

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**THEME**

---

**COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE,  
APPLICATION SUR LA MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS  
PERMANENTS (MSAP).**

---

*Proposé et dirigé par :*

Messieurs : A/M.CHOUCHOU et M<sup>r</sup>.Y. LAAMARI

Présenté par :

-ABADA Abdelhalim.

-ZELLAGUI Mahmoud.

Année Universitaire : 2006 / 2007

# *Remerciement*

*Avant tout, nous remercions dieu tout puissant qui  
Nous a donné la foi, le courage et la patience afin d'accomplir  
Ce Modeste travail*

*Nous tenons à remercier nos promoteurs Chouchou A/M et  
Laamari Y D'avoir accepté de nous encadrer et pour  
les efforts Qu'ils ont déployé, pour nous aider, conseiller,  
encourager et corriger*

*Avec une grande gentillesse durant toute cette période.  
Nous remercions tous les membres du jury qui ont accepté  
De juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce  
dernier.*

*Nous remercions tous les enseignants qui ont contribué à  
Notre formation sans exception.*

*Et enfin nous remercions l'ensemble des collègues de notre  
Promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.*

*Abd el halim et Mahmoud*

## LISTE DES FIGURES.

### Chapitre I :

Figure I-1- structures schématiques des matériaux ferro et ferrimagnétiques [2] .....p3
Figure I-2- Schémas équivalents d'un aimant permanent [2] .....p5
a) Aimantation radiale b) Aimantation tangentielle c) Aimantation mixte [4] .....p7
Figure I-4-Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux [4] .....p8
Figure I-5-Structure avec pièces polaires et concentration de flux [4] .....p8
Figure I-6-Structure à aimantations internes [4] .....p9
Figure I-7-Structure à aimantations insérées [4] .....p9
Figure I-8- caractéristiques couple vitesse d'un moteur synchrone à $\omega_e$ constante [2]....p11
Figure I-9-Structure de la MSAP [6] .....p12
Figure I-10-Schéma équivalent de la MSAP selon les deux axes d et q.....p16
Figure I-11 -Caractéristique dynamique de la MSAP à vide.....p17
Figure I-12 -Caractéristique dynamique de la MSAP en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$ N.m) à ( $t=3.5$ S) .....p18
Figure I-13 -Caractéristique dynamique de la MSAP à vide.....p19
Figure I-14- Caractéristique dynamique de la MSAP en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$ N.m) à ( $t=3.5$ S) .....p20
Figure I-15-Structure générale du convertisseur [6] .....p21
Figure I-16-Redresseur à diodes [7] .....p22
Figure I-17-forme de la tension d'alimentation et la tension redressée $U_d$ .....p22
Figure I-18-Filtre R-L-C [7] .....p22
Figure I-19-Schéma de principe de l'onduleur de tension [7] .....p24
Figure I-20-Représentation des interrupteurs [7].....p24
Figure I-21- MLI triangulo-sinusoidale $m=21$ ; $r=0.8$ .....p26
Figure I-22- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur à vide .....p27
Figure I-23- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$ N.m) à ( $t=3.5$ S).....p28
Figure I-24- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur à vide.....p29
Figure I-25- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$ N.m) à ( $t=3.5$ S).....p30

## Chapitre II :

<i>Figure II-1-Commande par orientation du champ de la MSPA (<math>i_{ds}</math> nul).....</i>	<i>p34</i>
<i>Figure II-2- Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP.....</i>	<i>p37</i>
<i>Figure II-3- Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire [6].....</i>	<i>p38</i>
<i>Figure II-4- Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.....</i>	<i>p38</i>
<i>Figure II-5- Schéma bloc de la structure de découplage [12].....</i>	<i>p38</i>
<i>Figure II-6- commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de l'MSAP).....</i>	<i>p39</i>
<i>Figure II-7-Contrôle vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte [12].....</i>	<i>p40</i>
<i>Figure II-8-Commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de l'MSAP + onduleur).....</i>	<i>p41</i>
<i>Figure II-9- Régulateur PI.....</i>	<i>p42</i>
<i>Figure II-10- Régulation de vitesse [13].....</i>	<i>p42</i>
<i>Figure II-11- Boucle de régulation [13].....</i>	<i>p42</i>
<i>Figure II-12- Boucle de réglage de vitesse [6].....</i>	<i>p44</i>
<i>Figure II-13- Boucle de réglage de courant [6].....</i>	<i>p47</i>
<i>Figure II-14-Réponse de la machine à vide pour une consigne de vitesse 300rd/s.....</i>	<i>p46</i>
<i>Figure II-15 - Réponse de la machine pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant <math>C_r=0.05Nm</math> (entre <math>t=2s</math> et <math>t=2.5</math>).....</i>	<i>p47</i>
<i>Figure II-16- Réponse de la machine suite à une inversion de vitesse 300rd/s -300rd/s à <math>t=2s</math>.....</i>	<i>p48</i>
<i>Figure II-17- Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q) [13].....</i>	<i>p49</i>
<i>Figure II-18- Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) à vide pour une consigne de vitesse 300rd/s.....</i>	<i>p50</i>
<i>Figure II-19- Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant <math>C_r=0.05Nm</math> (entre <math>t=2s</math> et <math>t=2.5</math>).....</i>	<i>p51</i>

<i>Figure II-20- Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) suit à une inversion de vitesse 300rd/s-300rd/s à t=2s .....</i>	<i>p52</i>
<i>Figure II-21-Contrôle de position de la MSAP [13] .....</i>	<i>p53</i>
<i>Figure II-22-Commande vectorielle de l'association onduleur +MSAP avec réglage de position, vitesse et courant <math>I_{d_s}</math> [13] .....</i>	<i>p54</i>
<i>Figure II-23-Réponse dynamique de l'ensemble (onduleur + MSAP) à vide pour une consigne de position de 10rd.....</i>	<i>p55</i>
<i>Figure II-24-Réponse dynamique de l'ensemble onduleur + MSAP pour une consigne de position de 10rd avec l'application d'un couple résistant <math>C_r=0.05Nm</math> (entre t=2s et t=2.5).....</i>	<i>p56</i>
<i>Figure II-25-Réponse dynamique de l'ensemble onduleur + MSAP suit à une inversion de position à t=2s.....</i>	<i>p58</i>

### Chapitre III :

<i>Figure III-1-Structure d'une commande adaptative à modèle de référence [9].....</i>	<i>p60</i>
<i>Figure-III-2- Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité [9].....</i>	<i>p64</i>
<i>Figure III-3- Commande adaptative par poursuite d'un modèle [10].....</i>	<i>p67</i>
<i>Figure III-4- commande adaptative par modèle de référence avec synthèse d'un signal [10].....</i>	<i>p68</i>
<i>Figure III-5-Schéma généralisé de la commande adaptative à modèle de référence [10]...</i>	<i>p71</i>
<i>Figure III-6-Schéma bloc de la commande adaptative par modèle de référence simplifié (SMRAC).....</i>	<i>p72</i>
<i>Figure III-7-Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) à vide pour une consigne de vitesse 300rd/s.....</i>	<i>p73</i>
<i>Figure III-8-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant <math>C_r=0.05Nm</math> (entre <math>T=2s</math> et <math>T=2.5s</math>).....</i>	<i>p74</i>
<i>Figure III-9-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour l'inversion du sens de rotation de 300rd/s et -300rd/s à <math>t=2s</math>.....</i>	<i>p75</i>
<i>Figure III-10-Schéma bloc de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence [10].....</i>	<i>p77</i>
<i>Figure III-11-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour une consigne de vitesse 300rd/s.....</i>	<i>p79</i>
<i>Figure III-12-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour l'inversion du sens de rotation de 300rd/s et -300rd/s à <math>t=2s</math>.....</i>	<i>p80</i>
<i>Figure III-13-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour une consigne de vitesse 0rd/s avec l'application d'un couple résistant <math>C_r=0.05Nm</math> (entre <math>T=2s</math> et <math>T=2.5s</math>).....</i>	<i>p81</i>

## **NOMENCLATURE.**

$S_e$	: Section de l'entrefer.
$S_a$	: Section de l'aimant.
$H_a$	: Champ ou excitation dans l'aimant.
$H_e$	: Champ ou excitation dans l'aimant.
$B_r$	: Induction relative.
$S_t$	: Section totale.
$B_a$	: Induction magnétique dans l'aimant.
$P_e$	: Pression électrostatique ou polarisation électrique.
$i_a, i_b, i_c$	: Courants des phases de la machine.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	: Flux des phases de la machine.
$\varphi_f$	: Flux des aimants.
$V_a, V_b, V_c$	: Tension des phases statoriques.
$i_{ds}, i_{qs}$	: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
$V_{ds}, V_{qs}$	: Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
$C_{em}$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistante.
$C_f$	: Capacité de filtrage.
$f_c$	: Coefficient de frottement.
$[A]$	: Matrice de transformation de PARK.
$P$	: nombre de paire de pôles.
$i_f$	: Courant à l'entrée de l'onduleur.
$J$	: Moment d'inertie.
$L_d, L_q$	: Inductances cycliques directe et en quadrature.
$L_f$	: Inductance de filtrage.
$L_{sc}$	: Inductance cyclique propre.
$K_p$	: Coefficient du régulateur de position.
$K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$	: Coefficient de régulateur de vitesse.
$K_{pd}, K_{id}$	: Coefficient de régulateur de courant.
$R_s$	: Résistance d'une phase statorique.
$s$	: L'opération de Laplace.
$U$	: Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
$\omega$	: Pulsation des tensions statoriques.
$\Omega$	: Vitesse angulaire du rotor.
$\tau_e$	: Constante du temps électrique.
$\tau_m$	: Constante du temps mécanique.
FOC	: Flux Oriented Control.
$\theta$	: L'angle électrique.
$e$	: L'erreur dynamique.
$\Omega^*, \Omega_{ref}$	: Vitesse mécanique de référence.
$\alpha$	: Coefficient du gain intégrale.
$\beta$	: Coefficient du gain proportionnel

$\mu$  : *Signale de contrôle.*  
 $V$  : *Fonction de Lyapunov.*  
 $X$  : *Vecteur d'état du système.*  
 $X_m$  : *Vecteur d'état du modèle de référence.*  
 $Y$  : *Vecteur de sortie.*  
 $Y_e$  : *Vecteur d'erreur de sortie.*  
 $X_e$  : *Vecteur d'erreur.*  
 $K_p$  : *Vecteur gain de feedback.*  
 $K_u$  : *Vecteur gain de feedforward.*  
 $K_e$  : *Gain adaptatif associé la perturbation estimée.*  
 $I_d^*, I_q^*$  : *Courant de référence.*

## ***LISTE DES ABREVIATIONS***

**MSAP** : **Machine synchrone à aimants permanents.**  
**MCC** : **Machine à courant continu.**  
**MRAC** : **Commande adaptative à modèle de référence.**  
**SMRAC** : **Commande adaptative à modèle de référence simplifié.**  
**F.E.M** : **Force électromotrice.**  
**F.M.M** : **Force magnétomotrice.**  
**M.L.I** : **Modulation de largeur d'impulsion.**  
**FOC** : **Flux Oriented Control.**  
**F.T.B.O** : **Fonction de transfert en boucle ouvert.**  
**F.T.B.F** : **Fonction de transfert en boucle fermé.**  
**CC** : **Courant continu.**  
**PI** : **Régulateur proportionnel intégrale.**  
**Kp** : **Constant proportionnel.**  
**Ki** : **Constant intégrale.**

# SOMMAIRE

NOTATION Page

---

**INTRODUCTION GENERALE**.....1

## **Chapitre I : MODILISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS :**

1- Introduction.....	3
2- Aimants permanents.....	3
2-1- Nature des matériaux durs.....	3
2-2- Force magnétomotrice équivalent d'un aimant.....	4
3- Présentation de la MSAP.....	5
3-1- Introduction.....	5
3-2- Présentation de la MSAP.....	6
3-2-1- Machine à inducteur lisse.....	6
3-2-2- Machine à pole saillant.....	7
3-2-3- Machine avec pièces polaires sans concentration de flux.....	7
3-2-4- Machine avec pièces polaires et concentration de flux.....	8
3-2-5- Machine à aimants internes.....	8
3-2-6- Machine à aimantations insérées dans l'armature rotorique.....	9
3-3- Avantages des MSAP.....	9
3-4- Domaine d'application.....	10
3-5- Différents types d'alimentation.....	10
4- Modélisation de la MSAP.....	10
4-1- Introduction.....	10
4-2- Autopilotage de la machine synchrone.....	11
4-3- Modélisation de la MSAP.....	11
4-3-1- Structure générale d'une MSAP.....	12
4-3-2- Hypothèses simplificatrices.....	12
4-3-3- Mise en équation de la machine.....	12
4-3-4- Transformation de park.....	13
4-3-4-1- Equations électriques dans le référentiel de park.....	14
4-3-4-2- Equations électromagnétiques.....	14
4-3-4-3- Equations mécaniques.....	15

4-3-5- Equation d'états de la MSAP. ....	16
4-3-6- Résultats de simulation. ....	16
4-3-6-1- Par programmation.Matlab .....	16
4-3-6-2- Par simulink. ....	19
4-4- Modélisation du convertisseur. ....	21
4-4-1- Modélisation du redresseur. ....	21
4-4-2- Modélisation du filtre. ....	22
4-4-3- Modélisation du l'onduleur. ....	23
4-4-3-1- Commande en MLI de l'onduleur.....	25
4-4-3-2- Technique triangulo-sinusoïdale. ....	25
4-4-4- Résultats de simulation. ....	27
4-4-4-1- Par programmation Matlab .....	27
4-4-4-2- Par simulink. ....	29
5- Conclusion. ....	31

## **Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS.**

1-Introduction.....	32
2-Pourquoi la commande vectorielle.....	32
3-Principe de la commande vectorielle.....	33
4-Commande vectorielle avec retour d'état non linéaire.....	35
5-Structure de la commande vectorielle de la MSAP.....	37
5-1- Structure de la commande vectorielle de la MSAP sans onduleur.....	37
5-2-Résultats de simulation.....	38
5-3-Association onduleur MSAP.....	39
5-4-Résultats de simulation.....	40
6-Commande vectorielle avec réglage de vitesse.....	41
6-1-Régulateur PI.....	41
6-2-Réglage de vitesse.....	41
6-2-a-Fonction de transfert en boucle ouvert.....	41
6-2-b- Fonction de transfert en boucle fermée.....	43
6-3-régulation du courant $I_d$ .....	44
6-4-Résultats de simulation.....	44
6-5-Application sur l'association onduleur MSAP.....	48

6-6-Résultats de simulation.....	49
7-1-Réglage de position.....	52
7-2-Description de système globale.....	52
7-3-Résultats de simulation.....	54
7-Conclusion.....	57

**Chapitre III : COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE  
REFERENCE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS  
PERMANENTS**

1 Introduction.....	58
2-Generalités sur la commande adaptative.....	58
3-Théorie de la commande adaptative.....	59
3-1-principe.....	59
3-2-Commande adaptative indirecte.....	60
3-3-Commande adaptative directe.....	60
3-4-Fonctions des systèmes de commande adaptative.....	61
4-Commande adaptative à modèle de référence.....	61
4-1- Méthode basée sur l'optimisation.....	61
4-2-Méthode basée sur la stabilité approche de LYAPUNOV.....	62
4-3-Approche de l'hyper stabilité.....	63
4-4 Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.....	66
5-Application au moteur synchrone à aimant permanents.....	69
5-1-Premier Application.....	69
A/ Commande adaptative à modèle de référence simplifiée (SMRAC).....	69
B/Résultats de simulation.....	72
5-2-Deuxième Application.....	75
A/Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence. ....	75
B/Résultats de simulation.....	77
6-Conclusion.....	81
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>82</b>
<b>ANNEX.....</b>	<b>84</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>85</b>

# INTRODUCTION GENERALE

## **INTRODUCTION GENERALE.**

### **1-Généralités :**

Les actionneurs électriques sont présents dans les usines automatisées, dans les moyens de transports et dans des nombreux objets de notre vie quotidienne, ils doivent avoir un comportement intelligent, ils sont donc commandés. Les commandes sont basées sur une bonne connaissance des actionneurs, machines électriques et convertisseurs statiques. Cette connaissance est à la base des modèles, qui sont évidemment basés sur des lois physiques, mais aussi sur des hypothèses constructives qu'il faut savoir discuter (linéarité, premier harmonique, symétrie...).

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électrique varie peu.

Pour tous ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines.

Faces aux limites citées au paravent concernent le moteur à courant continu, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est plus attractif car il répond presque à toutes les exigences (tel que : vitesse élevé, large intervalle de la puissance ...etc). Par ailleurs, le couplage existant entre le flux et le couple rend la commande de la MSAP difficile. Grâce à l'implantation des nouvelles techniques de commande complexe (tel que : commande vectorielle, commande adaptative, modes glissants, logique floue .....etc), ont augmenté les performances dynamiques de l'entraînement électrique. Cette amélioration a été

rendue très possible grâce à l'emploi des microprocesseurs, microcontrôleurs et micro-ordinateurs qui ont permis l'implantation numérique de ces commandes.

Parmi les différentes commandes, la commande adaptative est une autre manière de résoudre le problème de la commande (tels que : éviter l'exigence de la connaissance explicite de la dynamique du système qui n'est pas toujours possible, réduire les influences des paramètres inconnus ...etc). Une hypothèse fondamentale de cette approche est que le processus à commander soit modélisable et que la structure du modèle soit connue.

L'identification de la structure d'un modèle paramétrique du système est donc une opération délicate à réaliser avant l'élaboration d'un algorithme de commande adaptative. Cet algorithme peut être vu comme une manière automatique et pratique afin de réaliser simultanément, l'identification proprement dite (des paramètres) et le calcul du régulateur et par la suite d'éviter le réglage manuel de ses paramètres. Mais le principal attrait de la commande adaptative résulte du fait qu'elle doit permettre de conserver des performances quasi-optimales à un système dont les paramètres varient lentement au cours du temps.

### **2-Objectif du projet :**

L'objectif principale de ce travail, est d'illustrer le développement d'une commande vectorielle et la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans un environnement MATLAB/SIMULINK, dans le but de présenter les performances de chaque commande.

### **3-Structure du mémoire :**

Le présent travail fera l'objet d'une étude de la commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents, il se présentera en trois chapitres, selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation classique de la MSAP, en vue de sa commande.

Le deuxième chapitre concernera l'application de la technique de commande vectorielle par orientation du flux rotorique ; Réglage de vitesse et de position.

Le dernier chapitre s'intéressera à l'application de la commande adaptative à modèle de référence (MRAC), en utilisant la théorie de l'hyper stabilité sur la MSAP pour la régulation de vitesse, et la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

Enfin, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus de nos investigations et nous présenterons nos perspectives à ce travail.

CHAPITRE 01  
MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES  
A AIMANTS PERMANENTS

## **I-1-Introduction :**

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. 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. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste au niveau du collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés avec des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. On assiste à une période d'abondance tant théorique que pratique au niveau des études sur les entraînements à courant alternatif qui concurrencent avec succès ceux à courant continu. Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multi variables et non linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision [1].

## **I-2-Aimants permanents :**

Ce sont des matériaux saturables à très forte hystérésis. On dit encore qu'ils sont « **durs** » par opposition aux matériaux Ferro et ferrimagnétiques à cycles étroits appelés encore « **doux** » [2].

### **I-2-1-Nature des matériaux durs :**

Si on restreint aux matériaux utilisés en électrotechnique, les premiers aimants étaient constitués d'alliages à base de *Al*, *Ni*, *Co* et *Fe*, dits « **Alnicos** » moulés à haute température et soumis à des traitements thermiques complexes.

Avec un refroidissement sous fort champ, ils deviennent magnétiquement anisotropes avec de meilleures propriétés magnétiques dans le sens en rapport avec l'induction imposée. S'ils sont

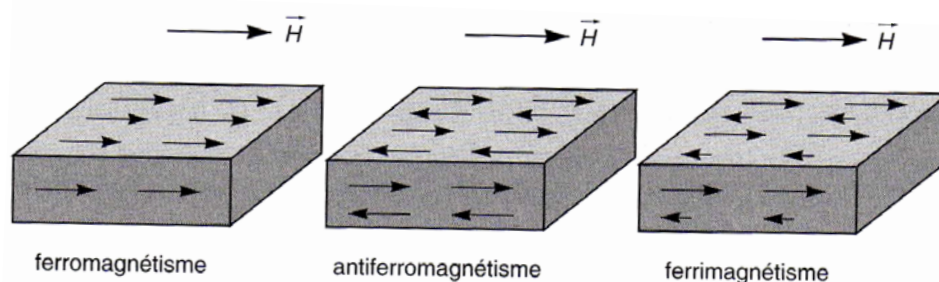
laissés isotropes leurs propriétés sont moins bonnes. Divers matériaux à propriétés plus ou moins intéressantes peuvent aussi fournir une aimantation permanente comme les alliages **Pt Co** ou **Cu Fe Ni**.

Sont apparus ensuite les ferrites qui sont des céramiques agglomérées sous pression, à base de poudre ( $Fe_2O_3$ ) **MeO**.

Le métal **Me**, pouvant être **Cu, Mn, Zn, Ni, Co, Ba**, etc. Les plus répandus sont à base de Mn et Zn ou de Zn et Ni et sont doux. Les ferrites durs sont à base de  $B_a$  et  $S_i$ , exemple : ( $Fe_{12}O_{19}B_a$ ). Ils peuvent être isotropes ou non également et sont surtout intéressantes par leur forte résistivité (typiquement  $1\Omega m$ ). Les ferrites constituent la classe la plus importante des matériaux ferrimagnétiques [2].

Il est connu que les matériaux magnétiques sont constitués de volumes magnétiques élémentaires dits domaines de Weiss liés à la structure du matériau et créés par le champ moléculaire qui oriente les moments magnétiques de leurs atomes voisins dans une même direction.

On représente un tel domaine par son moment global sous forme d'une simple flèche. Spontanément les domaines de Weiss s'orientent de façon quelconque, séparément, ou en s'appariant deux à deux mais en sens inverse. Dans ce dernier cas les moments sont égaux ou non. Sous l'action d'un champ extérieur  $\vec{H}$  ces domaines s'orientent en plus ou moins grand nombre dans le sens de  $\vec{H}$ , d'où la classification qui nous intéresse (figure I-1).



**Figure I-1- structures schématiques des matériaux ferro et ferrimagnétiques [2].**

Enfin les derniers matériaux durs apparus sont à base de « terres rares » du tableau de classification périodique des éléments et principalement les alliages Samarium-cobalt ( $Sm_xCo_y$ ) et fer néodyme bore ( $Fe_xNd_yB_z$ ) [2].

### **I-2-2-Force magnétomotrice équivalent d'un aimant :**

En supposant que la caractéristique  $B_a(H_a)$  soit linéaire, et donc d'équation :

$$B_a = \mu_0(H_c + H_a) = \mu_0 H_a + B_r \quad (1-)$$

4)

La droite d'un circuit tel que celui de la figure (I-1) s'écrit :

$$B_a = -\mu_0 \frac{I_a S_e}{I_c S_a} H_a \quad (1-)$$

5)

En combinant ces deux dernières équation on obtient :

$$B_a = -P_e \frac{I_a}{S_a} \left( \frac{B_a}{\mu_0} - H_c \right) \quad (1-)$$

6)

D'où

$$B_a \left[ 1 + P_e \frac{I_a}{S_a} \frac{1}{\mu_0} \right] = P_e \frac{H_c I_a}{S_a}$$

Soit avec

$$\begin{aligned} \Phi_a (1 + P_e R_a) &= P_e H_c I_a \\ \Phi (R_e + R_a) &= H_c I_a \end{aligned}$$

(1-7)

On obtiendrait la même équation pour un même flux avec un circuit géométriquement identique et de même propriétés magnétiques mais sans aimantation de l'aimant et avec une bobine d'excitation de f.m.m  $F = Ni = H_c I_a$  f.m.m équivalent de l'aimant. On peut donc donner un schéma équivalent d'un aimant sous la forme série ou sous la forme parallèle selon la (figure I-2) bien noter que la longueur  $I_a$  est celle comptée dans la direction de  $H_a$  [2].

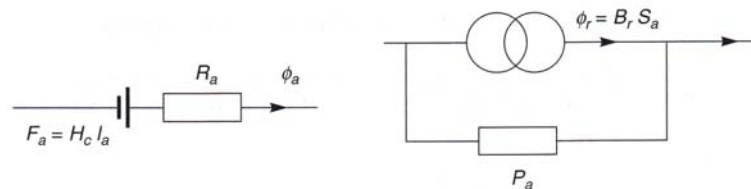


Figure I-2- Schémas équivalents d'un aimant permanent [2].

### I-3-Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

#### I-3-1-Introduction :

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le

domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance de calcul.

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de la vitesse variable. Son emploi devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé.

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme.

Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela consiste à un variateur de vitesse électromagnétique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance.

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.) [11].

### **I-3-2-Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :**

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale  $F_a$  tournant à la vitesse angulaire  $W_r$ . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation  $F_0$ . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source auxiliaire pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

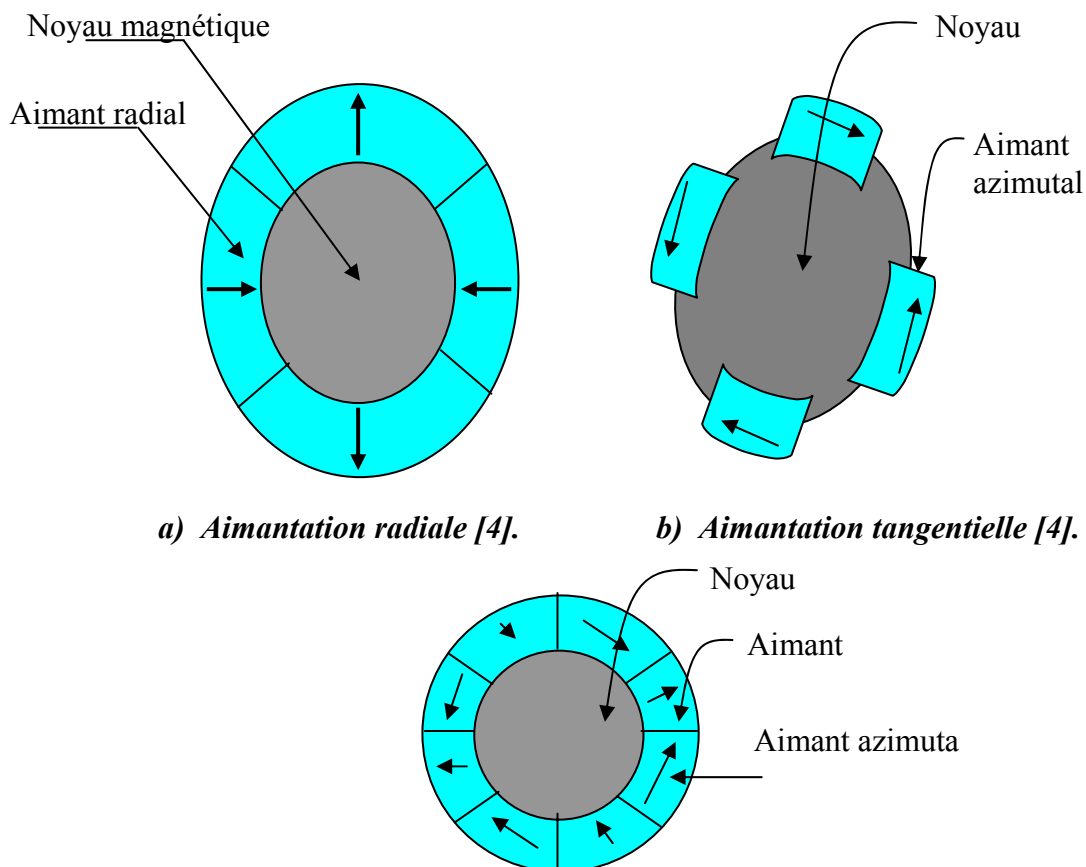
Suivant les dispositions des aimants, on distingue [3] :

- **I-3-2-1-Machine à inducteurs lisses :**

Les aimants utilisés sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique. Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites  $\sigma$  est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction  $B_e$  dans l'entrefer est celle de l'aimant  $B_a$ . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.58 (T) à 0.6 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).

On a intérêt de les doter d'une aimantation radiale (Figure I-3-a), tangentielle entre pôles (Figure I-3-b), les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte (Figure I-3-c) ou aimantation tournante.

Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement auto-piloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple.



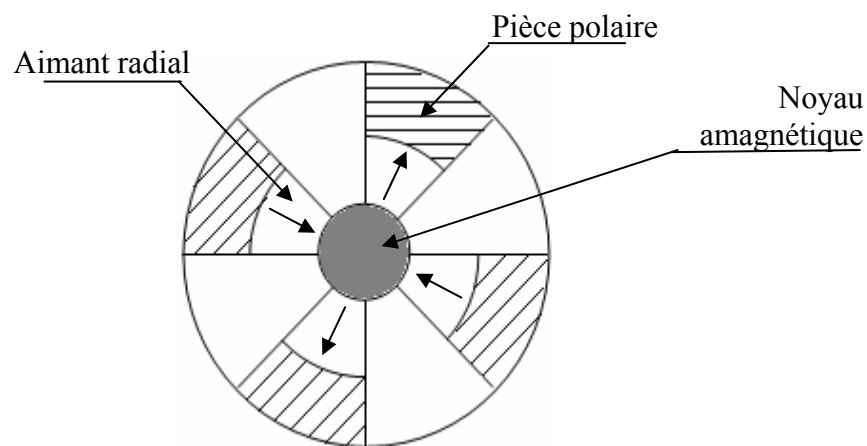
*c) Aimantation mixte [4].*

- **I-3-2-2-Machine à pôles saillants**

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou interpolaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné ou la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants [4].

- **I-3-2-3-Machine avec pièces polaires sans concentration de flux**

Les aimants sont dotés d'une aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (Figure I-4) qui permettent de les fixer sans la nécessité d'utiliser de frettes et donc de réduire de façon importante l'entrefer équivalent par rapport à la structure sans pièces polaires, par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation.



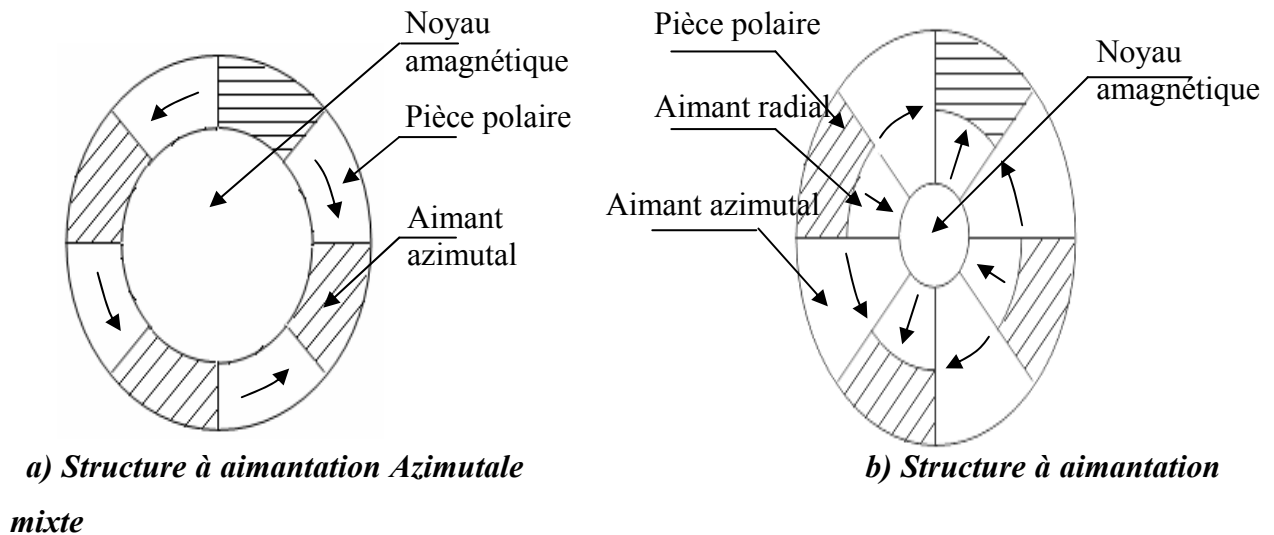
*Figure I-4-Structure avec aimantation radiale sans concentration de flux [4].*

- **I-3-2-4-Machine avec pièces polaires et concentration de flux**

Dans le but d'augmenter l'induction dans l'entrefer, et par conséquent le couple, on peut concevoir des structures rotoriques dites "à concentration de flux". Les aimants les plus performants, tels que les terres rares permettent grâce à leur niveau d'induction élevé de

produire une concentration de flux importante. Cependant, les effets de saturation seront plus importants. De même, ces structures présentent une saillance inversée ( $L_q > L_d$ ).

Selon le sens de l'aimantation et la disposition des pièces polaire, on peut envisager deux types de structure (Figure I-5-a et b) [4].



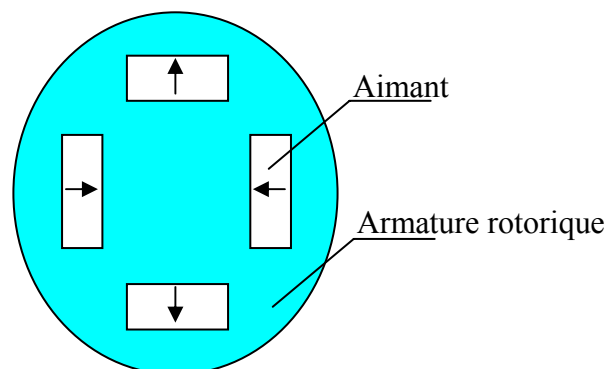
**Figure I-5-Structure avec pièces polaires et concentration de flux [4].**

- **I-3-2-5-Machine à aimants internes**

L'augmentation du nombre de pôles et les dimensions géométriques de ces structures simples avec pièces polaires donnent lieu à des rotors "plus complexes" appelées structures d'inducteurs à aimants internes (Figure I-6). Il existe toute une variété de configurations.

Ces structures présentent plusieurs avantages. En effet, la robustesse de leurs rotors leur permet d'atteindre de plus grandes vitesses de rotation et des puissances plus importantes, surtout avec les aimants du type NdFeB.

Toute fois, un problème de structuration se passe là où les aimants sont encastrés dans le fer rotorique [4].

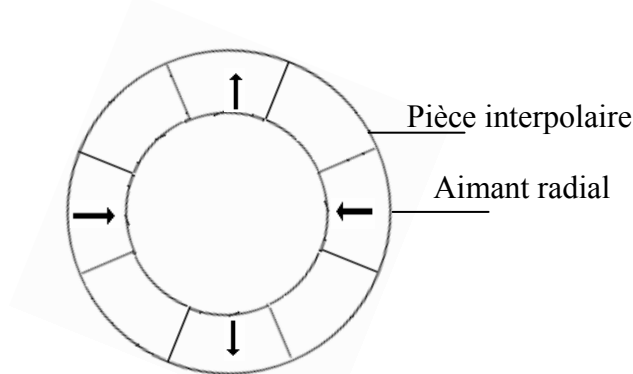


**Figure I-6-Structure à aimantations internes [4].**

- **I-3-2-6-Machine à aimantations insérées dans l'armature rotorique:**

Dans ce type de structures, les aimants (à aimantation radiale) sont insérés dans l'acier rotorique et débouchent sur l'entrefer (Figure I-7) une saillance inversée y apparaît.

Ces structures permettent en principe d'accroître le couple et la gamme de vitesse comme elles permettent de réduire le volume d'aimants utilisés et donc le coût de revient.



*Figure I-7-Structure à aimants radiaux insérées [4].*

### **I-3-3- Avantages des machines synchrones à aimants permanents :**

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec les progrès actuels des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Puissance massique élevée et précision de commande.
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage de la machine synchrone à aimants permanents.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague-balais dans ces machines [11].

### **I-3-4-Domaine d'application :**

Le moteur à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion

des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constant, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges [11].

### **I-3-5- Différents types d'alimentation :**

La machine synchrone peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur / générateur dans les deux sens de rotation).

Les convertisseurs alternatif/ continu de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides [11].

### **I-4-Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :**

#### **I-4-1-Introduction:**

L'étude analytique des systèmes électromagnétiques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. La simulation numérique est devenue alors le meilleur moyen pour décrire d'une manière très proche, le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-commande-machine tournante.

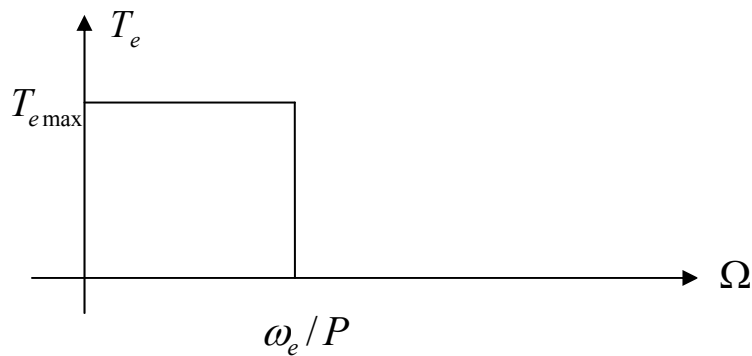
La méthode de modélisation du système globale étudié à la particularité de décomposer le système complet en plusieurs sous-systèmes ou des blocs séparés. Ce qui facilite le développement des programmes de simulation numérique.

#### **I-4-2-Autopilotage de la machine synchrone :**

La caractéristique couple vitesse d'une machine synchrone alimentée à la pulsation statorique  $\omega_e$  constante est représentée sur la (figure I-8) ou  $T_{e\max}$  désigne le couple maximal. La vitesse d'une telle machine est fixée uniquement par sa pulsation d'alimentation et de son nombre de paire de pôles. Elle est telle que  $\omega_e = P\Omega$ .

Cette caractéristique pose le problème de démarrage (pas de couple à  $\Omega = 0$  . ).

En effet le couple électromagnétique résulte de l'interaction de deux champs tournants fondamentaux, créés l'un par le stator  $B_s$  et l'autre par le rotor  $B_r$  [2].



**Figure I-8- caractéristiques couple vitesse d'un moteur synchrone à  $\omega_e$  constante [2].**

Pour résoudre le problème de démarrage il faut imposer la loi  $\omega_e = p \Omega$  en asservissant la pulsation d'alimentation  $\omega_e$  à la vitesse  $\Omega$  du rotor. Il y a donc translation automatique de la courbe couple vitesse de la (figure I-8) [2].

**I-4-3-Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent :**

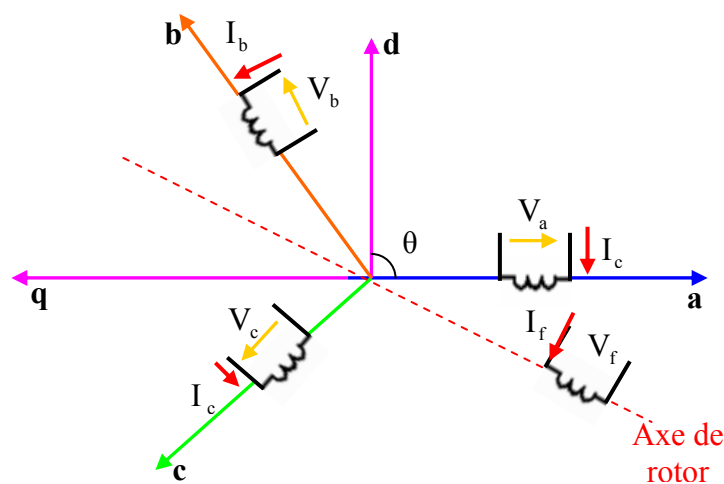
La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant Permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par des courants.

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine a une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre rare (SmCo, NdFeBr) [5].

**I-4-3-1- Structure générale d'une MSAP :**

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte un enroulement triphasé a, b, c au stator .Les aimants permanents sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu (figure I-9) [6].



*Figure I-9-Structure de la MSAP [6].*

**I-4-3-2 Hypothèses simplificatrices**

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

1. L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables ;
2. La machine fonctionne dans un régime non saturé ;
3. Les résistances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;
4. La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la F.M.M créée par chaque phase de l'induit.

**I-4-3-3 Mise en équations de la machine**

La figure (I-9). Représente schématiquement la MSAP considérée.

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s] [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \\ [\phi] = [L_s] [i] + \phi_f \end{cases}$$

**(1-8)**

Donc le système [1-8] devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\phi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\phi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\phi_c]}{dt} \end{cases}$$

**(1-9)**

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_m - C_r - C_f) \Omega$$

**(1-10)**

$$C_f = f_c \Omega$$

### I-4-3-4-Transformation de PARK

Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on applique des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse  $\omega_r$ .

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[F_{dq0}] = [A][F_{abc}]$$

**(1-11)**

Avec :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le facteur  $\frac{2}{3}$  est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

Alors  $A^{-1}$  devient comme suit :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

L'angle  $\theta$  est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt$$

**(1-12)**

Tel que :

$\theta$  : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;

$\omega$  : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de  $\omega$ , on distingue :

- **Référentiel lié au stator**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_0 = \omega_s = 0$$

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire  $\omega_r$  :

$$\omega_0 = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_0 = \omega$$

$\omega$  : Pulsation de l'alimentation

#### **I-4-3-4-1-Equations électriques dans le référentiel de PARK :**

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de park.

$$[V_{dq0}] = [A][V_{abc}]$$

(1-13)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (1-14)$$

#### **I-4-3-4-2-Equations électromagnétiques :**

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_d \\ i_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1-15)$$

Nous passons au système (d, q) :

$$[\varphi_{dqo}] = [A][\varphi_{abc}]$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_{ds} + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (1-16)$$

En remplaçant les expressions des flux  $\varphi_d$  et  $\varphi_q$  dans le système (1-14) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (1-17)$$

#### **I-4-3-4-3-Equations mécaniques :**

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (1-18)$$

Ou:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} P (\varphi_d i_{qs} - \varphi_q i_{ds}) \\ C_{em} &= \frac{3}{2} P (\varphi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \end{aligned} \quad (1-19)$$

Avec:

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs} &: \text{Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;} \\ \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} &: \text{Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.} \end{aligned}$$

L'énergie électrique totale du moteur dans le système (a, b, c) :

$$W = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$$

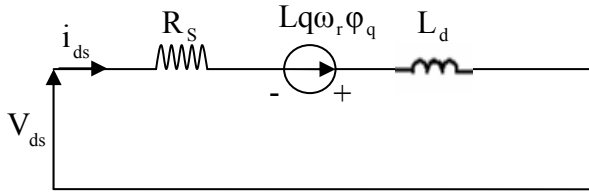
Dans le système (d, q, o) :

$$W = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs})$$

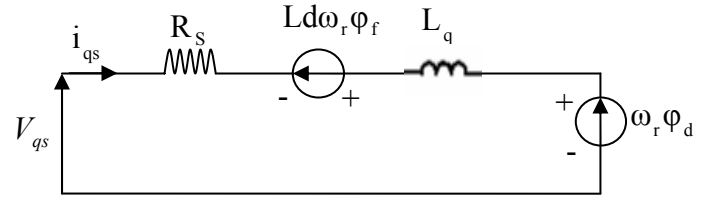
- **Schéma équivalent**

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure I-10)

Selon l'axe d :



Selon l'axe q :



**Figure I-10-Schéma équivalent de la MSAP selon les deux axes d et q.**

**I-4-3-5- Equations d'état de la MSAP :**

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs}] \end{cases} \quad (1-20)$$

**I-4-3-6-Résultats de simulation:**

**I-4-3-6-1-Par programmation (Matlab):**

Après simulation, on représente à la (figure I-11) la réponse de la machine alimentée du réseau, pour un fonctionnement à vide.

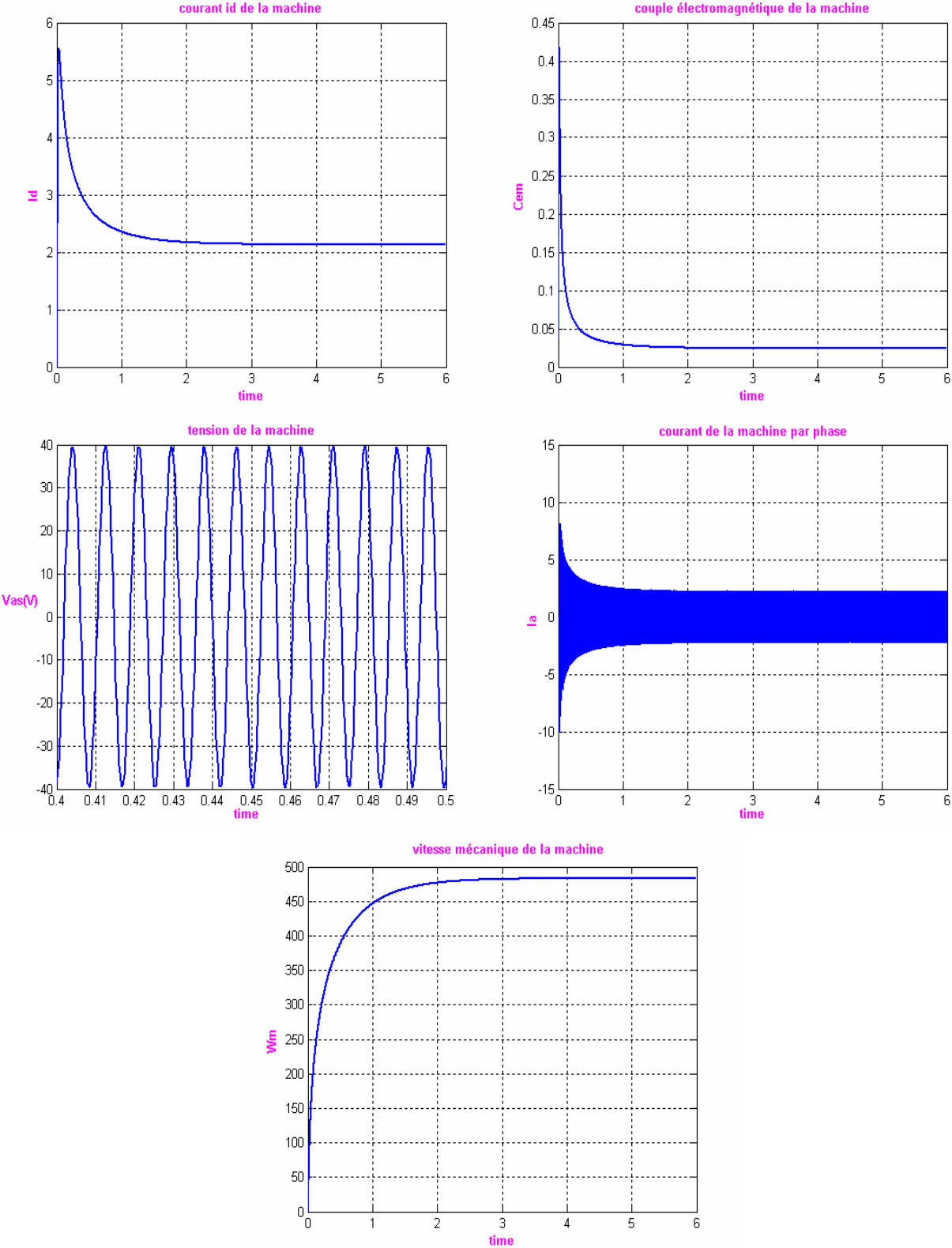
On remarque que le courant  $I_{ds}$  d'axe direct se fixe à une valeur égale à (2.13 A), après avoir atteint sa valeur de crête égale à (5.55 A).

Le courant  $I_{qs}$  d'axe en quadrature se fixe à une valeur égale à (0.62 A), après avoir atteint sa valeur de crête égale à (10.63 A).

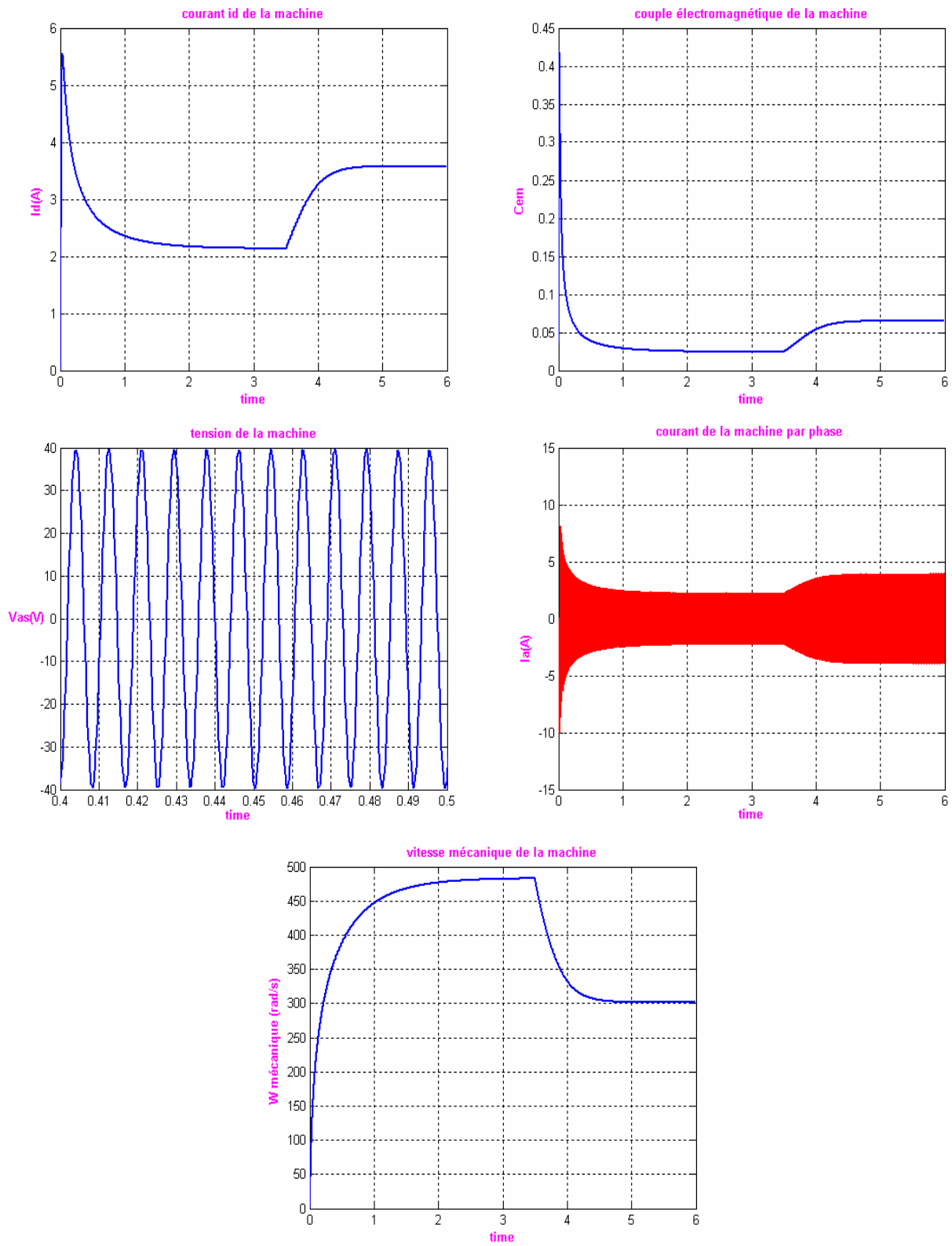
La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à une valeur de (483 rd/s) au bout d'un temps de (3.2 s) environ, la dynamique de la machine est un peut lente.

Le couple électromagnétique étant proportionnel au courant  $I_{qs}$ , il se stabilise à une valeur égale à (0.024 N.m) .qui compense les pertes par frottement et ventilation .après avoir atteint sa valeur de crête égale à (0.42 N. m).

La (figure I-12) donne la réponse de la machine à l'introduction d'une perturbation (couple résistant à «  $t = 3.5 \text{ s}$  ») qui provoque la diminution de la vitesse ; le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation compensant ainsi la charge sollicitée.

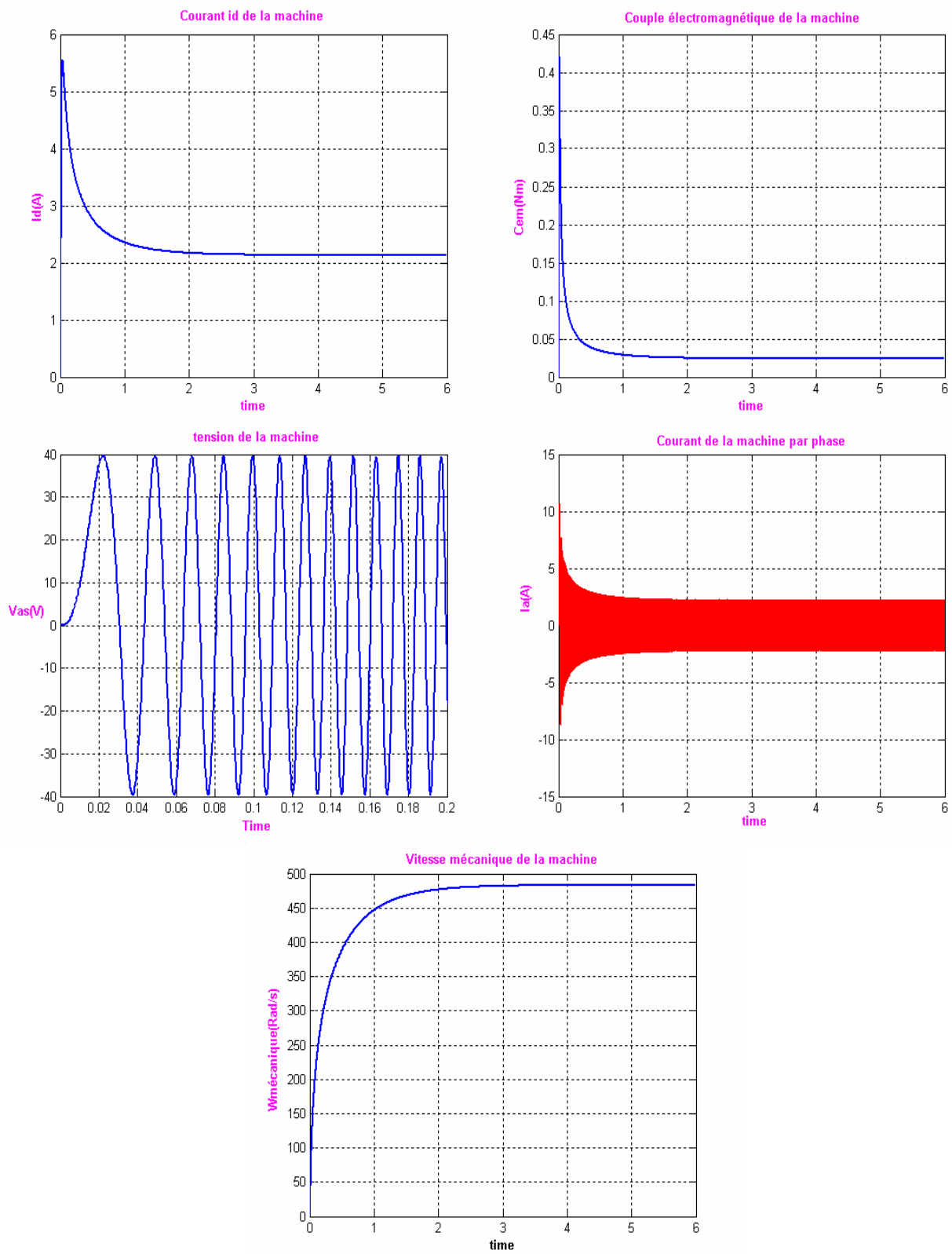


**Figure I-11 -Caractéristique dynamique de la MSAP à vide.**

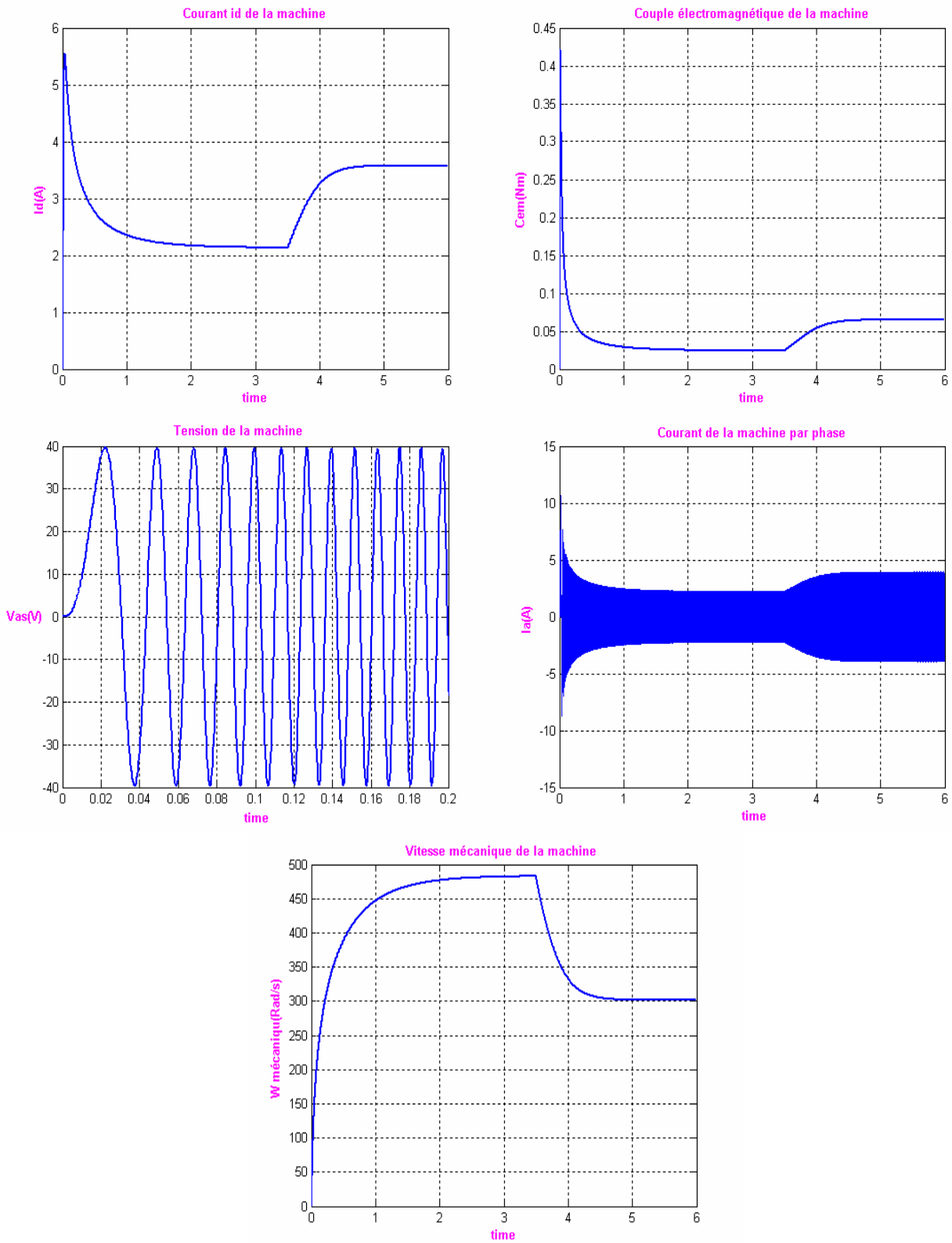


**Figure I-12 -Caractéristique dynamique de la MSAP en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$  N.m) à ( $t=3.5$  S) :**

**I-4-3-6-2-Par simulink :**



**Figure I-13 -Caractéristique dynamique de la MSAP à vide.**



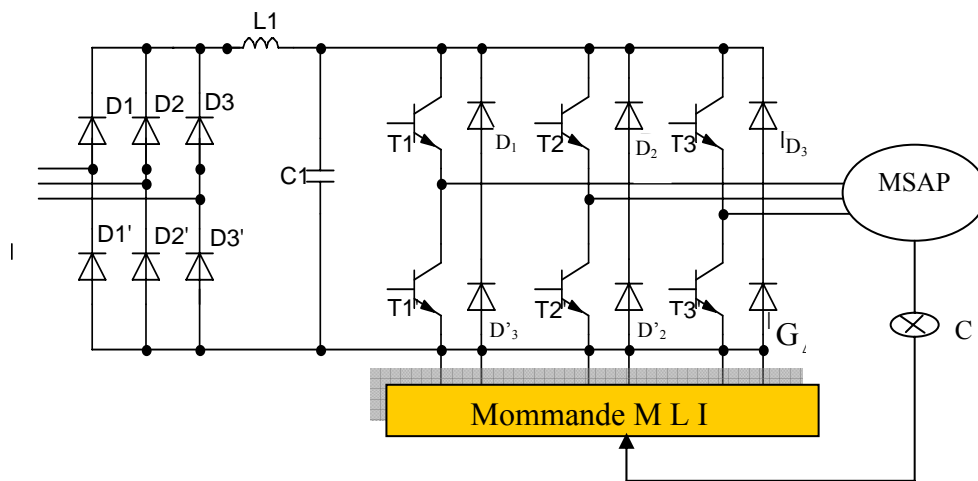
**Figure I-14- Caractéristique dynamique de la MSAP en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$  N.m) à ( $t=3.5$  S) :**

#### I-4-4- Modélisations du convertisseur :

Le convertisseur statique est constitué de trois étages :

- Un redresseur.
- Un filtre.
- Un onduleur.

La structure générale de l'alimentation est donnée à la (figure I-15).



**Figure I-15-Structure générale du convertisseur [6].**

#### I-4-4-1- Modélisation du redresseur :

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tensions sinusoïdales triphasées.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque  $D_1$  conduit, l'une des deux diodes  $D_2$  et  $D_3$  conduit également, il en vient que  $D_1$  conduit lorsque  $V_1$  est supérieur à  $V_2$  et  $V_3$ , ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3.$$

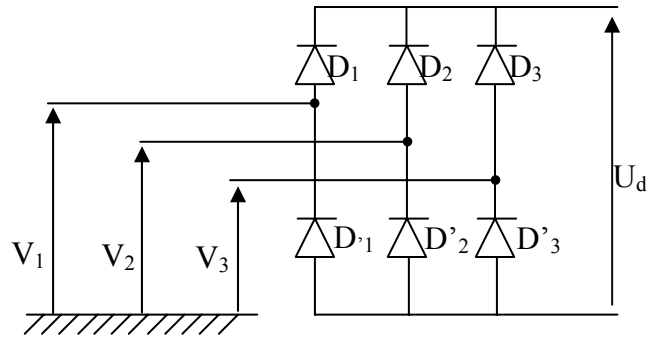
$$D_i' \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j) ; j=1, 2, 3 ; i=1, 2, 3.$$

**(1-21)**

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

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

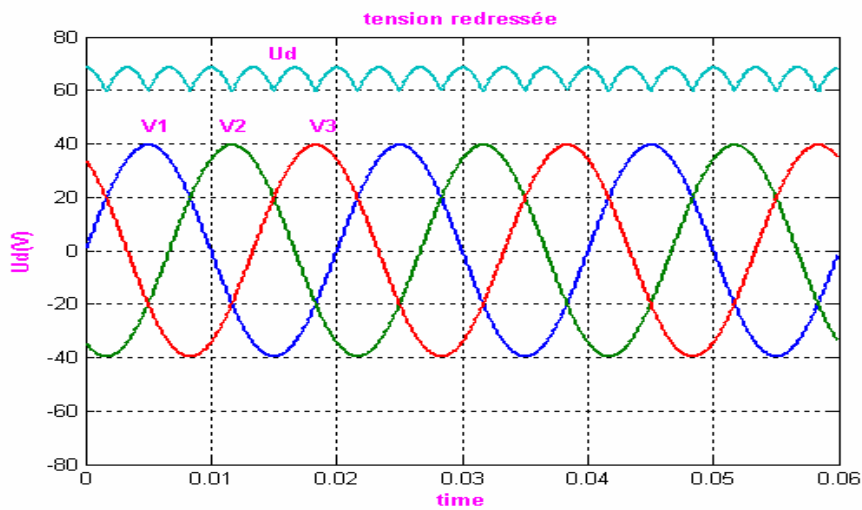
**(1-22)**



**Figure I-16-Redresseur à diodes [7].**

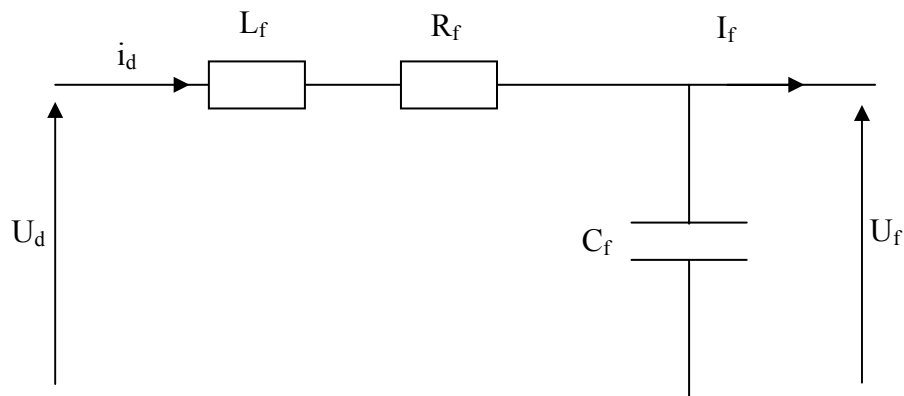
**I-4-4-1-a- Simulation numérique :**

La simulation numérique du redresseur donne la forme de la tension redressée représentée à la (figure I-17).



**Figure I-17-forme de la tension d'alimentation et la tension redressée Ud.**

**I-4-4-2-Modélisation du filtre:**



**Figure I-18-Filtre R-L-C[7]**

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur on utilise un filtre (L-C), Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

-Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.

-Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée).

Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance. L'apport d'énergie extérieur en cas de «rate» de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- la tension  $U_f$  d'alimentation de l'onduleur.
- La composante continue du courant exigé  $I_f$ .
- L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension  $U_f$  dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre l'inductance  $L_f$  (de résistance interne  $R_f$ ) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée s'exprimant en mH.

La capacité  $C_f$  du filtre correspond généralement à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas échéant.

- les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} i_d = U_d - U_f - R_f i_d \\ \frac{d}{dt} U_f = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases}$$

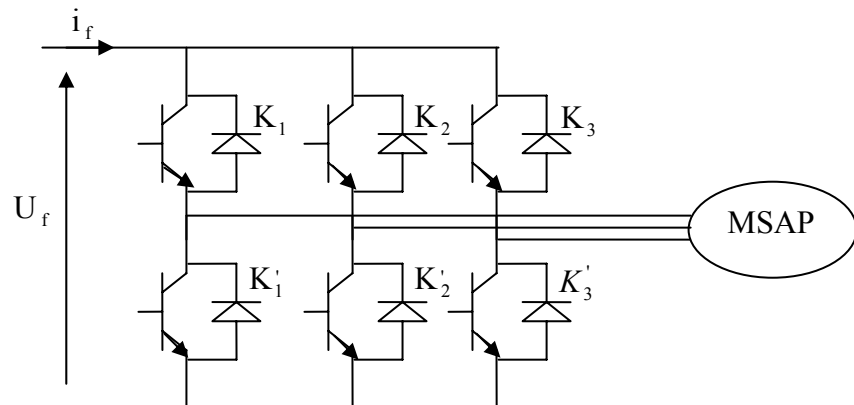
(1-23)

La pulsation :  $\omega = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}}$  (1-24)

#### ***I-4-4-3-Modélisation de l'onduleur***

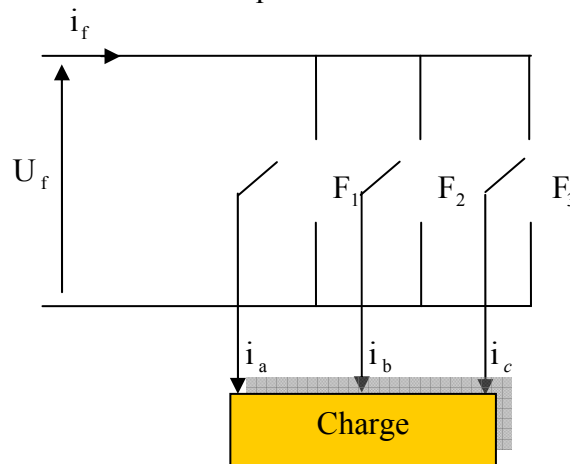
L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative.

La (figure I-19) représente le schéma de principe d'un onduleur, qui est composé de six transistors ( $T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$ ) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ( $D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$ ). Les semi conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés.



**Figure I-19-Schéma de principe de l'onduleur de tension [7].**

Pour simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion  $F_j (j = 1, 2, 3)$ .



**Figure I-20-Représentation des interrupteurs [7].**

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_j \text{ est fermé et } k'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_j \text{ est fermé et } k_j \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases}$$

**(1-25)**

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

**(1-26)**

En tenant compte des deux relations (1-25) et (1-26), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3}(-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3}(-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases}$$

**(1-27)**

Les systèmes d'équations (1-27) peuvent s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

#### **I-4-4-3-1-Commande en MLI de l'onduleur :**

Le but d'un onduleur MLI est alimenter la machine synchrone qui entraîne un capteur de position, le capteur va par l'intermédiaire d'une mémoire, déclencher 3 sinusoïdes prés programmés formant un système triphasé équilibré direct .ces sinusoïdes de référence attaquent un multiplieur [8].

#### **Remarque :**

La modulation de largeur d'impulsion MLI permet d'atténuer les effets des harmoniques 5 et 7 générateurs d'ondulation de couple (de période T/6). En effet cette technique est utilisé pour alimenter des machines synchrones à aiment permanents qui ont une bande passante mécanique très élevée .Il peut y avoir des problèmes à basse vitesse [8].

#### **I-4-4-3-2-Technique Triangulo-Sinusoïdale:**

La MLI consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière à ce que le fondamentale de la tension soit plus proche de la référence sinusoïdale. Les lois de modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont nombreuses. Pour notre étude nous examinons la technique triangulo-sinusoïdale [8].

La MLI triangulo-sinusoïdale est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutations sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois référence sinusoïdales sont déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  à la même fréquence  $f$ . Ces tensions sont définies par :

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

Avec

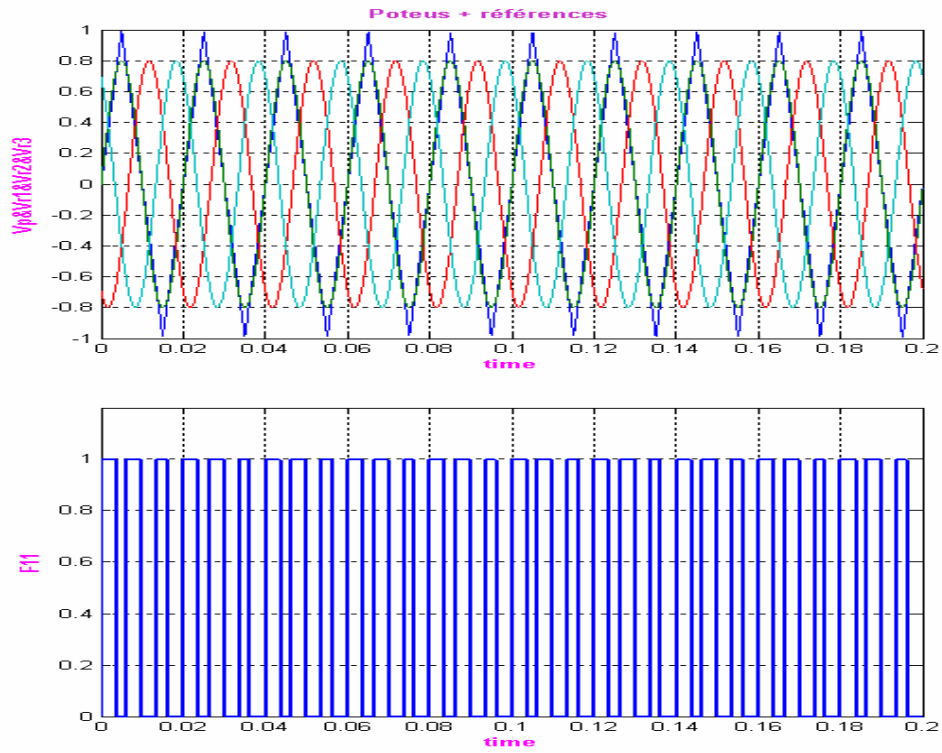
$r$  : le coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

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

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } nT_p < t < (2n+1) \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } \frac{(2n+1)T_p}{2} < t < (n+1)T_p \end{cases}$$

**(1-28)**

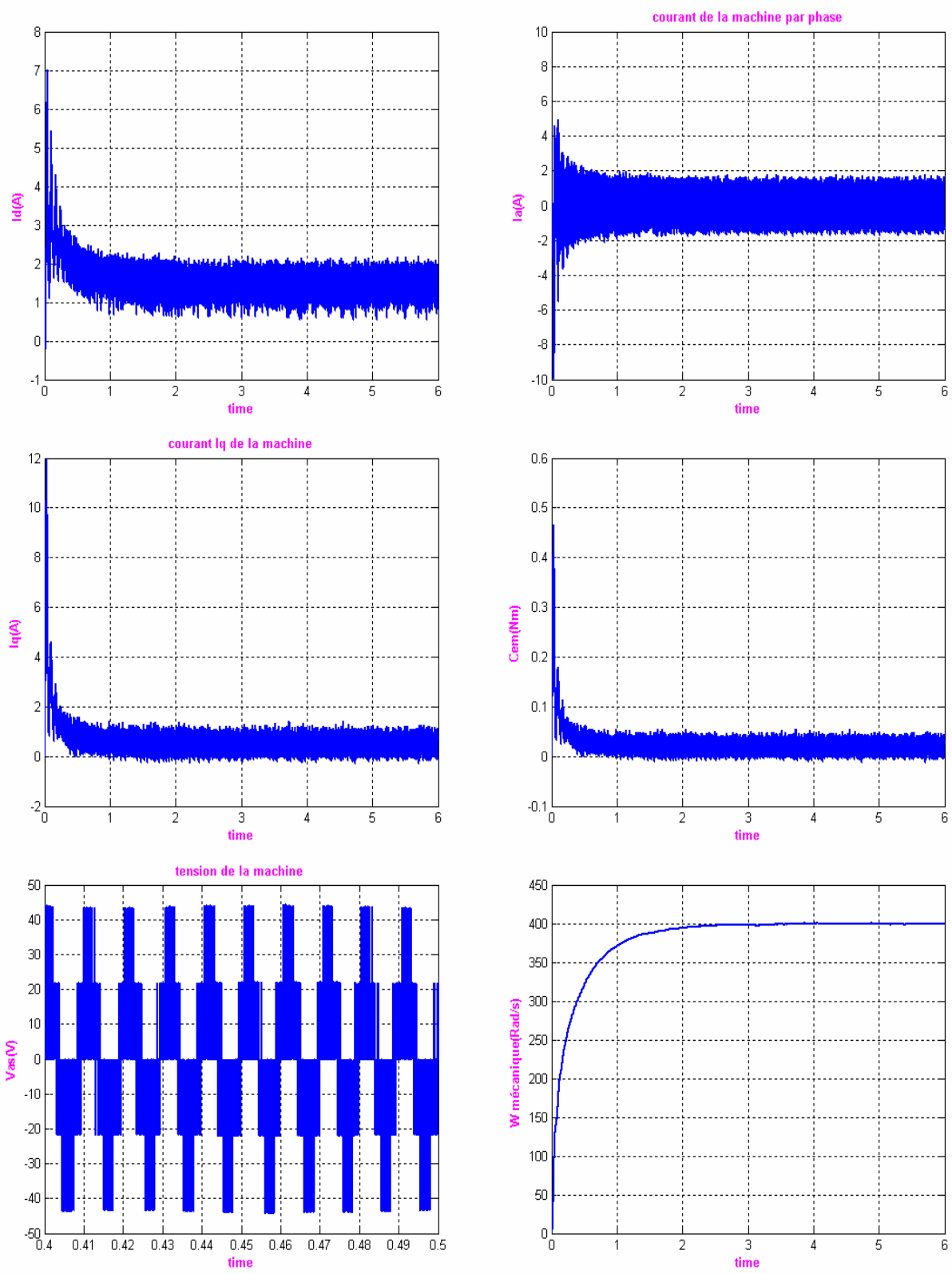
Où :  $T_p = \frac{1}{f_p}$  et  $f_p = m \cdot f$  avec  $m$  : indice de modulation qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence [7].



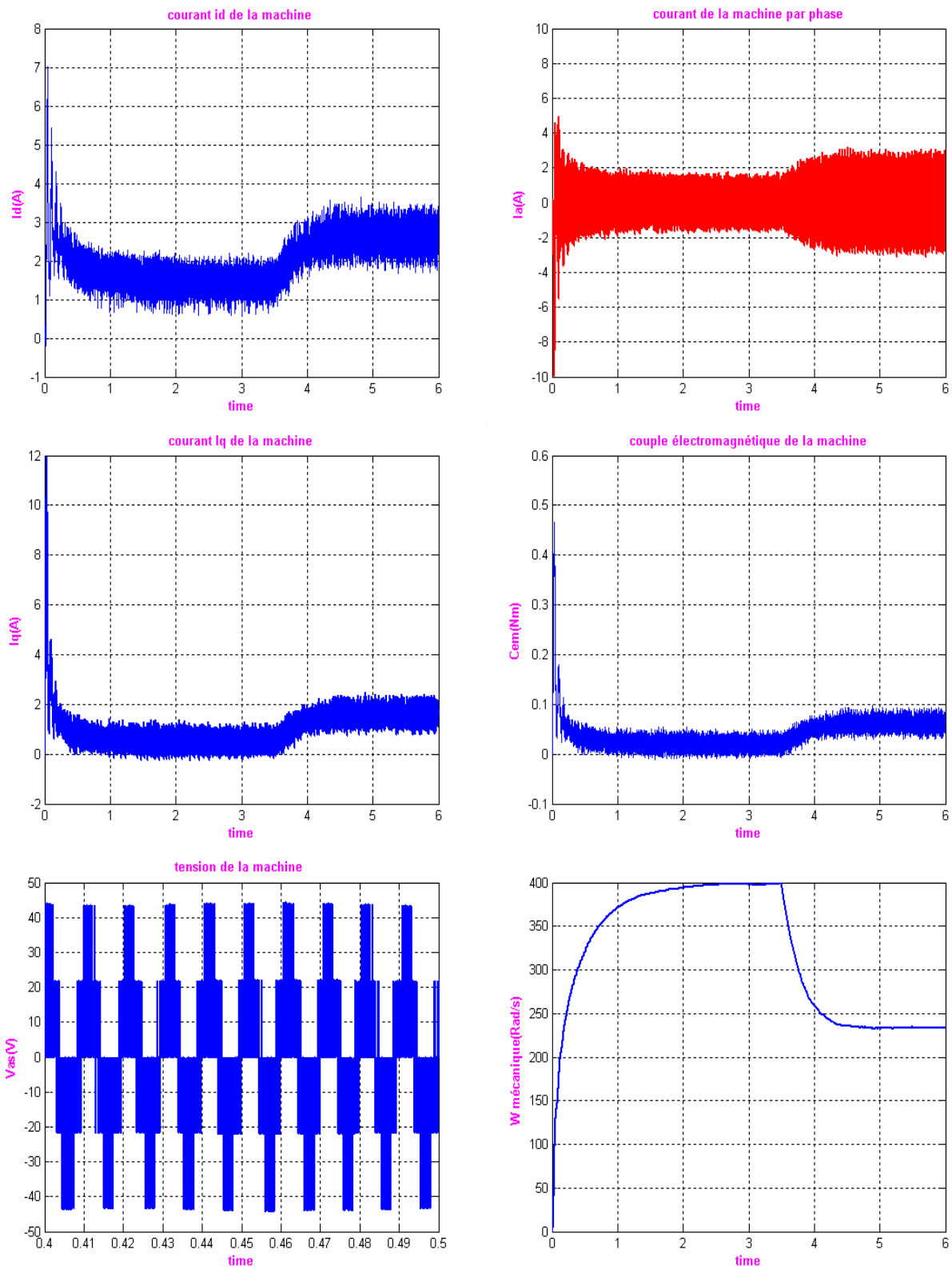
*Figure I-21- MLI triangulo-sinusoidale  $m=21$  ;  $r=0.8$ .*

**I-4-4-4-Résultats de simulation:**

**I-4-4-4-1-Par programmation (Matlab):**

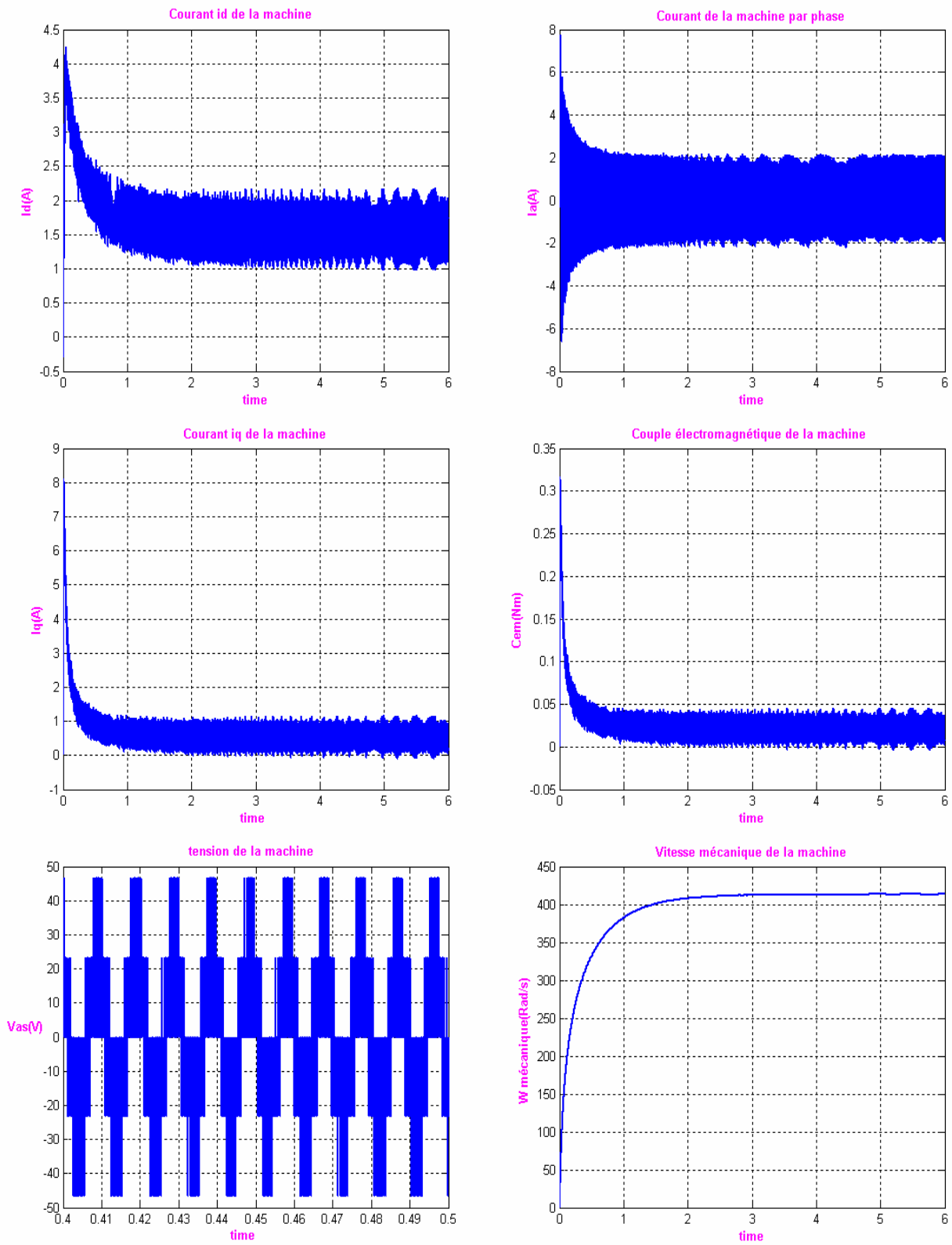


**Figure I-22- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur à vide :**

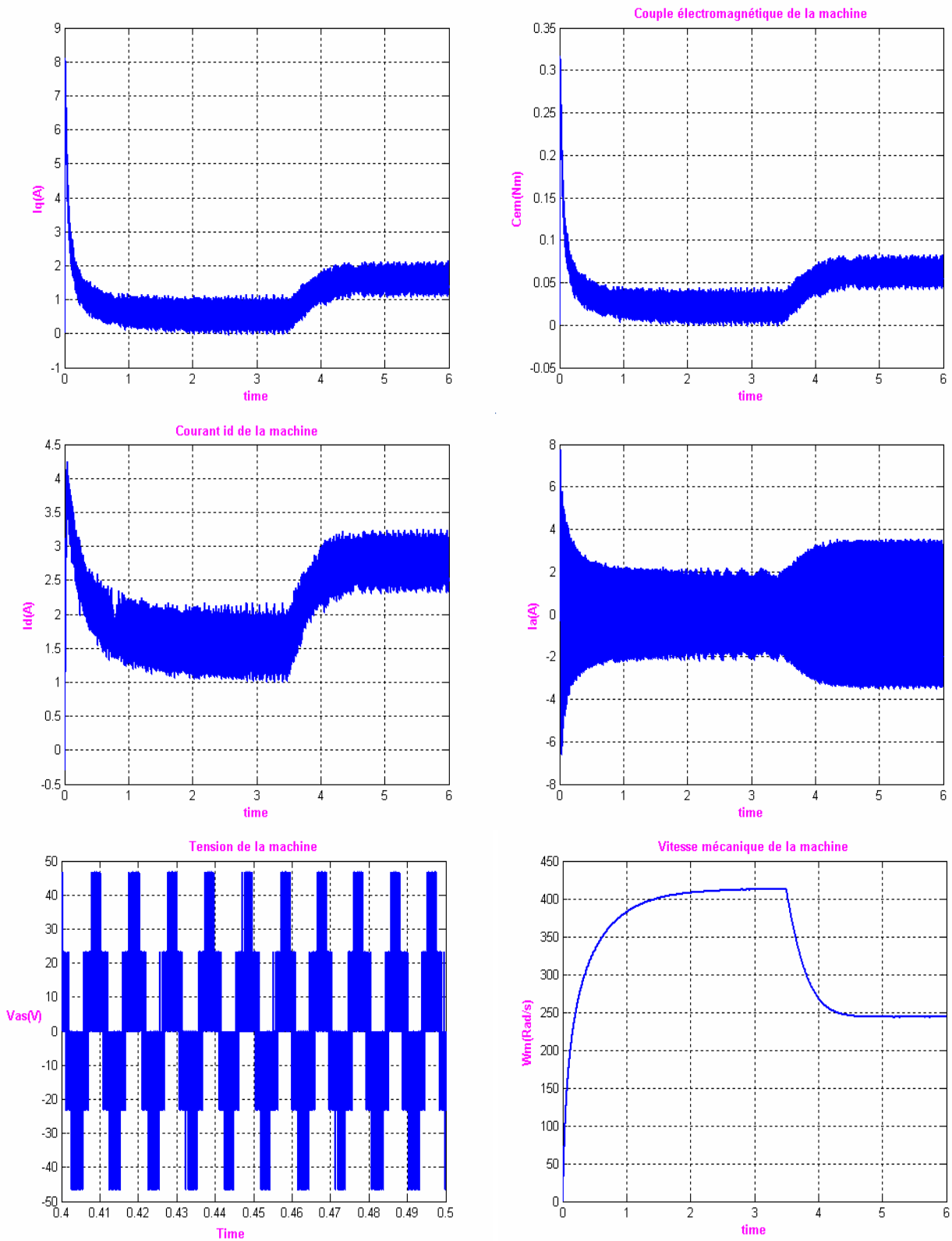


**Figure I-23- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$  N.m) à ( $t=3.5$  S) :**

**I-4-4-2-Par simulink :**



**Figure I-24- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur à vide :**



**Figure I-25- Caractéristique dynamique de l'ensemble MSAP + convertisseur en charge en appliquant un couple résistant ( $C_r=0.05$  N.m) à ( $t=3.5$  S) :**

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

La comparaison de ces figures (I-24) et (I-25) avec celles obtenues avec le modèle de la machine alimentée par un système de tension sinusoïdale montre une ressemblance dans l'allure ; cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.

Pour un même temps et d'exécution, en gardant le même pas d'exécution, on remarque que le calcul fait à partir des programme et différent à celle fait à partir des schémas blocs (simulink), ce qui cause une légère différence entre les courbes obtenus par simulation et celle obtenus par programmation.

### **I-5-Conclusion :**

Le modèle de la machine simulé et programmé à été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé se PARK. Nous pouvons conclure que les résultat obtenus, nous donne une vision assez claire sur le comportement de la machine synchrone à aimants permanents et par la même une validation première de son modèle est aussi faite.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, des technique de commande sont introduites. Parmi les quelles la commande vectorielle, qui est l'objet du deuxième chapitre.

# CHAPITRE 02

## COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE

### A AIMANTS PERMANENTS

## **II-1-Introduction :**

Comme le modèle de la machine synchrone à aimants permanents que nous avons présenté au chapitre précédent a un système multi variable, un contrôle performant de la vitesse ou de la position de cette machine dépend donc de son couple, qui exige le contrôle simultané de plusieurs variables.

Le couple électromagnétique dans la machine dépend des courants  $I_d$  et  $I_q$  et donc de la commande de ces courants. Plusieurs stratégies de commande peuvent être considérées ; elles se différencient par le choix de la relation liant les courants  $I_d$  et  $I_q$ , c'est-à-dire par la manière dont le couple est développé dans la machine. Ces commandes sont communément appelées commandes vectorielles ou commande par orientation du champ (en anglais, Field Oriented control). Le but de ce chapitre est de présenter la principale stratégie de commande vectorielle qui consiste à maintenir le courant  $I_d$  nul.

## **II-2-Pourquoi la commande vectorielle ?**

Les machines à courant alternatif utilisées en asservissement de vitesse dans les industries automatisées subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandée parce que le flux et le couple sont découplés et contrôlables indépendamment :

- Le courant inducteur ou d'excitation " $I_f$ " est producteur de flux.
- Le courant induit ou d'armature " $I_a$ " est producteur de couple.

Grâce à cette propriété, les hautes performances dynamiques de la machine peuvent être atteintes ; le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale qui implique l'amélioration du couple.

Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse ; et son entretien devient plus exigeant. De plus, il interdit d'utiliser le moteur dans les milieux inflammables ou corrosifs.

En effet, dans les machines alternatives, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus, ce qui rend la machine difficilement commandable, et cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse), en passant par les variables internes de la machine

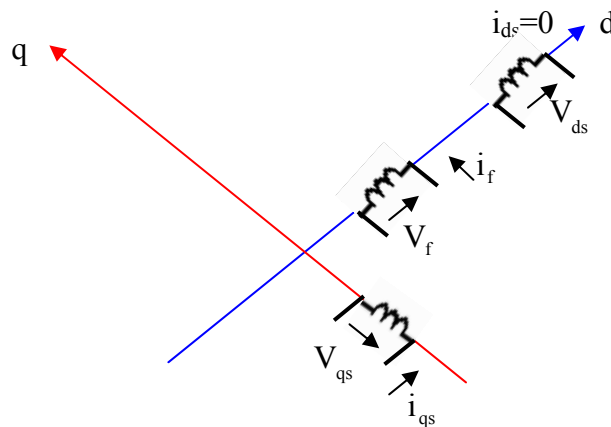
En régime transitoire, le comportement de la machine à courant alternatif est le résultat de la combinaison de ces nombreux paramètres en majorité non linéaires.

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, BLASCHKE, avait donné naissance en 1971, aux bases de la nouvelle théorie une commande des machines à courant alternatif dite « commande vectorielle » ou « commande par flux orienté ».

### II-3-Principe de la commande vectorielle :

La Commande par orientation du champ consiste à orienter le flux dans l'entrefer suivant l'axe quadratique (q), autrement dit annuler l'effet du flux statorique suivant l'axe directe. Cela est obtenu en imposant à  $i_{ds}$  une valeur nulle, donc le système résultant est mono entrée  $V_{qs}$ .

Physiquement cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation, comme il est illustré à la (figure (II-1)), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant  $i_f$  constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [14].



**Figure II-1-Commande par orientation du champ de la MSPA ( $i_{ds}$  nul).**

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le repère (d q) sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \left[ (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs} \right] \quad (2-1)$$

Avec

$$\phi_f = L_m i_f$$

$L_m$  : L'inductance magnétique.

Alors, la relation de couple électromagnétique avec  $i_{ds} = 0$  devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_f i_{qs}$$

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, où les courants :  $(i_f)$  et  $(i_{qs})$  produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

Afin de maîtriser le couple d'une MSAP, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant ceci en vérifiant instantanément ses composantes suivant l'axe direct  $i_{ds}$  et l'axe en quadrature  $i_{qs}$ .

$$\vec{i}_s = \vec{i}_{qs} + \vec{i}_{ds}$$

Soit  $\alpha_s$  : est l'angle entre  $i_s$  et l'axe direct statorique  $d_s$  du référentiel fixe statorique,

D'où  $(\alpha_s - \theta_r)$  est l'angle entre la phase de  $i_s$  et l'axe du référentiel rotorique.

Alors on a :

$\theta_r$  : L'angle entre l'axe statorique  $d_s$  et l'axe direct.

$$\begin{cases} i_{qs} = |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \\ i_{ds} = |i_s| \cos(\alpha_s - \theta_r) \end{cases} \quad (2-2)$$

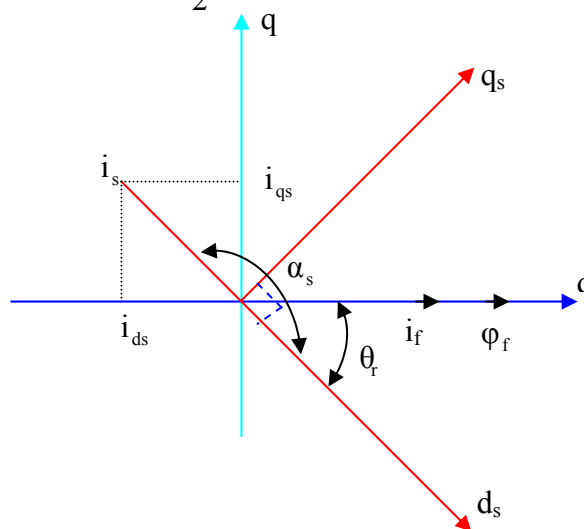
D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_f |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (2-3)$$

Pour avoir  $(i_{ds} = 0)$  il faut fixer  $(\alpha_s - \theta_r)$  à  $\frac{\pi}{2}$  d'où le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale [6].

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f |i_s|$$

$$|i_s| = |i_{qs}|$$



**Figure II-2- Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP.**

## II-4- Commande vectorielle avec retour d'état non linéaire :

Comme le modèle de la machine est non linéaire, il ne peut être représenté directement sous la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad *$$

Néanmoins, dans la mesure où la vitesse varie lentement par rapport aux grandeurs électriques. Il est possible de séparer la partie électrique de la partie mécanique du modèle. Ceci nous permettra d'étudier aisément le problème de découplage, car celui-ci concerne essentiellement la partie électrique du système qui peut se mettre sous la forme (\*).

On fait appel aux équations du modèle en tension de la MSAP suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_{ds} - P\phi_f \frac{\omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (2-4)$$

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_c \Omega) \quad (2-5)$$

Le courant  $I_d$  peut être naturellement maintenu à zéro si on découple le système au moyen de l'action, calculée à partir des variables du système, représentées en traits discontinus sur la (figure (2-4-a))

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  $I_d$  et  $w$ ), en prenant.

$V_{ds} = L_q \omega_r i_{qs}$  Montré à la (figure (II-3)), cela représente un retour d'état non linéaire.

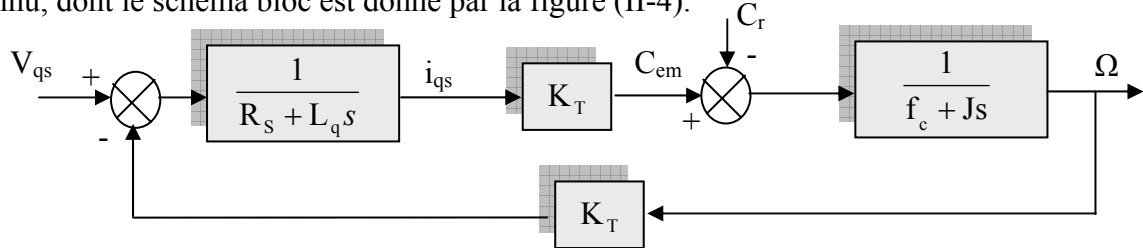
On pose :  $K_T = \frac{3}{2} P\phi_f$



D'où l'équation du système découplé en prenant comme vecteur d'état  $[i_{qs}, \Omega]$  est :

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - P \frac{\omega_r \phi_f}{L_q} + \frac{V_{qs}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{\phi_f}{J} i_{qs} - \frac{f_c \Omega}{J} + \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (2-9)$$

Le but de cette commande est d'obtenir un modèle analogue à celui du moteur à courant continu, dont le schéma bloc est donné par la figure (II-4).



**Figure II-4- Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.**

Ce schéma est identique à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. La tension  $V_{qs}$  permet donc de commander le couple développé par le moteur synchrone de la même manière que la tension d'induit qui permet de commander le couple développé par un moteur à courant continu à excitation indépendante.

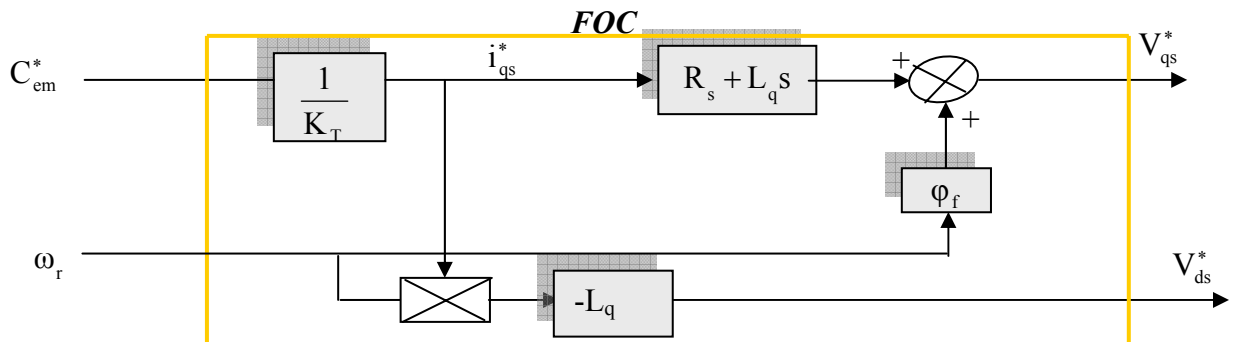
### **II-5- Structure de commande vectorielle de la MSAP :**

#### **II-5-1- Structure de commande vectorielle de la MSAP sans onduleur :**

La structure de découplage du contrôle vectoriel de la MSAP donnée par les équations suivantes :

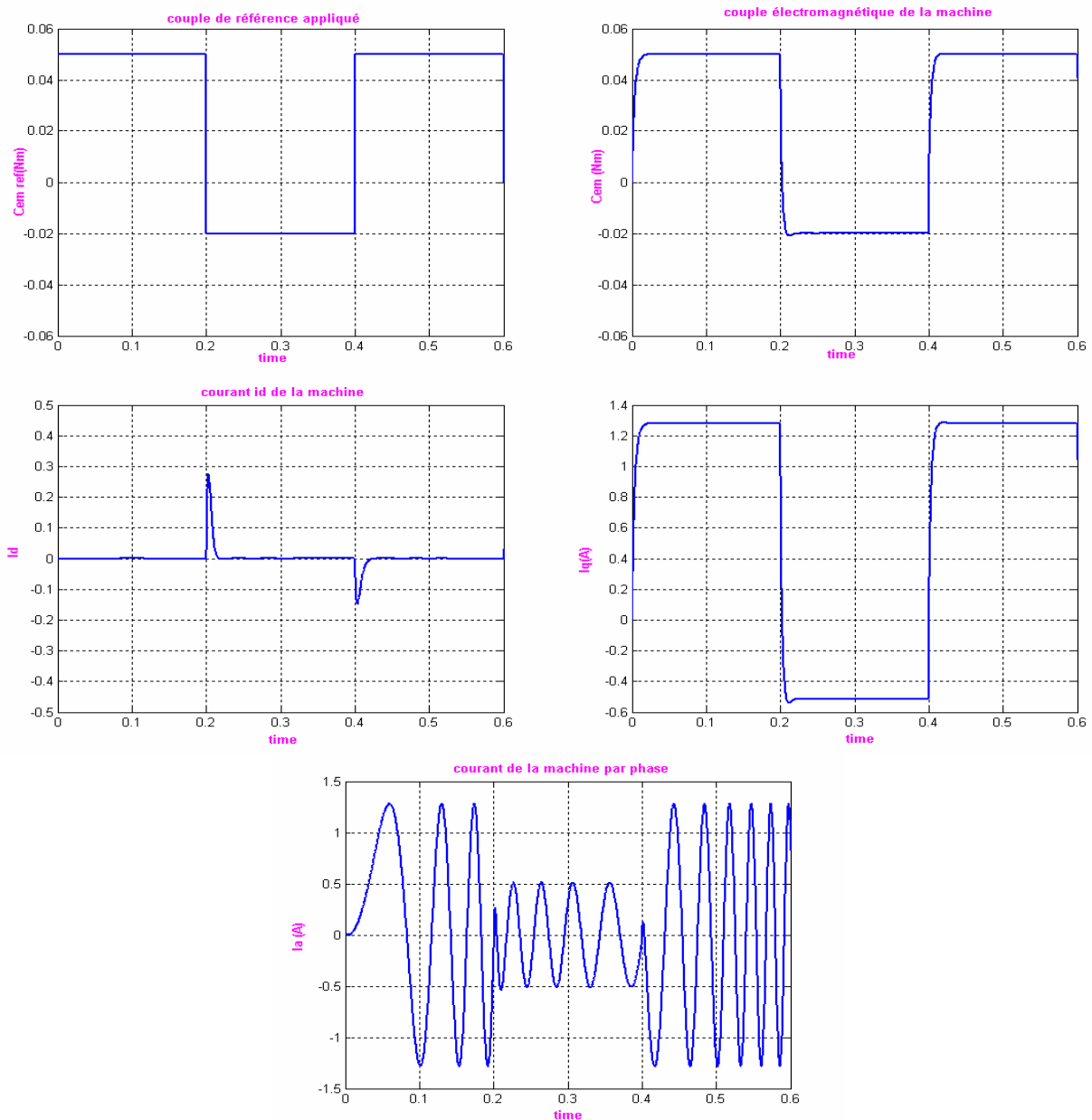
$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* = -\omega_r L_q \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} = \frac{(-\omega_r L_q C_{em}^*)}{K_t} \\ V_{qs}^* = R_s \frac{C_{em}^*}{K_t} + \frac{L_q}{K_t} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (2-10)$$

Dans ces expressions, les grandeurs de référence se distinguent des grandeurs réelles par l'exposant « \* ». Le schéma bloc correspondant à cette structure est donné à la figure (II-5).



**Figure II-5- Schéma bloc de la structure de découplage [12].**

### II-5-2-Résultats de simulation :



**FigureII-6- commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de l'MSAP).**

La figure (II-6) illustre le comportement de la structure de contrôle indirecte de couple appliqué à la MSAP.

D'après cette figure l'analyse des courbes montre que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence ( $C_{em}^*$ ) imposé sans dépassement.

Le courant statorique direct ( $i_{ds}$ ) s'annule, ce qui réalise le but de la commande par l'orientation du champ suivant l'axe en quadrature.

Le couple électromagnétique, suit parfaitement le courant statorique directe dans sa forme avec l'apparition des pics a ( $t=0.2s$ ) et ( $t=0.4s$ ) qui sont dus à la variation brusque du couple référentiel à ces instants, ce qui vérifie le découplage des axes (d, q)

**II-5-3-Association onduleur -MSAP :**

Dans l'étude précédente, nous avons vu que pour pouvoir réaliser le contrôle vectoriel et avoir un modèle découplé, il faudra que les tensions des références soient :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (2-11)$$

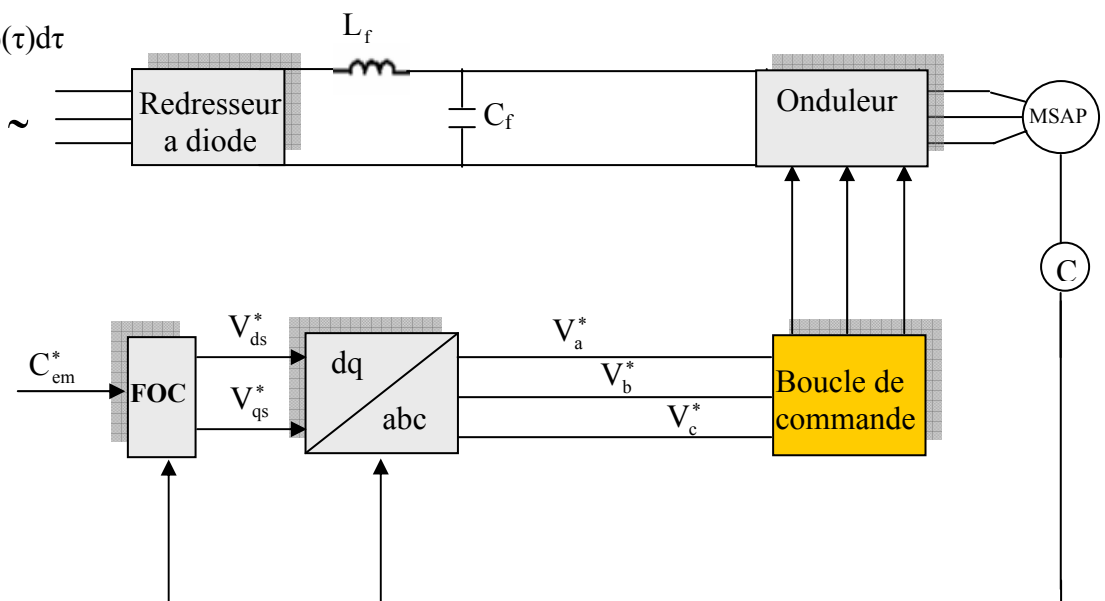
Avec :

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{K_T}$$

Ayant choisi la référence de couple ( $C_{em}^*$ ), le bloc de découplage fournit les tensions de commande  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  assurant le contrôle des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Le passage du repère (d q) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de PARK, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a^* = V_{ds}^* \cos(\theta) + V_{qs}^* \sin(\theta) \\ V_b^* = V_{ds}^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c^* = V_{ds}^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2-12)$$

Ou :  $\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$



**Figure II-7-Contrôle vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte [12].**

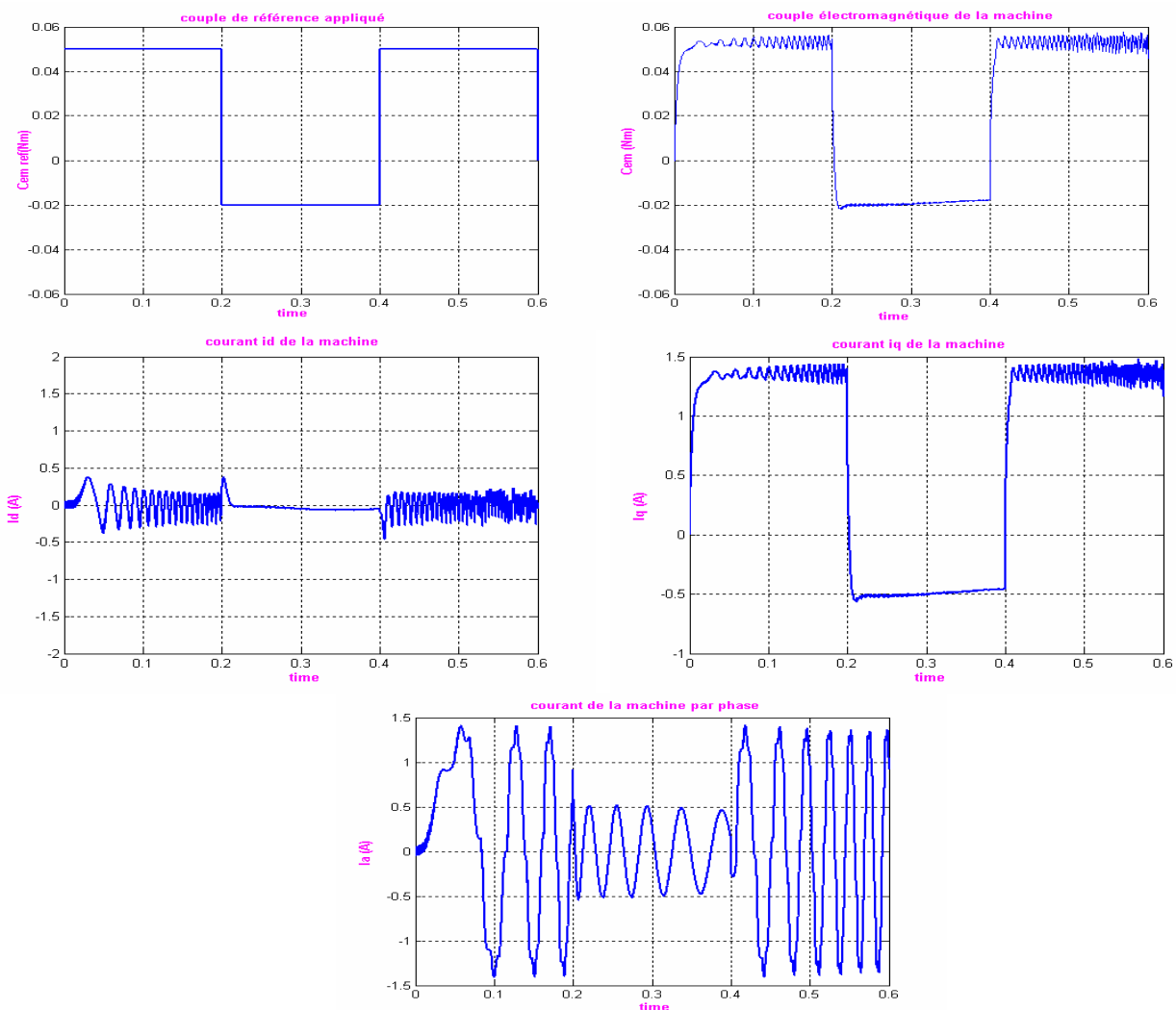
#### II-5-4-Résultats de simulation :

Afin de vérifier le découplage introduit par cette commande entre le flux et le couple, nous simulons l'association de l'ensemble FOC-onduleur de tension-MSAP, en imposant un couple de référence sous forme de créneaux [0.05Nm, -0.02Nm, 0.05Nm] dans l'intervalle des temps respectifs suivants : [0 0.2], [0.2 0.4], [0.4 0.6] s.

La figure (II-8) représente la réponse du système pour un contrôle vectoriel en boucle ouverte, la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la simulation du modèle plus FOC montre que :

La composante directe du courant est sensiblement nulle, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne nulle.

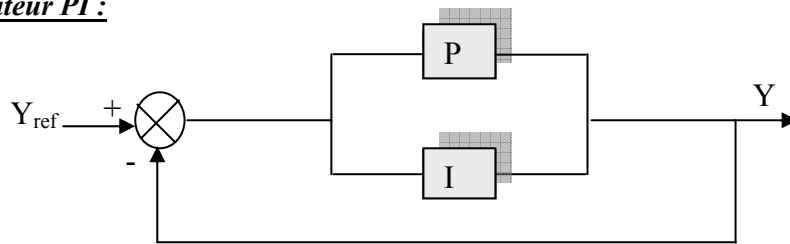
L'allure du couple électromagnétique est sensiblement identique à celle obtenue dans le cas d'alimentation sans onduleur, avec l'apparition d'ondulations autour de sa valeur moyenne. Ces ondulations sont dues à la présence de l'onduleur



**Figure II-8-Commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de l'MSAP + onduleur).**

## II-6-Commande vectorielle avec réglage de vitesse :

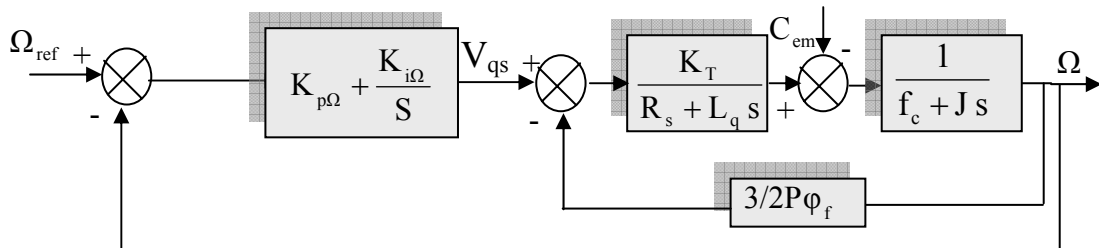
### II-6-1- Régulateur PI :



**Figure II-9- Régulateur PI**

### II-6-2- Réglage de vitesse :

Le régulateur de vitesse peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La figure (II-10) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.



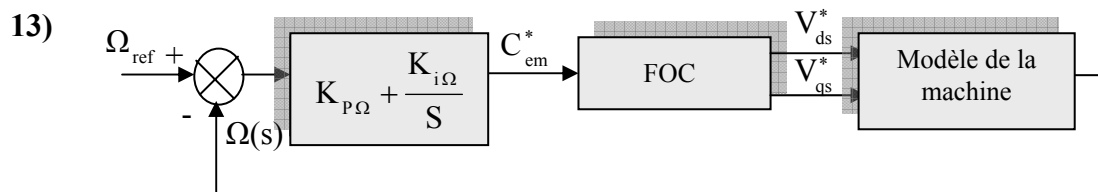
**Figure II-10- Régulation de vitesse [13].**

### II-6-2-a Fonction de transfert en boucle ouvert :

Le modèle de la machine, associé à la structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté à la figure (II-11).

La relation entrée sortie du système précédent en boucle ouvert est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}} \quad (2-$$



**Figure II-11- Boucle de régulation [13].**

A partir du modèle de la machine et du bloc de découplage (FOC), qui fournit les tensions de commande :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} \end{cases} \quad (2-14)$$

Et pour des machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique ( $\frac{L_q}{R_s}$ ), est généralement négligeable.

Les tensions de commande précédentes s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f \\ i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} \end{cases} \quad (2-15)$$

A partir de ce dernier système et le modèle de la machine on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{qs}^* = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e S} \\ C_{em}^* = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e S} \end{cases} \quad \text{avec } \tau_e = \frac{L_q}{R_s} \quad (2-16)$$

L'équation mécanique, nous donne :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_c + J S} = \frac{(C_{em} - C_r)}{f_c (1 + \tau_m S)} \quad (2-17)$$

$$\text{Avec : } \tau_m = \frac{J}{f_c}$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) donné par (2-16) dans (2-17) ; on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} C_{em}^* - \frac{1}{f_c (1 + \tau_m S)} C_r \quad (2-18)$$

Cette équation est schématisée par la figure (II-11)

En comparant (2-4) et (2-18) ; on obtient :

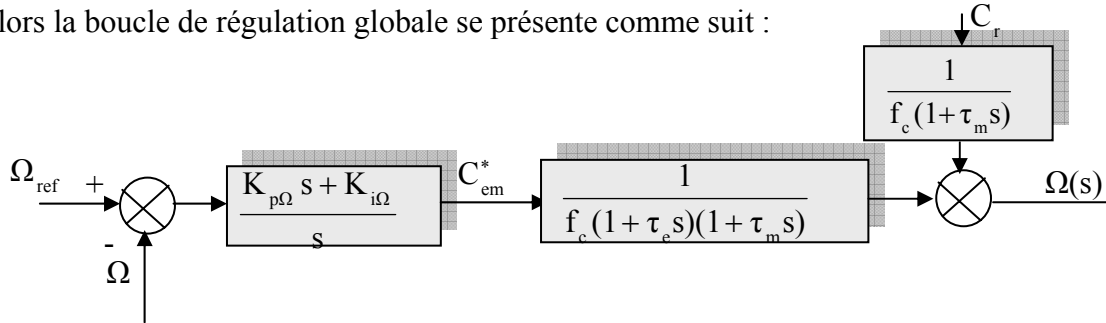
$$F_0(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)}$$

**II-6-2-b- Fonction de transfert en boucle fermée :**

En ajoutant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :

$$F_{\text{reg}\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (2-19)$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :



**Figure II-12- Boucle de réglage de vitesse [6]**

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera :

$$F_{g0}(s) = \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \frac{1}{f_c (1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s)} \quad (2-20)$$

Après un calcul élémentaire, on aura :

$$F_f(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot S + K_{i\Omega}}{J\tau_e S^3 + (J + f_c \tau_e) S^2 + (K_{p\Omega} + f_c) S + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2-21)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes  $J\tau_e$  et  $f_c \tau_e$  alors le dénominateur  $D(s)$  devient :

$$D(s) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_c)S + K_{i\Omega}$$

Pour avoir un bon comportement avec un amortissement relativement optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire ( $s_{1,2} = \rho \pm j\rho$ )

Dans ce cas, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2 \rho^2 J \\ K_{p\Omega} = 2 \rho J - f_c \end{cases}$$

Tel que «  $\rho$  » représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles [6].

### II-6-3- Régulation du courant $i_{ds}$ :

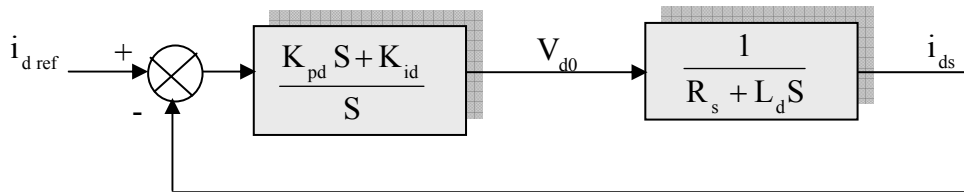
De la première équation du système (2-4) et en imposant  $V_{d0} = (R_s + SL_d) i_{ds}$  :

$$i_{ds} = \frac{V_{d0}}{(R_s + SL_d)}$$

En insérant un régulateur (PI) de fonction de transfert donné par :

$$K_{reg\ id_s} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}$$

La boucle de régulation du courant  $i_{ds}$  se présente comme suit :



**Figure II-13- Boucle de réglage de courant [6].**

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$K_{F\ id_s} = \frac{K_{pd}S + K_{id}}{L_d S^2 + (K_{pd} + R_s) S + K_{id}} \quad (2-22)$$

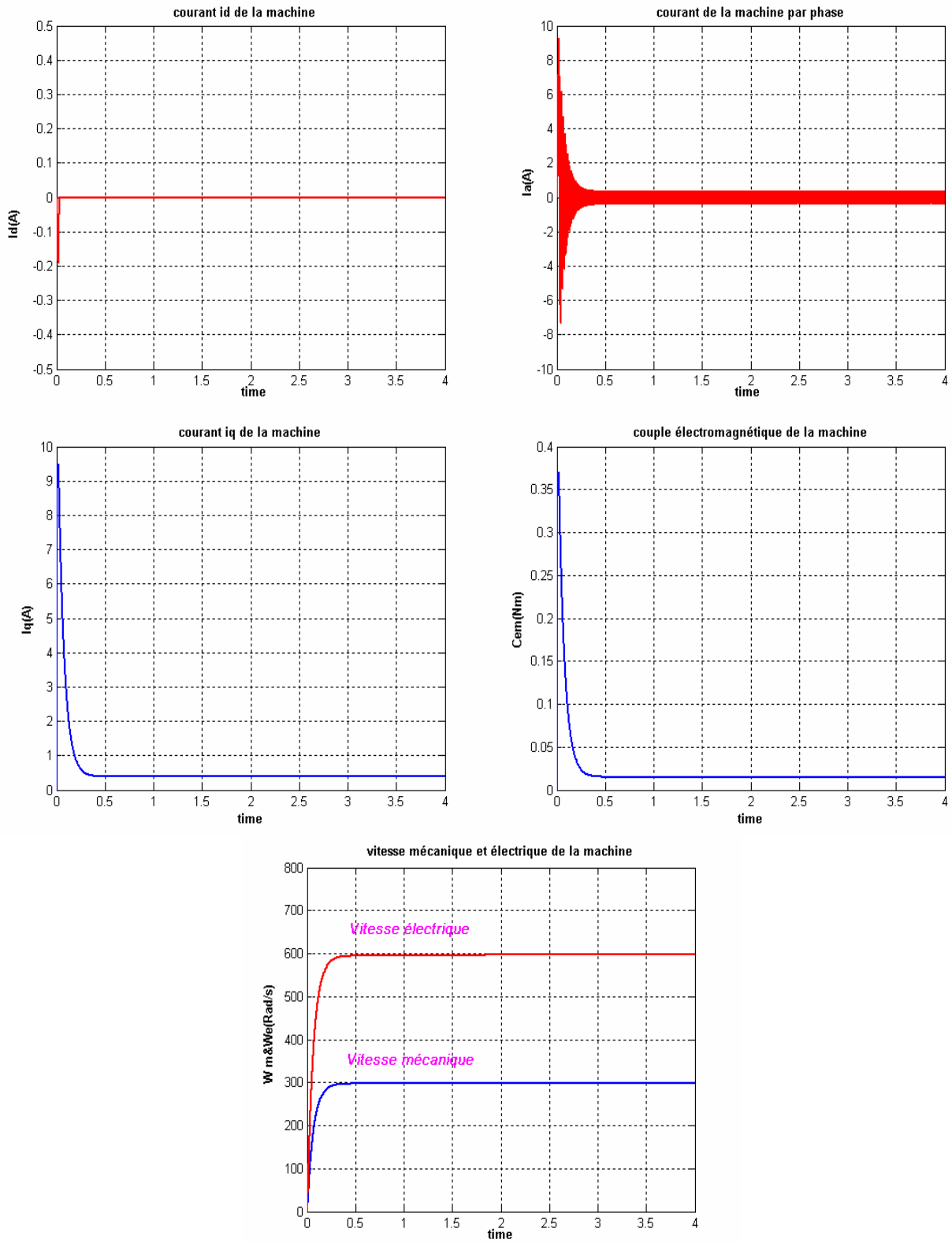
Le calcul des paramètres du régulateur se fait de la même manière que celle de la boucle de vitesse, ce qui donne :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{id} = 2\rho^2 L_d \end{cases}$$

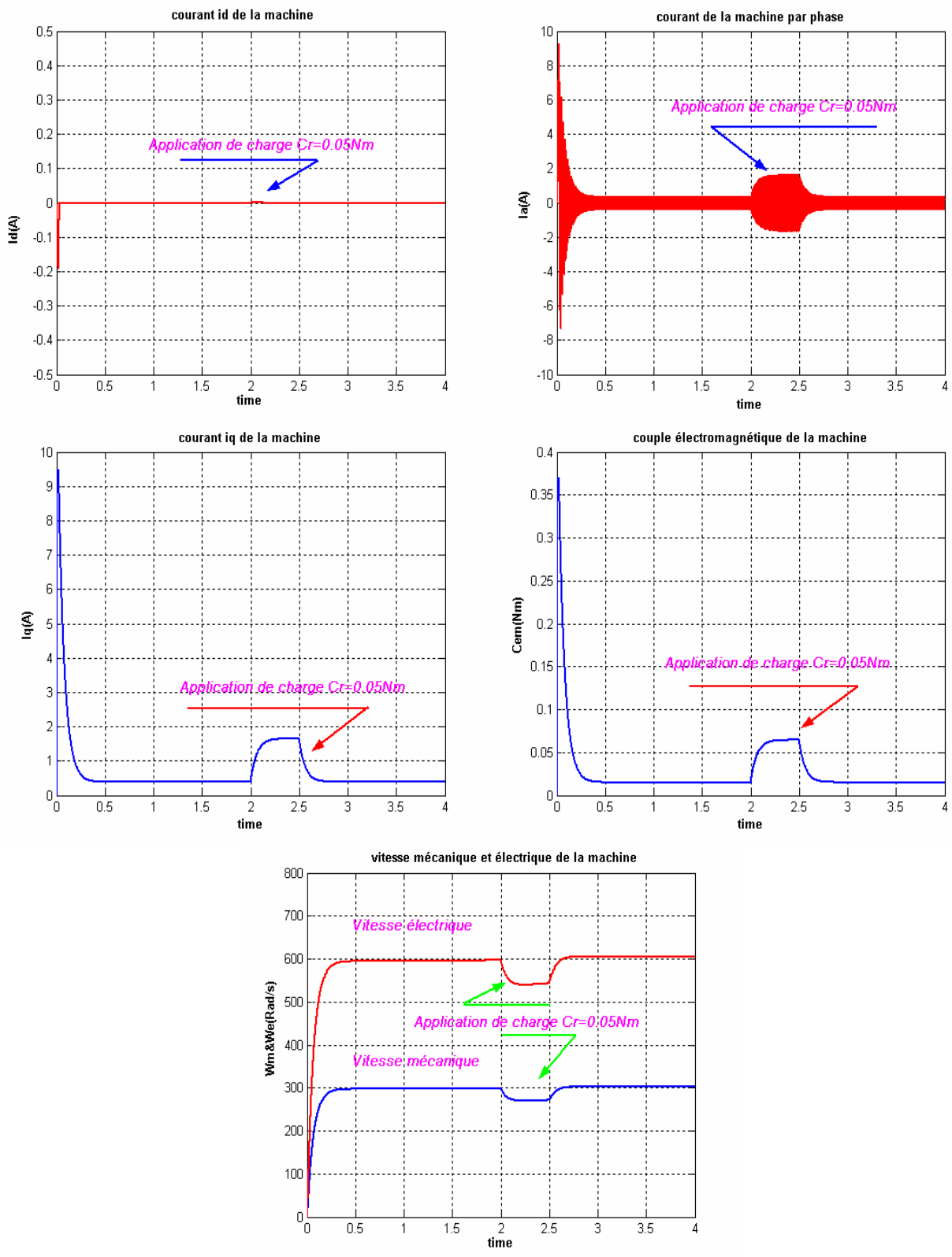
### II-6-4-Résultats de simulation :

La figure (II-14) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s, La machine répond rapidement à un échelon de vitesse, la réponse s'effectue sans dépassement avec un pic de courant  $i_{ds}$  de (-0.18A) et atteint rapidement la valeur nulle, le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant  $i_{qs}$  il se stabilise à une valeur (0.02Nm) qui compense les pertes par frottement, avec l'application d'un couple résistant à l'intervalle [2, 2.5] s, le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, de même pour le courant  $i_{qs}$ , par contre le courant  $i_{ds}$  reste nulle, figure (II-15).

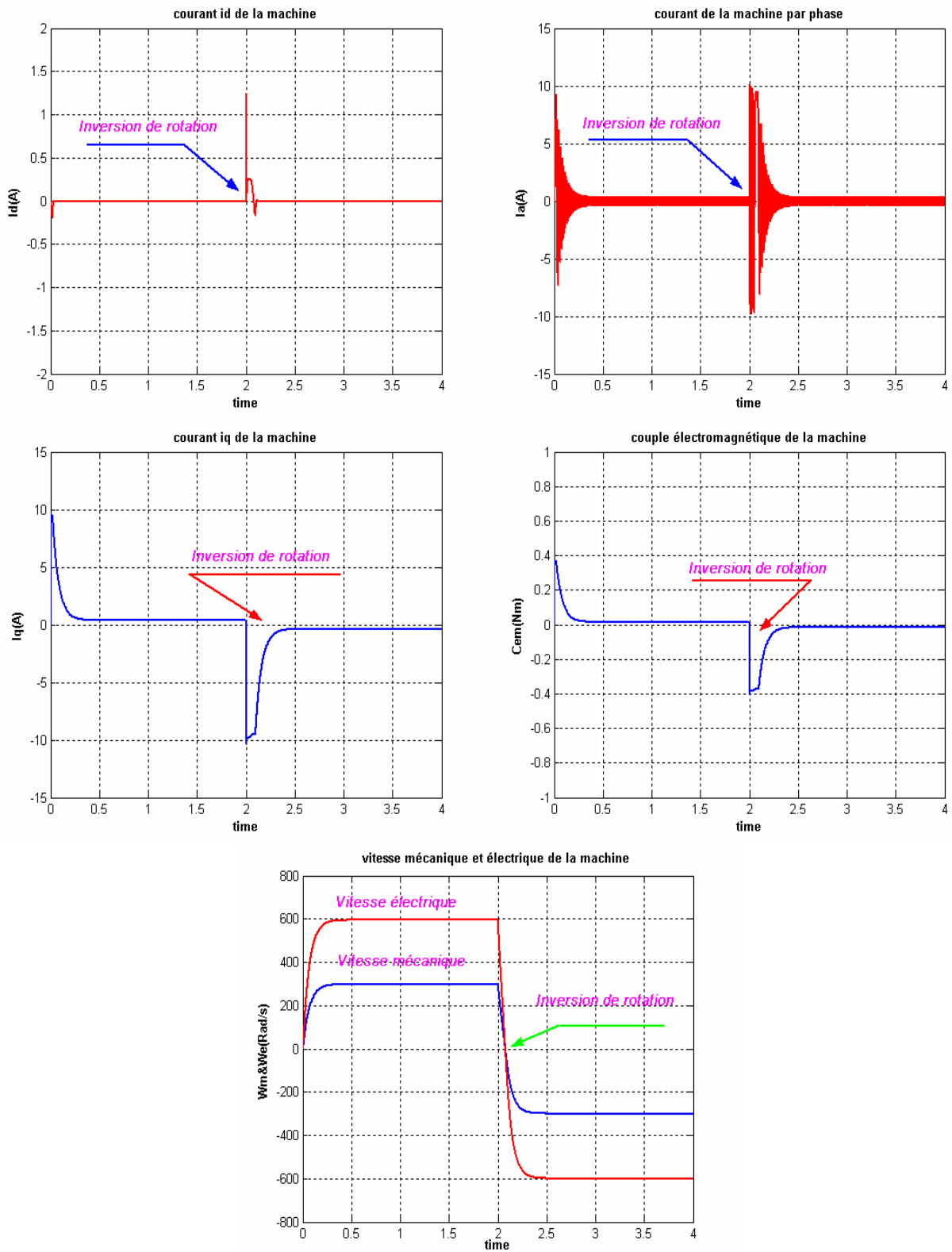
Les courbes de la figure (II-16) représentent l'inversion de la vitesse de 300rd/s,- 300rd/s à couple résistant nul, on constate que cette inversion de vitesse est rapide (0.3s) avec l'apparition d'un pic de courant  $i_{ds}$  du au variation brusque de la vitesse.



*Figure II-14-Réponse de la machine à vide pour une consigne de vitesse 300rd/s*



**Figure II-15 - Réponse de la machine pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant  $C_r = 0.05 \text{ Nm}$  (entre  $t = 2 \text{ s}$  et  $t = 2.5 \text{ s}$ ).**



**FigureII-16- Réponse de la machine suite à une inversion de vitesse 300rd/s -300rd/s à  $t=2s$ .**

### II-6-5-Application sur l'association onduleur machine :

La figure (II-17), donne le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique Triangulo-Sinusoidale. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence du couple  $C_{em}^*$ , un deuxième régulateur PI est utilisé pour annuler la composante directe du courant  $i_{ds}$  en imposant une consigne nulle.

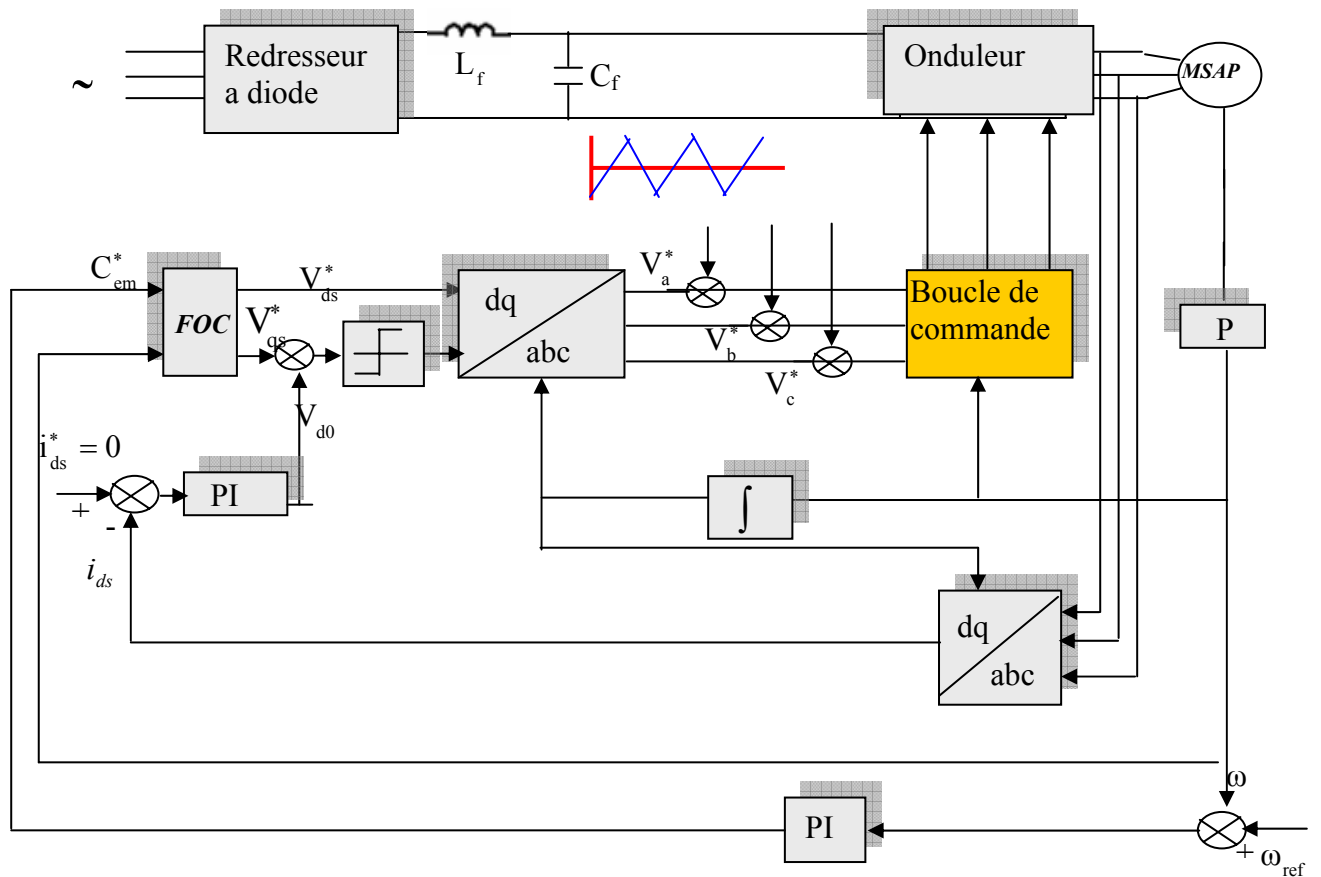
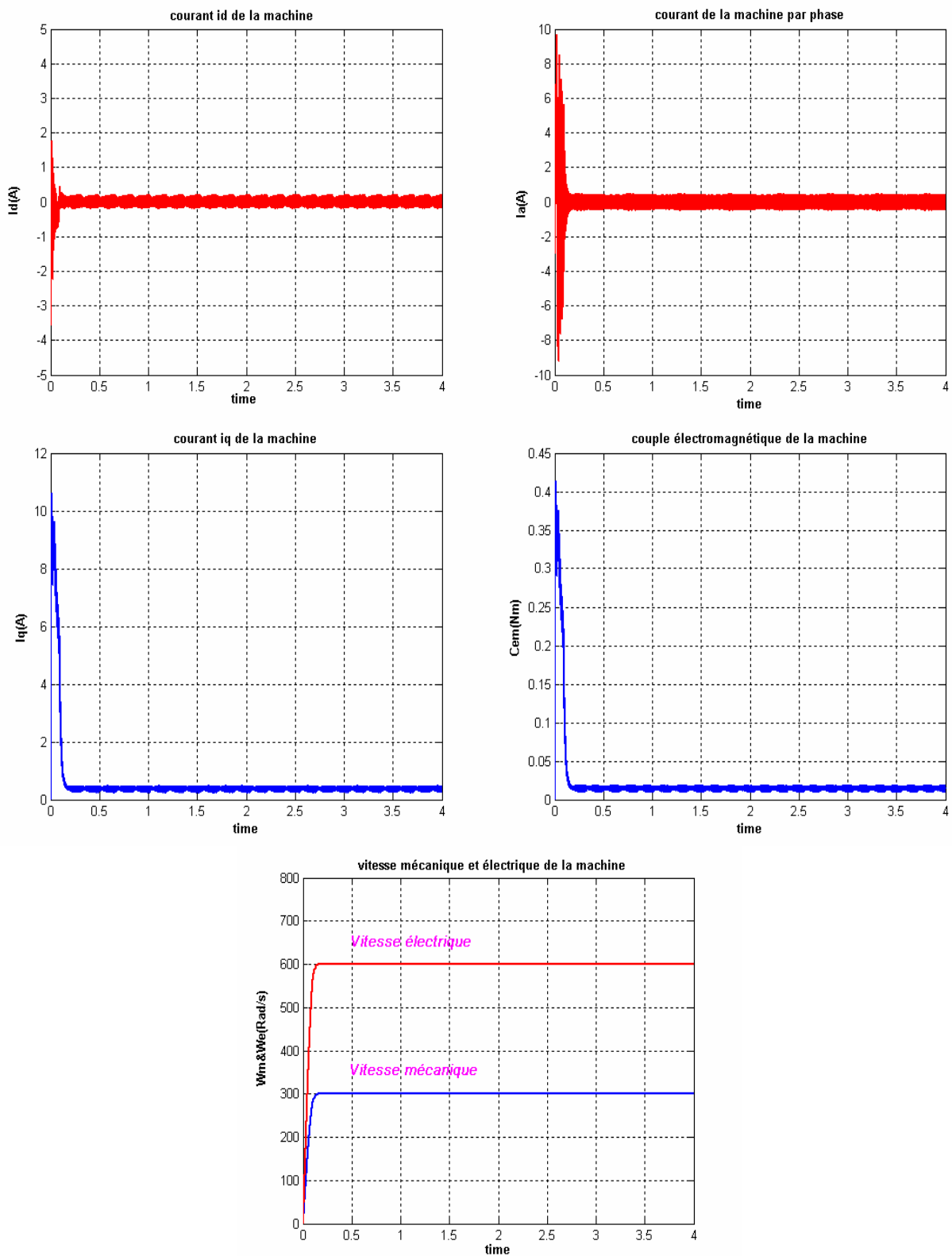
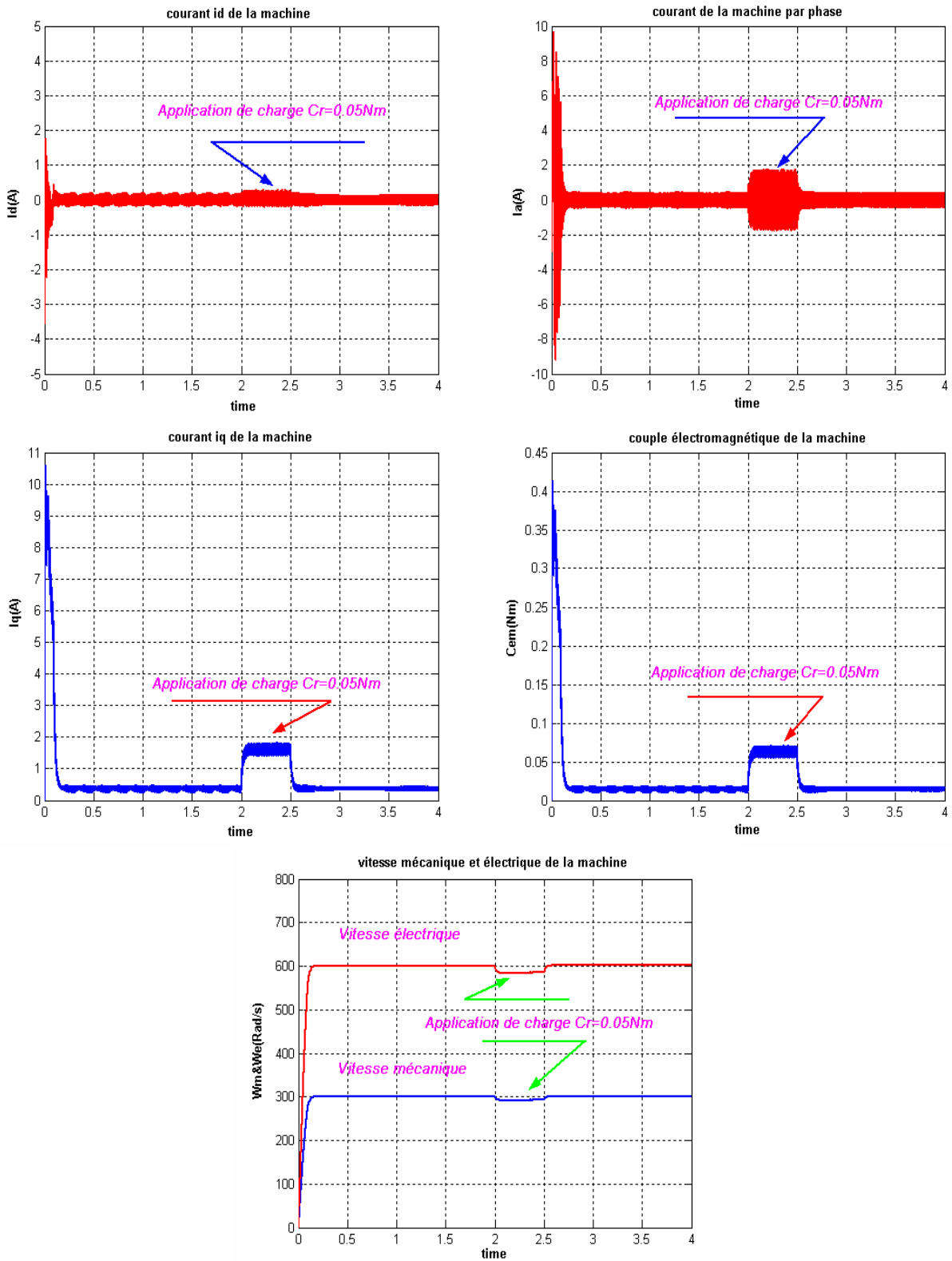


Figure II-17- Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q) [13].

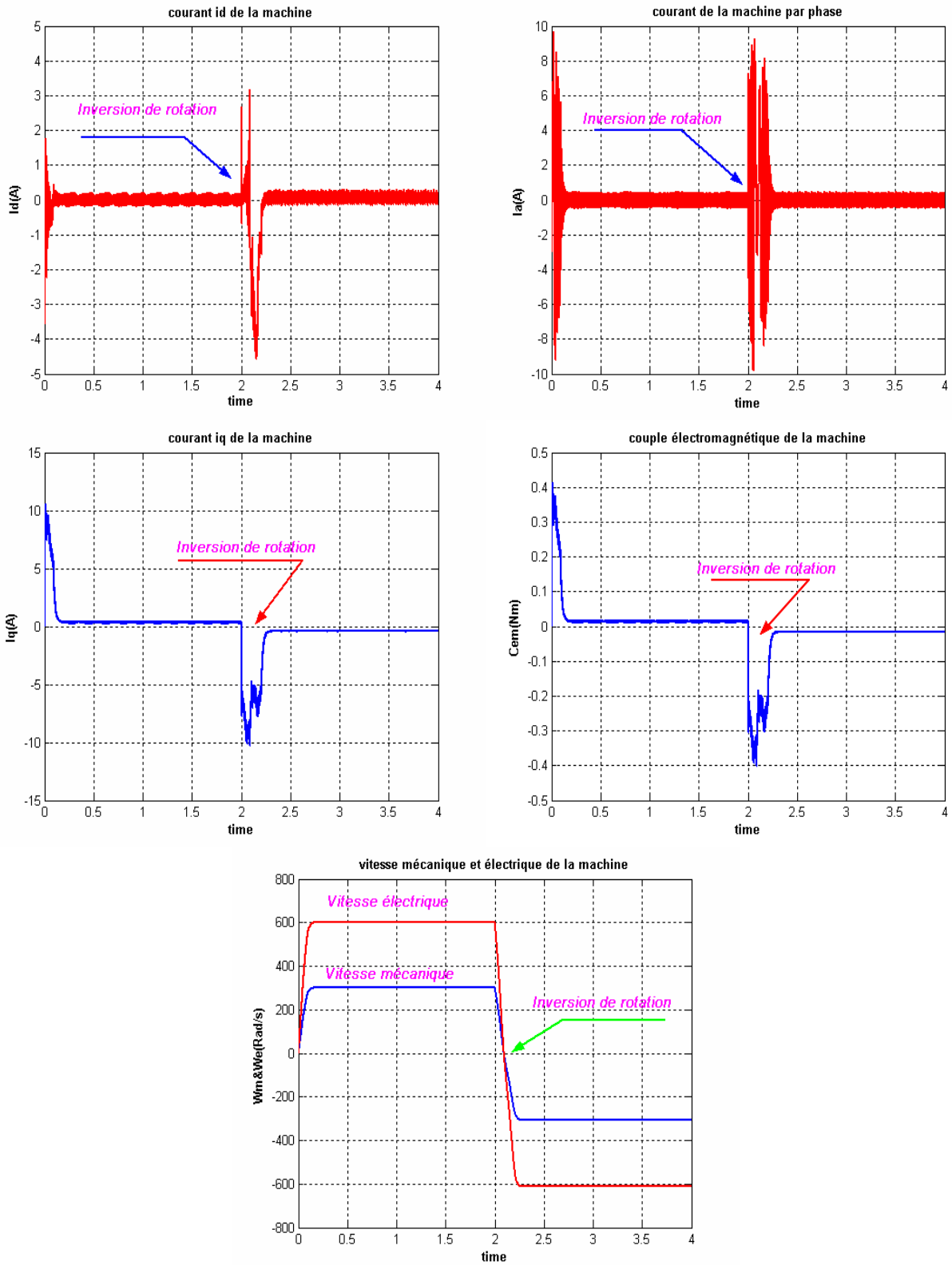
## II-6-6-Résultats de simulation :



*Figure II-18- Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) à vide pour une consigne de vitesse 300rd/s*



**Figure II-19- Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant  $C_r=0.05\text{Nm}$  (entre  $t=2\text{s}$  et  $t=2.5$ ).**



**Figure II-20- Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) suit à une inversion de vitesse 300rd/s-300rd/s à  $t=2s$  :**

Des tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de ( $C_r=0.05\text{Nm}$ ) appliquée entre [2, 2.5] s.

Les courbes précédentes représentent un démarrage, réponse à un échelon de couple et une inversion de la vitesse de rotation.

La vitesse de rotation prend la valeur de référence (300rd/s) dans un temps de réponse (environ 0.3s) sans dépassement. Avec l'application d'un couple résistant ( $C_r=0.05\text{Nm}$ ) au régime permanent on remarque une augmentation parallèle du courant  $I_q$  et du couple électromagnétique, figure (II-18) et (II-19).

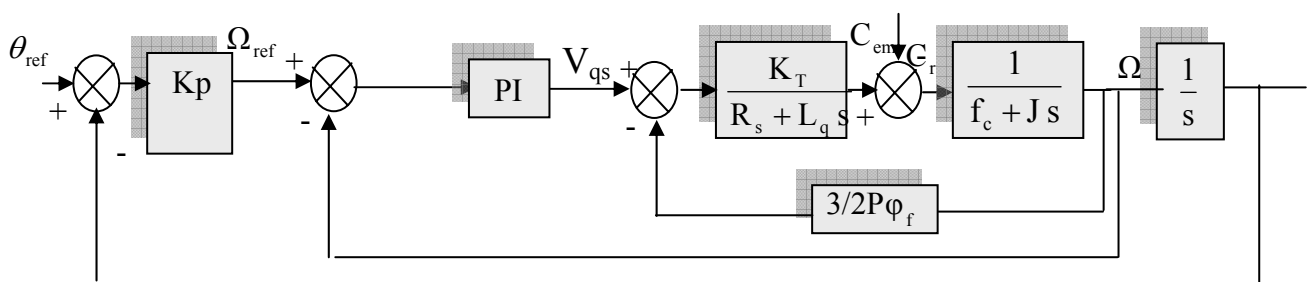
A l'instant de l'inversion du sens de rotation (300re/s à -300rd/s) on remarque des pics considérables sur la valeur du courant  $I_q$  (-10A environ), et  $I_a$  (-0.4Nm environ), puis le modèle se stabilise rapidement figure (II-20).

La comparaison des résultats obtenus de l'ensemble onduleur - MSAP avec ceux obtenus sans onduleur montrent une ressemblance notable, on peut dire que les résultats sont sensiblement identiques, on note que l'application d'un couple résistant ainsi que l'inversion de sens de rotation influent légèrement sur la composante du courant d'axe direct  $i_{ds}$ .

### II-7-1-Réglage de position :

Le positionnement de la machine synchrone à aimants permanents à été rendu possible grâce au découplage de celle-ci, imposé par la commande vectorielle.

La régulation de position peut s'effectuer en ajoutant à la boucle de régulation de vitesse, une boucle supplémentaire de réglage de position, cette boucle peut être une simple boucle proportionnelle. Ce système est représenté à la figure (II-21).

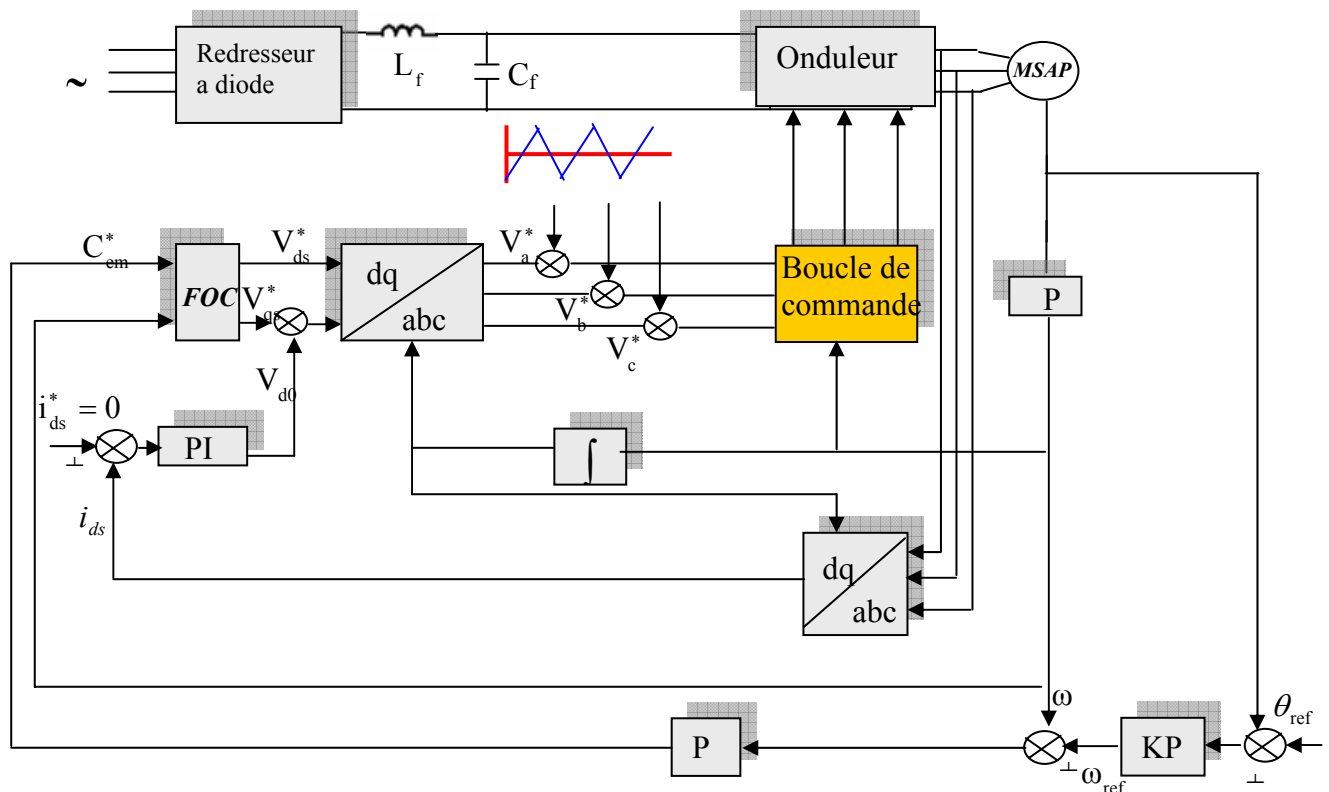


**Figure II-21-Contrôle de position de la MSAP [13].**

### II-7-2-Description de système globale :

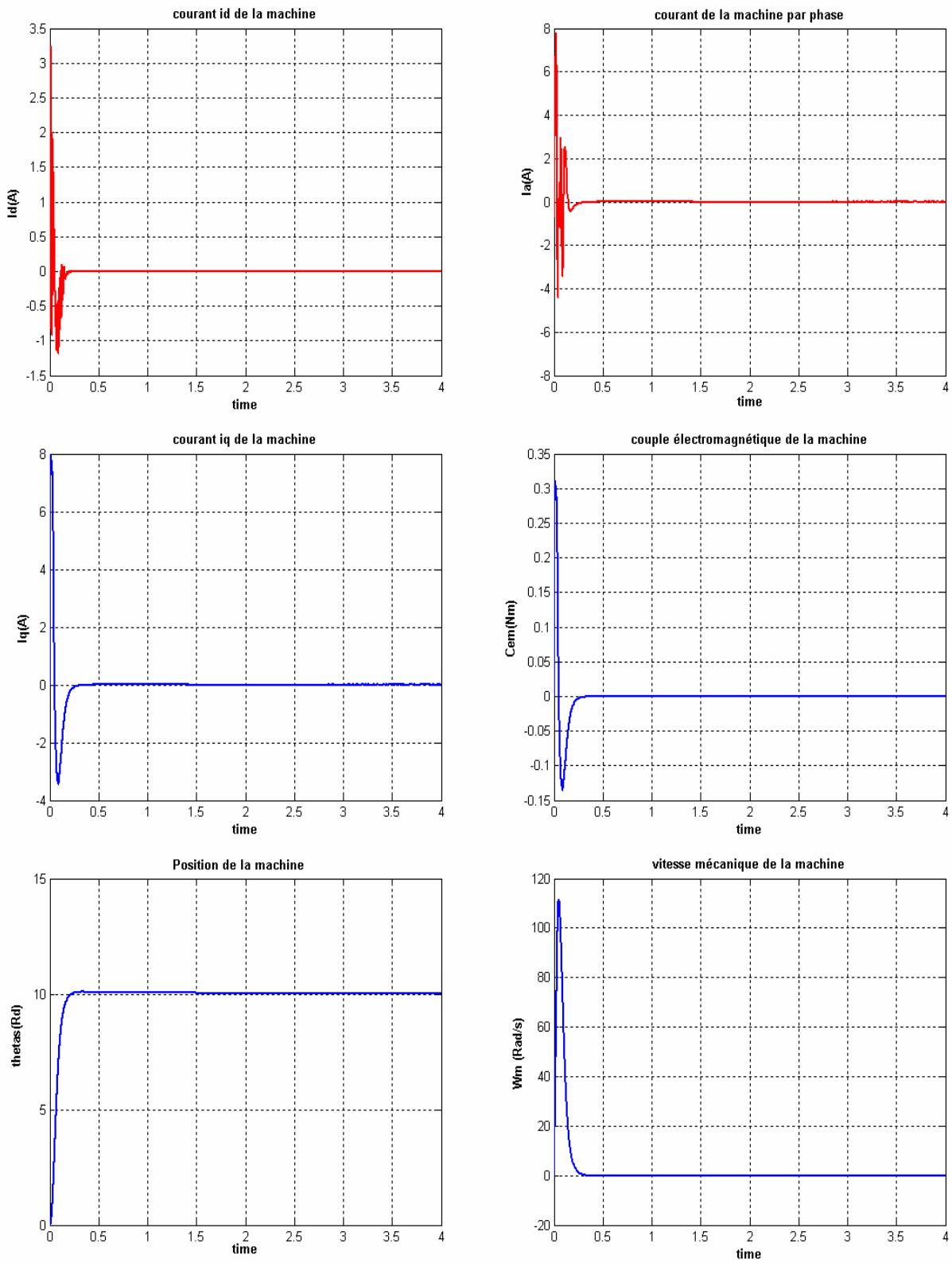
La figure (II-22), illustre le schéma globale de l'association onduleur de tension –MSAP avec application de contrôle vectoriel et réglage de position, vitesse et courant  $i_{ds}$  à partir de la position de référence  $\theta_{ref}$  et de la position mesurée par un capteur de position, un régulateur proportionnel calcule la consigne de couple, c'est-à-dire le courant  $i_{qs}$ , souhaité.

La valeur de couple désirée est combinée avec la vitesse mesurée par un bloc de découplage pour fournir les tension de commande  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$ , la combinaison entre ces tensions de et la position mesurée permet de calculer, par une transformation inverse de PARK, les valeurs souhaitées des tensions  $V_a^*$ ,  $V_b^*$ ,  $V_c^*$  pour fixer la commande de chaque bras de l'onduleur.

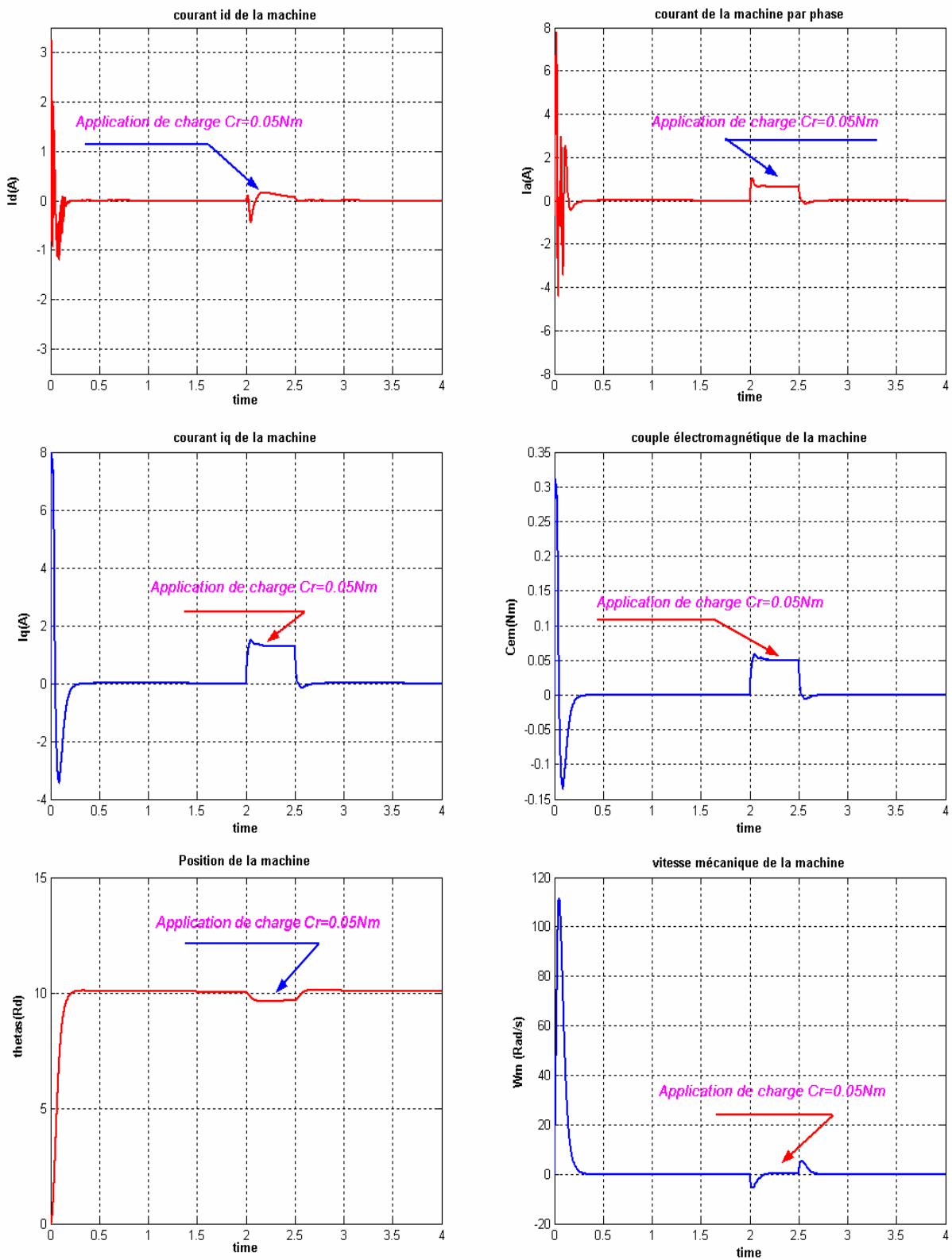


**Figure II-22-Commande vectorielle de l'association onduleur +MSAP avec réglage de position, vitesse et courant  $I_{ds}$ , [13].**

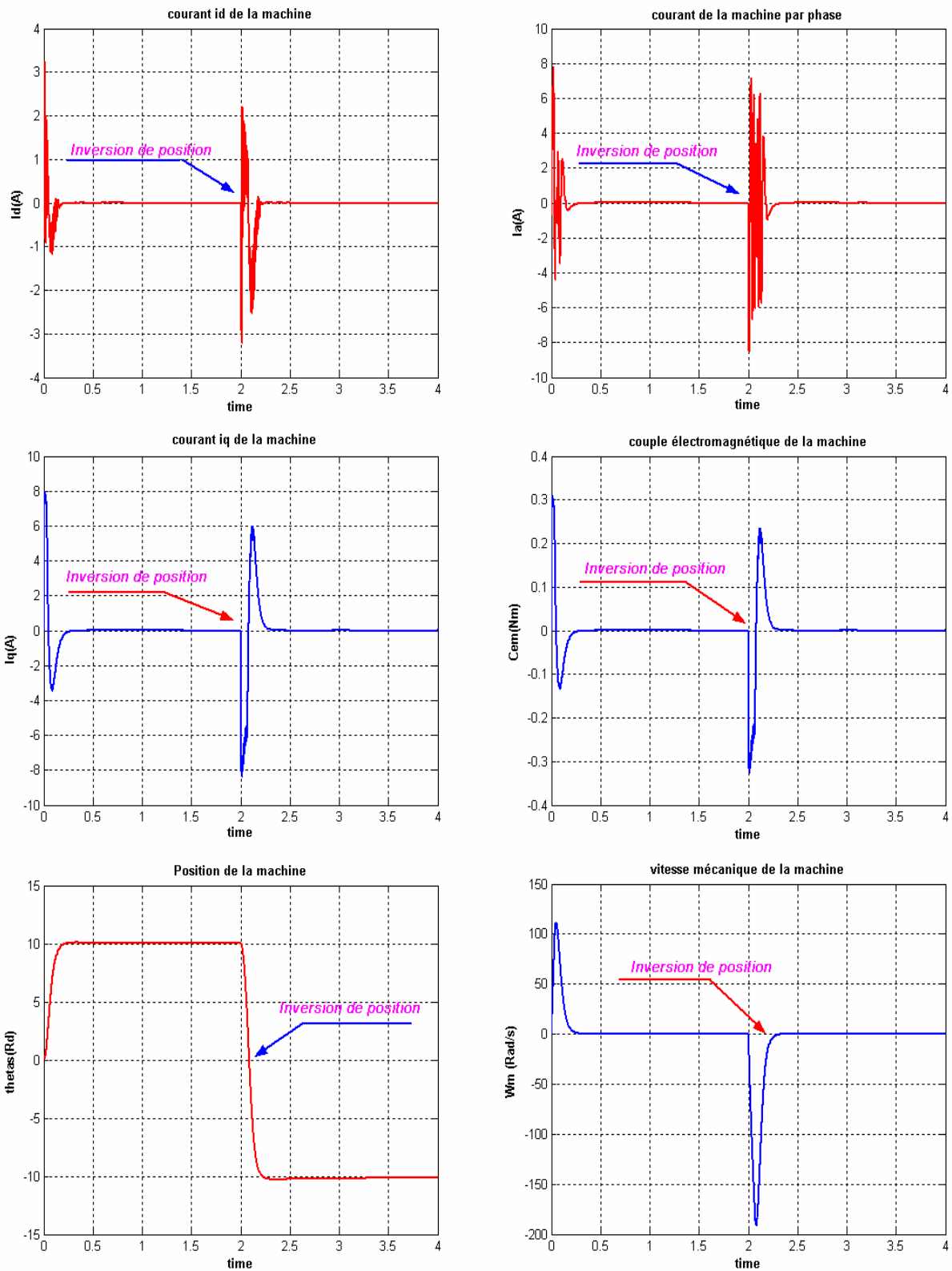
***II-7-3-Résultats de simulation :***



***Figure II-23-Réponse dynamique de l'ensemble (onduleur + MSAP) à vide pour une consigne de position de 10rd.***



*Figure II-24-Réponse dynamique de l'ensemble onduleur + MSAP pour une consigne de position de 10rd avec l'application d'un couple résistant  $C_r=0.05\text{Nm}$  (entre  $t=2\text{s}$  et  $t=2.5$ ).*



**Figure II-25-Réponse dynamique de l'ensemble onduleur + MSAP suite à une inversion de position à t=2s.**

Afin d'évaluer le comportement de la MSAP lors d'un réglage de position, nous avons appliqué la régulation à l'ensemble onduleur- MSAP, pour les trois essais typiques suivants :

- Positionnement pour une consigne de 10rd.
- Positionnement puis application d'un couple résistant entre ( $t=2$  et  $t=2.5$ ).
- Inversion de position de 10rd vers -10rd.

L'analyse des courbes obtenues montre que la poursuite pour une consigne de position de 10rd est satisfaisante avec un faible temps de réponse (0.2s environ), l'introduction d'un couple résistant n'influe pratiquement pas sur les performances de réglage. Comme on peut le constater l'inversion de la position du moteur est rapide (0.2s environ). Le régime de fonctionnement imposé à la machine, n'affecte pas le découplage de celle-ci, comme le montre les courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  et celle du couple électromagnétique. On note que l'inversion de la position influe sur le courant  $I_{ds}$  beaucoup plus au niveau de l'ensemble onduleur- MSAP.

### **II-8-Conclusion :**

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle dans le plan de *Park* de la MSAP alimenté par un onduleur de tension et nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. A partir d'un modèle non linéaire et couplé, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

Cette étude a permis d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse de la MSAP associée à une commande vectorielle, cette dernière permet de considérer la MSAP semblable au moteur à courant continu.

Les régulateurs PI seraient suffisants pour la régulation de la vitesse de la MSAP. On remarque que les régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ce qui nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Le besoin de haute performance de commande ou la dynamique du système est peu connue, a poussé les chercheurs à envisager d'autres schémas de contrôle qui réduisent la sensibilité du système aux paramètres inconnus, parmi lesquels la commande adaptative qui sera présentée au chapitre suivant.

## CHAPITRE 03

COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE

DE LA MACHINE SYNCHRONNE

A AIMANTS PERMANENTS

### **III-1-Introduction :**

La commande adaptative joue un rôle très important, elle est devenue l'objet de diverses investigations. Elle peut être présentée sous différentes techniques, parmi lesquels la commande adaptative à auto-oscillation, la commande adaptative stochastique avec estimation des paramètres en temps réel et en commande adaptative à modèle de référence.

Comme son nom l'indique on parle de commande adaptative lorsque certains paramètres du système sont réadaptés au cours du temps. Cette adaptation est souhaitable pour deux raisons principales :

- Soit pour affiner au cours du temps le réglage initiale du système de commande.
- Soit pour tenir compte des variations des paramètres du système à commander.

Parmi plusieurs stratégies de commande adaptative, les systèmes à commande adaptative à modèle de référence (MRAC) jouent un rôle important [9].

Dans ce chapitre, nous allons présenter les méthodes de commande adaptative à modèle de référence que nous allons appeler [MRAC], puis on appliquera cette commande à la MSAP en exploitant la théorie de l'hyper stabilité.

### **III-2-Generalités sur la commande adaptative :**

Dans les systèmes adaptatifs, il est supposé que les paramètres sont ajustés à tout moment, ce qui implique que les paramètres changent dans le processus. Cependant, il est difficile de réaliser l'analyse de la convergence et de la stabilité du système. Pour simplifier le problème, nous pouvons supposer que le processus est constant mais les paramètres sont inconnus. Ces derniers sont estimés à tout moment, utilisant les méthodes d'estimation récursives. Différentes techniques d'estimation peuvent être utilisées :

Approximation stochastique, moindres carrés étendus et généralisés, ceci est appelé en commande adaptative, la technique d'estimation des paramètres en temps réel ou commande adaptative non linéaire.

La commande adaptative ajuste en ligne les paramètres du correcteur de manière à conserver le niveau de performance désiré lorsque les paramètres du procédé dérivent dans le temps ou sont inconnus, cette adaptation se fait au prix d'une complexité algorithmique plus élevée, Elle nécessite, la plupart du temps, des outils de calcul très puissants tels que les microprocesseurs destinés au traitement du signal (Digital Signal Processor ou DSP).

La commande adaptative prend en compte deux types de problèmes :

- Les paramètres du système constants mais inconnus sont auto-ajustés.

- Les paramètres qui dérivent dans le temps seront adaptés.

La loi de variation des paramètres des correcteurs donne un caractère non linéaire aux commandes adaptatives, la recherche de stabilité et la synthèse du correcteur reposeront donc sur des techniques spécifiques à ces systèmes en particulier, elles mettent en œuvre les critères de Lyapunov ou de Popov.

### III-3-Théorie de la commande adaptative :

#### III-3-1-Principe :

Dans les systèmes classiques de réglage, le régulateur à paramètres fixes est utilisé pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations agissantes sur les grandeurs à régler. Pour atteindre ce but, les variables réelles sont mesurées et comparées aux valeurs désirées, leurs différences sont injectées à l'entrée du régulateur pour générer le signal de commande. Par contre un système de commande adaptative traite l'écart entre l'indice de performance désiré et celui qui est mesuré dans le système réel. Lorsqu'il y a un écart entre ces deux grandeurs, un mécanisme d'adaptation ajuste un organe de commande qui agit sur le système de façon à éliminer cet écart.

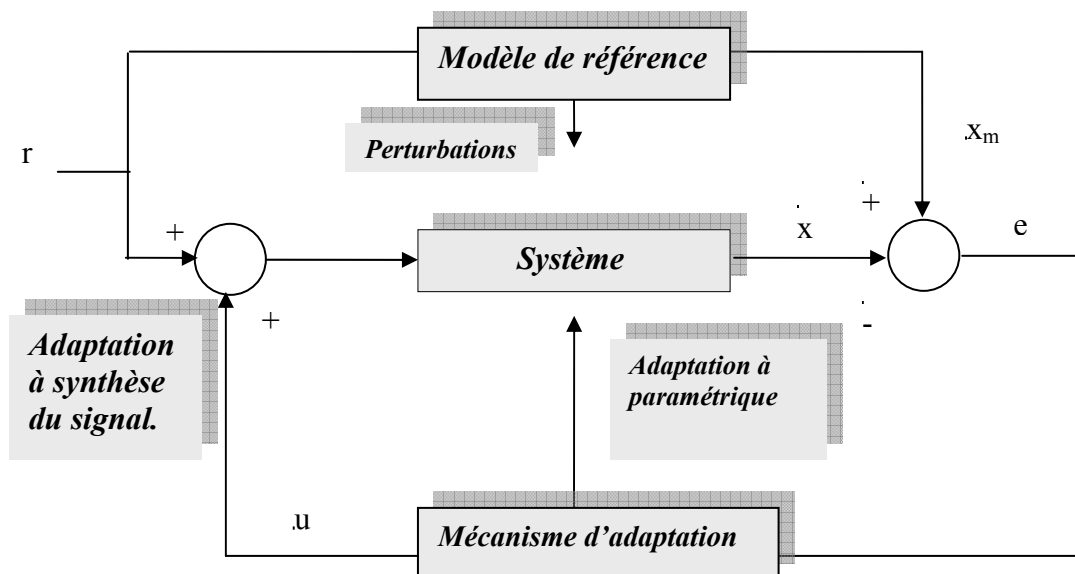
Il y a deux structures de base pour ce type de commande :

- La structure parallèle.
- La structure série.

Du point de vue de la synthèse de la commande il y a deux méthodes :

- La méthode d'adaptation paramétrique.
- La méthode d'adaptation par synthèse de signal.

La figure (III-1) montre le schéma de principe :



***Figure III-1-Structure d'une commande adaptative à modèle de référence [9].***

**III-3-2-Commande adaptative indirecte :**

Un modèle de comportement d'entrée-sortie du système à commander  $y$  est continuellement mis à jour et utilisé pour la synthèse du régulateur comme s'il était le meilleur modèle de commande que l'on aurait utilisé. Les paramètres du régulateur sont ainsi adaptés de manière à réaliser les performances requises. Toutes les méthodes de commande et d'indentification basées sur un modèle de commande linéaire par rapport aux paramètres peuvent être combinés pour la synthèse de système de commande adaptative comme en témoignent les nombreux algorithmes de commande linéaire adaptative et ceux de la commande adaptative des robots.

**III-3-3-Commande adaptative directe :**

Les paramètres du régulateur sont directement adaptés avec un algorithme d'adaptation paramétrique approprié. La phase de détermination des paramètres du régulateur à partir de ceux du modèle de commande est ainsi contournée. Tous les objectifs de la commande pour lesquels il est possible de réécrire le comportement d'entrée-sortie du système à commander sous une forme linéaire par rapport aux paramètres du régulateur peuvent être considérés, en l'occurrence la commande à variance minimale, la commande avec modèle de référence et la commande avec modèle interne. Le traitement des données et la supervision sont utilisés pour la même considération que la commande adaptative indirecte.

L'ultime motivation du concept de la commande adaptative est de maintenir les performances requises quand la dynamique du comportement d'entrée-sortie du système à commande varie dans le temps, la stabilité et la robustesse des algorithmes de commande adaptative ne permettent pas de répondre d'une manière définitive à une telle motivation.

En effet, un système de commande adaptative est composé de deux boucles à contre-réaction :

Le système de commande sous-jacent, soit la boucle à contre-réaction ordinaire formée par le système à commander en contre-réaction avec le régulateur, et une boucle d'adaptation des paramètres du régulateur constituée d'un algorithme d'adaptation paramétrique et d'une méthode de système dans le cas d'une commande adaptative indirecte. Les performances requises sont ainsi réalisées pour le modèle de commande en temps réel engendré par l'algorithme d'adaptation paramétrique. Elle ne sont pas nécessairement satisfaisantes pour le système à commander.

### **III-3-4-Fonctions des systèmes de commande adaptative :**

Les principales fonctions des systèmes de commande adaptative :

- La détection des variations anormales des caractéristiques du système à commander.
- Le maintien des performances du système de commande quand les caractéristiques du système à commander changent.
- La détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans divers points de fonctionnement.
- L'ajustement automatique des paramètres au cours du fonctionnement.
- La possibilité de mise au point des régulateurs complexes est plus performants que le PID (comme conséquence de l'ajustement automatique).
- La commande de nouveaux procédés technologiques dont les modèles sont connus avec beaucoup d'imprécisions.

### **III-4-Commande adaptative à modèle de référence**

Elle se présente comme l'une des principales méthodes de la commande adaptative, elle est généralement utilisée en présence des incertitudes, de la perturbation structurale et la variation de l'environnement. Nous présentons certaines techniques de MRAC basées sur l'optimisation et la stabilité.

#### **III-4-1- Méthode basée sur l'optimisation**

Ces méthodes incluent le gradient et recherchant des techniques d'optimisation de la fonction d'erreur du modèle de référence. L'exemple connu pour cette approche est appelé en littérature la règle de MIT [9], qui utilise une intégralité pour le carré de l'erreur de sortie:

$$G = \int_0^t e^2 dt \quad (3-1)$$

La sélection de cette loi de commande adaptative particulière n'est pas basée sur le concept de stabilité mais à travers des fonctions sensibles appropriées, la seule différence qui existe entre la règle du MIT et la loi du MRAC basée sur l'optimisation est que la loi adaptative peut être un producteur d'erreur, par contre l'état du modèle de référence est producteur d'erreur et de l'état du système.

La loi adaptative apparaît très simple, cependant l'analyse des systèmes d'ordre supérieur est difficile et consiste en une réponse rapide autour de la stabilité de l'erreur qui est

logiquement impossible. Cette loi de commande ne produit pas un système stable pour tous les signaux d'entrée particulièrement pour les entrées sinusoïdales, [9]. Une autre limitation de cette loi adaptative est que la différence initiale entre les paramètres du modèle de référence et ceux du système sont ajustés est supposée être très petite, chose qui a motivé les chercheurs à s'orienter vers le développement de lois adaptatives basées sur le principe de la stabilité.

#### **III-4-2-Méthode basée sur la stabilité approchée de LYAPOUNOV :**

Nous avons vu que les méthodes adaptatives basées sur les techniques d'optimisation donnent seulement des stratégies de contrôle localement stables, le problème de stabilité mène plusieurs chercheurs en 1960 à considérer la synthèse des contrôleurs adaptatifs utilisant la théorie de la stabilité et en particulier la seconde méthode de LYAPOUNOV.

L'approche de LYAPOUNOV offre les propriétés de stabilité globale pour n'importe quelle restriction, soit en utilisant les conditions initiales de l'erreur ou les entrées du système ; l'avantage que présente cette approche est la nécessité de trouver une fonction de LYAPOUNOV appropriée. La méthode de LYAPOUNOV est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence, la fonction de LYAPOUNOV est donnée par [9]:

$$V = e^2 + B \cdot x^2 \quad (3-2)$$

Où:

V: la fonction de Lyapounov.

$$X = K_m - k_p$$

B: est une constante positive.

S'il est possible de trouver une fonction V positive définie, et dont la dérivée totale par rapport au temps soit négative définie dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.

$$\frac{dV}{dt} = 2e \dot{e} + 2Bx \dot{x} = 2e \left( -\frac{e}{t} + \frac{1}{t} r \right) + 2 \cdot B \cdot x^2 \quad (3-3)$$

Si la condition suivante est satisfaite

$$B \cdot x = -\frac{e}{t} \cdot r$$

(3-4)

$$K_p = \frac{1}{t \cdot B} \cdot e \cdot r$$

Quand V est négative et assure une convergence globalement asymptotique de l'erreur 'e' vers zéro quand le temps 't' tend vers l'infini.

Les recherches sur l'approche de Lyapunov ont rapidement évoluées ainsi des extensions du concept de base sont apparues. Les lois adaptatives sont classées comme suit [20]: "modification de l'entrée et synthèse de la boucle d'erreur" et "input modification and feed-back synthesis". Pour examiner ces deux méthodes, on est obligé d'établir une représentation du système et du modèle de référence [9].

Le système est décrit par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ \text{Ou } x &\in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m \end{aligned} \quad (3-5)$$

Le modèle de référence est décrit par:

$$x_m \in \mathbb{R}^n, u_m \in \mathbb{R}^m \quad \text{Avec: } \dot{X}_m = A_m x_e + B_m \cdot r \quad (3-6)$$

$A_m$  est une matrice d'Hurwitz, l'erreur ( $x_e = x_m - x$ ) peut être formulée comme suit:

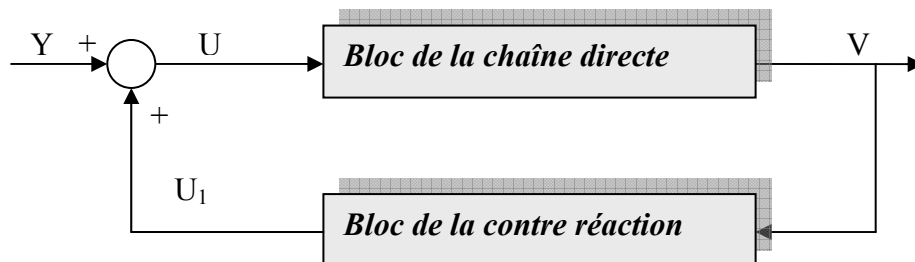
$$\dot{X}_e = A_m \cdot X_e + \omega \quad (3-7)$$

Avec:

$$x_m \in \mathbb{R}^n, u_m \in \mathbb{R}^m, B_m \in \mathbb{R}^{n \cdot m}, r \in \mathbb{R}^m, m \leq n$$

### III-4-3-Approche de l'hyper stabilité :

Vu notre compte rendu sur la stabilité suivant l'approche de Lyapunov et bien que le choix d'une fonction appropriée de Lyapunov est direct pour une loi adaptative bien connue, un problème peut exister est de trouver une fonction particulière assurant la stabilité pour une nouvelle loi adaptative. Cet inconvénient de généralisation de la méthode de Lyapunov a motivé Landau à appliquer un nouveau concept d'hyper stabilité traité avec les propriétés de la stabilité des systèmes de commande à contre-réaction qui peuvent être représentés sous la forme standard de deux blocs, comme il est montré sur la figure (III-2) :



**Figure-III-2- Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité [9].**

Le bloc de la contre-réaction peut être linéaire, ou non linéaire qui satisfait la relation d'entrée sortie (Inégalité de Popov) de la forme [14]:

$$\int_0^t V^t \cdot u_1 \geq -c_0^2 \quad (3-8)$$

Et  $C_0$  est une constante indépendante de  $t$

Le bloc de la chaîne d'action est supposé être linéaire (variant ou invariant dans le temps) et par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax(t) + B(t)u \\ y = C(t)x + D(t)u \end{cases} \quad (3-9)$$

Si le bloc de contre réaction satisfait l'inégalité (3-8), alors les propriétés de stabilité de  $x$  dépendent entièrement des conditions de positivité de la fonction de transfert matricielle de la chaîne d'action  $F(p)$ , tel que:

$$F(s) = D(s) + C(s)[s.I - A(s)]^{-1} \cdot B(s) \quad (3-10)$$

D'après la théorie de l'hyper stabilité, le point d'équilibre ( $x=0$ ) est asymptotiquement hyper stable ou globalement asymptotiquement stable) si la matrice de transfert  $F(s)$  est réelle strictement positive. De même le point d'équilibre ( $x=0$ ) est hyper stable (ou globalement stable) si la matrice de transfert  $F(p)$  est réelle positive. Le modèle du système MRAC proposé par Landau se résume dans la procédure suivante :

- Transformer le système MRAC en un système standard équivalent à contre-réaction composée de deux blocs;
- Trouver les solutions des lois adaptative qui apparaissent dans la chaîne de contre-réaction du système équivalent tel que l'inégalité de Popov soit satisfaite;
- Trouver les solutions de ce qui reste de la loi adaptative qui apparaît dans la chaîne d'action tel que la chaîne de contre-réaction soit représentée par une matrice de transfert réelle positive (ou strictement positive), ce qui garantit la stabilité globale du système (ou stabilité globale asymptotique), [10]

Pour illustrer cette méthode, considérons l'origine de la loi de commande adaptative à suivi du modèle. Soit le système décrit par les équations d'état suivantes:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3-11)$$

$$A \in \mathbb{R}^{n \cdot n} \text{ et } B \in \mathbb{R}^{n \cdot p} \quad (p \leq n)$$

Avec:

Le modèle de référence est défini par :

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \quad (3-12)$$

Avec:  $A_m \in \mathbb{R}^{n \cdot n}$  et  $B_m \in \mathbb{R}^{n \cdot p}$

Considérons la loi de commande suivant un modèle linéaire

$$u = -K_p x + K_m x_m + K_r \cdot r$$

**(3-13)**

Si nous définissons l'erreur  $e = (x_m - x)$ , Alors l'erreur dynamique devient :

$$\dot{e} = (A_m - BK_m)e + [A_m - A + B(K_p - K_m)]x + [B_m - BK_r]r \quad (3-14)$$

L'erreur "e" est asymptotiquement stable si les conditions suivantes son satisfaites :

**a-** la matrice  $(A_m - BK_m)$  est une matrice d'hurwitz.

**b-** les matrices  $K_p$ ,  $K_r$  et  $K_m$  doivent satisfaire les conditions suivantes, [15]:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_m - K_p = B^+ (A_m - A) \\ K_r = B^+ B_m \end{array} \right. \quad (3-15)$$

Où  $B^+$  Est la matrice pseudo- inverse gauche de B:

$$B^+ = (B^T B)^{-1} \cdot B^T$$

De plus, l'existence des matrices  $K_p$ ,  $K_r$  et  $K_m$  est garantie si les conditions d'Erzberger (condition du suivi parfait du modèle) sont satisfaites:[9]

$$(I - B \cdot B^+) B_m = 0 \text{ et } (I - B \cdot B^+) (A_m - A) = 0 \quad (3-16)$$

Cependant, pour la synthèse des matrices  $K_p$ ,  $K_r$  et  $K_m$  la connaissance des paramètres du système sont exigées. Ceci a motivé Landau à développer un contrôleur adaptatif à suivi du modèle AMFC pour éliminer les effets d'incertitudes et la variation des paramètres de système. La technique MRAC consiste à ajouter un signal additionnel au signal existant de la stratégie linéaire commande de modèle de référence (LMFC), [10].

L'entrée de commande u est donnée par: [9]

$$u = u_1 + u_2 \quad (3-17)$$

$$u_1 = -K_p \cdot x + K_m x_m + K_r \cdot r$$

$$u_2 = K_p(e, t) x + K_r(e, t) \cdot r \quad (3-18)$$

Dans ce cas l'erreur dynamique devient:

$$\dot{e} = (A_m - BK_m)e - BW_1 \quad (3-19)$$

$$W_1 = K_p(e, t).x + K_u(e, t).r \quad (3-20)$$

Le compensateur linéaire  $C_e$  est défini par:

$$C_e = B^T . P \quad (3-21)$$

Avec P est la solution de l'équation de Lyapounov

$$(A_m - BK_m)^T . P + P(A_m - BK_m) = -Q \quad (3-22)$$

L'approche de Lyapounov et l'approche de l'hyper stabilité sont théoriquement les mêmes, cependant les trois généralités d'adaptation peuvent être obtenues en utilisant la théorie de l'hyper stabilité. Dans diverses situations adaptatives l'approche de l'hyper stabilité peut être plus facile à appliquer que la méthode de Lyapounov.

#### III-4-4 Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence:

On utilise la commande adaptative. L'application d'une telle loi, peut se faire de deux manières:

- Adaptation paramétrique (figure III-3).
- Adaptation par signal de synthèse (figure III-4).

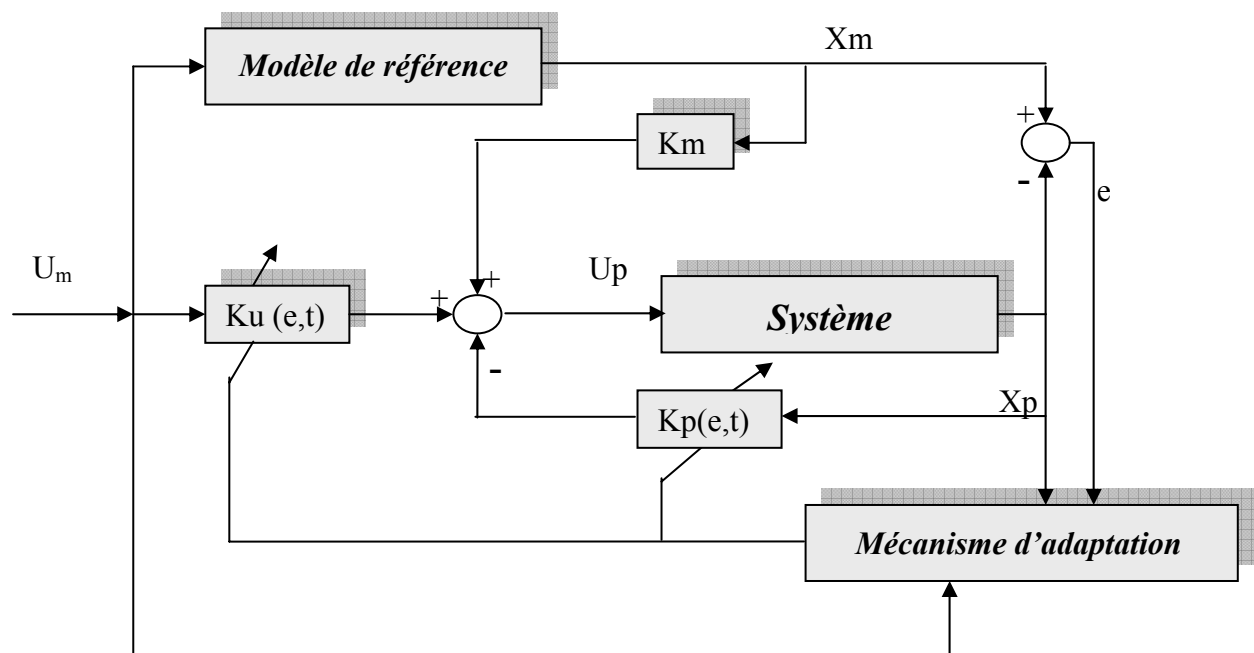


Figure III-3- Commande adaptative par poursuite d'un modèle [10].

Dans le cas de l'adaptation paramétrique, l'entrée d'un système est exprimée par:

$$U_p = -k_p(e, t).X_p + X_m .K_m + K_u(e, t).U_m \quad (3-23)$$

Où  $K_p(e, t)$  et  $K_u(e, t)$  sont données par

$$K_p(e, t) = K_p - \delta K_p(e, t) \quad (3-24)$$

$$K_u(e, t) = K_u - \delta K_u(e, t)$$

Où  $K_p$  et  $K_u$  sont des matrices constantes déterminées à partir de la commande linéaire par modèle de référence.

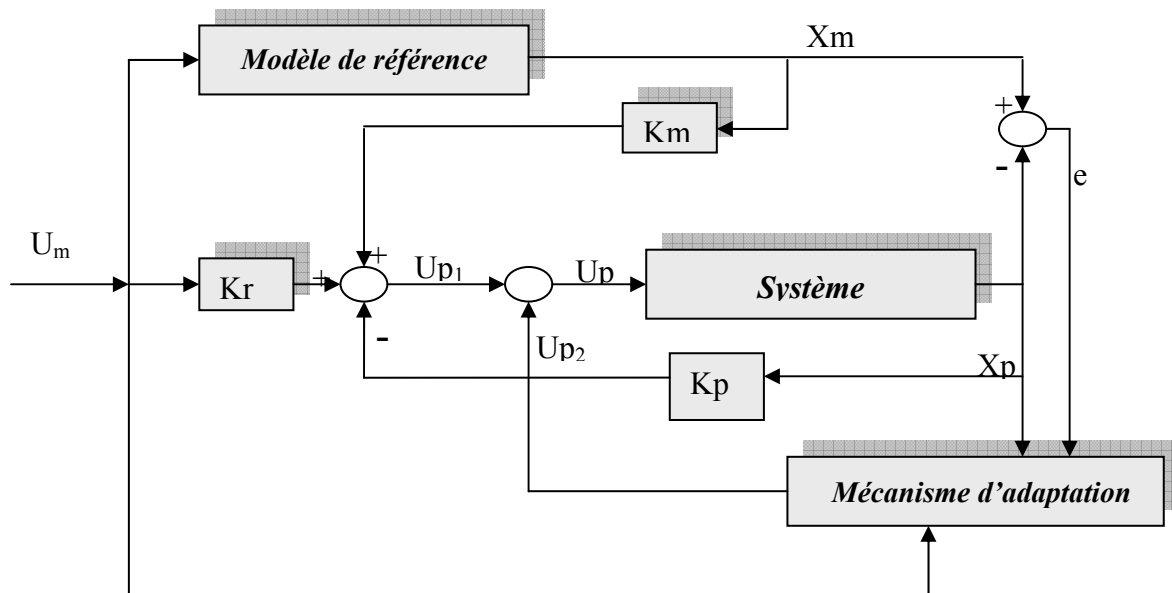
Avec cette décomposition on peut écrire:

$$U_p = U_{p1} + U_{p2} \quad (3-25)$$

Où:

$$U_{p2} = \delta K_p(e, t)X_p + \delta K_u(e, t).X_m \quad (3-26)$$

Dans la structure de commande adaptative par modèle de référence, les entrée de commande se décomposent en deux parties (figure III-4), l'une  $U_{p1}$  est générée par l'adaptation du modèle linéaire, l'autre  $U_{p2}$  qui est générée par le dispositif adaptatif pour éliminer ou réduire les effets dues à la variation des paramètres du système. Cette technique est connue sous le nom de l'adaptation par signal de synthèse [10].



**Figure III-4- commande adaptative par modèle de référence avec synthèse d'un signal [10].**

A partir des équations (3.25), (3.26), (3.27) et (3.28), on trouve :

$$P . A_m + A_m^T . P = -Q \quad (3-27)$$

$$P = D$$

$$X_p = A_p X_p + B_p \cdot U_p \quad (3-28)$$

$$X_p = [A_p - B_p K_p + B_p K_m + B_p \delta K_p(e, t)] X_p + B_p [K_u + \delta K u(e, t)] U_m + B_p K_m e \quad (3-29)$$

Donc [10]:

$$B_s(e, t) = B_p [K u + \delta K u(e, t)]$$

$$A_s(e, t) = A_p - B_p K_p + B_p K_m + B_p \delta K_p(e, t) \quad (3-30)$$

En faisant le choix suivant [10]:

$$A_s(e, t) = B_p \left[ \int_0^t \varphi_1(v, t, \tau) d\tau + \varphi_2(v, t) \right] + A_s(0) \quad (3-31)$$

$$B_s(e, t) = \left[ \int_0^t \Psi_1(v, t, \tau) d\tau + \Psi_2(v, t) \right] + B_s(0)$$

Ou:

$$A_s(0) = A_p + B_p [K_m - K_p + \delta K_p(0)], B_s(0) = B_p [K u + \delta K u(0)] \quad (3-32)$$

En introduisant (3.32) dans (3.31), les résultats est comparées avec (3.30), on trouve:

$$\delta K_p(e, t) = \delta K_p(v, t) = \left[ \int_0^t \varphi_1(v, t, \tau) d\tau + \varphi_2(v, t) \right] + \delta K_p(0) \quad (3-33)$$

$$\delta K u(e, t) = \delta K u(v, t) = \left[ \int_0^t \varphi_1(v, t, \tau) d\tau + \varphi_2(v, t) \right] + \delta K u(0)$$

Ou:  $\Phi_1, \Phi_2, \Psi_1, \Psi_2$  sont définies par.

$$\begin{aligned} \varphi_1(v, t, \tau) &= F_A(t - \tau) V(\tau) [G_A X(\tau)]^T, \tau \leq t. \\ \varphi_2(v, t) &= F'_A(t) V(t) [G'_A X(t)]^T, \\ \psi_1(v, t, \tau) &= F_B(t - \tau) V(\tau) U(\tau)^T, \tau \leq t. \\ \psi_2(v, t) &= F'_B(t) V(t) [G'_B U(t)]^T, \end{aligned} \quad (3-34)$$

Ou :

$F_A(t - \tau)$  et  $F_B(t - \tau)$  Sont des matrices définies positives, dont les transformés de Laplace, sont des matrices de transfert positives réelles possédant un pole  $s=0$ .

$G_A$  et  $G_B$  sont des matrices constantes définies positives.

$F'_A(t), F'_B(t), G'_A(t), G'_B(t)$  sont des matrices définies positives variables dans le temps pour  $t > 0$ .

En faisant un choix particulier, les matrices  $\varphi_1(v, t, \tau)$  et  $\varphi_2(v, t)$  et  $\psi_1(v, t, \tau)$  et  $\psi_2(v, t)$  peuvent être choisies sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} F_A(t-\tau) &= F_A > 0. \\ F_B(t-\tau) &= F_B > 0. \\ F'_A(t) &= F'_A, F'_B(t) = F'_B. \\ G'_A(t) &= G'_A, G'_B(t) = G'_B \end{aligned} \tag{3-35}$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{e} \tag{3-36}$$

La valeur d compensateur D assurant la positivité réelle stricte est donnée par [22]:

$$\mathbf{D} = \mathbf{B}^T \cdot \mathbf{P} \tag{3-37}$$

### Algorithme de commande :

- Mettre le système sous la forme :  $X_p = A_p X_p + B_p U_p + d$ .  
Où d représente le bloc non linéaire.
- choisir le modèle de référence qui doit vérifier les conditions :

$$\begin{cases} (\mathbf{I} - \mathbf{B}_p \times \mathbf{B}_p^+) \times (\mathbf{A}_m - \mathbf{A}_p) = 0. \\ (\mathbf{I} - \mathbf{B}_p \times \mathbf{B}_p^+) \times \mathbf{B}_m = 0. \end{cases} \tag{3-38}$$

- choisir les matrices:  $P, Q, F_A, F'_A, F'_B, G_A, G'_A, G_B, G'_B$ .
- Choisir:  $\delta K_p(0), \delta K_u(0)$

Etapes à suivre :

- 1- génération de la référence  $X_m$ .
- 2- calcul de la commande linéaire  $U_{p1}$ .
- 3- calcul de  $\delta K_p(e, t)$ ,  $\delta K_u(e, t)$  et la commande  $U_{p2}$ .
- 4- calcul de la commande globale  $U_p$ .

### III-5-Application au moteur synchrone à aimant permanents

#### III-5-1-Première Application(SMRAC) :

##### A/ Commande adaptative à modèle de référence simplifié (SMRAC) :

L'application de la commande adaptative à modèle de référence simplifié basée sur un contrôle vectoriel est présentée dans cette partie, cette étude est menée en exploitant la théorie de l'hyper stabilité. La commande adaptative est conçue pour la boucle de la vitesse.

Le système est décrit par l'équation suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_c \cdot \Omega = C_e - C_r \tag{3-39}$$

Le modèle de référence pour le système linéaire de premier ordre est donné par la figure (III-5) et par l'équation (3-40) avec une constante de temps K.

$$\frac{J}{K} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega_m = \Omega_{ref} \quad (3-40)$$

Avec:  $\mathbf{e} = \Omega_m - \Omega$

Alors on peut formuler une commande adaptative de la MSAP basée sur un contrôle vectoriel commande par les variable ( $I_{dref}$ ,  $I_{qref}$ ). La loi de commande u et  $\Omega_{ref}$  sont considérées comme références de commande.

$$I_{dref} = 0 \quad (3-41)$$

$$I_{qref} = \mathbf{u} / \mathbf{P}\Phi_f \quad (3-42)$$

La loi de commande u est donnée par (3-17) et (3-18) :

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_u \cdot \Omega_{ref} + \mathbf{K}_p \cdot \Omega + \mathbf{K}_e \cdot \mathbf{e}$$

Avec les valeurs de  $K_u$ ,  $K_p$ ,  $K_e$  sont :

$$K_u(e,t) = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot \Omega_{ref} \cdot dt + \beta \cdot y \cdot \Omega_{ref}$$

$$K_p(e,t) = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot \Omega^T \cdot dt + \beta \cdot y \cdot \Omega^T$$

$$K_e(e, t) = K_e$$

A noter que les gains utilisés dans le cas de la commande vectorielle sont constants et dépendent uniquement des paramètres de la machine étudiée. Par contre en commande adaptative ces gains ne seront plus fonction des paramètres de la machine, mais auront une forme générale qui peut être utilisée pour toutes les machines dont les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont des constantes, [10].

L'expression de y est donnée par [9] :

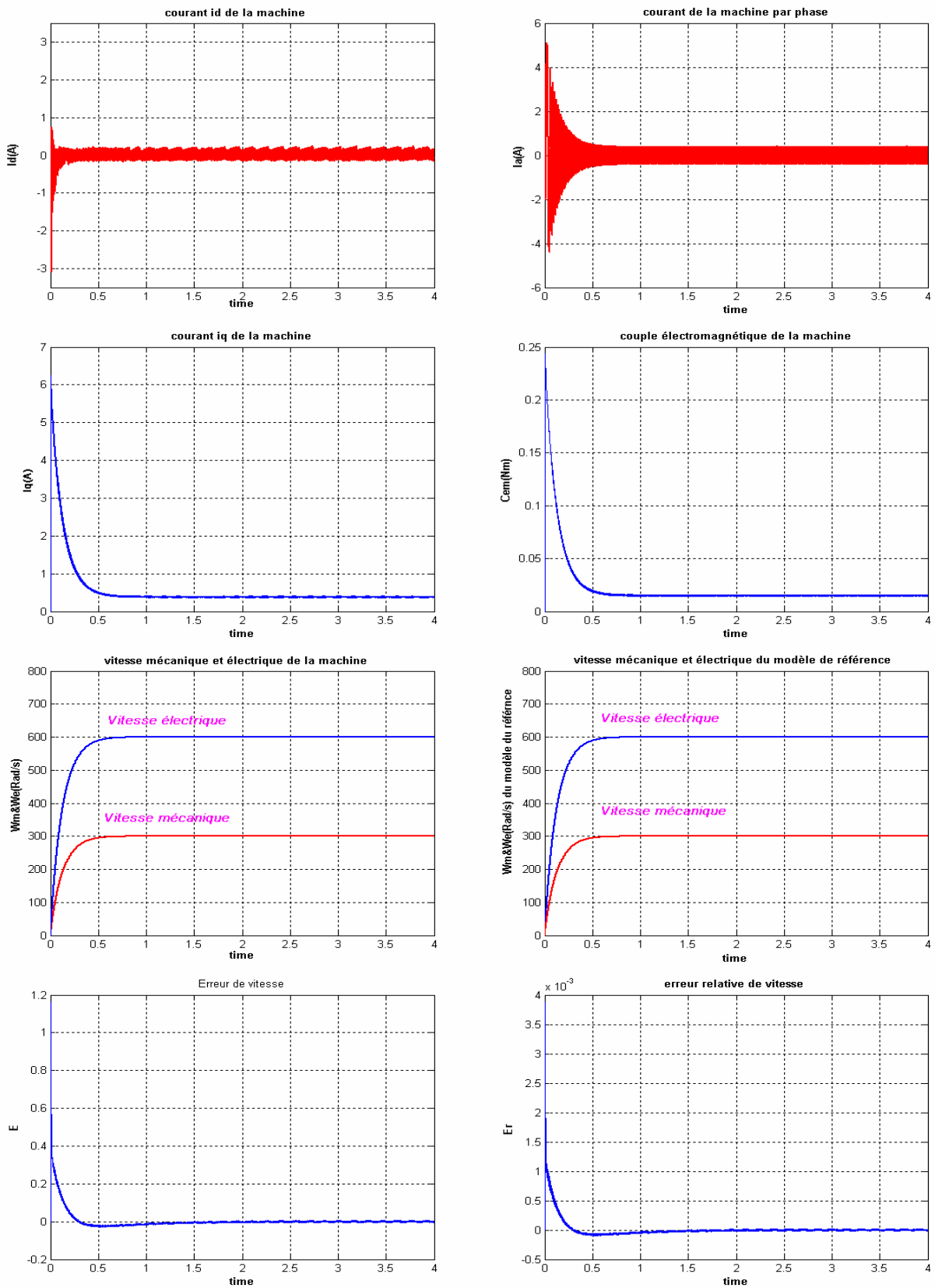
$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_{11}(\Omega_m - \Omega)$$

$C_{11}$ : est une constante positive  $C_{11} = 0.2$ .

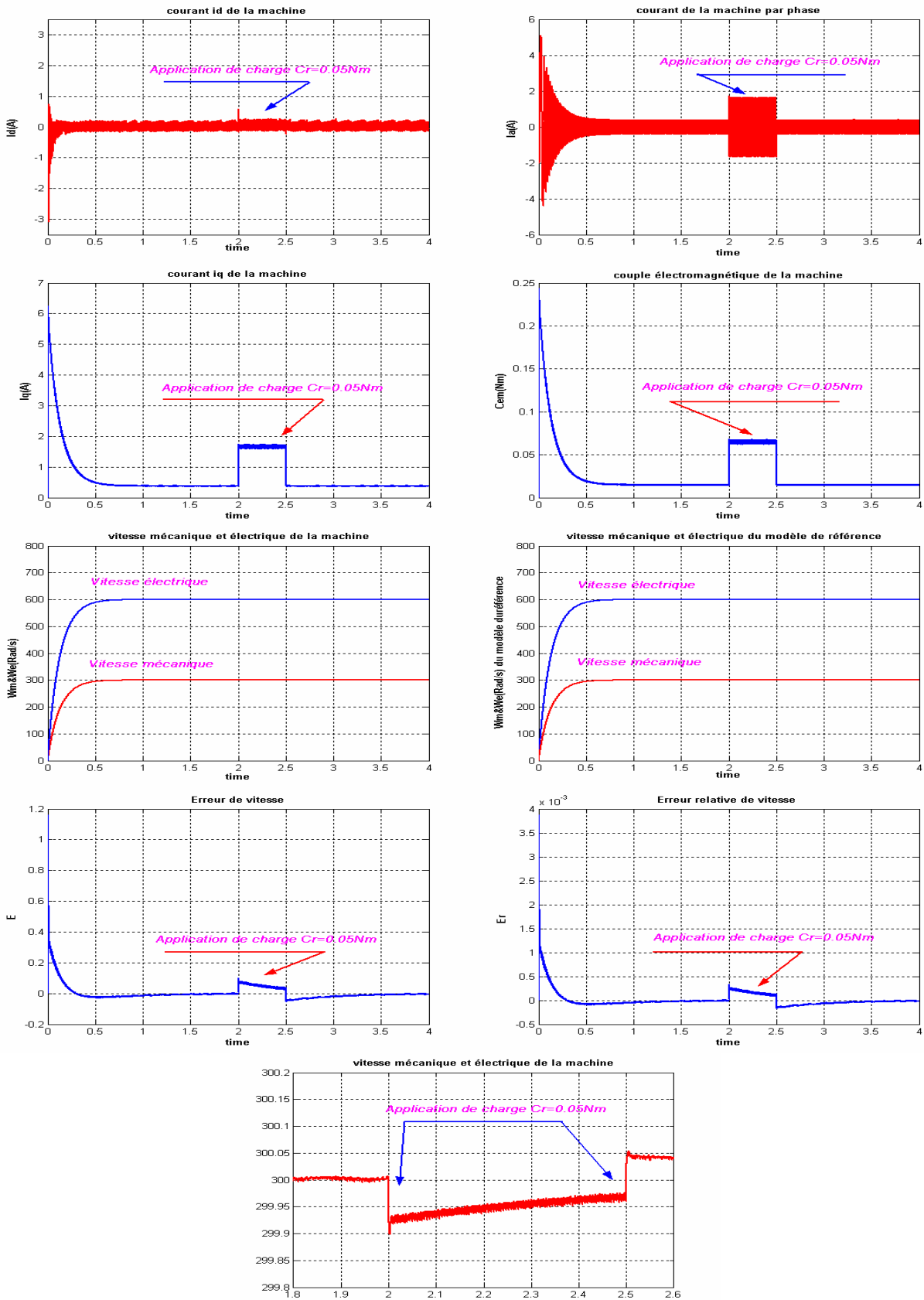
Pour notre machine, on a utilisé les gains  $K_u$ ,  $K_p$ , et  $K_e$  dont les paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont comme suit pour mieux converger le système:  $\alpha = 0.001$  et  $\beta = 0.002$ .



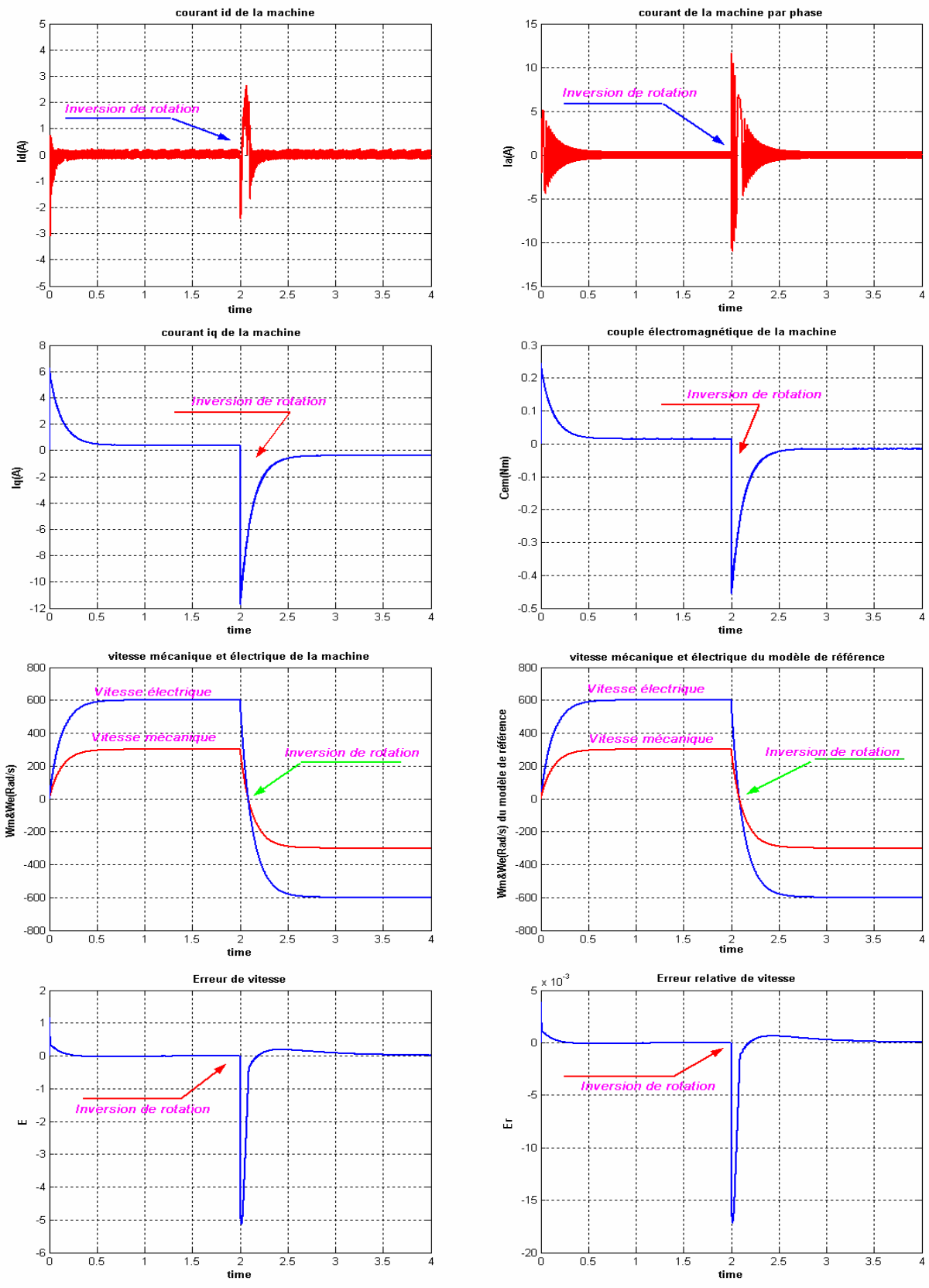
**B/Résultats de simulation :**



**Figure III-7-Réponse de l'ensemble (machine + onduleur) à vide pour une consigne de vitesse 300rd/s**



**Figure III-8-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant  $C_r=0.05Nm$  (entre  $T=2s$  et  $T=2.5s$ )**



**Figure III-9-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour l'inversion du sens de rotation de 300rd/s et -300rd/s à  $t=2$ s.**

La figure III-7 donne les résultats de simulation pour une consigne de vitesse de 300rad/s à vide, nous constatons une poursuite parfaite au régime permanent entre la réponse du système et celle du modèle de référence, nous avons représenté l'écart relatif entre les sorties de vitesse du système et du modèle de référence, cet écart atteint un maximum de ( $4 \times 10^{-4}$  erreur relative) puis s'annule après une demi seconde.

Sur la figure (III-9), on a représenté la réponse du système et celle du modèle pour une inversion de rotation de 300 rad/s a -300 rad/s. en premier lieu nous remarquons un temps de réponse de la vitesse très court de l'ordre de 0.5s malgré ceci la vitesse de système au démarrage ne suit pas exactement la vitesse du modèle. Par la suite nous remarquons un suivi parfait du modèle.

Pour une application d'une charge de ( $C_r=0.05Nm$  entre  $t=2s$  et  $t=2.5s$ ), la réponse montre une petite variation sur la vitesse, et par conséquent le système est moins sensible aux variations de la perturbation. Pour toutes les réponses, l'erreur relative entre la réponse du système et celle du modèle de référence, commence par une valeur relativement importante au démarrage pour gagner la valeur nulle après un temps très faible (0.3s environ).

Le courant  $I_d$  reste toujours nul, et le courant  $I_q$  est l'image du couple électromagnétique, lorsqu'on applique une charge, il se stabilise à une valeur correspondante à cette charge.

### III-5-2- Deuxième application :

#### A/Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence:

Le modèle dynamique linéaire de la machine synchrone à aimants permanents obtenu après orientation du champ est donné dans la représentation d'état par:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} p^2 \frac{\phi_f}{J} & -\frac{f_c}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{c_r p}{J} \end{bmatrix} \quad (3-43)$$

Le modèle de référence est représenté par les équations suivantes:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qsm} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qsm} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \end{bmatrix} \cdot U_m$$

La vérification des conditions (3-38) donne:

$$a_{21} = \frac{3p\phi_f}{J}; a_{22} = -\frac{f_c}{J}; b_{12} = 0.$$

En choisissant:

$a_{11} = -100; a_{12} = -2; b_{11} = 2.125.$

Les matrices de pondération sont:

$$G_A = G'_A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$G_B = G'_B = 1 \quad F_A = F_B = \alpha = 0.01, F'_B = F'_B = \beta = 0.002.$$

Les conditions initiales: choisir  $\delta K_p(0)=0, \delta K_u(0)=0.$

A partir de la consigne de vitesse à travers l'entrée  $U_m$ , l'algorithme de commande calcule la tension  $V_{qs}^*$ , et à partir de cette tension on calcule le courant de référence  $i_{qs}^*$ , Celui-ci conduit au calcul de  $V_{ds}^*$ , la combinaison des tensions  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  et la position du rotor permet de calculer, par une transformation inverse de PARK, les valeurs souhaitées des tensions  $V_a^*, V_b^*$  et  $V_c^*$ , pour fixer la commande de chaque bras d'onduleur.

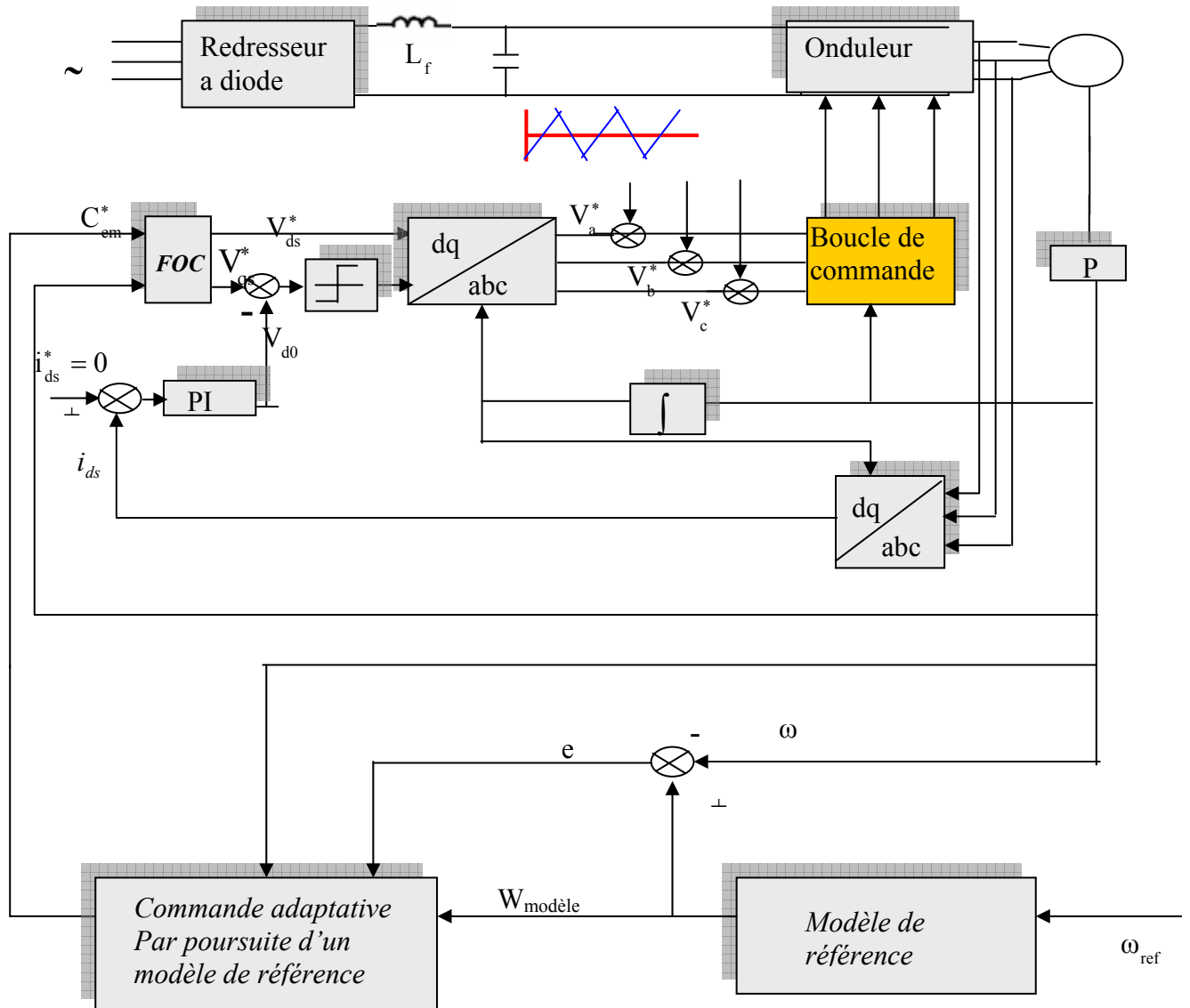


Figure III-10-Schéma bloc de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence [10].

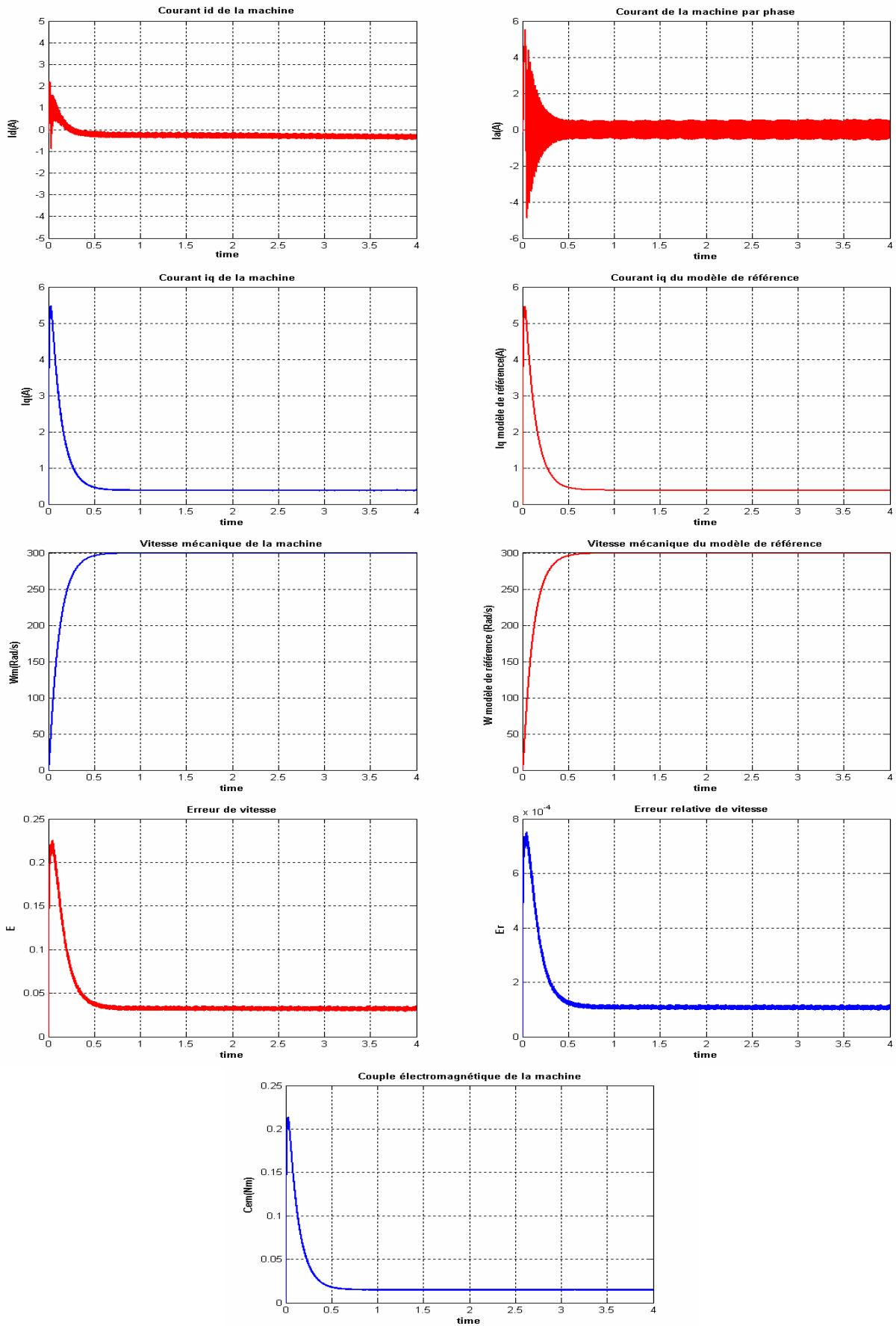
### **B/Résultats de simulation :**

Afin de vérifier la validité de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence, nous avons appliqué cette méthode à l'ensemble (MSAP + onduleur), le modèle de référence a été donné précédemment.

Les figures donnent les formes d'onde de l'évolution des courants ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{qsm}$ ,  $i_a$ ), des vitesses ( $\omega$ ,  $\omega_m$ ), et les erreurs commises sur le courant  $i_{qs}$  ( $i_{qs}-i_{qsm}$ ) et sur la vitesse  $\omega$  ( $\omega-\omega_m$ ). On constate que les résultats sont intéressants (poursuite parfaite, erreur statique nulle en régime permanent...).

La figure (III-10), donne la réponse du système pour un échelon de vitesse de (300rad/s), imposé à travers l'entrée  $U_m$ , on remarque que le système suit parfaitement le modèle de référence, avec une erreur très faible en régime transitoire puis elle s'annule en régime permanent, les mêmes remarques sont faites pour l'inversion de vitesse de (300rad/s-à-300rad/s), figure (5-2-3).

Lors d'une perturbation du couple de charge figure (III-12), on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge.



**Figure III-11-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour une consigne de vitesse 300rd/s**

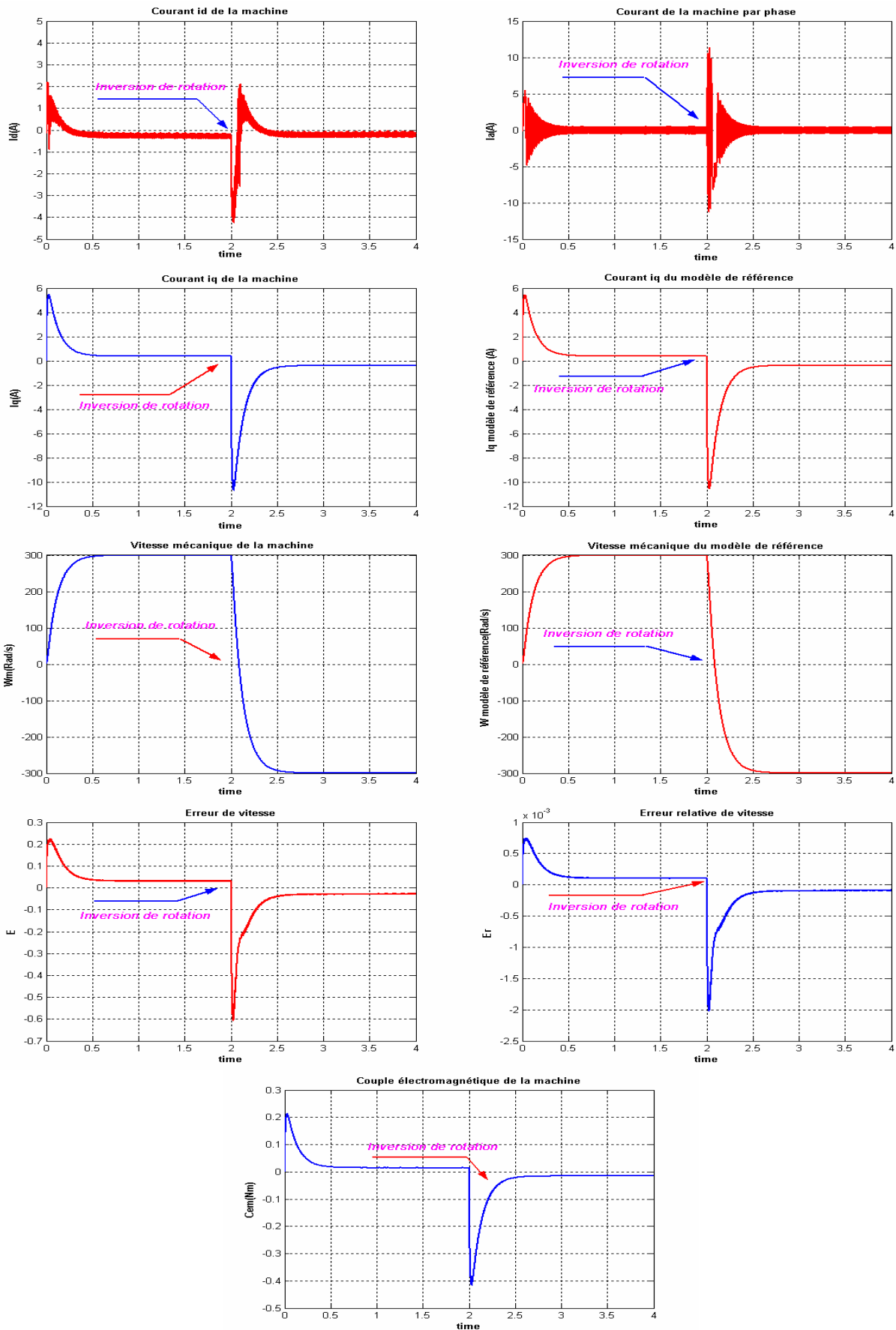
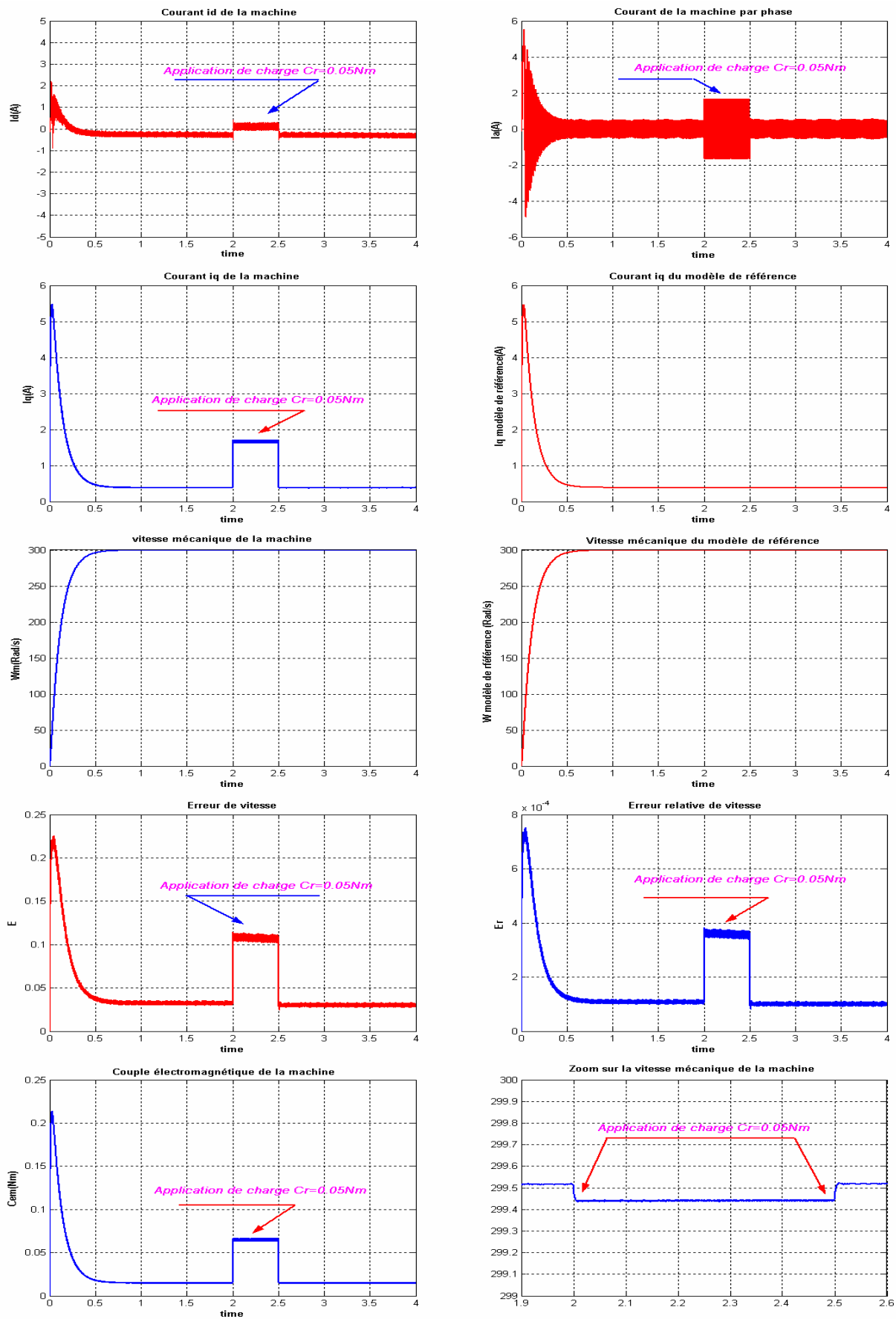


Figure III-12-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour l'inversion du sens de rotation de 300rd/s et -300rd/s à  $t=2$ s.



**Figure III-13-Réponse de l'ensemble machine + onduleur pour une consigne de vitesse 300rd/s avec l'application d'un couple résistant  $Cr=0.05Nm$  (entre  $T=2s$  et  $T=2.5s$ )**

### **III-6-Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons examiné la commande adaptative par poursuite d'un modèle dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on a trouvé dans le réglage classique.

Dans cette partie, nous avons développé une commande adaptative à modèle de référence basée sur la technique de contrôle de découplage appliquée à la machine MSAP.

La contribution proposée est l'introduction des gains adaptatifs variables pour le calcul de la loi de commande, ce qui permettra d'augmenter les performances du système. Nous pouvons remarquer à travers les résultats de simulation exposés, que la réponse du système et celle du modèle de référence simplifié sont en bonne concordance, avec une erreur relative très faible.

Ceci est valable aussi bien pour le système à vide que lors d'une application d'un couple de charge.

Bien que les algorithmes de commande adaptative soient relativement compliqués par la mise en œuvre comparés aux régulateurs (PI) des commandes par flux orienté, leur introduction au niveau de la commande améliore considérablement les réponses des systèmes.

# CONCLUSION GENERALE

## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail que l'on a accompli dans le cadre de ce mémoire est conforme aux objectifs que l'on s'était fixés, à savoir une recherche bibliographique concernant la commande vectorielle ainsi que l'adaptative a modèle de référence (MRAC) de la machine synchrone à aimants permanents, dans lesquels la variation de la vitesse et de la position est obtenue par le réglage des régulateurs PI.

Les résultats de la simulation ont été élaborés par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce dernier est utilisé pour la simulation des systèmes dynamiques qui peuvent être décrits par des équations différentielles ordinaires linéaires ou non linéaires et par des équations aux différences.

Nous résumerons tout d'abord les principaux résultats de cette étude :

- La première partie de ce travail est l'étude de la modélisation de la MSAP en vue de sa commande, on a utilisé la transformation de park.
- La deuxième partie a été consacrée à la simulation de la commande vectorielle. La stratégie de contrôle utilisée consiste à maintenir le courant de référence  $I_d = 0$  par une matrice de découplage qui permet de ramener le système à deux systèmes évoluant indépendamment.
- Dans la troisième partie, Nous avons développé une commande adaptative à modèle de référence (MRAC) basé sur la technique de contrôle de découplage, Nous avons introduis des régulateurs à gains adaptatifs variables pour le calcul de la loi de commande. Les résultats de simulation montrent que la réponse du système et celle du modèle sont en bonne concordance.

A travers les résultats obtenus peut dire que :

- Le réglage de la vitesse de la MSAP par régulateur PI donne des bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, comportement peu insensible aux perturbations (variation de la charge, variation de la vitesse).
- Le réglage adaptatif donne une dynamique très performante (temps de réponse rapide, erreur nulle), une robustesse par rapport aux perturbations (variation de la charge et inversion de la vitesse). Vu que les gains adaptatifs de la vitesse ne dépendent pas des paramètres de la machine, ils sont variables dans le temps.

De nombreuses directions dans lesquelles cette étude peut être développée, afin d'améliorer encore ces performances et de faciliter son utilisation.

Il est important de signaler que les modèles d'action de la machine synchrone à aimants permanents, modèle à trois axes et à deux axes sont établis sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, reposant généralement sur la constance des paramètres, Il sera donc possible d'enrichir le modèle en tenant compte de l'effet de la température et de la saturation, afin de décrire un comportement proche du cas réel de la machine.

L'extension du réglage d'état à d'autres méthodes de réglage tels que la logique floue, réseau de neurones, etc...

Enfin, nous espérons que ce travail sera d'une aide appréciable a ceux qui veulent poursuivre cette étude évoquant les parties absentes dans ce mémoire.

ANNEXE

## *ANNEXE*

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :

Puissance nominale	$P_n=100 \text{ W}$ ;
Tension nominale	$V_n=28 \text{ V}$ ;
Résistance d'une phase statorique	$R_s=3.4 \Omega$ ;
Inductance cyclique	$L_d=L_q=0.0121 \text{ H}$ ;
Flux des aimants	$\varphi_f=0.013 \text{ Wb}$ ;
Moment d'inertie	$J=10 \text{ Nms /rd}$ ;
Coefficient de frottement	$f_c=5 \cdot 10 \text{ Ns /rd}$ ;
Couple résistant nominal	$C_r = 0.05 \text{ Nm}$ ;
Nombre de paires de pôles	$P=2$ .

# BIBLIOGRAPHIE

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **Azeddine Kaddouri :**
- « Etude d'une commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents ».  
Thèse doctorat (Université : Laval Québec), 2000.
- [2] **Guy Grellet et Guy cleric :**
- « actionneurs électrique : Principe/ Modèle/ Commande ».
- [3] **R.chekireb**
- « commande par les modes glissants non linéaire de la MSAP alimenté par un onduleur de tension dans le cas générale a N niveaux ».  
PFE, USTHB, 2002.
- [4] **M. Abid-K. Bouchrara.**
- « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents ».  
PFE, Université farhat abbes, Setif 2002.
- [5] **M tlemçani- E. bouhassoua.**
- « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents ».  
PFE, Université M'sila, M'sila 1995.
- [6] **Sabrina Faïd- Sara Bourahli.**
- « Commande par logique floue de la machine synchrone à aimants permanents »  
PFE, Université M'sila, M'sila 2005.
- [7] **C. Boudjmaa- G. Boubekour.**
- « Commande non linéaire d'une machine synchrone a aimants permanents »  
PFE, Université M'sila, M'sila 2006.
- [8] **M tlemçani.**
- « Commande adaptative par les système flous : Application à la machine synchrone à aimants permanents ».  
Thèse de magister, ENP, Alger 2000.
- [9] **A.Guediri- M. Bouchou.**
- « Commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents ».  
PFE, Centre universitaire Larbi Ben M'hidi, Oum-El Bouaghi 2006.
- [10] **F.NACERI - N.LAKHDARI- S.SELLAMI**
- « théorie de la commande adaptative ».  
Presses de l'université de BATNA
- [11] **AMEUR 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 2004.
- [12] **T. REKIOUA.**
- « contribution à la modélisation et la commande vectoriel des machines synchrones à aimants permanents ».  
Thèse de doctorat.
- [13] **K.BERRABEH – A.KACEMI**
- «commande vectoriel d'une machine synchrone a aimants permanents alimentée en tension ».  
PFE, université de M'sila, M'sila 2004

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

**OPTION : ELECTROMECHANIQUE**

**Proposé et dirigé par :** Messieurs : A/M CHOUCOU et Mr. Y LAAMARI.

**Présenté par :** A/H. ABADA et M. ZELLAGUI.

**Thème :**

**COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE,  
APPLICATION SUR LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS.**

**Résumé :**

Le travail présenté dans ce mémoire concerne les techniques de commande appliquées sur la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur statique.

La première partie est consacrée aux généralités et à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.

L'objet de la deuxième partie est l'application de la technique de commande vectorielle par orientation du flux rotorique suivie par un réglage de vitesse de rotation et de position en utilisant de régulateurs (PI).

Le besoin de hautes performances de commande ou la dynamique du système est peu connu, a poussé les chercheurs à envisager d'autres schémas de contrôle qui réduisent la sensibilité du système aux paramètres inconnus, parmi lesquels la commande adaptative par modèle de référence (MRAC), qui constitue la troisième partie de cette étude. Dans cette partie, nous avons présenté la commande adaptative à modèle de référence simplifiée et la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

Les tests de simulation que nous avons effectués par (MATLAB-Simulink) ont révélé une amélioration considérable sur la réponse du système vis-à-vis de la variation de la charge.

**Mots Clés :**

Aimants permanents, Machine Synchrone à aimants permanents (MSAP), Alimentation en tension, Technique MLI, Commande Vectorielle, Régulateur PI, Commande adaptative à modèle de référence simplifié (SMRAC), Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

