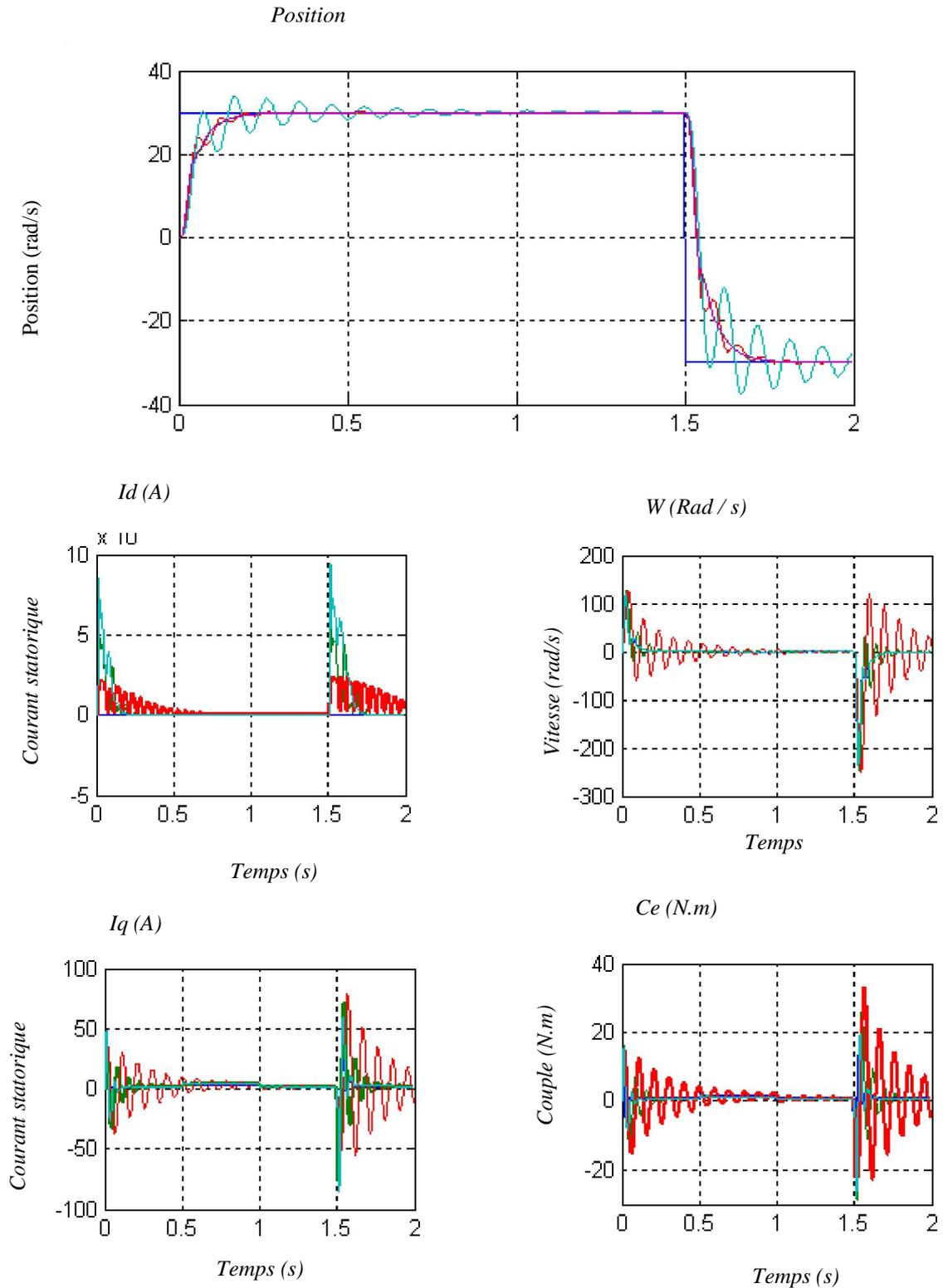


Figure III.17 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Position lors de Variation Simultanée de tous les Paramètres.

III.8- Conclusion :

On peut affirmer ainsi dans ce travail, que la commande par retour d'état à placement des pôles robuste applique à une machine synchrone à aimant permanent alimentée en tension commande par orientation de flux se voit efficace car on obtient une meilleure stabilité.

La commande par retour d'état nécessite plusieurs essais pour trouver le meilleur emplacement des pôles, sans qu'il y ait toutefois unicité de la solution.

Dans ce chapitre, le réglage de vitesse et de position de la machine synchrone à aimants permanents, a donné des résultats intéressants, à savoir, un faible rejet de perturbation temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent. Le découplage entre le couple et le flux est parfait par apport le régulateur classique.

Chapitre IV

Commande par Logique Floue de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

IV.1 Introduction

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variants. Parmi ces techniques, on trouve la logique floue.

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire, une logique fondée sur les variables pouvant prendre outre les valeurs vrai ou faux, les valeurs intermédiaires vraies ou faux avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes. Il s'agit d'une nouvelle technique traitant la commande numérique des processus et de prise de décision.

Cependant, les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi A.Zadeh de l'Université de Californie de Berkeley. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine etc..., dans le but de compléter les systèmes experts et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision.

Tandis que son application au niveau des systèmes de réglage et de commande est relativement récente, depuis quelques années la commande par la logique floue a connu essentiellement au Japon à partir de 1985 un essor appréciable. En effet, elle a été appliquée dans des problèmes industriels pour résoudre des problèmes de régulation aussi divers, liés à l'énergie, le transport, les machines outils, et la robotique, etc.....[18] [19].

D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilité d'implémentation
- Solution de problèmes multi variables complexes
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue à la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanent, nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous décrivons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique. Nous détaillons ensuite les différentes phases de conception de contrôleurs flous de vitesse et de position de la machine synchrone à aimants permanent.

IV.2. La Logique Floue

IV.2.1 La Théorie Des sous-ensembles Flous

La théorie des ensembles flous, également appelés sous-ensembles flous, émise par ZADEH

en 1965, a pour principe de base la notion d'appartenance d'un élément à un ensemble. En logique booléenne classique, la caractéristique logique fondamentale d'un ensemble est la frontière, stricte, entre les éléments appartenant à l'ensemble et ceux qui en sont exclus. L'ensemble est alors parfaitement défini par sa fonction caractéristique φ à valeurs dans $\{0; 1\}$. En logique floue, en revanche, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble flou est décrite par une fonction d'appartenance [22].

On considère un ensemble de référence U . Un sous-ensemble flou A de ce référentiel U est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A de U dans l'intervalle $[0; 1]$. A tout x de U , on associe une valeur $\mu_A(x)$ telle que $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$.

La fonction d'appartenance μ_A généralise le concept d'appartenance et la notion de fonction caractéristique, tel que définis sur un ensemble classique.

Plusieurs fonctions d'appartenance, de forme géométrique variable, sont envisageables. On retrouve usuellement des fonctions simples, telles que des fonctions d'appartenance triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes.....

IV.2.2 Variable Linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés en langage naturel et non pas des nombres. Elle sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue.

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ où x désigne le nom de la variable, X son univers de discours, et $T(x)$ son ensemble de valeurs linguistique. Par exemple, si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine $X = [-100, 100]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :
 $T(\text{vitesse}) = \{\text{Négative grande (NG), Négative petite (NP), Environ zéro (ZE), positive petite (PP), positive grande (PG)}\}$

Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en figure (IV.2).

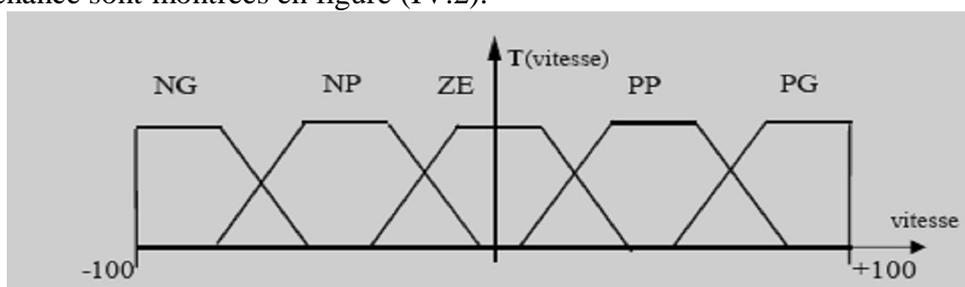


Figure IV.2. : Fonctions D'appartenance de $T(\text{vitesse}) = \{\text{NG, NP, ZE, PP, PG}\}$

IV.2.3 Opérations sur Les ensembles Flous

Les opérations sur les ensembles flous sont des extensions des opérations connues sur les ensembles classiques. Elle permet de d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. En effet, si les valeurs d'appartenances sont restreintes aux valeurs 0 et 1, alors les opérateurs flous (Et, Ou, négation, ...etc.) devraient donner les mêmes résultats que ceux classiques[23].

- **Egalité**

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux ($A=B$) si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in X \text{ .Si } \exists x \text{ Tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B \quad (\text{IV.1})$$

- **Inclusion**

Soit deux ensembles flous, A et B de X . L'ensemble A est inclus dans le l'ensemble B , ($A \subseteq B$), si leurs fonctions d'appartenance sont telles que :

$$\forall x \in X; \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{IV.2})$$

L'inclusion définit une relation d'ordre.

- **Intersection**

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET. Le degré de vérité de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés de vérité de A et de B :

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.3})$$

- **Union**

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU. Le degré de vérité de la proposition " A OU B " est le maximum des degrés de vérité de A et de B .

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.4})$$

IV.2.4 Fonction D'appartenance

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeurs de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes suivantes (figure IV.3) :

∅ Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$:

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (\text{IV.5})$$

∅ Fonction trapézoïde : elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (\text{IV.6})$$

Ø **Fonction Gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres $\{ \sigma, m \}$:

$$\mu(x) = \exp \left(- \frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (\text{IV.7})$$

Ø **Fonction Sigmoidale** : elle est définie par deux paramètres $\{ a, c \}$

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))} \quad (\text{IV.8})$$

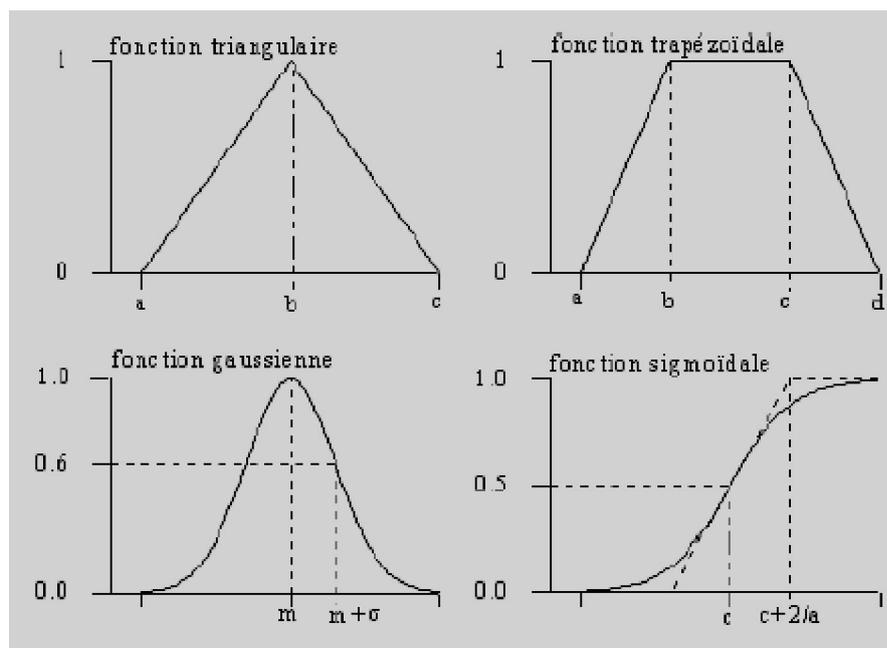


Figure (IV.3) : Forme des Fonctions D'appartenance Usuelles.

IV.3- Raisonnement Floue

Le mode naturel est trop complexe. Ces mesures sont soumises à des imprécisions, vagues et éventuellement incertaines. Le raisonnement de ces connaissances en logique classique ne suffit pas, on fait appel à un raisonnement flou.

IV.3.1- Implication Floue

Une règle de forme générale “Si x est A alors y est B ”définit une relation floue sur $A \times B$ entre les variables x et y, et dont la relation d'appartenance est notée par :

$$(x,y) \rightarrow \mu_R(x,y) \quad (\text{IV.9})$$

L'implication (ou relation) floue peut être modélisée [24] :

∅ soit par un opérateur de conjonction ET flou :

$$\mu_R(x,y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{Mamdani}).$$

$$\mu_R(x,y) = \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{Larsen}).$$

∅ soit par une implication floue :

$$\mu_R(x,y) = \min(1, 1 - \mu_B(y) + \mu_A(x)) \quad (\text{Lukasiewicz}).$$

$$\mu_R(x,y) = 1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \times \mu_B(y) \quad (\text{Reichenbach}).$$

IV.3.2- Modus Ponens Généralisé

Dans la théorie mathématique des raisonnements logiques, il existe plusieurs méthodes de démonstration des résultats d'analyse aboutissant à des conclusions. L'induction, la déduction et l'analogie font partie de cette méthode de raisonnement. Le raisonnement logique repose en général sur un ensemble de tautologies qui conduisent à des solutions triviales déduites des théorèmes de logique propositionnelle ne contenant aucune information sensée et nouvelle. Les lois de la logique de raisonnement formel sont des exemples de tautologie.

Le Modus Ponens qui désigne le mode de raisonnement par l'affirmation, fait partie des tautologies importantes de la logique formelle classique. La dénomination du mode de raisonnement, exprime en termes latins hérités de la Scolastique, définit une proposition logique de la forme suivante :

$$(A \cap (A \Rightarrow B)) \Rightarrow B \quad (\text{IV.10})$$

C'est-à-dire que, si A et $A \Rightarrow B$ désignent des propositions vraies toutes les deux, alors la proposition B est également vraie. Le Modus Ponens étendu à la logique floue a donné le Modus Ponens Généralisé (MPG), dont le schéma de raisonnement logique se présente comme suit :

Règle : Si x est A alors y est B

Observation : x est A0.

Conclusion : y est B0.

Dans le cas général, A0 et B0 sont des sous-ensembles flous. Il convient de faire remarquer que, dans la formulation du MPG, on a :

$$A \neq A' \text{ et } B \neq B' \quad (\text{IV.11})$$

La particularité du MPG réside ainsi dans le fait qu'il accepte un fait d'observation qui n'est pas totalement identique à celui énoncé dans la partie prémisse de la règle. Le Modus Ponens Généralisé, qui avait fait l'objet de quelques publications [24], peut être considéré comme une extension et une généralisation du Modus Ponens booléen.

IV.4- Structure Générale d'un Système Flou

Le contrôle flou est l'étude, la mise au point, et l'expérimentation de systèmes basés sur des règles floues. La première étape dans la construction d'un contrôleur flou est de définir une base de connaissances contenant l'information sur les variables linguistiques et les sous-ensembles flous les caractérisant, ainsi que les règles liant ces variables, basées sur une connaissance experte du problème, permettant d'aboutir à la détermination de la sortie. Ces sorties sont évaluées par le contrôleur, à partir des entrées floues, issues du processus de fuzzification des entrées réelles, et des règles de commande floues. Les sorties intermédiaires, issues de l'évaluation des règles floues demeurent des variables floues, qu'il est nécessaire de modifier par le processus de défuzzification, afin d'obtenir les informations de commande non floues destinées au processus final [26].

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (fig. IV.2).

- ∅ Base de connaissances.
- ∅ Moteur d'inférence.
- ∅ Interface de Fuzzification.
- ∅ Interface de defuzzification.

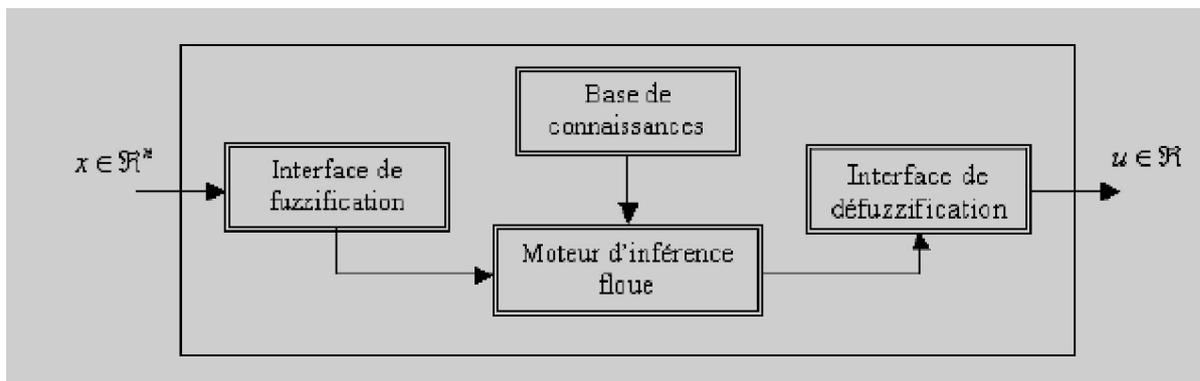


Figure. IV.2. Structure Interne d'un Système Flou

IV.4.1-Interface de Fuzzification

Transforme les entrées numériques (vecteurs précises) en des ensembles flous. Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure x_0 est exacte, le sous-ensemble flou A_x doit être représenté par un *fait précis*. Par conséquent, on utilise comme opérateur de fuzzification la transformation dite de singleton. La fonction d'appartenance des sous ensemble flou A_x est alors définie par :

$$\mu_{A_x}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

La figure (IV.3) montre l'aspect de cette fonction d'appartenance.

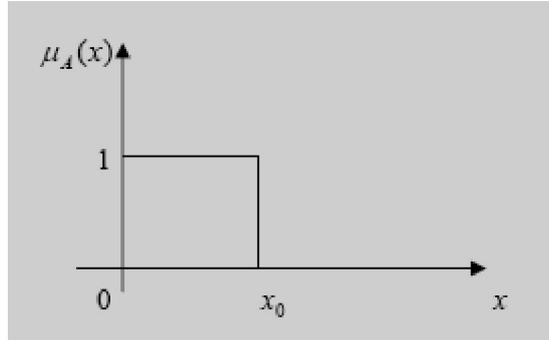


Figure IV.3 : Méthode de Fuzzification pour une Mesure Exacte

Par contre, si la mesure de la variable est incertaine, par exemple à cause du bruit, le sous-ensemble flou A_x doit être représenté par un fait imprécis. On utilise alors la méthode de fuzzification qui associe à la variable de mesure x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple :

$$\mu_{A_x}(x) = \max\left\{0; 1 - \frac{|x - x_0|}{\varepsilon}\right\} \quad (\text{IV.13})$$

La représentation graphique de cette fonction est représentée par la figure (III.4). Ce sous-ensemble flou comprend donc la mesure x_0 avec une appartenance unité et les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 .

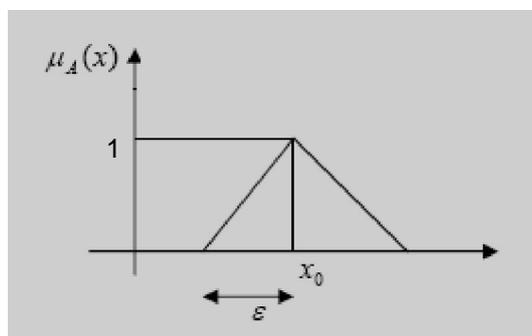


Figure IV.4 : Méthode de Fuzzification pour une Mesure Incertaine

La base du triangle ε est fonction de l'importance relative des erreurs de mesures. En effet, plus elles sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc, plus le triangle doit s'élargir.

IV.4.2 Base de Connaissances

La conception d'une base de connaissances représente la phase dans la conception des systèmes experts. Elle comprend la base de données et la base des règles floues

- **La base de Données**

Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et sortie.

- **La Base des Règles Floues**

Elle rassemble l'ensemble des règles floues de type « Si Alors » décrivant en termes linguistiques basés sur la connaissance d'un expert le comportement dynamique du système.

$$R_i : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^i \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^i \text{ Alors } u_i \text{ est } B^i$$

Avec :

$[x_1 \dots x_n]$: Les entrées du régulateur.

u_i : La sortie du régulateur.

Chaque régulateur activé donne un sous-ensemble flou de sortie.

IV.4.3-Moteur D'inférence Floue

La fonction de base de ce module est de calculer la valeur totale de la variable de commande basée sur la contribution de chaque règle de la base de règles, chaque contribution individuelle représente les valeurs des variables de sorties calculées par une seule règle.

Dans le mécanisme d'inférence on distingue deux types d'opérateurs, l'opérateur de conjonction ET qui lie les différentes variables de la règle, et l'opérateur de disjonction OU qui lie l'ensemble de règles. Ces deux opérateurs peuvent être réalisés par différentes manières, en effet l'opérateur ET peut être réalisé par le produit algébrique ou l'intersection floue (min), et l'opérateur OU par la somme algébrique ou l'union floue (max).

Ces différentes réalisations introduisent plusieurs mécanismes d'inférences:

- **Méthode D'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur «ET» par la formulation du minimum.

La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [27].

- **Méthode D'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum

- **Méthode de Sugeno**

L'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

IV.4.4-Interface de Defuzzification.

Le résultat de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication floue, Max-min, Max-prod ou Som-prod, est une valeur floue. Cette information ne peut être utilisée directement pour contrôler le système. Une transformation doit être prévue à la sortie du bloc d'inférence pour la convertir en grandeur fixe, cette transformation étant connue par le terme defuzzification (concrétisation) [19].

Plusieurs méthodes de defuzzification existent en logique floue, les plus utilisées sont :

- **La Méthode du Centre de Gravité.**

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur

$$dU_n = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (\text{IV.14})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul [20].

- **Méthode par Valeur Maximum**

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

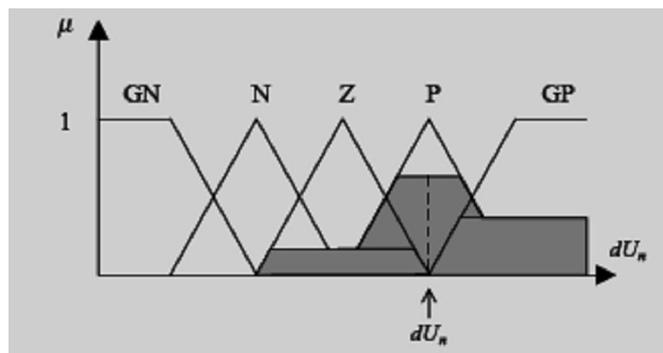


Figure IV.5 Defuzzification par Valeur Maximum

- **Méthode des Hauteurs Pondérées :**

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x \mu_{Ri}(x)}{\sum \mu_{Ri}(x)} \quad (\text{IV.15})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

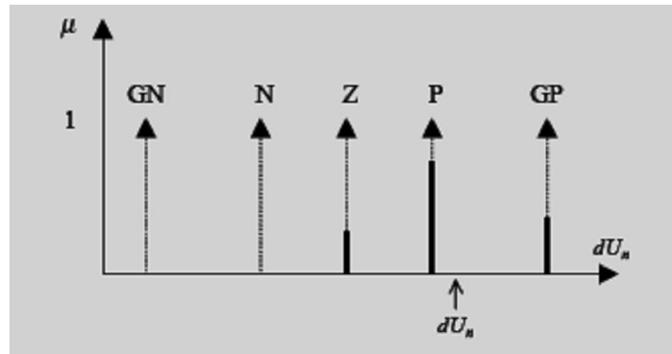


Figure IV.6 Defuzzification par la Méthode des Hauteurs Pondérées

IV.5-Conception des Régulateurs Flous de Vitesse et de Position

IV.5.1-Régulateur Flou de Vitesse

Nous allons maintenant lustrer les principes du contrôleur flou l'exemple de la régulation de vitesse et de position de la machine synchrone à aimants permanents. La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

1 ère étape : Choix des Entrées et Sorties

Dans le cas de la régulation de vitesse, on utilise habituellement de l'erreur ($e = \omega_{ref} - \omega$) et de la dérivée d'erreur (de) et parfois de l'intégration d'erreur

$$\begin{cases} e(k) = \omega_{ref}(k) - \omega(k) \\ de(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du courant de référence i_q dans le schéma de la commande vectorielle de la machine synchrone. Si cette sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD figure (IV.7)

et peut écrire: $i_q = Fuzzy(e, de)$

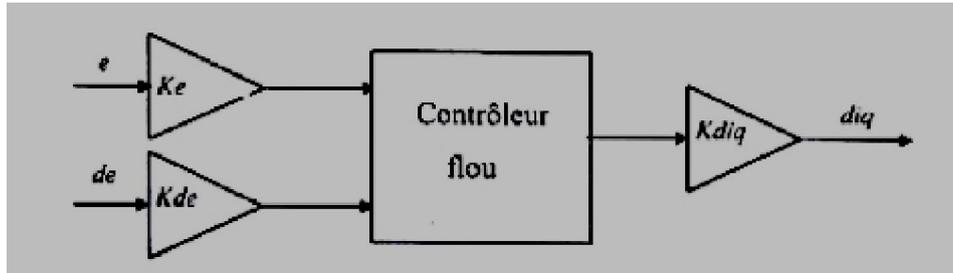


Figure IV.7 Schéma de Principe d'un Contrôleur Flou de Type PD

Par contre si la sortie du contrôleur flou est considérée un incrément de commande, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI et on peut écrire

$$di_q = Fuzzy(e, de) \text{ ou encore } di_q = Fuzzy\left(\int edt, \int de\right)$$

Soit

$$i_q(k) = di_q(k) + i_q(k-1) \tag{IV.17}$$

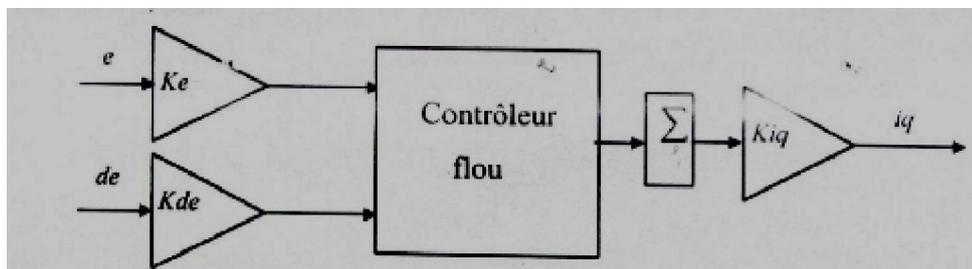


Figure IV.8 Schéma de Principe d'un Contrôleur Flou de Type PI

Le contrôleur de type PID peut être obtenu en combinant des contrôleurs flous de type PI et PD de façon suivant :

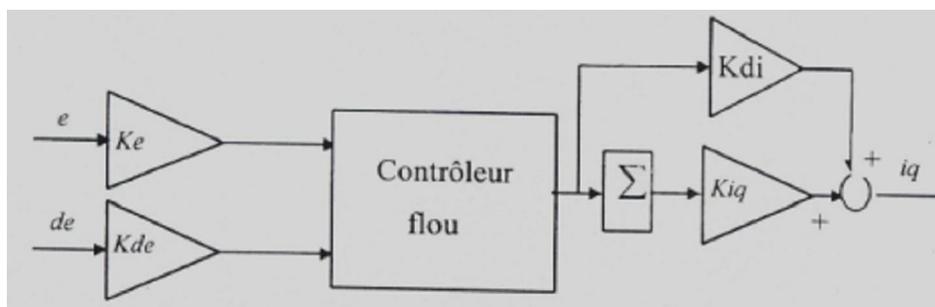


Figure IV.9. Schéma de Principe d'un Contrôleur Flou de Type PID

On remarque que cette structure de commande floue de type PID figure (IV.9) est en fait une association en série d'un contrôleur flou de base et d'une structure de régulateur de type PI, qui elle n'est pas floue.

Comme les fonctions d'appartenance sont normalisées entre $[-1,1]$, les variables sont multipliées avec des gains proportionnels. Finalement, la structure du régulateur de vitesse à logique floue est représentée par la figure (IV.10) Le système est composé :

- du contrôleur flou composé
- d'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (de)
- des facteurs d'échelle associée à l'erreur, de sa dérivée et à la commande (d_{iq})
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur, de sa variation et de la commande.
- des règles de contrôle flou et d'un moteur d'inférence.
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour la variation de la commande floue en valeur numérique
- d'un bloc intégrateur
- du processus à contrôler

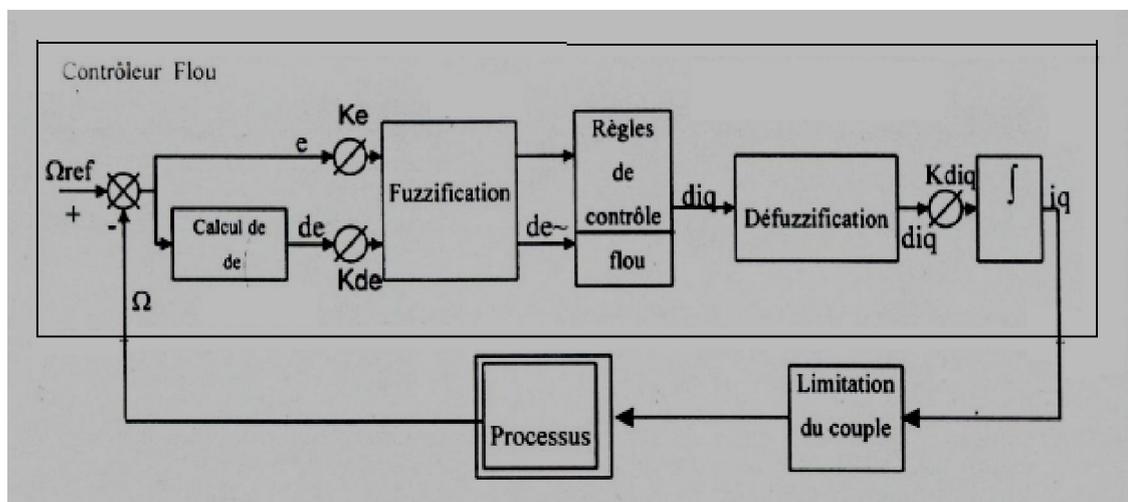


Figure IV.10. Structure du Régulateur de Vitesse à Logique Floue

2ème étape : Définition des Fonctions D'appartenance

Les fonctions d'appartenance des variable d'entrée et de sortie sont illustrées par la figure (IV.11) .on constate que les fonctions d'appartenance de l'erreur ont une forme asymétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré .Afin de faciliter l'implantation numérique du contrôleur flou, nous utilisons des fonctions d'appartenance singletons pour la variable de sortie figure (IV.12)

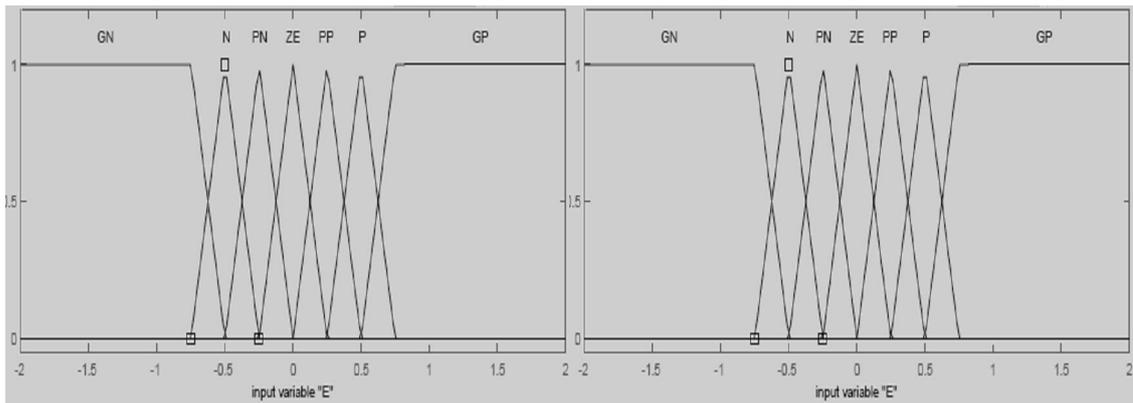


Figure IV.11 : Fonction D'appartenance des Variable D'entrées

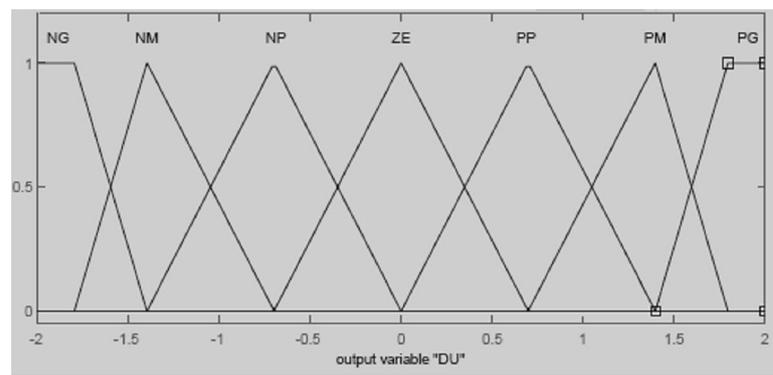


Figure IV.12 : Fonction D'appartenance de la Variable de Sortie

3^{ème} étape : Définition du Comportement du Contrôleur Flou

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur .c'est de nouveau à un expert à sa connaissance du problème que l'on se fier le plus souvent .Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus).

Les règles floues, qui permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrées, sont déduites à partir de la table de Mac-Vicar ou par l'utilisation de l'analyse dans le plan de phase. Ainsi, on obtient la table d'inférence suivante (table. IV.1).

Les valeurs linguistiques : NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, ZE : Zéro (nulle), PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen et PG : Positif Grand.

e \ Δe	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Table. IV.1

Dans ce tableau, chaque élément formalise une règle comme, par exemple :

Si (e (k) est NM) et (de (k) est ZE), alors (du (k) est NM)

Cet ensemble de règle regroupe toutes les situations possibles du system évaluées par les différentes valeurs attribuées à (e) et à sa variation (de) et toutes les valeurs correspondantes de la variation de la commande diq.

Les univers de discours normalisés associés à (e),(de) et à (diq) sont identiques et sont fixés entre [-1 ;1].cette normalisation des variables d'entrée (sortie) nécessite donc l'obtention de facteurs d'échelles respectifs pour chacune d'elles.

L'évaluation des gains proportionnels provient de l'expérience .pour le gain Ke, par exemple on peut commencer avec un facteur qui dépend de l'erreur maximale .Effectivement ces valeurs font partie de la procédure d'évaluation par simulation.

4ème étape : Sélection d'une méthode de defuzzification.

Grâce aux fonctions d'appartenance nous tirons profit du calcul de la variable de sortie

$$di_q = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(di_{q_i}) dt e_i}{\sum_{i=1}^m \mu(di_{q_i})} \tag{IV.17}$$

m : étant le nombre totale de règles.

IV.5.2-Régulateur Flou de la Position

Pour le régulateur de position on a essayé plusieurs approches, en utilisant comme variable d'entrée l'erreur entre la position réelle et la position de consigne et la variation temporelle de cette erreur, comme pour la régulation de vitesse .finalement il était le plus

simple, et avec meilleur résultat, de choisir un régulateur avec deux variables d'entrée et une variable de sortie.

Il reste à sélectionner une méthode de défuzzification. Ce choix sera conditionné par un compromis entre facilité et performance. Dans ce mémoire nous utilisons la méthode du centre de gravité.

IV.6-Résultats de Simulation

Les simulations présentées sur la figure (IV-13) et (IV.14) concernent la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents présente avec contrôleur flou de vitesse et de position.

La figure (IV-13) concerne un démarrage en charge de la MSAP pour une référence de vitesse de 100 rad/s avec variation du couple de charge à $t=0.5s$ et à $t=1s$ suivi de l'inversion du sens de rotation à -100 rad/s à $t=1.5s$. Même aussi que la figure (IV.14) le démarrage en charge et inversion de sens de rotation de la position $[30,30]$ rad/sec à l'instant $1.5s$.

Les résultats de simulation de la figure (IV.13) et (IV.14) montrent que le réglage de vitesse et de position d'une machine synchrone à aimants permanents avec contrôleur flou donne des performances, meilleurs temps de réponse et d'inversion et du régime transitoire, tout en assurant une bonne stabilité du système.

Les performances du réglage flou de la vitesse et la position sont très satisfaisantes, et le découplage n'est pas affecté par inversion de position par contre de la vitesse.

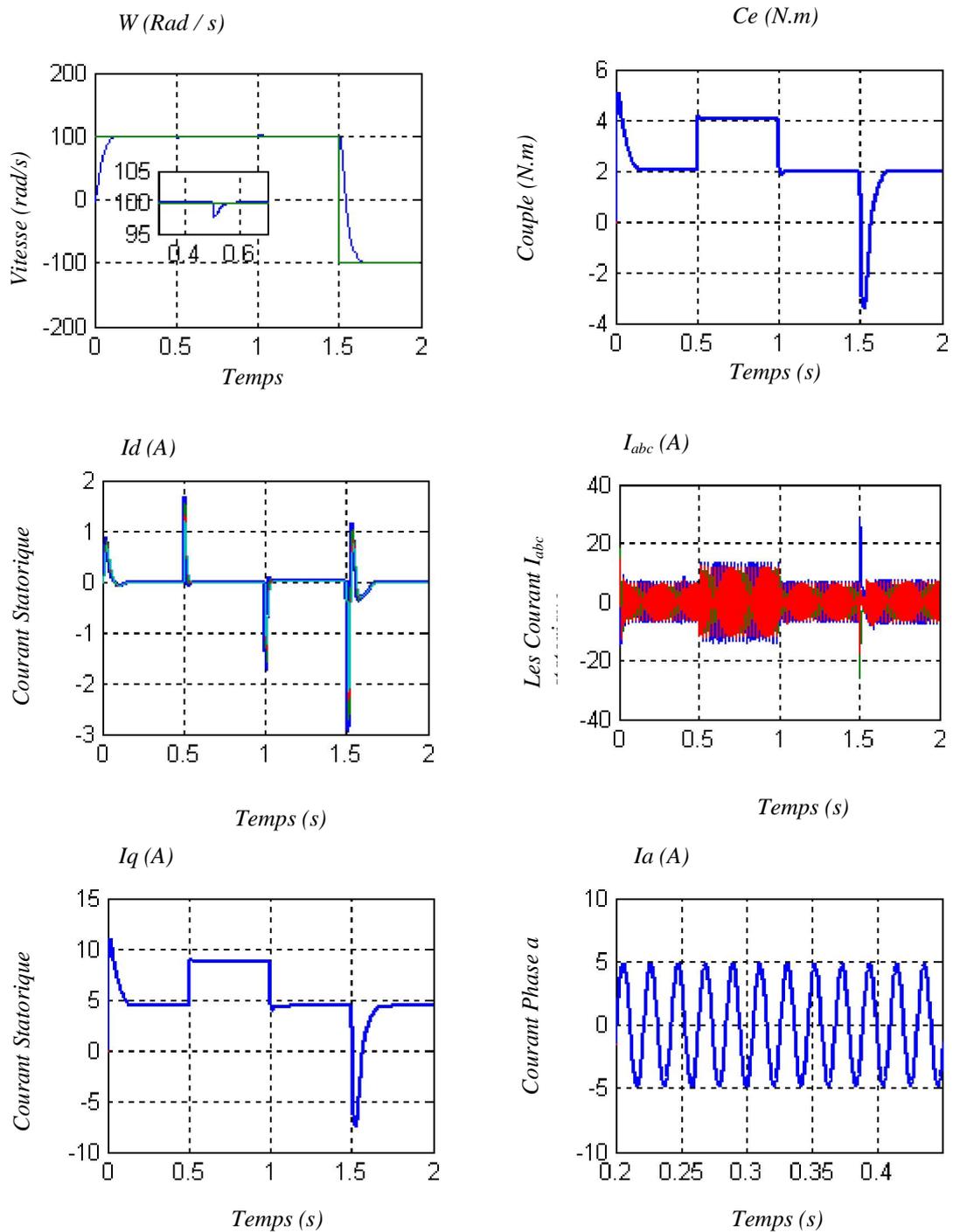


Figure IV -13 Comportement Dynamique de la MSAP avec Régulateur Flou de Vitesse lors D'une Variation de Consigne et de Perturbation.

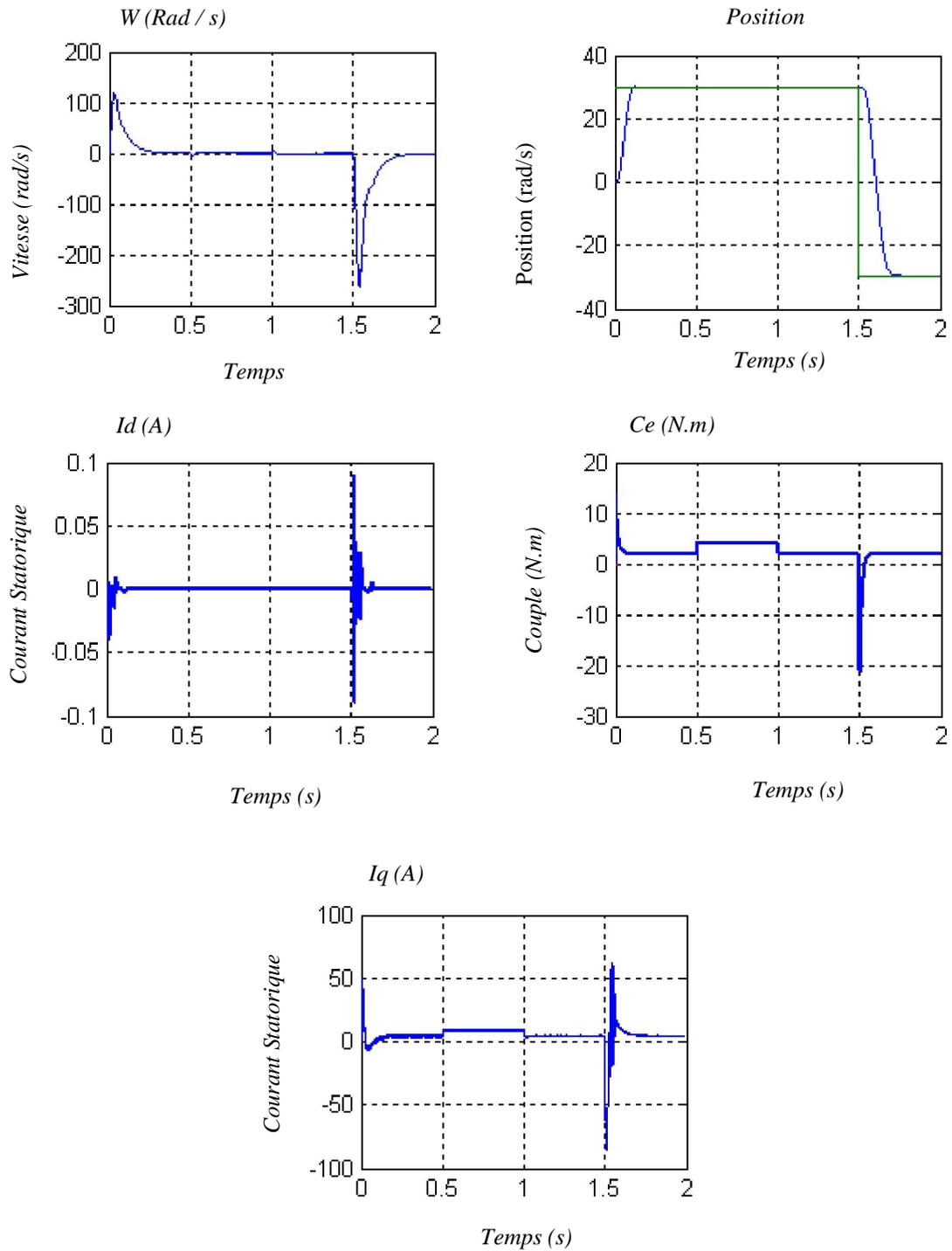


Figure IV -14 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulateur Flou de Position lors d'une Variation de Consigne et de Perturbation.

IV.6.1- Etude de Robustesse aux Variations Paramétrique

Les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de cette dernière. Nous allons varier l'inertie, le flux et l'inductance et la résistance statorique, ensuite nous effectuerons une variation simultanée de tous les paramètres, le tableau suivant résume les variations et les courbes correspondantes

	(1)	(2)	(3)	(4)
R_s	$0.5R$	$0.75R$	$1.25R$	$1.5R$
L_q	$0.5 L_q$	$0.75 L_q$	$1.25 L_q$	$1.5 L_q$
J	$1.5 J$	$2 J$	$2.5 J$	$3 J$
φ_f	$1.1 \varphi_f$	$0.9 \varphi_f$	$0.8 \varphi_f$	$0.7 \varphi_f$

Table IV.2

Nous avons également testé le comportement des contrôleurs flous de vitesse et de position vis à vis des variations paramétriques pour les mêmes conditions que dans le chapitre précédent. L'objectif de ces tests est de comparer les performances du contrôleur flou par rapport le régulateur PI.

Les variations des paramètres électriques (figures IV.15.16.17) n'influent pas sur la dynamique de la vitesse

Par contre une augmentation de l'inertie et variation tout les paramètres (figures IV.18, 19) on observe une petit oscillation.

Donc les performances du réglage flou de la vitesse sont très satisfaisantes, et le découplage est affecté

Les mêmes remarques sont valables pour la commande en position (figures IV.20,21), par contre l'augmentation le flux et de l'inertie Les figure (IV-22, 23,24) en remarque apparition une oscillation en régime transitoire et d'inversion en observe un pic sur l'allure du couple et les courants.

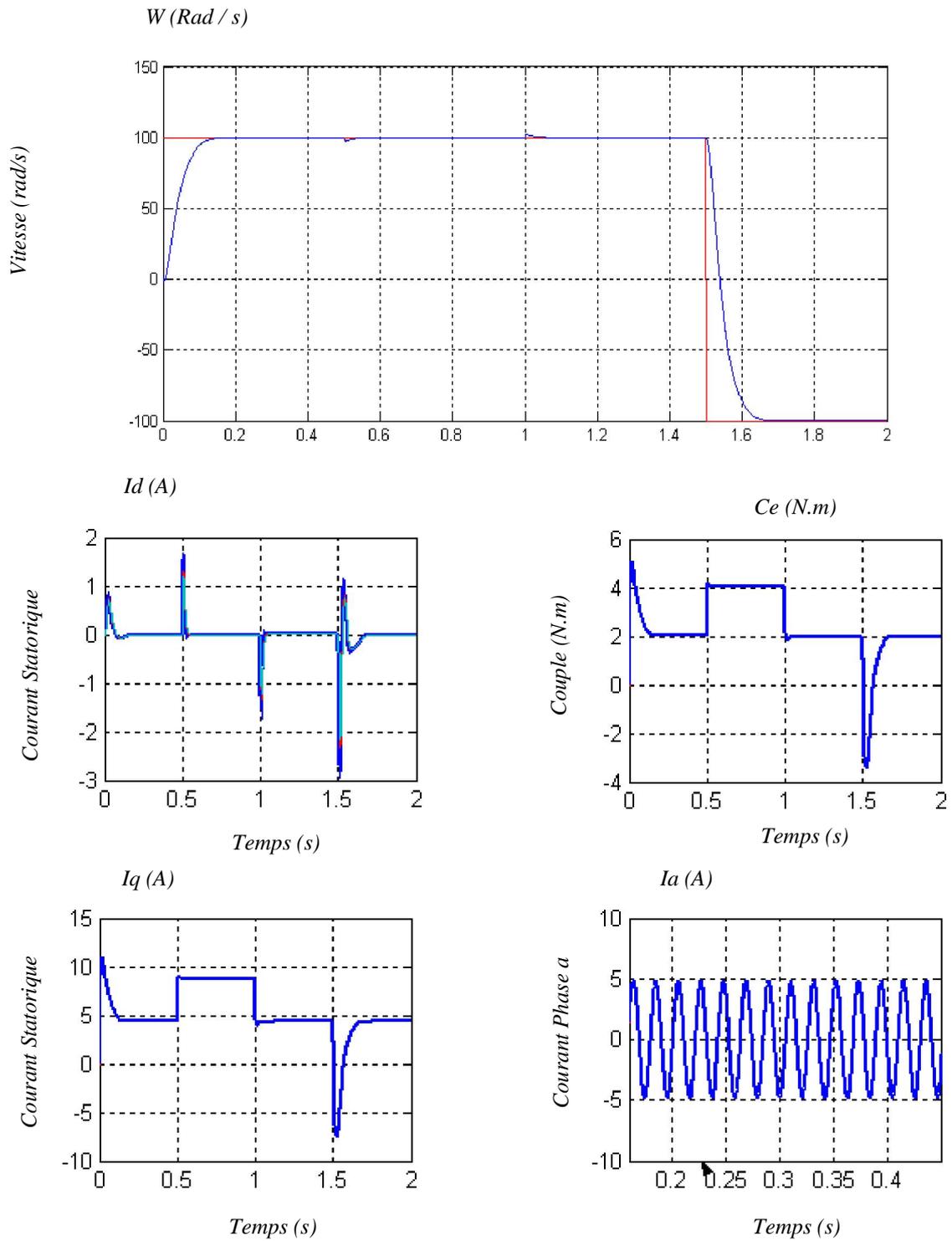


Figure IV -15 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation de la Résistance Statorique R_s

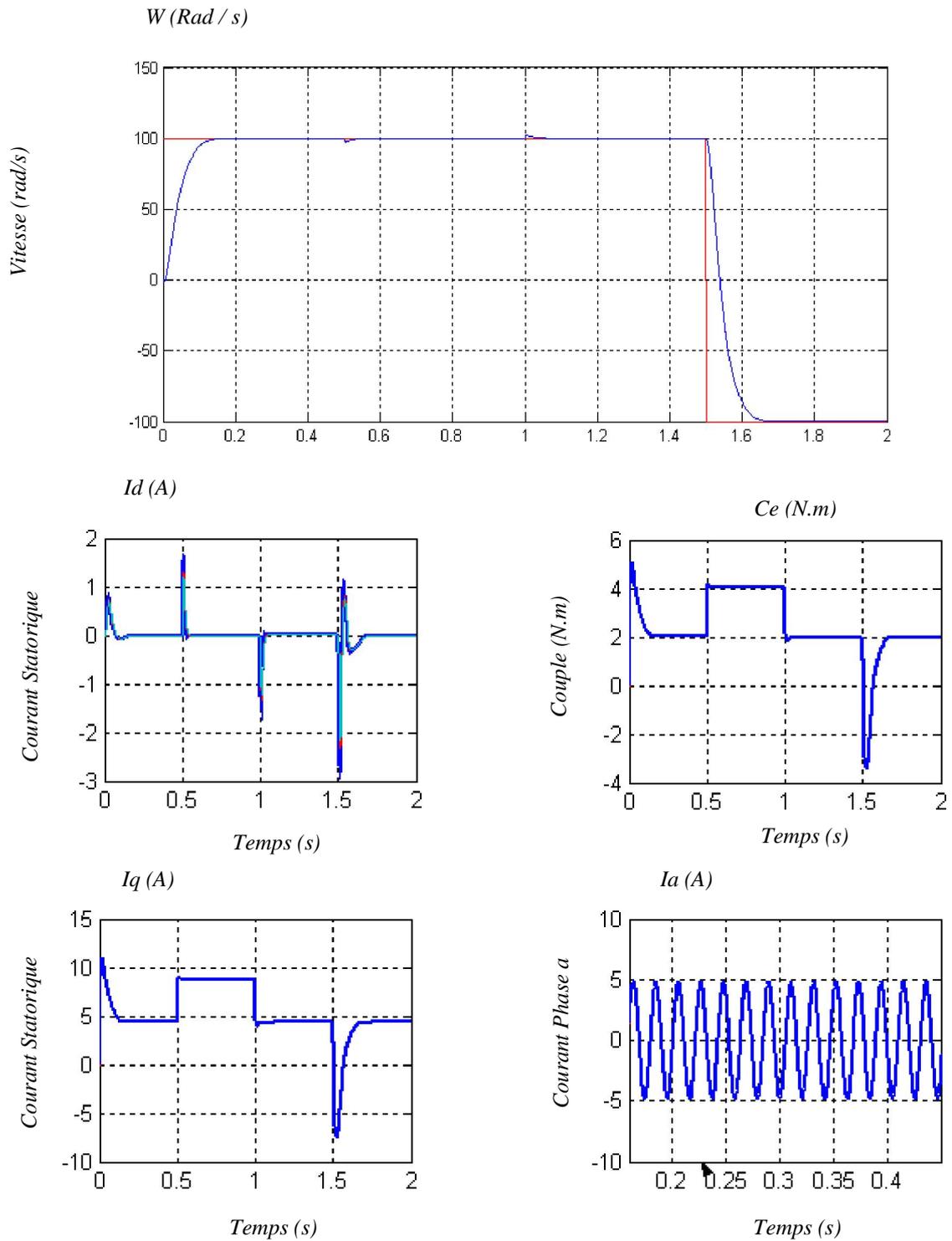


Figure IV -16 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation de L'inductance Transversal L_q .

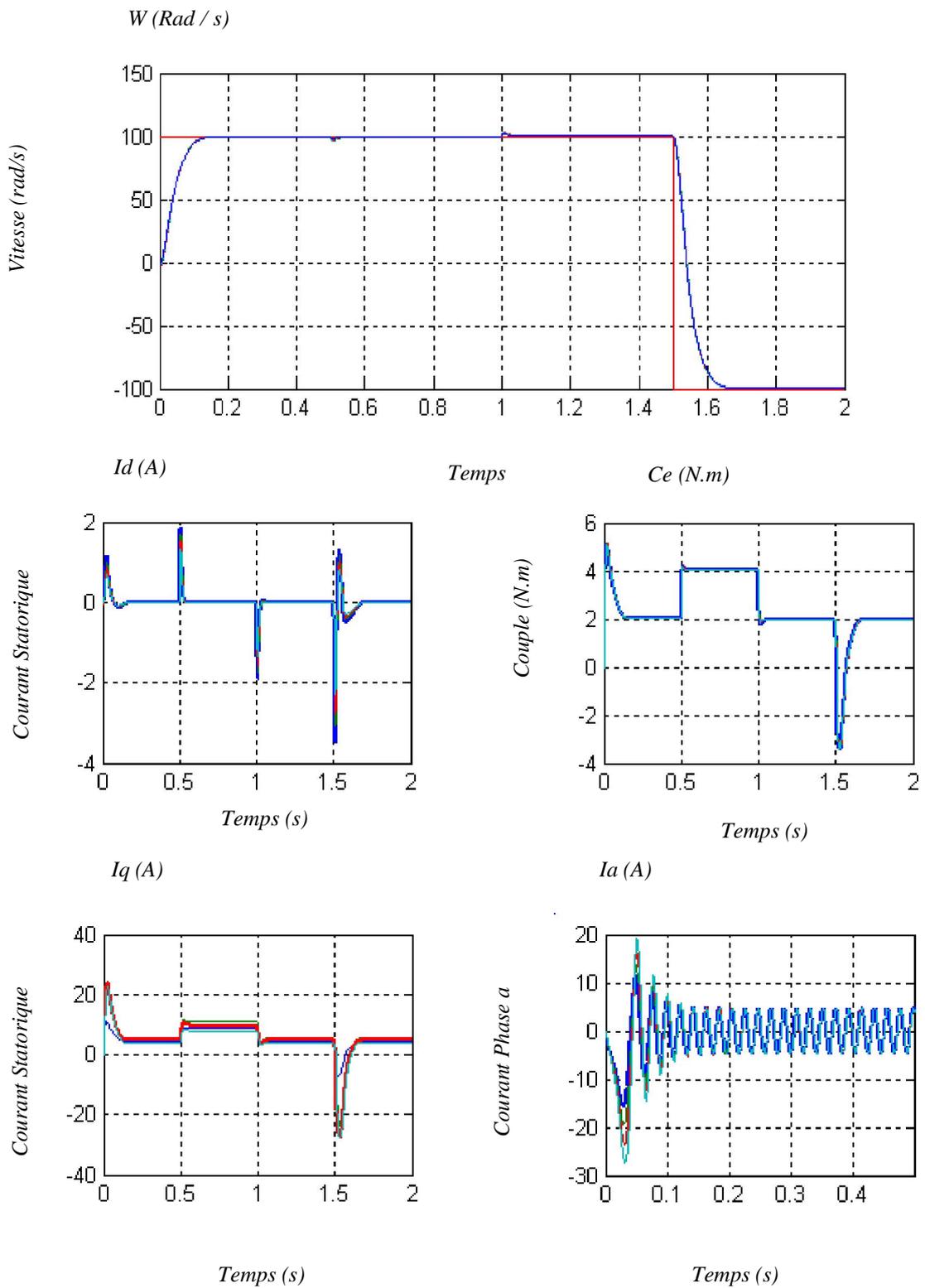


Figure IV -17 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation du Flux des Aimants ϕ_f

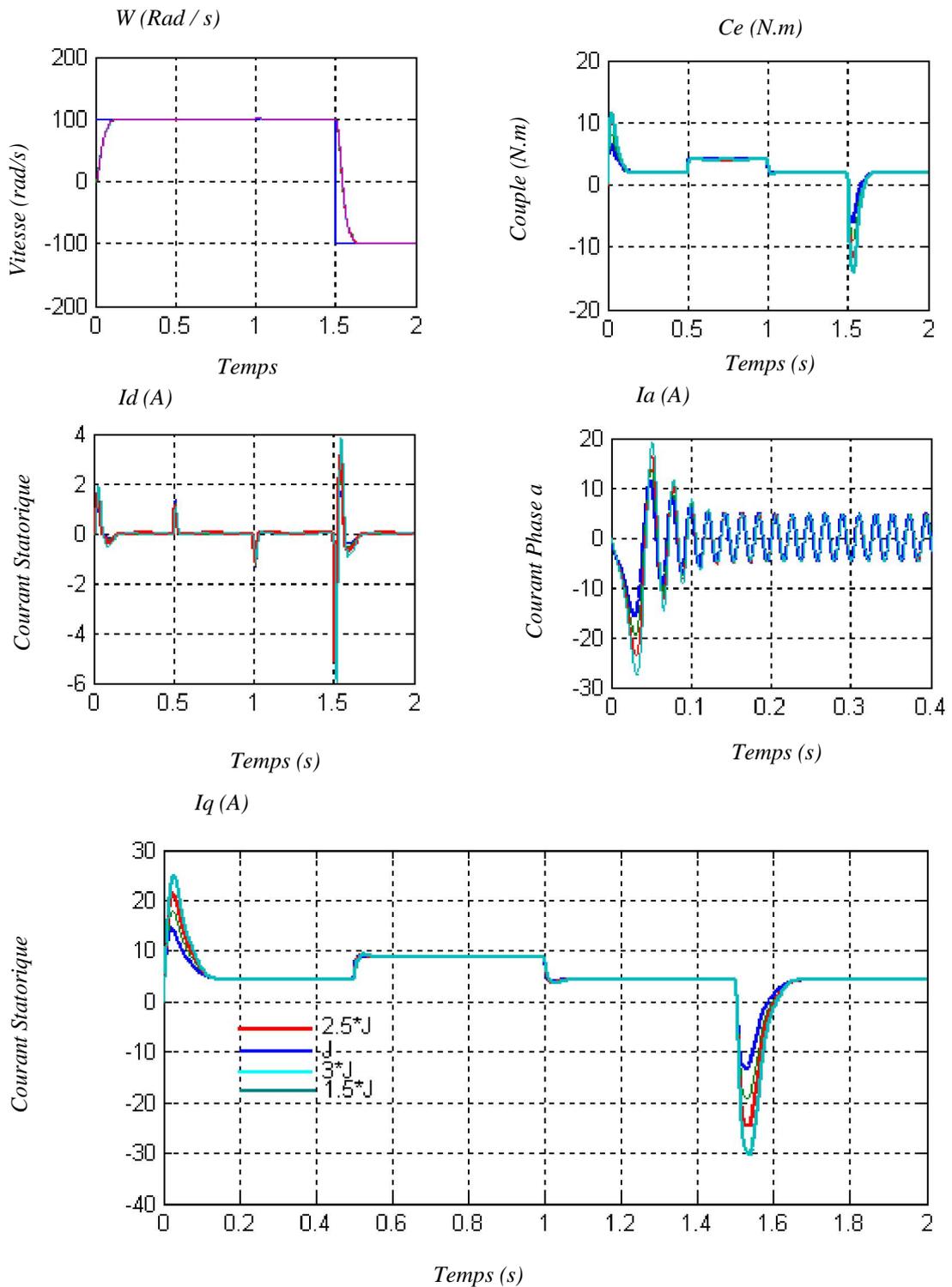


Figure IV-18 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation du Moment D'inertie J .

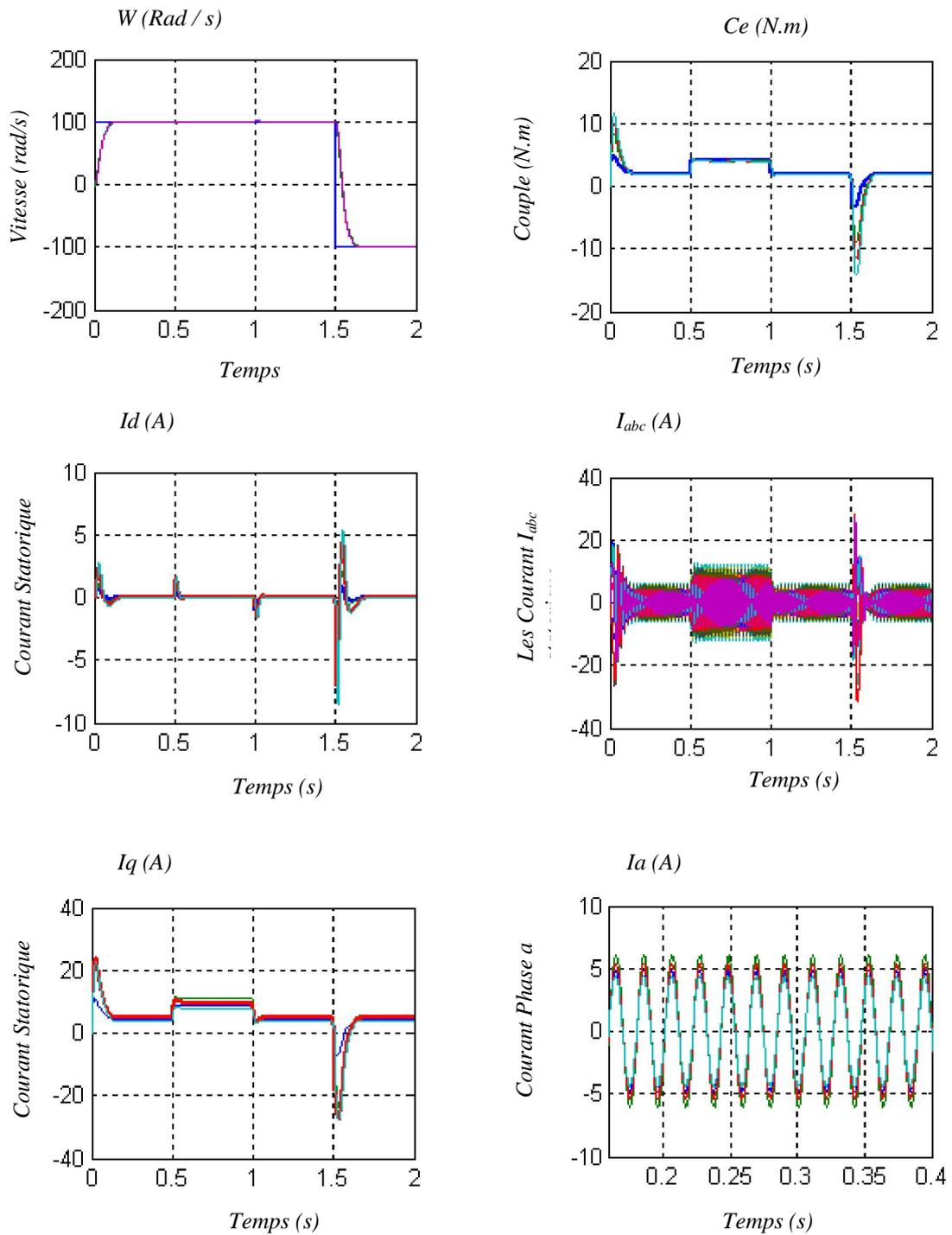


Figure IV -19 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulation de Vitesse lors de Variation Simultanée de tous les Paramètres.

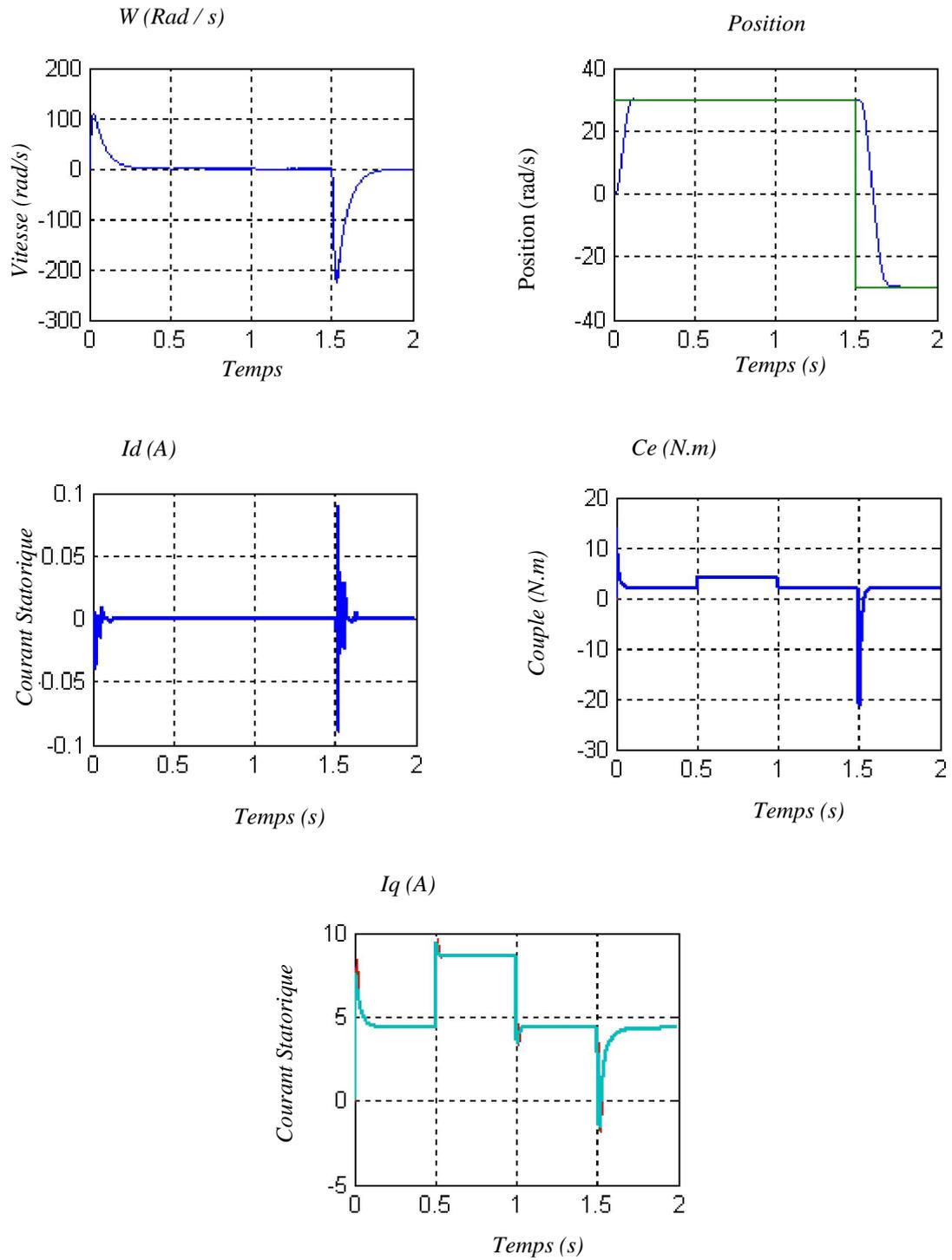


Figure IV-20 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulateur Flou de Position lors de Variation de la Résistance Statorique R_s .

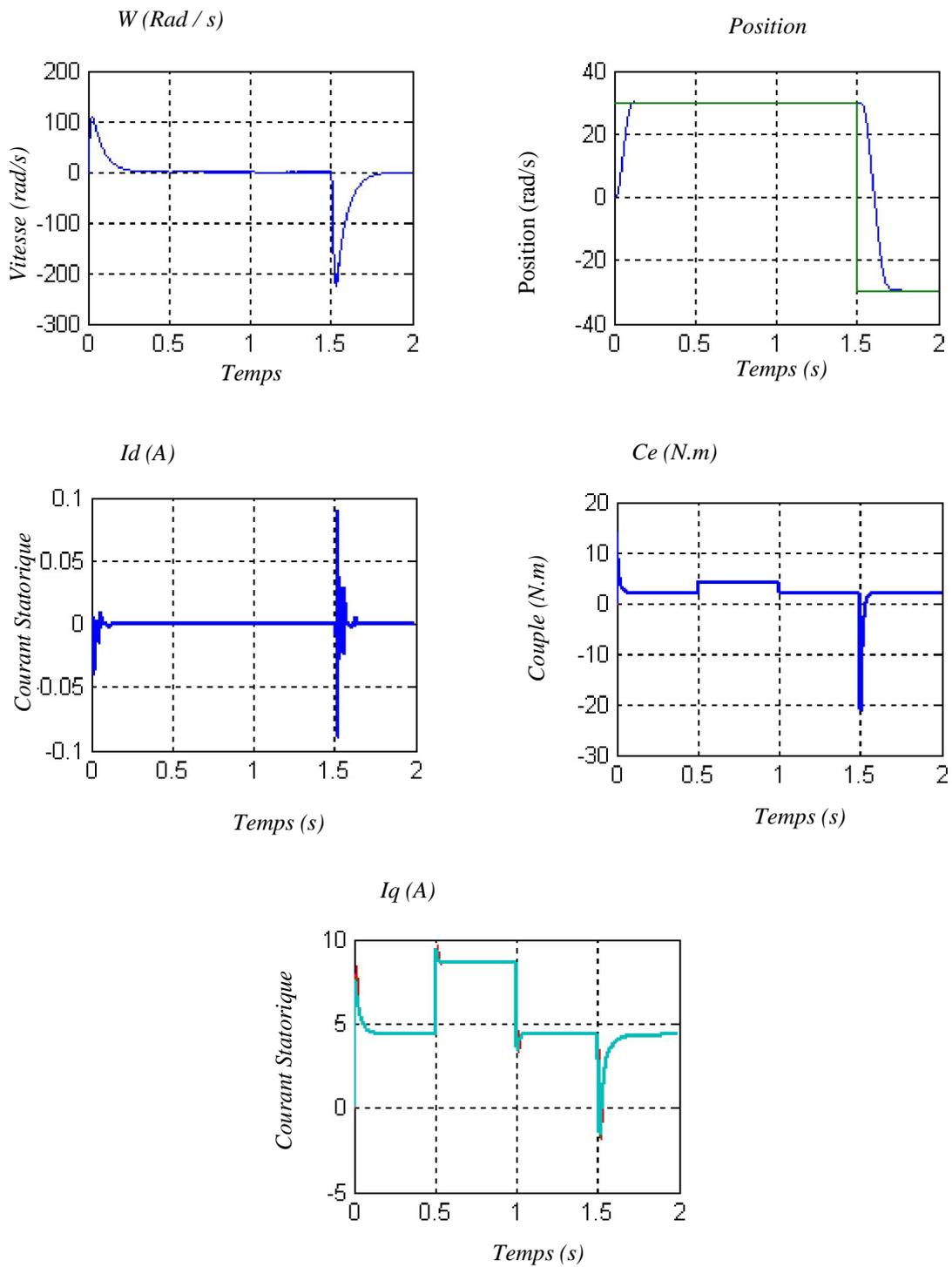


Figure IV.21 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulateur Flou de Position lors de Variation de L'inductance Transversale L_q .

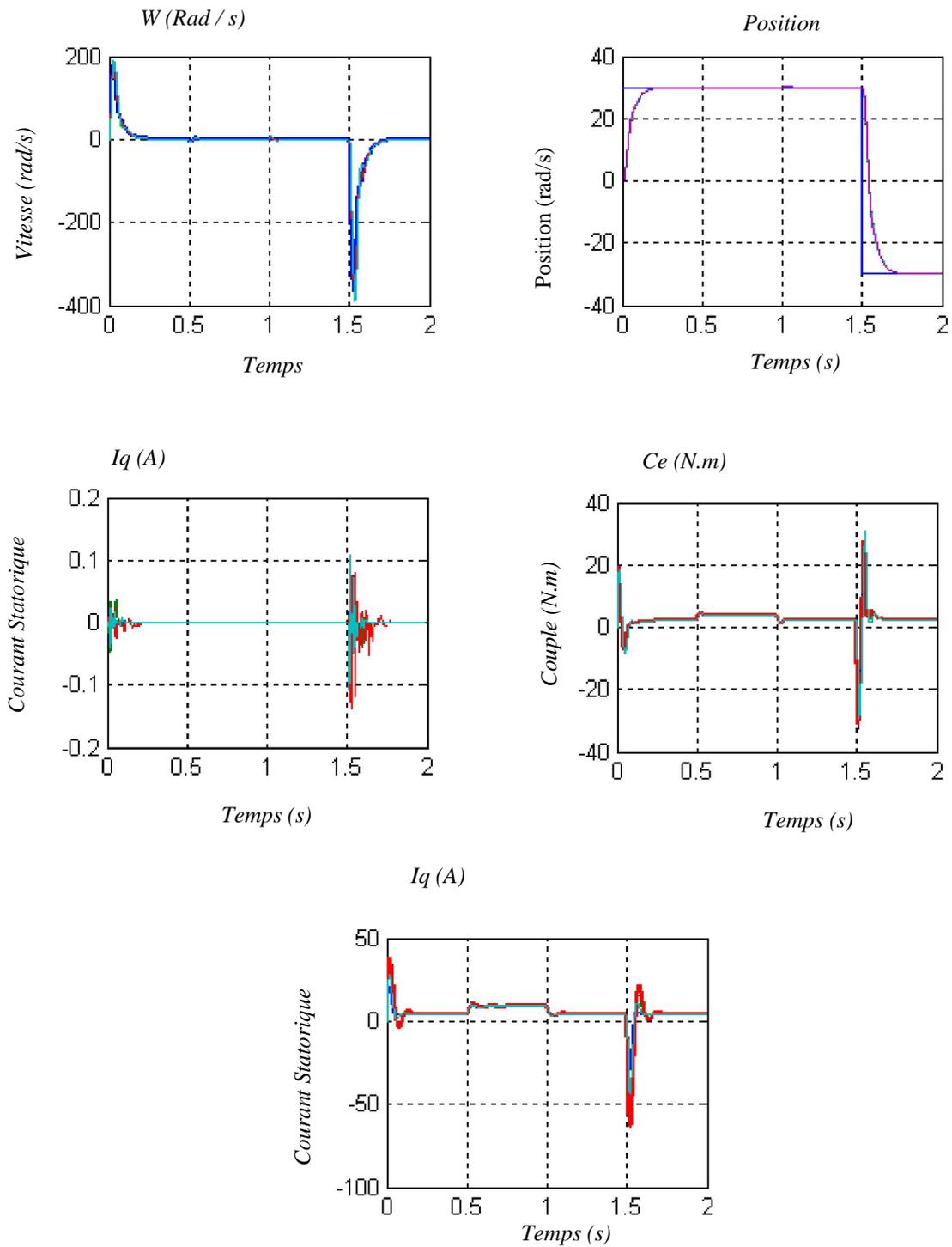


Figure IV.22 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulateur Flou de Position lors de Variation du Flux des Aimant φ_f

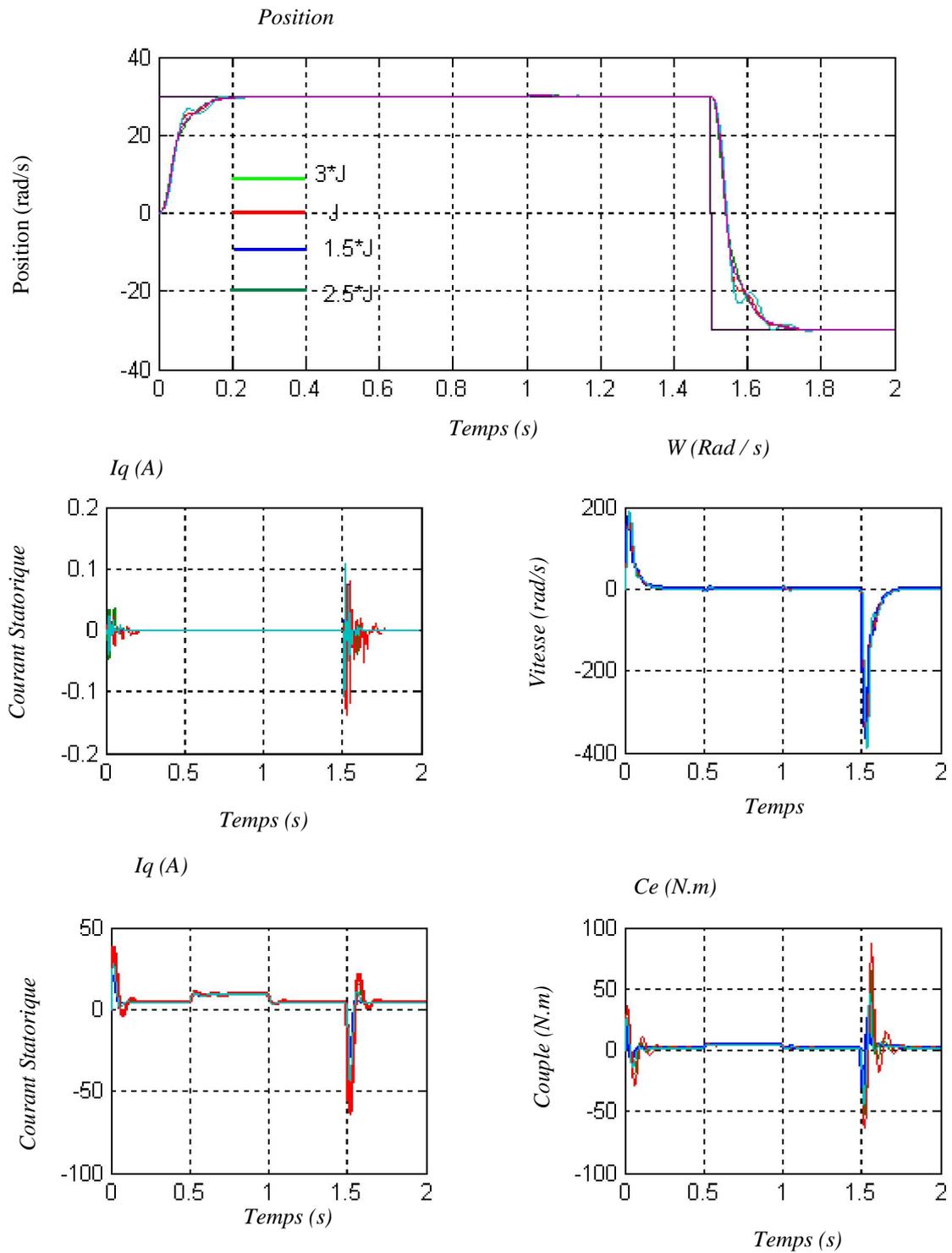


Figure IV.23 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulateur Flou de Position lors de Variation du Moment D'inertie J.

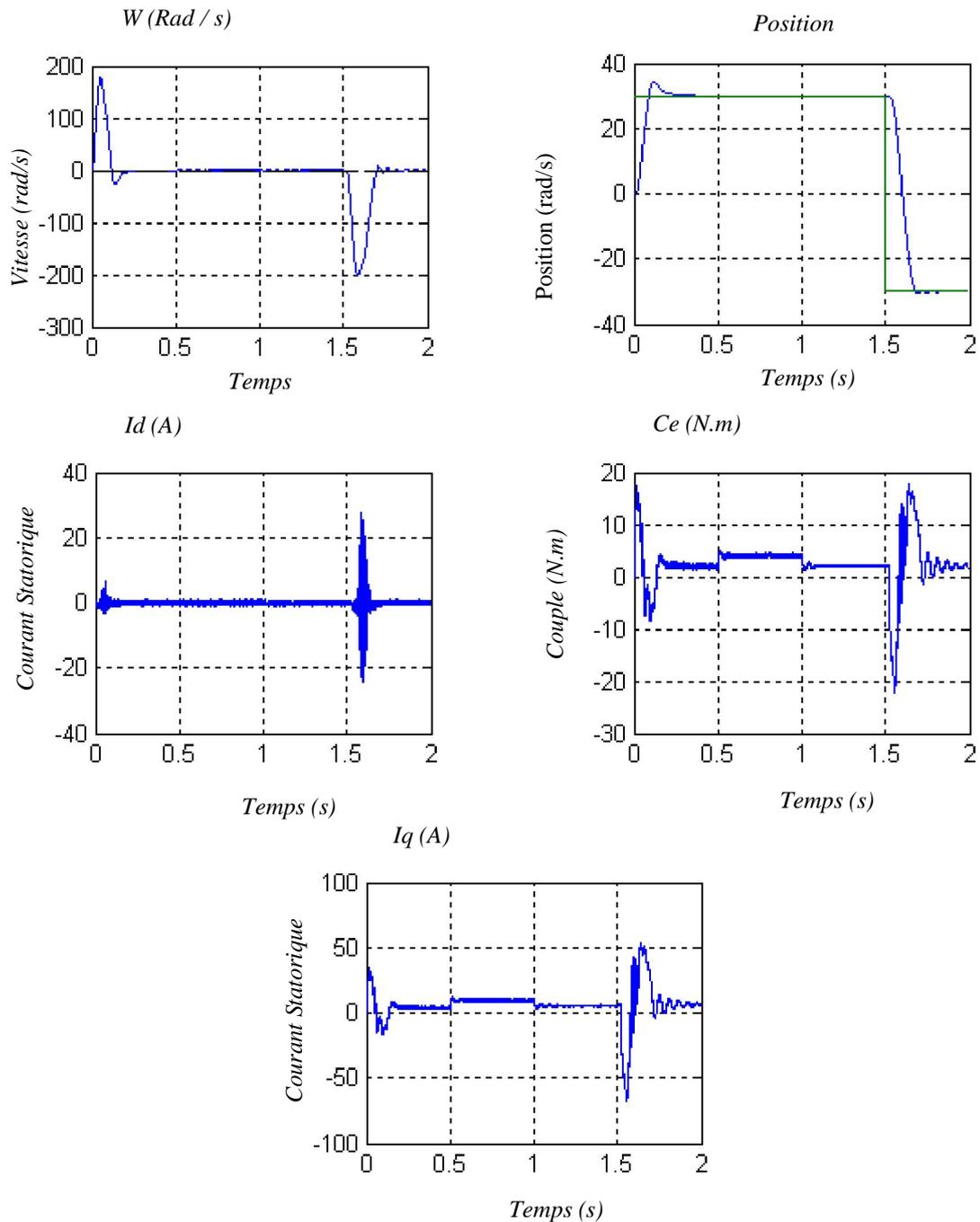


Figure IV.24 Comportement Dynamique de la MSAP en Régulateur Flou de Position lors de Variation Simultanée de tous les Paramètres.

IV.7- Conclusion

Dans cette partie de notre travail, nous nous sommes intéressé à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents par un algorithme basé sur la technique de la commande floue. Après une présentation rapide de la théorie de la logique floue, nous avons présenté la méthode de conception d'un régulateur à logique floue dans le cas d'un processus mono variable. Afin de mettre en évidence l'intérêt de cette technique dans la commande des machines électriques, nous l'avons appliqué à la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents. L'expression analytique des régulateurs obtenus montre que ces derniers sont complètement indépendants des paramètres de la machine.

Donc les performances du contrôleur flou par rapport au régulateur de retour d'état et régulateur classique PI on remarque Les résultats dans cette dernier que le réglage de vitesse et de position d'une machine synchrone à aimants permanents avec contrôleur flou donne des performances, meilleurs temps de réponse et d'inversion et du régime transitoire, tout en assurant une bonne stabilité du système et éliminer en régime permanent les oscillations par rapport aux deux régulateurs précédents

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les objectifs de ce travail ont été de synthétiser des lois de commandes robustes pour la commande de la machine synchrone aimant permanente en vitesse et en position.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à l'étude de la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur. Nous nous sommes intéressés par la suite par la mise en oeuvre des principales stratégies de commande vectorielle qui permettent l'obtention d'un modèle dynamique découplé équivalent à celui d'une machine à courant continu. Ceci permet le contrôle direct du couple par l'intermédiaire de la composante en quadrature du courant statorique et ainsi d'atteindre des performances dynamique et statique très satisfaisantes.

Lors du réglage classique de la vitesse et la position, nous remarquons que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors des variations de grande amplitude (inversion de la consigne, application du couple résistant). Les résultats étaient intéressants à savoir un rejet des perturbations le découplage entre le couple et le flux est parfait.

Le réglage par retour d'état de la machine synchrone à aimants permanents nous a permis d'atteindre des dynamiques de vitesse extrêmement rapide. On peut affirmer ainsi dans ce travail, que la commande par retour d'état robuste appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension commande par orientation de flux est efficace car on obtient une meilleure stabilité.

Dans le dernier chapitre, nous avons proposé une structure de commande de vitesse et la position de la machine synchrone à aimants permanents avec régulateur flou. En effet, nous avons pu synthétiser un régulateur dont les paramètres sont complètement indépendants des paramètres de l'ensemble source convertisseur machine. Les résultats obtenus par simulation montrent que cette technique assure de bonnes performances statiques et dynamiques, que ce soit en régulation ou en poursuite et qu'elle est peu sensible aux erreurs de modélisation.

Plusieurs avantages lui sont reconnus : le raisonnement proche du raisonnement naturels de l'opérateur, la dispense d'une modélisation, la maîtrise des systèmes à réguler avec un comportement non linéaire, l'obtention fréquente de meilleures performances dynamiques et ses qualités intrinsèques de robustesse. Par rapport au régulateur classique et au régulateur d'état.

ANNEXE

Paramètres de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	<i>Résistance statorique</i>	1.4	
L_d	<i>Inductance directe</i>	0.0066	H
L_q	<i>Inductance quadratique</i>	0.0058	H
ϕ	<i>Flux d'excitation des aimants permanents</i>	0.1546	Wb
J	<i>Moment d'inertie</i>	0.00176	KG.M ²
f	<i>Frottement visqueux</i>	0.00038818	N.m/Rd/s
P	<i>Nombre de paires de pôles</i>	3	-

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] N. Amirouche «Contribution a La Commande Adaptative et Neuronale D'une machine Synchrone à Aimants Permanents». Thèse de Doctorat de l'Université L'ENP 16/12/2007.
- [2] A.Kadouri «Étude D'une Commande Non Linéaire Adaptative D'une machine Synchrone à Aimants Permanents». Thèse de Doctorat de l'Université Laval Québec Novembre 2000.
- [3] C. Boudjmaa- G. Boubekeur. « Commande non linéaire d'une machine synchrone a aimants permanents » PFE, Université M'sila, M'sila 2006.
- [4] A. Aissa «Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent d'otée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants» Thèse de Magister, Université de Batna 2005.
- [5] F. Khatounian «Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [6] Bernard Schneider et Alain Beuret «L'électricité au Service Des Machines» octobre 2006.
- [7] B.Hacéne «Contribution a la Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents» Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine.juin 1995.
- [8] J.A Farooq «Etude du Problème Inverse en électromagnétisme en vue de la Localisation des défauts de Désaimantation dans Les actionneurs à Aimants Permanents»Thèse de Doctorat, L'université de technologie de Belfort – montbeliard décembre 2008.
- [9] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance» Volume 4 : La conversion continue Alternatif, Lavoisier, 1995.

-
- [10] S.Gusia «Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques». Thèse de doctorat Université catholique de Louvain Septembre 2005.
- [11] L.Ramdane «Modélisation des Machine Asynchrones et Synchrones a Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps: Application à la propulsion marine par POD» Thèse de doctorat L'Institut National Polytechnique de Lorraine: octobre 2006.
- [12] Babak NAHID MOBARAKEH «Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines synchrones a Aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification"En ligne" Des Paramètres». Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine : décembre 2001.
- [13] B.Amel « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents». Mémoire de magistère Université de Batna juin 2009.
- [14] T.Tahar « Commande non linéaire robuste D'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Février 2008.
- [15] G. Grellet, G.Cerc, " actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [16] M. Sebba, S.Hassaine, S. MOREAU et A. CHAKER «Analyse et synthèse d'une structure de contrôle vectoriel simplifiée associée au couple de charge appliquée au moteur synchrone à aimants permanents ». Volume 50, Number 2, 2009.
- [17] F. Khatounian «Contribution a La Modélisation , L'identification A La Commande D'un e Interface Haptique A un Degré De Liberte Entraîne par une Machine Synchrone A aimant permanent ». Thèse de doctorat, De L'école Normale Supérieure DE Cachan. décembre 2006.
- [18] CH.Soufyane «Commande Neuro-Floue sans Capteur De vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasee» mémoire de magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran Octobre 2009.
- [19] KH.Aissa «Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté» Thèse de Doctorat. Boumerdès 2007.

-
- [20] B. Lotfi «Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques» Faculté des Sciences - 54500 Vandœuvre lès Nancy Janvier 1999.
- [21] D.Abdelhakim «Contrôle direct du couple de la Machine Synchrone à Aimants Permanent Basé sur la Logique floue ou les réseaux de neurones» Mémoire de magister. Ecole militaire polytechnique.janver 2003.
- [22] N.Cordier «Développement Evaluation De Stratégies De Contrôle De Ventilation Appliquées Aux locaux De Grandes Dimensions» Thèse de Doctorat .L ' institut national des sciences appliquées Lyon. janvier 2007.
- [23] M.Mourad «Modélisation Des Effets Electromagnétiques« Apport de la logique floue et neuro-floue » » Thèse de Doctorat. Université de Batna juin 2008.
- [24] P.Josvah «Quelques aspects de l'interprétabilité sémantique des SIF : Application `a l'optimisation d'un régulateur PI flou» Mémoire d'Habilitation `a Diriger des Recherche 12 avril 2008.
- [25] J.Faucher «Les plans d'expériences pour le réglage de commandes `a base de logique floue» L'institut national polytechnique de Toulouse. 26 septembre 2006.
- [26] Nicolas «Développement et Evaluation de Stratégies des Contrôle de ventilation Appliquées aux Locaux de Grandes Dimensions» L'institut national des sciences appliquées de Lyon. 12 janvier 2007.
- [27] B. Meunier, Bernadette, "La logique floue et ces application,"édition Wesley France, 1995.

NOMENCLATURE

Nomenclature

MSAP	Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
d-q	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
ω_r	Vitesse mécanique du rotor.
ω_s	Pulsation des tensions statoriques.
Ω	Vitesse mécanique de rotation.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
Fmm	Force magnétomotrice.
V_a, V_b, V_c	Tensions de phases statoriques.
i_a, i_b, i_c	Courants de phases statoriques.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Les flux produits par les phases statorique respectivement a, b, c.
R_s	Résistance d'une phase statorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique.
M_s	Mutuelle inductance entre phase du stator.
L_{sc}	Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
f_c	Coefficient de frottement.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
p	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie.
$[T_\theta]$	Matrice de transformation de Park.
u_d, u_q	Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
i_d, i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
φ_f	Flux crée par les aimants au rotor.
L_d	Inductance dans l'axe Longitudinal.
L_q	Inductance dans l'axe transversal.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
$K_p \cdot K_i$	Coefficients des régulateurs PI.
S	L'opération de Laplace.

