

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud MAMMERY de TIZI-OUZOU

Faculté de Génie Electrique et de l'Informatique

Département d'électrotechnique



Mémoire de fin d'études

*En vue de l'obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique
Option : Machines électriques*

Thème

*Etude comparative de trois méthodes de
dimensionnement des régulateurs PI et IP
appliquées à la commande de vitesse de la
machine synchrone à aimants permanents
(MSAP)*

Proposé et dirigé par :

Mme: O. MANSOURI- TOUDERT

Etudié par :

***Mr: A. BOUZIDI
Melle: F. AMEZIANE***

Promotion 2010



Remerciements

Remerciements

Nous tenons à remercier Dieu de nous avoir aidés à terminer ce travail.

Nous remercions vivement notre promotrice M^{me} MANSOURI pour nous avoir suivi et dirigé durant toute la période de notre présent mémoire de fin d'étude et surtout son entière disponibilité.

Nous remercions les membres du jury qui ont accepté d'examiner et de juger notre travail.

Nous remercions tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous remercions, ainsi, toute personne qui, de près ou de loin, a collaboré à notre formation.



Dédicaces

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Ma très chère mère

Toute ma famille

Ainsi que tous mes amis.

A. BOUZIDI

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents

Mes frères

Ma sœur et sa petite famille

Et à tous mes amis.

F. AMEZIANE



Sommaire

SOMMAIRE

Annexes

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

CHAPITRE I

Généralités sur la Machine Synchrone à
Aimants Permanents (MSAP)

I.1.Introduction.....	3
I.2.Présentation de la MSAP.....	3
I.3.Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	5
I.4.Domaines d'applications des machines synchrones à aimants permanents.....	6
I.5.Conclusion.....	7

CHAPITRE II

Modélisation du système à étudier

II.1. Introduction.....	8
II.2. Système d'alimentation.....	8
II.3. Structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimant permanent.....	9
II.4. Modélisation de la MSAP.....	10
II.4.1. Hypothèses simplificatrices.....	11
II.4.2. Mise en équations de la MSAP.....	11
a. Equations électriques.....	11
b. Equations magnétiques.....	12

c. Equation mécanique.....	13
II.5. Transformation de Park.....	13
II.6. Modèle de la MSAP dans le repère de Park.....	15
II.6.1. Equations des flux dans le repère de Park.....	15
II.6.2. Equations électriques dans le repère de Park.....	15
II.6.3. Expression du couple électromagnétique dans le repère de Park.....	16
II.7. Schéma fonctionnel de la MSAP.....	16
II.8. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	18
II.8.1. Définition de l'onduleur.....	18
II.8.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	18
II.8.3. Commande à MLI.....	20
a. Principe de la commande MLI.....	20
b. Caractéristiques de la MLI.....	20
II.9. Conclusion.....	21

CHAPITRE III

Synthèse des lois de commande

III.1. Introduction.....	22
III.2. But de la commande vectorielle.....	22
III.3. Régulateurs utilisés et méthodes de dimensionnement.....	23
III.3.1. Régulateur PI.....	24
III.3.2. Régulateur IP.....	25
III.3.3. Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de compensation de pôles.....	26
III.3.4. Dimensionnement des régulateurs PI par méthode de l'optimum symétrique.....	27
a- Calcul de α	29

b- Choix de la valeur de α	31
III.3.5. Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de l'optimum non symétrique...	34
III.4. Application des trois méthodes sur un système normalisé.....	35
III.4.1. Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de compensation de pôles.....	35
III.4.2. Dimensionnement des régulateurs PI par méthode de l'optimum symétrique.....	36
III.4.3. Dimensionnement des régulateurs PI par méthode de l'optimum non symétrique.....	36
III.4.4. Schéma de simulation du système normalisé.....	37
III.4.5. Résultats de simulation de l'application des trois méthodes sur un système normalisé...	37
III.4.6. Digramme de Bode et de Nichols black du système normalisé.....	39
III.5. Application des trois méthodes sur la MSAP.....	44
III.5.1. Boucles existantes pour une MSAP en utilisant le régulateur PI.....	44
a- Boucle de régulation de la vitesse.....	44
b- Boucle de régulation du courant \dot{i}_d	45
c- Boucle de régulation du courant \dot{i}_q	45
III.5.2. Dimensionnement du régulateur PI.....	46
III.5.2.1. Méthode de compensation de pôles.....	46
a- Régulation de la vitesse.....	46
b- Régulation du courant \dot{i}_d	47
c- Régulation du courant \dot{i}_q	47
d- Influence de la méthode de compensation de pôle sur le comportement de la vitesse en boucle fermée.....	48
III.5.2.2. Méthode de l'optimum symétrique.....	50
a- Régulation de la vitesse.....	50
b- Régulation du courant \dot{i}_d	50
c- Régulation du courant \dot{i}_q	50
III.5.2.3. Méthode de l'optimum non symétrique.....	51
a- Régulation de la vitesse.....	51

b- Régulation du courant i_d	51
c- Régulation du courant i_q	51
III.5.3. Boucles existantes pour une MSAP en utilisant le régulateur IP.....	52
a- Boucle de régulation de la vitesse.....	52
b- Boucle de régulation du courant i_d	52
c- Boucle de régulation du courant i_q	53
III.5.4. Dimensionnement du régulateur IP.....	53
III.6. Conclusion.....	53

CHAPITRE IV

Résultats de simulation et interprétation

IV.1. Introduction.....	54
IV.2. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	56
IV.2.1. Régulateurs PI.....	56
a- Avec méthode compensation de pôles.....	56
b- Avec la méthode de l'optimum symétrique.....	59
c- Avec la Méthode de l'optimum non symétrique.....	62
IV.2.1.1. Interprétation des résultats obtenus avec PI.....	65
IV.2.2. Régulateurs IP.....	67
IV.2.2.1. Interprétation des résultats obtenus avec IP.....	67
IV.3. Sensibilité de la commande de la vitesse aux variations paramétriques.....	67
IV.4. Synthèses des résultats obtenus.....	75
IV.5. Conclusion.....	75
Conclusion générale.....	76
Bibliographie	78



*Introduction
Générale*

Introduction générale :

La technologie des systèmes d'entraînement actuel exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position tout en garantissant une stabilité et une rapidité satisfaisantes. La machine asynchrone est alors utilisée, et occupe un domaine très important dans l'industrie et les transports vu ses avantages par rapport à la machine à courant continu tels que sa robustesse, son faible coût d'achat et d'entretien, sa commande par contre est plus difficile à réaliser que pour d'autres machines.

Le développement de l'électronique de puissance et la fabrication des aimants permanents, ces dernières années, ont favorisé la machine synchrone à aimants permanents à être utilisée dans les variateurs de vitesse : dans la robotique, l'aérospatial, les véhicules électriques... etc., vu les avantages qu'elle requiert : un couple volumique élevé, une faible inertie, une fiabilité due à l'absence des contacts glissants et un bon rendement à cause de l'absence des pertes joules rotoriques.

Pour une commande performante ; la commande vectorielle s'impose ; pour cela différents types de régulateurs peuvent être utilisés mais les régulateurs PI et IP sont beaucoup moins chers et très répandus sur le marché. Notre travail se porte alors sur l'étude comparative de trois méthodes de dimensionnement des régulateurs PI et IP dans la commande d'une machine synchrone à aimants permanents à f.e.m sinusoïdale ; les entraînements électriques sont caractérisés par les fonctions de transfert qui contiennent un terme intégral et une fonction de transfert du premier ordre ; pour cette raison les résultats obtenus en utilisant la méthode de Ziegler- Nicols pour le dimensionnement des régulateurs PI sont médiocres, alors trois autres méthodes adaptées à ce type de système seront étudiées et analysées qui sont :

- la compensation de pôle ;
- l'optimum symétrique ;
- l'optimum non symétrique.

Pour se faire, nous avons subdivisé notre travail en quatre chapitres :

- le premier chapitre sera consacré aux généralités sur la machine synchrone à aimants permanents ;

- le deuxième chapitre concernera la modalisation du système à étudier. Cette modélisation repose sur des hypothèses simplificatrices en utilisant la transformation de Park ;
- le troisième chapitre commencera par une présentation théorique de la commande vectorielle, puis une synthèse des différentes lois de commande en utilisant trois méthodes de dimensionnement des régulateurs PI et IP, et finalement une application de ces trois méthodes dans un premier temps sur un système normalisé, ensuite sur la machine synchrone à aimants permanents.
- Dans le quatrième chapitre nous allons présenter les résultats de simulation de notre système obtenus avec les régulateurs PI et IP dimensionnés avec les trois méthodes, cette simulation s'appuie sur le logiciel MATLAB 7.5 (SIMULINK).
- Nous terminerons notre travail avec une conclusion générale.

Chapitre I

*Généralités sur la
machine synchrone à
aimants permanents
(MSAP)*

I.1.Introduction :

Historiquement, la machine à courant continu (M.C.C) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de sa facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balais-collecteur a toujours été un inconvénient de cette machine. Pour remédier à ce type de problèmes, on utilise les machines électriques à courant alternatif.

Les machines électriques à courant alternatif sont utilisés dans une large gamme de puissance, allant du watt au mégawatt dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation et l'entraînement à vitesse constante. [6]

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les domaines à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent. Son choix dans les entraînements à vitesse variable 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, son couple massique élevé ainsi que son bon rendement. [18], [1]

L'étude du comportement de ces machines est une tâche très difficile, qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de leurs modèles dynamiques afin de bien prédire, par voie de simulation, leurs comportements dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Dans ce court chapitre nous allons exposer de manière globale la machine synchrone à aimant permanent.

I.2. Présentation de la MSAP : [1], [2], [3], [11], [15]

Le terme machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant.

Le moteur synchrone est une machine électrique, tournante, transformant l'énergie électrique sous forme de courant alternatif en énergie mécanique. Elle peut avoir un fonctionnement en moteur ou en génératrice (c'est seulement le sens de transmission de l'énergie qui distingue les deux fonctionnements).

Cette famille de machine regroupe plusieurs sous familles :

- les machines synchrones à rotor bobiné ;
- les machines synchrones à réluctances variables ;
- les machines synchrones à aimants permanents.

Dans notre travail, on s'intéressera à la troisième catégorie, machine synchrone à aimant permanent (MSAP).



Fig. I. 1 Rotor à aimants

Comme toute machine synchrone, la vitesse de rotation de l'arbre de la MSAP est égale à celle du champ tournant, pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré par des aimants permanents, la position du champ rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Donc ce type de machines se caractérise par une vitesse de rotation constante, indépendante de la charge, mais liée à la fréquence du réseau par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{60f}{P} \quad [\text{tr /mn}] \quad (\text{I.1.})$$

Ω : Vitesse de rotation de la machine en [tr /mn].

f : fréquence des courants d'alimentation en [Hz].

P : nombre de paire de pôles.

Constitution de la MSAP:

La MSAP est constituée de deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator et l'autre mobile dite rotor.

➤ **Le stator** : nommé aussi induit, constitué de tôles magnétiques empilées, muni de trois enroulements décalés de $(\frac{2\pi}{3})$ parcourus par des courants triphasés équilibrés qui créent un champ magnétique tournant.

➤ **Le rotor** : nommé aussi inducteur, Il représente la pièce tournante de la machine, constitué d'un aimant naturel qui a pour fonction principale la création du flux inducteur.

Les MSAP peuvent être classées en deux catégories selon leurs forces électromotrices : soit trapézoïdales, soit sinusoïdales. La catégorie sinusoïdale est à son tour classée en deux sous catégories selon la position des aimants :

➤ la machine à rotor lisse: les aimants utilisés sans pièces polaires sont montés sur la surface du rotor de manière à avoir un entrefer d'épaisseur constante ;

➤ la machine à rotor saillant : les aimants sont montés entre les pièces polaires et sont à l'intérieur de la masse rotorique. Les pièces polaires servent à la concentration de flux d'induction magnétique, permettent aussi d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer.

I.3. Avantages des machines synchrones à aimants permanents : [1], [3], [6]

Les machines synchrones à aimants permanents se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point des aimants permanents de grande qualité. Cela leur a permis d'être utilisées dans des systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Ce choix est dû principalement aux avantages divers, parmi:

➤ l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet Joule au rotor, augmente le rendement et permet ainsi de réduire la ventilation ;

- le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques, (ces collecteurs posent des problèmes d'entretien et de comportement dans les environnements difficiles) leur a permis de travailler dans les milieux les plus difficiles, et d'avoir un faible entretien ;
- l'augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines ;
- une puissance massique élevée, ce qui permet de réduire le volume des machines ;
- une grande efficacité, une faible inertie, un environnement propre et un fonctionnement de longue durée ;
- facteur de puissance et rendement élevés par rapport à celui des machines asynchrones ;
- aucune source de courant continu n'est nécessaire ;
- absence de bobinage rotorique ce qui réduit l'encombrement causé par les enroulements.

I.4. Domaines d'applications des machines synchrones à aimants permanents : [1], [3], [17], [20]

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert pour la MSAP un large champ d'application, comme par exemple :

- elles se répandent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils remplacent les moteurs à courant continu ;
- elles fonctionnent comme compensateurs synchrones ;
- elles sont utilisées pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifugées ..;
- et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que :
 - la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
 - les équipements de technologie de l'information ;
 - les équipements de soins médicaux et de santé ;
 - les applications robotiques ;
 - les machines-outils.

I.5 : Conclusion

Dans notre étude nous étudierons la machine synchrone à aimant permanent à f.e.m sinusoïdales fonctionnant en moteur.

Chapitre II

*Modélisation du
système à étudier*

II.1. Introduction : [10], [8]

Le contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents se réalise d'une manière classique par action sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable.

La structure générale d'un variateur de vitesse est montrée sur la figure (II.1)

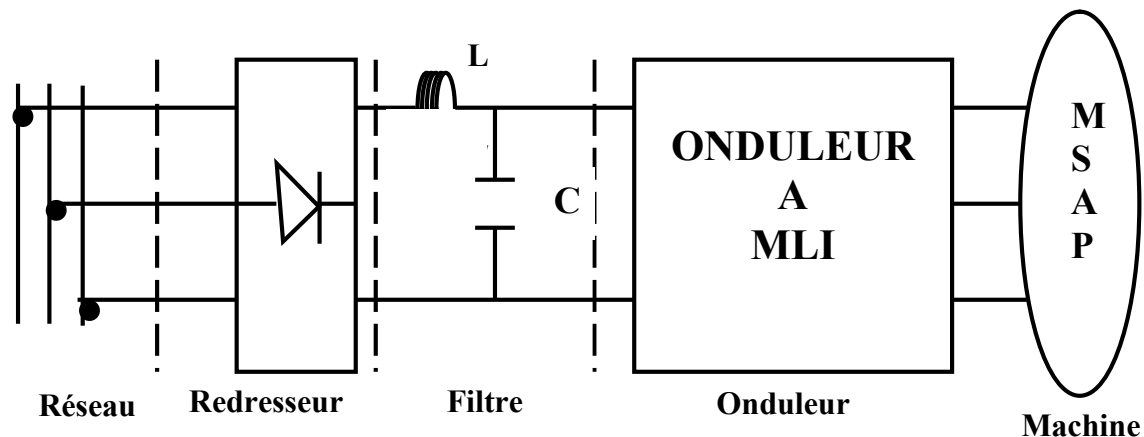


Figure (II. 1) : Structure générale d'un variateur de vitesse.

II. 2. Système d'alimentation : [14], [7], [16]

De nombreux systèmes industriels entraînés par des moteurs électriques utilisent la variation de vitesse pour optimiser leurs fonctionnements. Les variateurs de vitesse électroniques présentent le plus d'avantages, parmi ces avantages:

- diminution des pertes mécaniques présentes dans les variateurs mécaniques (poulies, courroies et engrenages) ;
- limitation voire suppression des surintensités lors du démarrage ;
- adaptation précise de la vitesse ;
- allongement de la durée de vie des constituants mécaniques des systèmes ;
- limitation du bruit ;
- économies d'énergie.

Les variateurs de vitesse se déclinent selon une large gamme de puissance et de dimensions. Tous les variateurs de vitesse ont pour principe de faire varier la vitesse du moteur en agissant sur le glissement et/ou sur la fréquence d'alimentation. Selon les différentes techniques utilisées, les variateurs peuvent être classés en 3 catégories :

- *Les cyclo-convertisseurs :*

Cette technologie est principalement utilisée pour les applications de type laminage à basse ou moyenne vitesse, les machines d'extraction, les propulsions de navires et les broyeurs à ciment.

- *Les convertisseurs à ondes carrées :*

Les convertisseurs à ondes carrées sont constitués d'un pont redresseur, d'un bus continu à tension variable et d'un onduleur. L'amplitude de la tension du bus continu est obtenue par variation de l'angle d'ouverture des thyristors du pont redresseur, le signal est ensuite réondulé à fréquence variable grâce à l'onduleur.

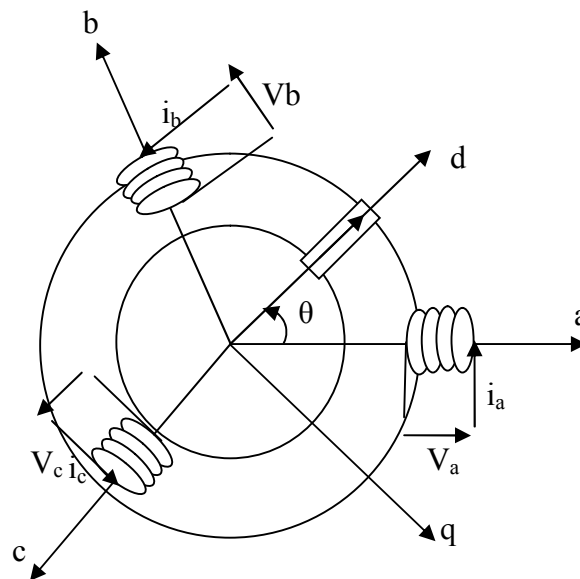
- *Modulation de largeur d'impulsions (MLI)*

Les variateurs de vitesse récents utilisent des ponts redresseurs afin d'obtenir une tension continue sur un bus continu. Plusieurs techniques sont alors utilisées basées sur la MLI synchrone ou sur la modulation vectorielle asynchrone pour contrôler le convertisseur en termes d'amplitude et de fréquence.

Les avantages sont : un facteur de puissance acceptable, un taux de distorsion harmonique faible dû à la fréquence de commutation élevée des IGBT et la possibilité de récupérer l'énergie sur les phases de freinage.

II.3. Structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents :

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est représentée sur la figure (II.2.)



**Figure (II.2) : Représentation d'une machine synchrone bipolaire
à aimants permanents**

Par convention :

- l'axe d'alimentation rotorique, noté d, appelé axe direct ou axe longitudinal.
- l'axe interpolaire, noté q, appelé axe en quadrature ou transversal, il est perpendiculaire à l'axe direct.
- θ indique l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

II. 4. Modélisation de la MSAP :

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, qui nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

La machine qui fera l'objet de notre étude, dont les paramètres sont en annexe, est une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants, à fem sinusoïdale, avec neutre isolé de la terre.

II. 4. 1. Hypothèses simplificatrices : [2], [1], [3], [12]

Afin de simplifier la modélisation, les hypothèses suivantes sont prises en compte :

- on suppose que les forces magnétomotrices créées par les différentes phases du stator et du rotor sont en répartition spatiale sinusoïdale ;
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants ;
- les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées ;
- on néglige l'effet de la température sur les valeurs des résistances ;

II. 4. 2. Mise en équations de la MSAP : [1], [3], [12], [8]

a- Equations électriques :

Les équations générales d'une MSAP obtenues en appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement statorique sont :

$$\begin{aligned}
 v_a &= R_s i_a + \frac{d}{dt} \Phi_a \\
 v_b &= R_s i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b \\
 v_c &= R_s i_c + \frac{d}{dt} \Phi_c
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

On met le système sous forme matricielle :

$$\begin{matrix}
 v_a & R_s & 0 & 0 & i_a & \Phi_a \\
 v_b & 0 & R_s & 0 & i_b & \frac{d}{dt} \Phi_b \\
 v_c & 0 & 0 & R_s & i_c & \Phi_c
 \end{matrix}
 \tag{II.2}$$

Avec:

R_s : la résistance d'une phase statorique.

$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}$: Vecteur des tensions aux bornes des trois phases statoriques.

$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$: Vecteur des courants dans les trois phases statoriques.

$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix}$: Vecteur des flux statoriques.

b- Equations magnétiques :

La relation entre les flux et les courants s'écrit comme suit :

$$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec:

L_i : Inductance propre d'une phase statorique.

M_{ik} : Mutuelle entre phase (i, k) du sator.

$\begin{pmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{pmatrix}$: Vecteur des flux d'excitation dans l'aimant.

c- Equation mécanique :

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines synchrones est régie par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - F_c \Omega \quad (\text{II.4})$$

Avec :

J : moment d'inertie des parties tournantes machine charge.

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

C_{em} : couple électromagnétique formé par la machine.

C_r : couple résistant.

F_c : coefficient de frottement.

La relation entre la vitesse angulaire mécanique et électrique :

$$\omega_r = P\Omega \quad (\text{II.5})$$

II.5. Transformation de Park : [8], [9], [17], [20]

La mise en équation des machines synchrones et asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement de ces systèmes est alors relativement laborieuse. Pour contourner cette difficulté on introduit une transformation qui rend les grandeurs sinusoïdales équilibrées de la machine constantes dans le temps. Ce qui permet de supprimer la non linéarité des équations précédentes, cette transformation est appelée transformation de Park.

La transformation de Park est la substitution aux enroulements a, b, c dont les conducteurs et les axes magnétiques sont immobiles par rapport au stator, les deux enroulements d et q dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournent avec lui.

Le schéma de Park est représenté sur la figure (II.3) :

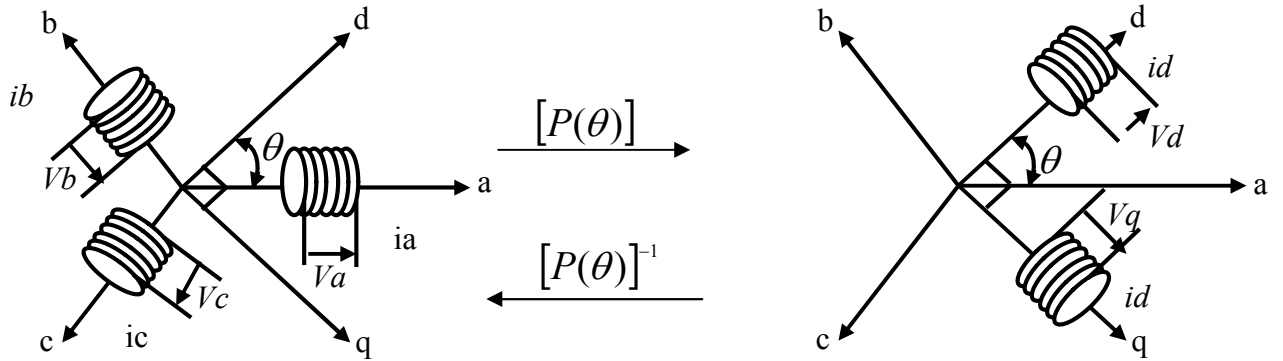


Figure (II.3) : Schéma représentant le principe de la transformation de Park

Les composantes selon les axes (d, q) sont liées à celles des phases (a, b, c) par la relation :

$$[X_{dgo}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad (\text{II.6})$$

Où X peut être un vecteur des tensions, courants ou des flux.

Avec :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Cette matrice admet une matrice inverse $[P(\theta)]^{-1}$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Donc :

$$X_{abc} = [P(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$P(\theta), [P(\theta)]^{-1}$: sont les matrices de passage direct et inverse de Park.

L'indice ($_d$) : indique la composante suivant l'axe direct O_d

L'indice ($_q$) : indique la composante suivant l'axe en quadrature O_q .

L'indice ($_o$) : indique la composante suivant l'axe homopolaire.

II.6. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park :

II.6.1. Equations des flux dans le système d'axes (d, q) :

On a:

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

Φ_d : flux d'axe directe.

Φ_q : flux d'axe en quadrature.

Avec:

Φ_f : est le flux d'excitation de l'aimant permanent.

II.6.2. Equations électriques dans le système d'axes (d, q) :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_r \Phi_q + \frac{d}{dt} \Phi_d \\ v_q = R_s i_q + \omega_r \Phi_d + \frac{d}{dt} \Phi_q \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On remplace Φ_d et Φ_q par leurs valeurs :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - w_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + w_r L_d i_d + w_r \Phi_f \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En appliquant la transformation à ce système de Laplace on aura:

$$\begin{cases} V_d = (R_s + sL_d)I_d - W_r L_q I_q \\ V_q = (R_s + sL_q)I_q + (L_d I_d + \Phi_f)W_r \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Sous forme matricielle on peut l'écrire:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + sL_d & -W_r L_q \\ W_r L_d & R_s + sL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ W_r \Phi_f \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

II .6.3.Expression du couple électromagnétique dans le système d'axe (d, q) :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant Φ_d et Φ_q par leurs valeurs, on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_q i_d + \Phi_f i_q] \quad (\text{II.16})$$

II.7.Schéma fonctionnel de la MSAP :

D'après les équations (II.4.), (II.13) et (II.16), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_d + w_r L_q I_q}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_q - (L_d I_d + \Phi_f)W_r}{R_s + sL_q} \\ C_{em} - C_r = (J_s + F_c)\Omega \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi on peut établir le schéma fonctionnel suivant :

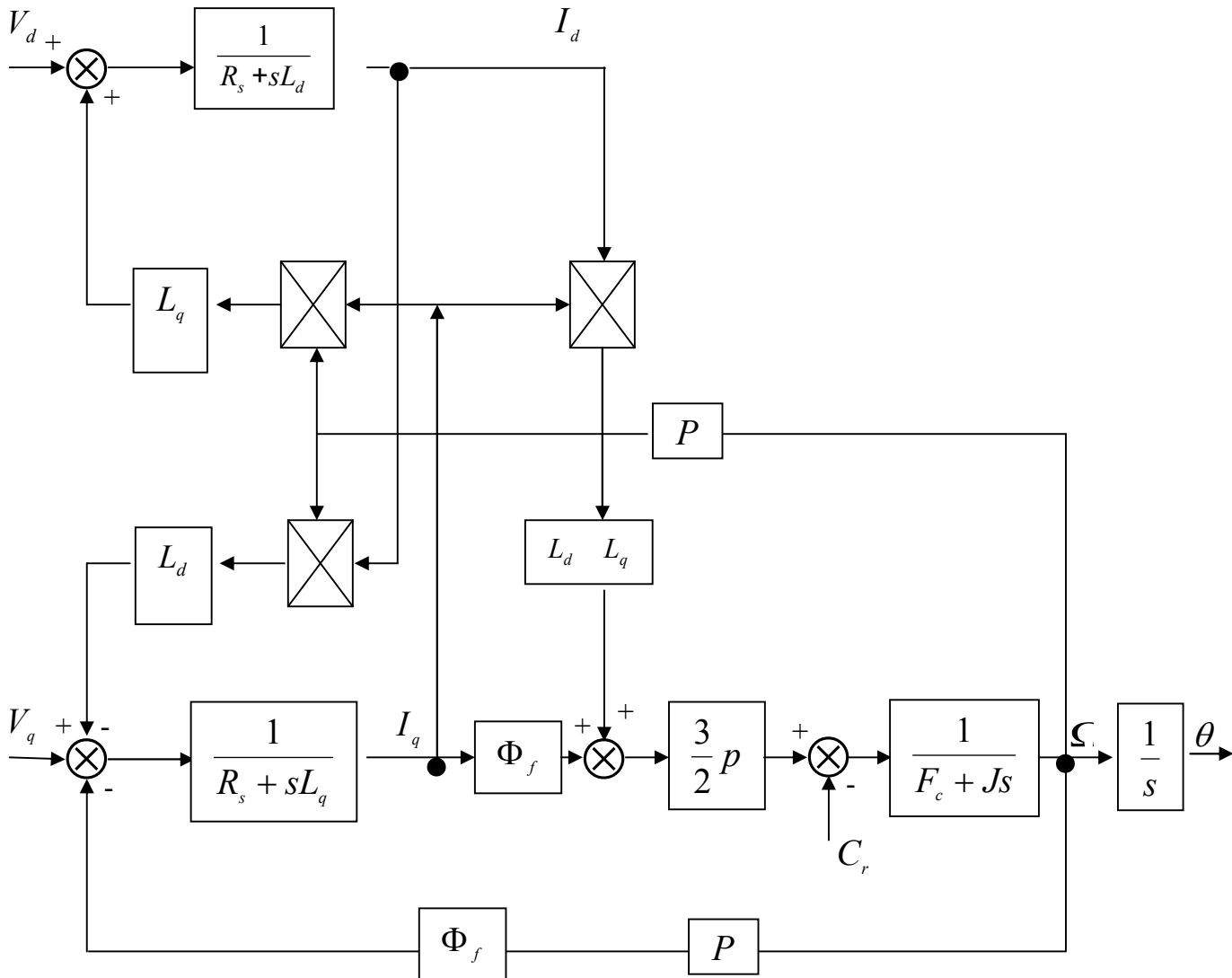


Figure II.4:Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

II.8.Modélisation de l'alimentation de la machine : [7], [10], [16], [17]

Le réglage de la vitesse (ou la position) du rotor d'une machine synchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statoriques. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglables en valeur instantanée, d'où l'utilisation d'un onduleur de tension.

II.8.1. Définition de l'onduleur:

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternative. Il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs, il est donc possible de produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle.

II.8.2. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur utilisé est constitué de trois bras identiques, chaque bras est constitué de deux interrupteurs bidirectionnels qui sont composés d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

Le schéma structurel d'un tel onduleur est illustré sur la figure (II.5.)

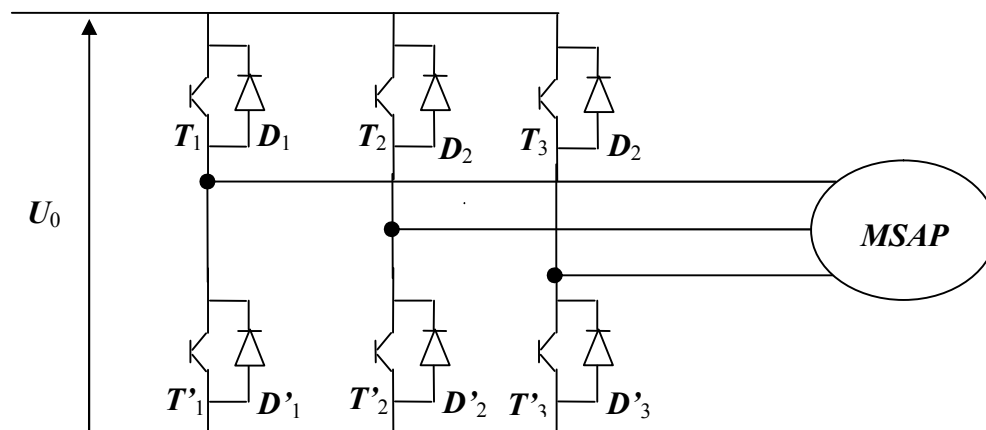


Figure (II. 5) : Schéma d'un onduleur de tension.

Pour simplifier la modélisation on adoptera les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1- L'onduleur est supposé idéal :
 - la commutation des interrupteurs est instantanée ;
 - la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- 2- La charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé de la terre.

Désignons par T_j et T'_j les interrupteurs de chaque bras ($j, j'=1, 2, 3$) qui sont des transistors.

Désignons par $S(x)$, $x = (1,2,3)$ la fonction logique de chaque interrupteur définie comme suit :

$$S(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } T_j \text{ est fermé}(T_j \text{ ouvert}) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

A partir des notations de la figure (II.5), les expressions des tensions composées sont données par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b = U_0(S_1 - S_2) \\ U_{bc} = V_b - V_c = U_0(S_2 - S_3) \\ U_{ca} = V_c - V_a = U_0(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

En tenant compte de l'hypothèse (2) :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

II.8.3 Commande à MLI :

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

a- Principe de la commande à MLI : [1], [17]

La commande à MLI est une technique de commande permettant d'approximer au mieux un signal sinusoïdal. Un onduleur à MLI consiste à découpler une tension continue en signaux rectangulaires de largeurs différentes pour obtenir un signal quasi-sinusoïdal, cela est basé sur une comparaison entre les tensions sinusoïdales que l'on souhaite obtenir aux bornes de la charge, avec une porteuse triangulaire de fréquence beaucoup plus élevée que la fréquence de la référence (haute fréquence) afin de :

- repousser les fréquences des harmoniques en haute ;
- faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie ;

b- Caractéristiques de la commande à MLI :

On définit deux paramètres principaux qui caractérisent la commande à MLI

➤ l'indice de modulation m

$$m = \frac{f_p}{f}$$

f_p : fréquence de la porteuse.

f : fréquence de la référence

➤ l'indice de réglage r

$$r = \frac{u_r}{u_p}$$

u : amplitude de la porteuse.

u_r : amplitude de la référence.

Avec la commande à MLI, on obtient :

- Une tension de phase sous forme de créneaux (sinusoïdale).
- Un courant de phase sinusoïdale ondulé, ces ondulations ont tendance à diminuer avec l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m .

L'augmentation de m permet de repousser les harmoniques d'ordres bas vers des fréquences élevées, ce qui permet la réduction des pertes dans la machine.

II.9. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la présentation et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. En se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. On a établi le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude.

Puis on a abordé la modélisation de la partie alimentation en négligeant les phénomènes dus à la commutation ainsi que les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter le principe de la commande vectorielle suivi par un dimensionnement des régulateurs de commande par trois méthodes.

Chapitre III

Synthèse des lois de commande

III.1.Introduction : [1], [6], [10], [15]

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

La machine à courant continu à excitation séparée a pour principal avantage d'être facilement commandable. Le courant d'induit I_a commande le couple et le courant d'excitation I_f contrôle le flux, mais la fragilité du collecteur limite la puissance et la vitesse maximale.

Le progrès actuel des aimants permanents rend la MSAP plus intéressante pour les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques élevées, mais le couplage entre les grandeurs statoriques et rotoriques rend complexe sa commande, d'où la nécessité de l'utilisation d'une méthode de découplage de ces grandeurs pour ramener son comportement à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, nous utiliserons dans ce travail la commande par flux orienté ou commande vectorielle

III.2. But de la commande vectorielle : [2], [5], [18]

En analysant l'équation (II.16.) régissant le fonctionnement du système d'une MSAP nous pouvons relever que son modèle est couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs i_q et i_d . Si on élimine le courant i_d , on s'aperçoit alors que le couple électromagnétique ressemblerait à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Pour se faire, il suffit d'appliquer le principe de la commande vectorielle qui consiste à utiliser une transformation orthogonale, qui se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux.

Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant i_d de manière que le couple soit proportionnel à i_q . Ce qui nous amène à minimiser ($i_d^2 + i_q^2$) donc minimiser les pertes joules. Et comme i_d ne participe pas à la création du couple, par contre les pertes lui sont proportionnelles on maintient $i_d=0$. C'est le principe de la commande vectorielle.

Le système d'équations (II, 13) et (II 16) montre bien le couplage existant entre les courants i_d et i_q . Ce dernier est éliminé en général par une méthode de compensation

classique, celle-ci consiste à effectuer une régulation des courants afin d'obtenir les tensions de références.

$$\begin{cases} V_d = (R_s + sL_d)I_d & e_q \\ V_q = (R_s + sL_q)I_q & e_d \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_q = W_r L_q I_q \\ e_d = (L_d I_d + \Phi_f) W_r \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

III.3. Régulateurs utilisés et méthodes de dimensionnements :

Un variateur de vitesse comporte des filtres, onduleur et des capteurs qui introduisent des retards dans les différentes fonctions de transfert des boucles (courants et vitesse) qui peuvent s'écrire sous la forme :

$$F_Q(s) = \frac{K_Q}{s + w_1} e^{-T_Q s} \approx \frac{K_Q}{(s + w_1)(1 + T_Q s)} \quad (\text{III.3})$$

T_Q : englobe le retard causé par l'onduleur et le capteur.

w_1 : Pôle dominant de la fonction de transfert du système à réguler.

K_Q : gain

Le type de système ayant cette fonction de transfert peut être régulé en utilisant des régulateurs PI ou (IP) dimensionnés avec trois méthodes qui sont :

- compensation de pôle ;
- optimum symétrique ;
- optimum non symétrique.

III.3.1. Régulateur PI : [12]

Le régulateur PI contient un terme proportionnel K_p qui est responsable sur l'amélioration du temps de réponse et le terme intégral K_i pour réduire l'erreur statique.

Le choix d'un tel régulateur est guidé par :

- l'amélioration de la stabilité en boucle fermée ;
- la simplicité de sa réalisation (algorithme simple) ;
- la connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son large application dans l'industrie ;
- sa robustesse de commande.

Le signal de commande est réalisé à partir de l'association d'un terme d'action proportionnelle et d'un terme d'action intégrale ;

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III. 4})$$

Cette fonction peut s'écrire sous deux autres formes telles que :

$$C(s) = K_p \frac{s + w_n}{s} \quad (\text{III. 5})$$

$$C(s) = K_p \frac{1 + \tau s}{\tau s} \quad (\text{III. 6})$$

Avec:

K_p : Gain proportionnel du régulateur.

K_i : Gain intégral du régulateur.

w_n : Action intégrale globale du système.

τ : Constante de temps du régulateur

$$w_n = \frac{K_i}{K_p} \quad ; \quad \tau = \frac{K_p}{K_i}$$

La structure de commande du régulateur PI est illustrée par la figure (III.1.):

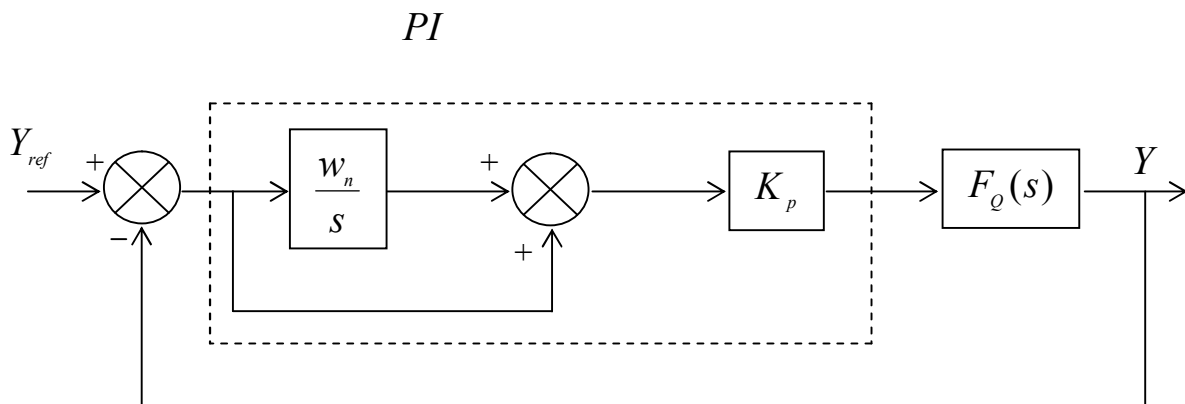


Figure (III.1) : La structure de commande de régulateur PI

III.3.2. Régulateur IP :

Le régulateur PI introduit un zéro dans la boucle fermée de la fonction de transfert, la réponse à un échelon dépasse la référence. Pour résoudre ça, on utilise un régulateur de type IP où sa structure de commande est illustrée par la figure (III.2.)

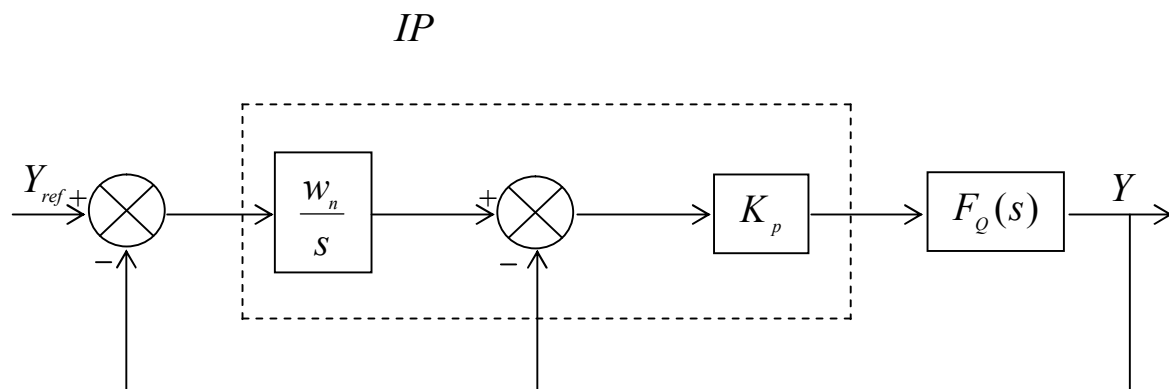


Figure (III.2) : La structure de commande de régulateur IP

Cette structure est équivalente à celle d'un régulateur PI avec un filtre passe bas de la référence.

$$F_{bf_IP}(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{w_n}} \frac{C(s)F_Q(s)}{1 + C(s)F_Q(s)} \quad (III.7)$$

III.3.3. Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de compensation de pôle :

Cette méthode nous permet de calculer les paramètres du régulateur PI à partir de la spécification des pôles désirés en boucle fermée et en connaissant le modèle du procédé.

Le pôle w_1 n'est pas négligé mais compensé par le zéro du régulateur PI

Donc : $w_1 = w_n$

De la figure (III.1), La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$F_{bo}(s) = \frac{K_Q}{(s + w_1)(1 + T_Q s)} \frac{K_p (s + w_n)}{s} \quad (\text{III. 8})$$

En utilisant le principe de la compensation de pôle on aura :

$$w_1 = w_n \quad (\text{III. 9})$$

La fonction de transfert (III.8) se réduit à :

$$F_{bo}(s) = \frac{K_Q K_p}{s(1 + T_Q s)} \quad (\text{III. 10})$$

La fonction de transfert du processus global en boucle fermée du système est :

$$F_{bf}(s) = \frac{F_{bo}(s)}{1 + F_{bo}(s)} \quad (\text{III.11.})$$

Après simplifications, on obtient:

$$F_{bf}(s) = \frac{w_Q K_Q K_p}{s^2 + w_Q s + w_Q K_Q K_p} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$w_Q = \frac{1}{T_Q}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est du deuxième ordre. Par identification de son dénominateur à la forme canonique.

$$G(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (\text{III.13})$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_0 : Pulsation naturelle.

On aura :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \omega_\rho \\ \omega_0^2 = \omega_\rho K_\rho K_p \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

On choisit alors ξ et ω_0 on déduit K_i et K_p Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{\omega_\rho}{4\xi^2 K_\rho} \\ K_i = \omega_n K_p \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

III.3.4. Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de l'optimum symétrique: [4]

La méthode de l'optimum symétrique permet d'obtenir de très bons réglages des correcteurs PI pour de nombreuses applications, il s'agit de choisir le zéro du correcteur à une fréquence plus basse que le pôle du système en réglant le gain de manière adéquate.

Dans les variateurs de vitesse, la constante de temps dominante est $T_1 = 1/\omega_1$, elle est très grande comparée à la constante de temps équivalente au retard $T_\rho = 1/\omega_\rho$. Donc on peut négliger ω_1 devant ω_ρ .

La méthode de l'optimum symétrique est basée sur le modèle (III.3) en tenant compte de cette hypothèse c'est à dire $\omega_1 \approx 0$, ce modèle devient alors :

$$F_{\varrho}(s) = \frac{K_{\varrho}}{s(T_{\varrho}s + 1)} \quad (\text{III. 16})$$

Le système contient un intégrateur et un système de premier ordre.

Selon la figure (III.1), la fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$F_{bo}(s) = K_p \frac{s + w_n}{s} \frac{K_{\varrho}}{s(T_{\varrho}s + 1)} \quad (\text{III.17})$$

$$F_{bo}(s) = \frac{K_p}{s} \frac{K_{\varrho}}{s} (s + w_n) \frac{1}{T_{\varrho}s + 1} \quad (\text{III.18})$$

En boucle fermée on aura :

$$F_{bf}(s) = \frac{1 + \frac{1}{w_n} s}{1 + \frac{1}{w_n} s + \frac{1}{K_p K_{\varrho} w_n} s^2 + \frac{T_{\varrho}}{K_p k_{\varrho} w_n} s^3} \quad (\text{III.19})$$

C'est un système de troisième ordre avec deux paramètres de réglage K_p et w_n .

Pour déterminer K_p et w_n on applique la méthode classique de la maximisation de l'avance de phase. Pour cela on règle le correcteur de la manière suivante :

- On introduit le coefficient d'avance de phase α tel que :

$$w_{\varrho} = \alpha w_n \quad (\text{III.20})$$

- On règle K_p de la manière suivante :

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \frac{w_{\varrho}}{k_{\varrho}} \quad (\text{III.21})$$

Donc les paramètres du correcteur PI, en utilisant cette méthode sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{w_o}{K_o \sqrt{\alpha}} \\ w_n = \frac{w_o}{\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Le coefficient d'avance de phase α est déterminé par la marge de phase désirée.

a- Calcul de α :

Calcul de l'argument maximal en boucle ouverte φ_m :

En utilisant l'équation (III.18.) :

$$\arg(F_{bo}(s)) = \arg\left(\frac{K_p}{s}\right) + \arg\left(\frac{K_o}{s}\right) + \arg(s + w_n) + \arg\left(\frac{1}{1 + T_o s}\right) \quad (\text{III.23})$$

$$\arg\left(\frac{K_p}{s}\right) = \arg\left(\frac{K_o}{s}\right) = -\frac{\pi}{2} \quad (\text{III.24})$$

Donc l'argument maximal en boucle ouverte φ_m dépend de $\arg(s + w_n)$ et de

$$\arg\left(\frac{1}{1 + T_o s}\right)$$

On pose :

$$G(s) = (s + w_n) \left(\frac{1}{1 + T_o s} \right) \quad (\text{III.25})$$

En remplace s par $j\omega$ on obtient :

$$G(s) = (j\omega + w_n) \left(\frac{1}{1 + j\omega T_o} \right) \quad (\text{III.26})$$

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n + T_\rho \omega^2 + j\omega(1 - T_\rho \omega_n)}{1 + T_\rho^2 \omega^2} \quad (\text{III.27})$$

$$\varphi(\omega) = \arg(G(j\omega)) = \arctan \frac{\omega(1 - T_\rho \omega_n)}{\omega_n + T_\rho \omega^2} \quad (\text{III.28})$$

En remplaçant ω_n par son expression donnée en (III.20) on aura :

$$\tan \varphi(\omega) = \frac{\omega T_\rho (\alpha - 1)}{1 + \alpha \omega^2 T_\rho^2} \quad (\text{III.29})$$

φ_m est obtenue en annulant la dérivée de l'expression (III.29) :

$$\frac{d[\tan(\varphi)]}{d\omega} = 0 \quad (\text{III.30.})$$

$$\Leftrightarrow \frac{T_\rho (\alpha - 1)(1 + \alpha T_\rho^2 \omega_c^2) - 2\alpha T_\rho^2 \omega_c (T_\rho \omega_c (\alpha - 1))}{(1 + \alpha \omega_c^2 T_\rho^2)^2} = 0 \quad (\text{III.31.})$$

$$\Leftrightarrow \alpha T_\rho^3 (1 - \alpha) \omega_c^2 + T_\rho (\alpha - 1) = 0 \quad (\text{III.32.})$$

$$\Leftrightarrow \omega_c = \frac{1}{T_\rho \sqrt{\alpha}} \quad (\text{III.33})$$

ω_c : La pulsation pour laquelle la phase du correcteur est maximale.

On remplace ω_c dans l'équation (III.29) on aura :

$$\tan \varphi_m = \frac{\alpha - 1}{2\sqrt{\alpha}} \quad (\text{III.34})$$

Après développement on trouve:

$$\alpha = \left(\frac{1 + \sin \varphi_m}{\cos \varphi_m} \right)^2 \quad (\text{III. 35})$$

Donc en imposant une marge de phase φ_m ; α peut être déduit par l'équation (III.35) ; K_p par l'équation (III.21) et K_i par l'équation (III.15).

b- Le choix de la valeur de α :

Si on remplace les paramètres du système par leurs expressions en fonction de α et w_c dans l'équation (III.17) on aura :

$$F_{bo}(s) = \frac{1 + \frac{\sqrt{\alpha}}{w_c} s}{\left(\frac{s}{w_c} \right)^2 \left(\sqrt{\alpha} + \frac{s}{w_c} \right)} \quad (\text{III.36})$$

En boucle fermée :

$$F_{bf} = \frac{1 + \frac{\sqrt{\alpha}}{w_c} s}{\left(1 + \frac{s}{w_c} \right) \left[1 + (\sqrt{\alpha} - 1) \left(\frac{s}{w_c} \right) + \left(\frac{s}{w_c} \right)^2 \right]} \quad (\text{III.37})$$

D'où l'équation caractéristique s'écrit :

$$\left(1 + \frac{s}{w_c} \right) \left[1 + (\sqrt{\alpha} - 1) \left(\frac{s}{w_c} \right) + \left(\frac{s}{w_c} \right)^2 \right] = 0 \quad (\text{III. 38})$$

On pose :

$$s' = \frac{s}{w_c}$$

Le système en boucle fermée a trois pôles :

- 1 pôle réel

$$s_1 = -1$$

- 2 pôles qui dépendent de α .

$$s_{2,3} = \frac{1 - \sqrt{\alpha} \pm \sqrt{\alpha - 2\sqrt{\alpha} - 3}}{2}$$

Donc :

Si $\alpha < 9 \Rightarrow$ pôles complexes.

Sinon les pôles sont réels.

Pour choisir la valeur de α , on compare les performances d'un système pour différentes valeurs de α . Les critères choisis sont :

- le premier dépassement D_1 ;
- la marge de phase ;
- le temps de réponse.

Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs PI dimensionnés avec la méthode de l'optimum symétrique appliquée sur un système normalisé ($K_Q = 1, w_Q = 1$) sont illustrés sur la figure(III.3) :

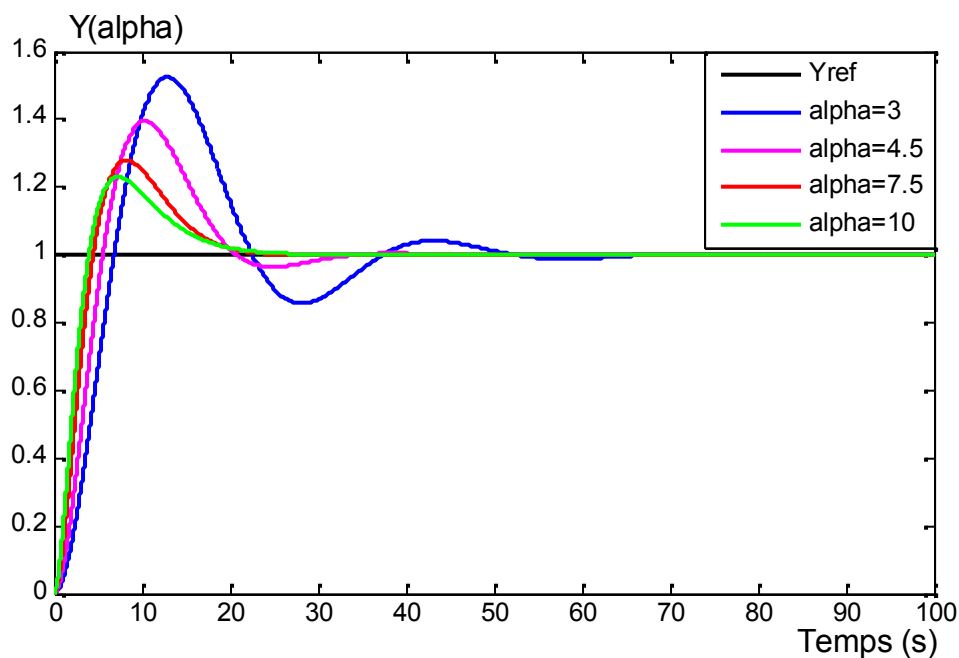


Figure (III.3) : Différentes réponses pour un échelon de référence pour différentes valeurs de α

Les résultats obtenus montrent que la valeur optimale du coefficient d'avance de phase α (7.5) fournit une marge de phase de 50° , un dépassement de 25% et un temps de réponse égale à 19s.

Si l'on augmente la valeur de α , le dépassement diminue, le système est plus rapide mais la marge de phase augmente.

Si on diminue la valeur de α , le dépassement croît très rapidement et atteint 52% pour $\alpha = 3$, et le système devient plus lent.

Alors on choisit α de telle manière à satisfaire le cahier des charges du système

Le diagramme de Bode du système avant et après la correction est donné par la figure (III.4)

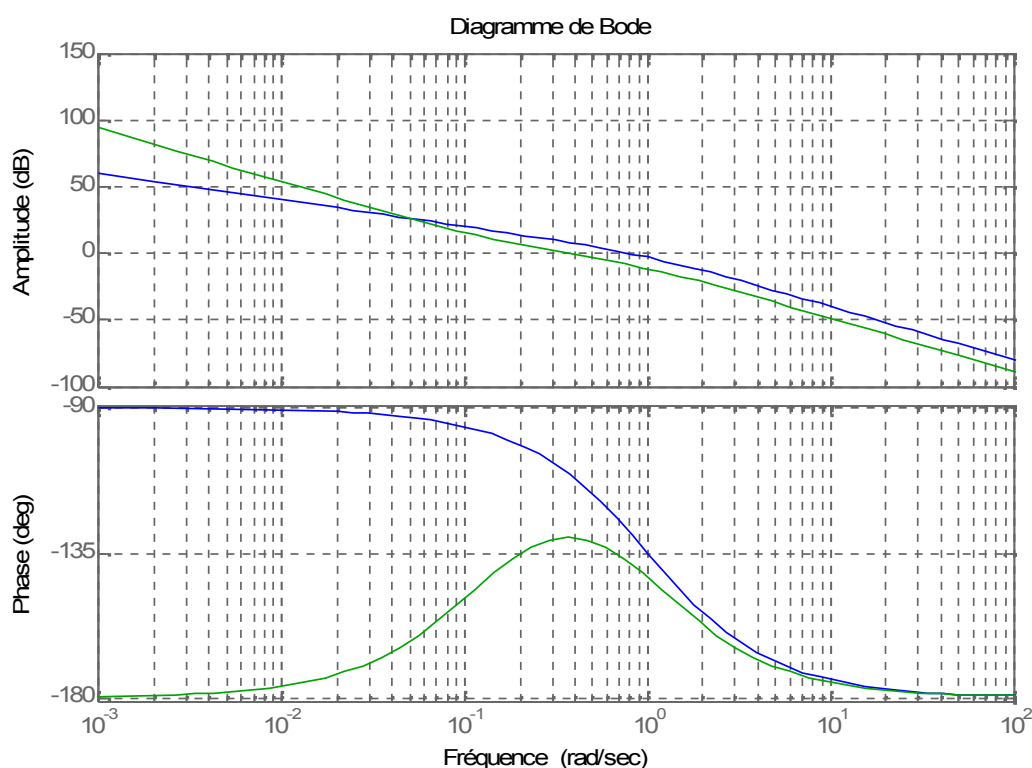


Figure.III.4 : Diagramme de Bode du système optimisé

Le diagramme de Bode du système après la correction est donné par la figure (III.5).

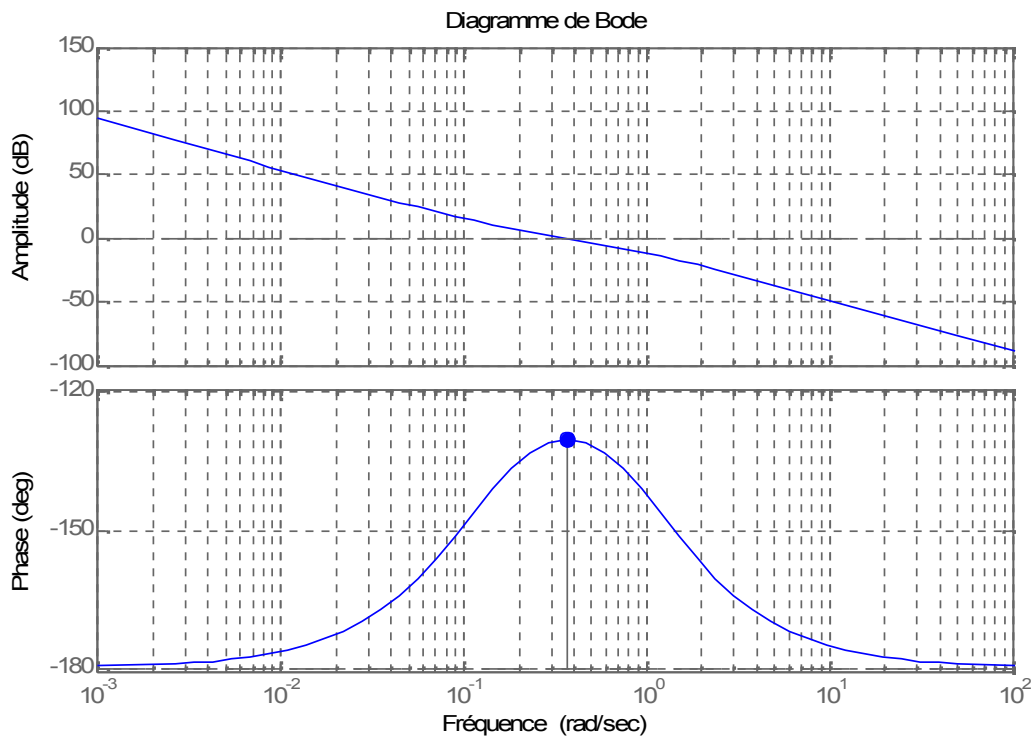


Figure.III.5 : Diagramme de Bode du système optimisé

III.3.5. Dimensionnement des régulateurs PI par la méthode de l'optimum non symétrique : [4]

La méthode de l'optimum non symétrique est l'extension de la méthode de l'optimum symétrique. Le but de cette dernière méthode est de maximiser la marge de phase et de ramener au diagramme des fréquences symétriques. Néanmoins, il a été observé que quand le gain du régulateur est augmenté lentement, les performances dynamiques de la boucle fermée sont détériorées, la largeur de la bande passante et la fréquence de résonance augmentent et inversement l'amplitude maximale de la boucle fermée diminue. Le gain optimal est obtenu quand le pic de résonance est minimal.

Les paramètres du régulateur PI sont déduits du modèle (III.16) comme suit :

Soit Q le pic de résonance désiré.

λ : Facteur de correction de gain.

$$\lambda = \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2 - 1}} \quad (\text{III.39})$$

$$\varphi_m = \arccos\left(\frac{1}{\lambda}\right) \quad (\text{III.40})$$

$$\begin{cases} K_p = \lambda \frac{w_\rho}{K_\rho \sqrt{\alpha}} \\ w_n = \frac{w_\rho}{\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

III.4. Application des trois méthodes pour un système normalisé :

Afin d'élaborer les trois programmes des trois méthodes de dimensionnement, nous allons considérer un système normalisé, dont la fonction de transfert $G_\rho(s)$ est donnée par :

$$G_\rho(s) = \frac{1}{(s + w_1)(s + 1)} \quad (\text{III.42})$$

III.4.1. Dimensionnement du régulateur PI avec la méthode de compensation de pôle :

En basant sur le développement présenté dans la partie (III.3.3) on aura:

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{4\xi^2} \\ K_i = \frac{w_1}{4\xi^2} \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

III.4.2. Dimensionnement du régulateur PI avec la méthode de l'optimum symétrique :

En basant sur le développement donné dans la partie (III.3.4) on aura:

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \\ w_n = \frac{1}{\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

III.4.3. Dimensionnement du régulateur PI avec la méthode de l'optimum non symétrique :

En basant sur le développement fait dans la partie (III.3.5) on aura:

$$\begin{cases} K_p = \lambda \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \\ w_n = \frac{1}{\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

III.4.4 : Schéma de simulation du système normalisé :

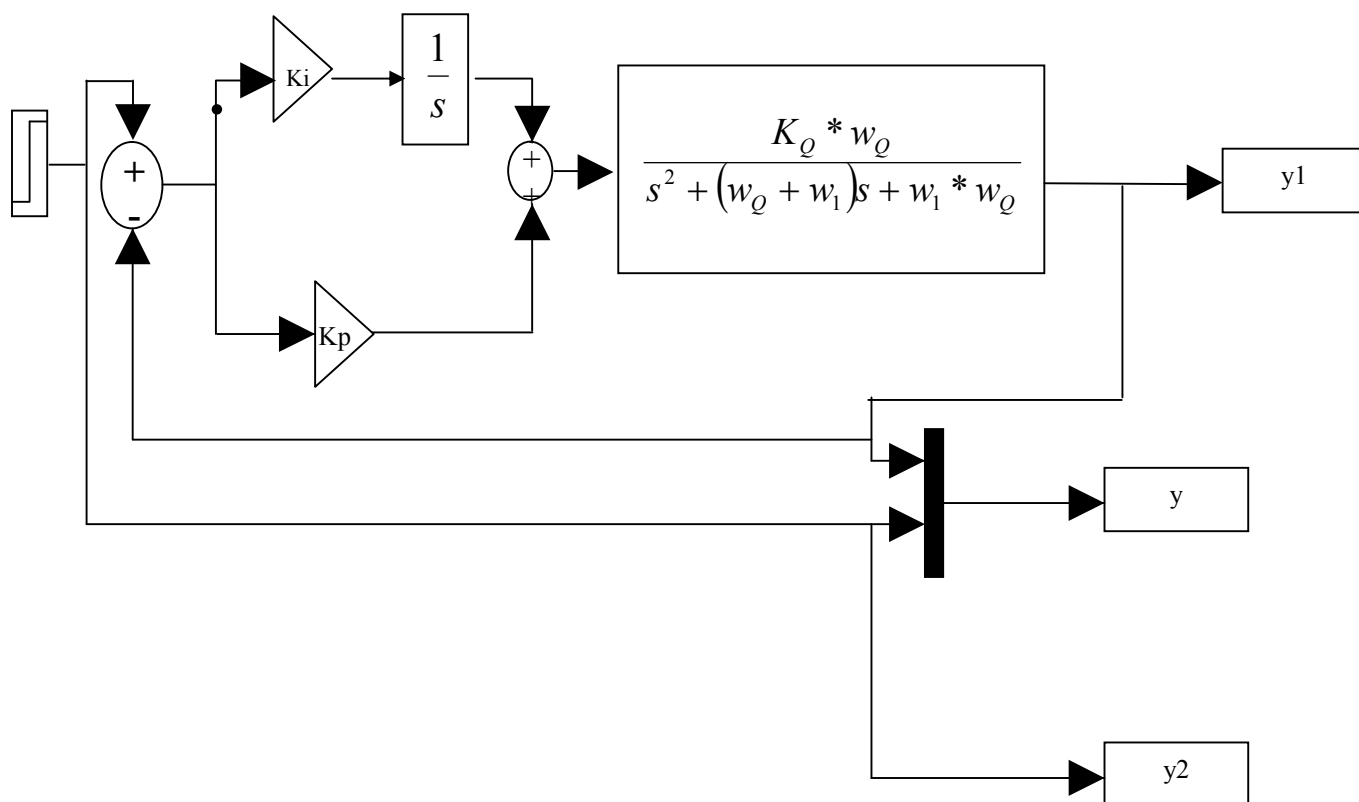


Figure (III.6) : Schéma de simulation du système normalisé.

III.4.5 : Résultats de simulation de l'application des trois méthodes sur un système normalisé :

La figure (III.7) illustre les allures de la réponse d'un système normalisé commandé par un régulateur PI dimensionné avec les trois méthodes à une consigne de 10, avec application d'une perturbation de 0.2 N.m à t=40s.

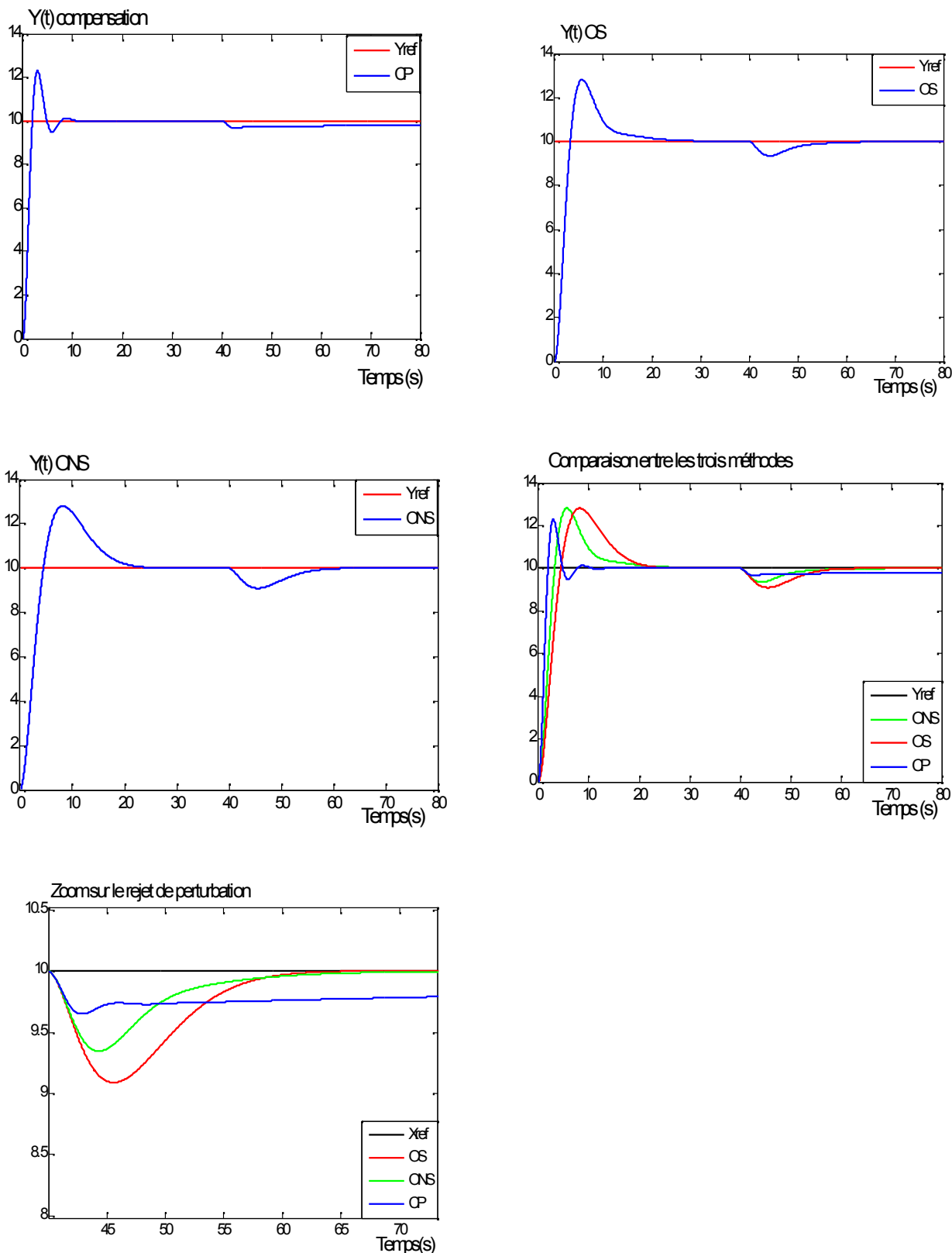


Figure (III.7) : Réponse d'un système normalisé commandé par un des régulateurs PI dimensionnés avec les trois méthodes

On remarque que la méthode de compensation de pôle possède une meilleure rapidité, un plus petit dépassement mais un mauvais rejet de perturbation.

Les deux autres méthodes améliorent la dynamique du rejet de perturbation mais présentent un dépassement plus grand qui peut être diminué en utilisant un régulateur IP.

III.4.6. Diagramme de Bode et le lieu de Nichols Black du système normalisé:

Lorsqu'on étudie un système asservis on ne s'intéresse pas uniquement à la stabilité du système. En plus de la stabilité on définit un certain nombre de spécifications pour décrire la qualité de l'asservissement. Dans le domaine fréquentiel, les spécifications suivantes sont généralement utilisées :

- l'amplitude maximale de résonance M_p ;
- la fréquence de résonance ω_r ;
- la bande passante ω_c ;
- le facteur de résonance Q .

Parmi les représentations fréquentielles le diagramme de Bode et celui de Nichols sont les plus utilisés

Le diagramme de Bode du système précédant est donné par la figure(III.8)

Le tableau (III.1) récapitule les valeurs des paramètres des régulateurs calculés par les trois méthodes sur le système normalisé.

Méthode Grandeur	C.P	O.S	O.N.S
La condition	$\xi = 0.425$	$\varphi_M = 50^\circ$	Q=2.3db
K_p	1.39	0.36	0.65
w_n	0.01	0.13	0.13

D'après les valeurs sur le tableau, on remarque une grande valeur de K_p pour la méthode de compensation de pôle et une petite valeur de w_n par rapport aux deux autres méthodes.

La figure (III.8.a) montre que les trois méthodes de commande nous donnent différentes bandes passantes, la plus large est donnée par la méthode de compensation de pôle, ce qui implique une meilleure rapidité par rapport aux deux autres méthodes.

La figure (III.8.b) montre bien la dynamique du rejet de perturbation pour les trois méthodes, tel que la méthode de compensation de pôle est la méthode la plus tardive pour rejeter cette perturbation.

Le diagramme de Nichols Black est donné par la figure(III.9)

Le tracé de Nichols Black représente le lieu de transfert dans le plan dont l'abscisse et l'argument de la réponse fréquentielle en degré et l'ordonnée est le module de la réponse fréquentielle en décibels.

Cette courbe montre que les trois tracés passent par un point commun qui correspond à un gain en boucle fermée de 2.3db et une phase de 50° .

III.5. Application des trois méthodes sur une MSAP :

III.5.1. Boucles existantes pour une MSAP en utilisant un régulateur PI:

La structure de commande de notre système est la régulation en cascade, dont les différentes boucles sont :

1 Les boucles de régulation des courants : qui sont les boucles les plus rapides dans notre système, donc les boucles internes i_d et i_q .

2- La boucle de régulation de la vitesse : c'est la boucle la plus lente dans la chaîne donc c'est la boucle externe.

a- Boucle de régulation de la vitesse :

La boucle de régulation de la vitesse peut être représentée par la figure (III.10):

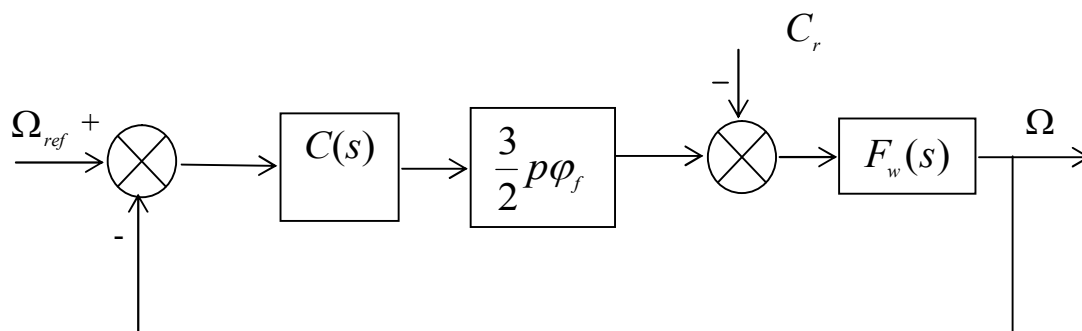


Figure (III.10): Boucle de régulation de la vitesse

$F_w(s)$: Fonction de transfert de la vitesse.

$$F_w(s) = \frac{1}{(Js + F_c)(1 + T_{Qw}s)} \quad (\text{III.46})$$

b- boucle de régulation de courant i_d :

La boucle de régulation de courant i_d peut être représentée par la figure (III.11.)

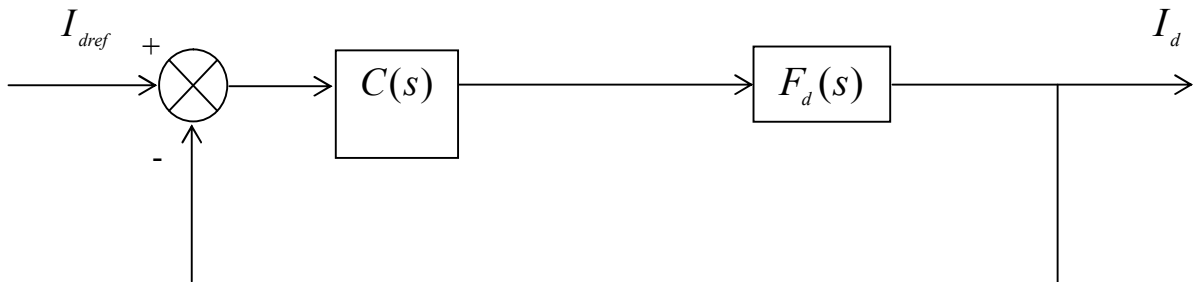


Figure (III.11) : Boucle de régulation du courant i_d

Avec :

$F_d(s)$: La fonction de transfert du courant i_d

$$F_d(s) = \frac{1}{(L_d s + R_s)(1 + T_{Qd} s)} \quad (\text{III.47})$$

c - boucle de régulation de courant i_q :

La boucle de régulation de courant i_q peut être représentée par la figure (III.12.)



Figure (III.12) : Boucle de régulation du courant i_q

$F_q(s)$: Fonction de transfert du courant i_q

$$F_q(s) = \frac{1}{(L_q s + R_s)(1 + T_{Qq} s)} \quad (\text{III.48})$$

III .5.2.Dimensionnement du régulateur PI :

III.5.2.1.Méthode de compensation de pôle:

a- Régulation de la vitesse :

L'équation (III.46) peut s'écrire sous une autre forme tel que :

$$F_w(s) = \frac{K_{Qw}}{(s + w_{1w})(1 + T_{Qw} s)} \quad (\text{III.49})$$

Avec :

$$K_{Qw} = \frac{1}{J}$$

$$w_{1w} = \frac{F_c}{J}$$

T_{Qw} : constante de temps.

En supposant que le couple résistant est nul ($C_r = 0$) et le courant i_q a atteint son régime permanent et sa valeur finale est I_{qref} .

En basant sur le développement fait dans la partie (III.3.3), on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pw} = \frac{w_{Qw}}{4\xi^2 K'_{Qw}} \\ K_{iw} = w_{nw} K_{pw} \end{array} \right. \quad (\text{III.50})$$

Avec :

$$w_{Qw} = \frac{1}{T_{Qw}}$$

$$K'_{Qw} = \frac{3}{2} P \varphi_f K_{Qw}$$

b- Régulation du courant I_d :

L'équation (III.47) peut s'écrire sous une autre forme tel que :

$$F_d(s) = \frac{K_{Qd}}{(s + w_{1d})(1 + T_{Qd}s)} \quad (\text{III.51})$$

Avec :

$$K_{Qd} = \frac{1}{L_d}$$

$$w_{1d} = \frac{R_s}{L_d}$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pd} = \frac{w_{Qd}}{4\xi^2 K_{Qd}} \\ K_{id} = w_{nd} K_{pd} \end{array} \right. \quad (\text{III.52})$$

Avec :

$$w_{Qd} = \frac{1}{T_{Qd}}$$

c- Régulation du courant I_q :

L'équation (III.48) peut s'écrire sous une autre forme tel que :

$$F_q(s) = \frac{K_{Qq}}{(s + w_{1q})(1 + T_{Qq}s)} \quad (\text{III.53})$$

Avec :

$$K_{Qq} = \frac{1}{L_q}$$

$$w_{1q} = \frac{R_s}{L_q}$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{w_{Qq}}{4\xi^2 K_{Qq}} \\ K_{iq} = w_{nq} K_{pq} \end{cases} \quad (\text{III.54})$$

Avec :

$$w_{Qq} = \frac{1}{T_{Qq}}$$

d- Influence de la méthode de calcul des régulateurs par la méthode de compensation de pôle sur le comportement de la vitesse en boucle fermée :

Pour montrer l'influence de la méthode de compensation de pôle sur le comportement de la vitesse de la machine, on suppose que le courant a atteint son régime permanent et sa valeur finale est I_{ref} , on ne retient donc que la dynamique de la boucle externe de vitesse. Pour cela calculons les relations en boucle fermée, entre les deux entrées (consigne et perturbation) et la vitesse.

De la figure (III.10) L'expression de $\Omega_r(S)$ est :

$$\Omega_r(s) = \frac{1}{J} \frac{1}{(s + w_{1w})(1 + T_{Qw}s)} [(\Omega_{ref}(s) - \Omega_r(s)) \frac{3}{2} P \Phi_f (K_{pw} \frac{s + w_{mw}}{s}) - C_r] \quad (\text{III.55})$$

En utilisant le principe de compensation de pôles et après simplification on aura :

$$\Omega_r(s) = \frac{K_{pw} K_{Qw}}{K_{pw} K_{Qw} + s(1 + T_{Qw}s)} \Omega_{ref} - \frac{\frac{1}{J} s}{(s + w_{1w}) + [K_{pw} K_{Qw} + s(1 + T_{Qw}s)]} C_r \quad (\text{III.56})$$

En rappelant que:

$$K_{Qw}' = \frac{3}{2} P \frac{\Phi}{J}$$

En régime permanent $\Omega_r = \Omega_{ref}$, l'expression (III.57) devient :

$$\Omega_r(s) = - \frac{\frac{1}{J}}{(s + w_{1w})(1 + T_{Qw}s)} C_r \quad (\text{III.57})$$

D'où :

$$\frac{\Omega_r(s)}{C_r(s)} = - \frac{\frac{1}{J}}{(s + w_{1w})(1 + T_{Qw}s)} \quad (\text{III.58})$$

Cette fonction de transfert possède deux pôles dont $w_{1w} = \frac{F}{J}$ est le pôle dominant.

La perturbation s'annule avec un temps indépendant des paramètres du régulateur qui est égal à la constante de temps mécanique de la machine.

La dynamique du rejet de perturbation est imposée par la pulsation w_n de la fonction de transfert A(S) du second ordre de forme :

$$G(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (\text{III.59})$$

III.5.2.2.Méthode de l'optimum symétrique :

a- Régulation de la vitesse :

En négligeant w_{1w} devant w_{Qw} , $F_w(s)$ devient :

$$F_w(s) = \frac{K_{Qw}}{s(1 + T_{Qw})} \quad (\text{III.60})$$

En basant sur les étapes faites dans la partie (III.3.4) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pw} = \frac{w_{Qw}}{K_{Qw} \sqrt{\alpha}} \\ w_{nw} = \frac{w_{Qw}}{\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{III.61})$$

b- Régulation du courant I_d :

En négligeant w_{1d} devant w_{Qd} , $F_d(s)$ devient :

$$F_d(s) = \frac{K_{Qd}}{s(1 + T_{Qd})} \quad (\text{III.62})$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pd} = \frac{w_{Qd}}{K_{Qd} \sqrt{\alpha}} \\ w_{nd} = \frac{w_{Qd}}{\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{III.63})$$

c- Régulation du courant I_q :

En négligeant w_{1q} devant w_{Qq} , $F_q(s)$ devient :

$$F_q(s) = \frac{K_{Qq}}{s(1 + T_{Qq})} \quad (\text{III.64})$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pq} = \frac{W_{Qq}}{K_{Qq} \sqrt{\alpha}} \\ W_{nq} = \frac{W_{qQ}}{\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{III.65})$$

III.5.2.3 .Méthode de l'optimum non symétrique :

a- Régulation de la vitesse :

Toujours, en négligeant w_{1w} , on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pw} = \lambda \frac{W_{Qw}}{K_{Qw} \sqrt{\alpha}} \\ W_{nw} = \frac{W_{Qw}}{\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{III.66})$$

b- Régulation du courant I_d :

En négligeant w_{1d} , on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pd} = \lambda \frac{W_{Qd}}{K_{Qd} \sqrt{\alpha}} \\ W_{nd} = \frac{W_{Qd}}{\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{III.67})$$

c- Régulation du courant I_q :

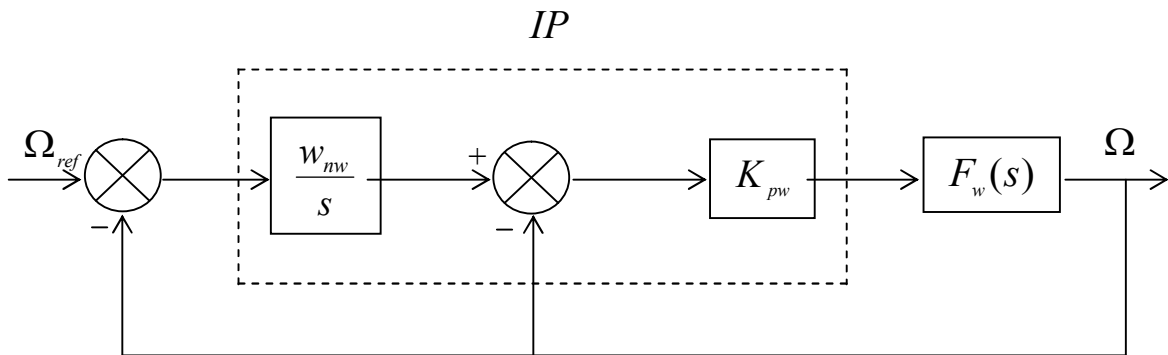
En négligeant w_{1q} , on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pq} = \lambda \frac{w_{Qq}}{K_{Qq} \sqrt{\alpha}} \\ w_{nq} = \frac{w_{qw}}{\alpha} \end{array} \right. \quad (III.68)$$

III.5.3. Boucles existantes en utilisant un régulateur IP

a - Boucle de régulation de la vitesse :

Le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP par un régulateur IP est le suivant



Figure(III.13) : Boucle de régulation de la vitesse

b - boucle de régulation du courant i_d :

La boucle de régulation du courant peut être représentée par la figure (III.14.)

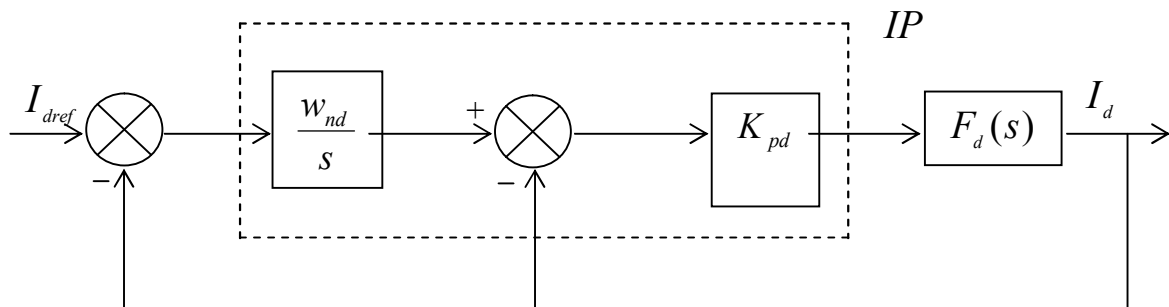


Figure (III. 14): Boucle de régulation du courant i_d

c- Boucle de régulation du courant i_q :

La boucle de régulation du courant i_q peut être représentée par la figure (III.15.):

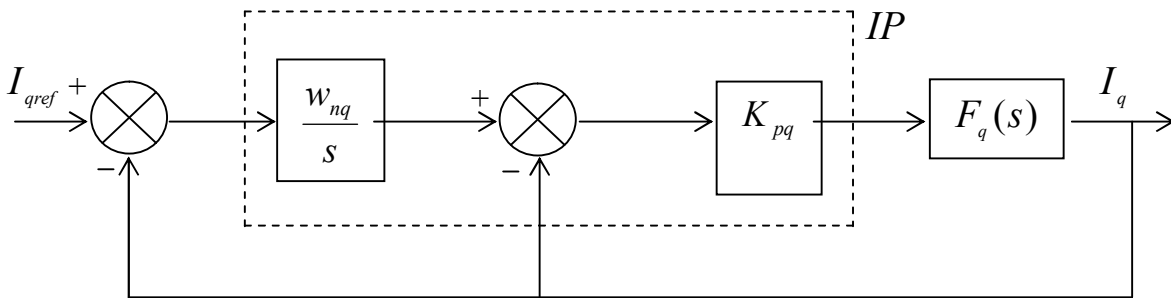


Figure (III. 15): Boucle de régulation du courant i_q

III.5. 4. Dimensionnement du régulateur IP :

Le dimensionnement du régulateur IP est le même que pour le régulateur PI. Pour pouvoir effectuer la commande, il suffit d'ajouter un filtre du premier ordre à l'entrée d'un PI dans les trois boucles.

III.6. Conclusion :

Durant ce chapitre nous avons d'abord présenté une synthèse des différentes lois de commande en utilisant trois méthodes de dimensionnement des régulateurs PI et IP, puis une application de ces trois méthodes dans un premier temps sur un système normalisé, ensuite sur la machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre IV

*Résultats de
simulations et
interprétations*

IV.1.Introduction :

La simulation numérique du fonctionnement des systèmes physiques est devenue une étape classique dans leurs études. Elle consiste à résoudre le système d'équations donné par le modèle, afin d'obtenir les valeurs des différentes grandeurs du système physique à la fin du calcul. Cette simulation est habituellement fondée sur la résolution pas à pas d'équations différentielles avec des conditions initiales. Le choix du pas de simulation est très important, d'une part pour bien suivre le comportement dynamique des variables rapides du système, et d'autre part pour conserver un temps de simulation raisonnable par rapport au temps réel nécessaire pour le calcul

Dans ce chapitre, nous allons simuler notre système pour deux régulateurs PI et IP dimensionnés avec trois méthodes, basées sur la technique de modulation de largeur d'impulsion, cette simulation s'appuie sur le logiciel MATLAB 7.5 (SIMULINK). Ce logiciel offre plusieurs possibilités, dont la programmation en bloc, ce qui facilite la tâche à l'opérateur lors de l'exécution d'une application. Dans notre cas, la méthode numérique de résolution des équations utilisée est Ode5, tandis que le pas de calcul vaut 10^{-6} s.

Le schémas de simulation est représenté dans la figure (VI.1) :

IV.2.Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP :

IV.2.1. Régulateurs PI

Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs PI dimensionnés avec les méthodes, compensation de pôles, optimum symétrique et optimum non symétrique montrent le comportement de la MSAP pour une consigne de 100rd /s, avec application d'un couple résistant de 20 N.m à $t=0.4s$.

a- Avec la méthode de compensation de pôle :

Les résultats de simulation de cette commande sont illustrés dans la figure (IV.2), on remarque que :

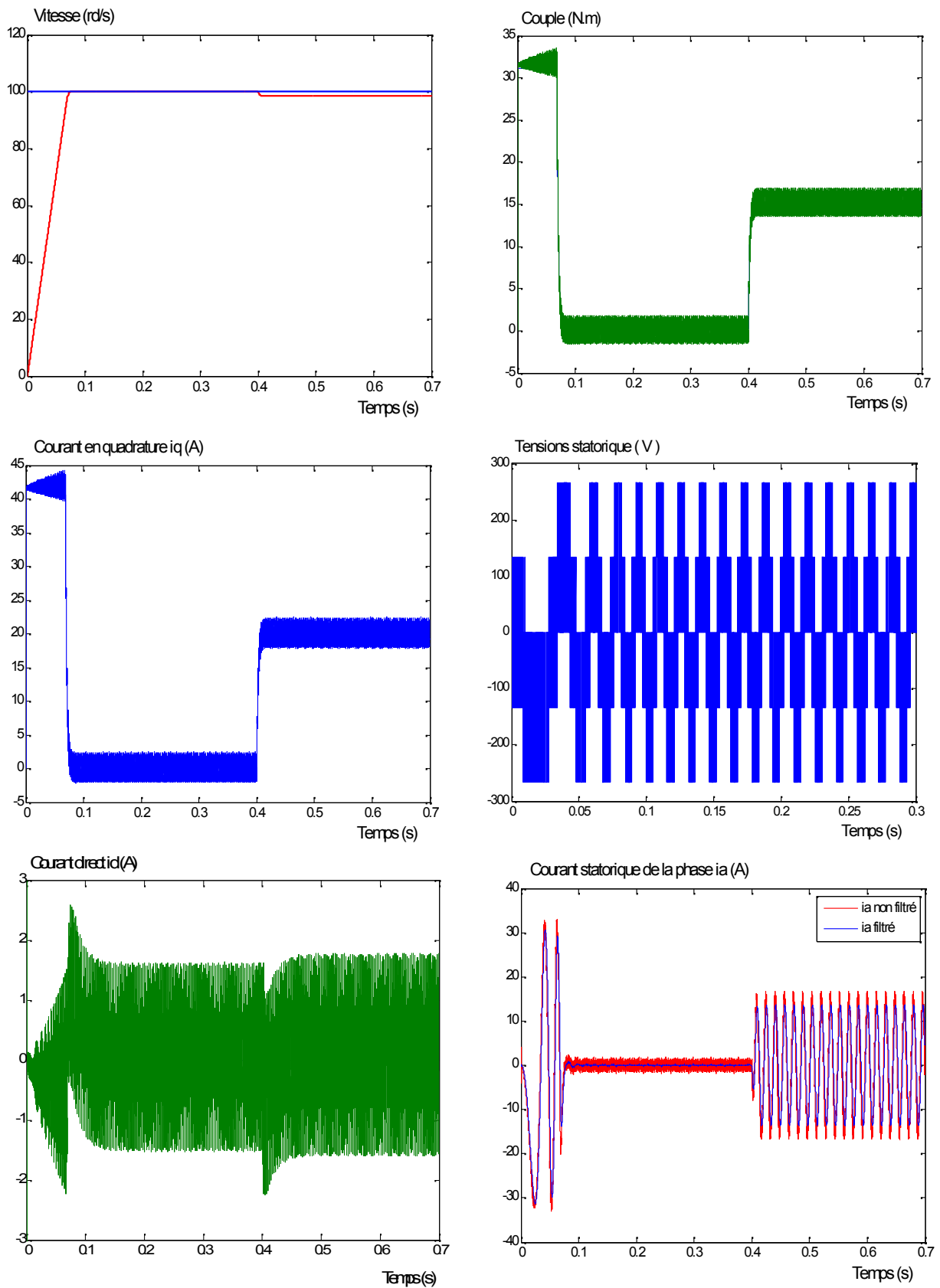


Figure IV.2 : Résultats de simulation de la commande avec des régulateurs PI dimensionnés avec la méthode de compensation de pôle avec application d'un couple résistant de 20N.m à $t=0.4s$.

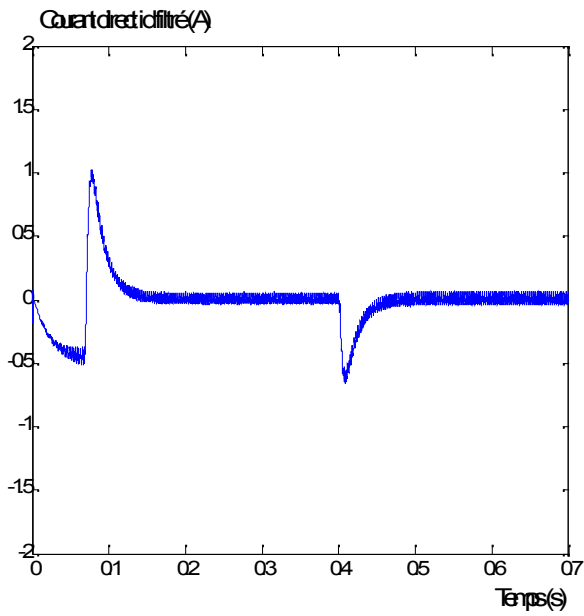
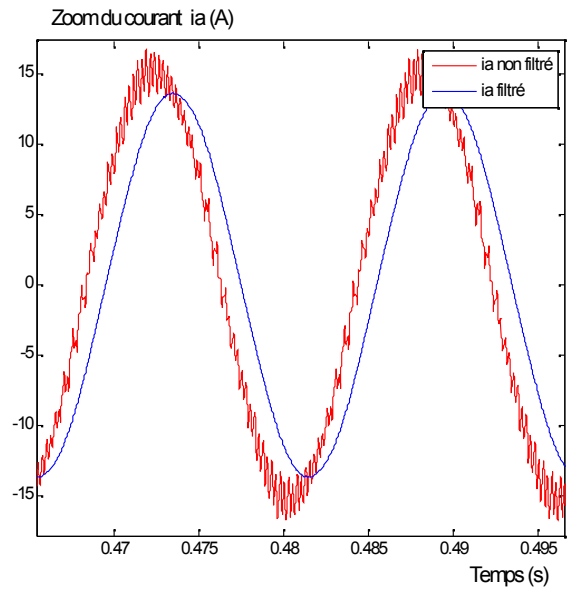
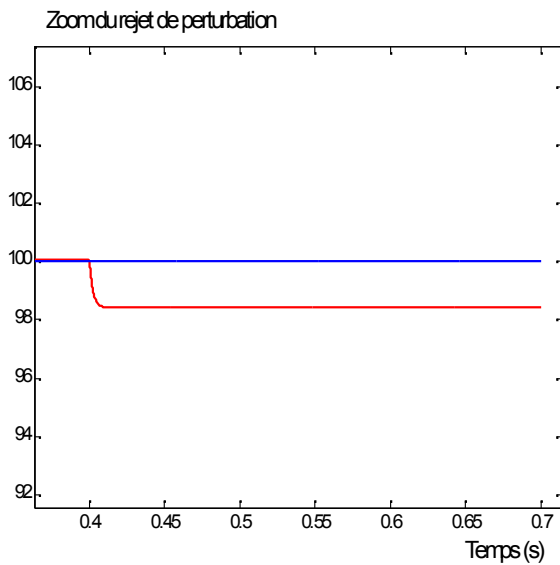


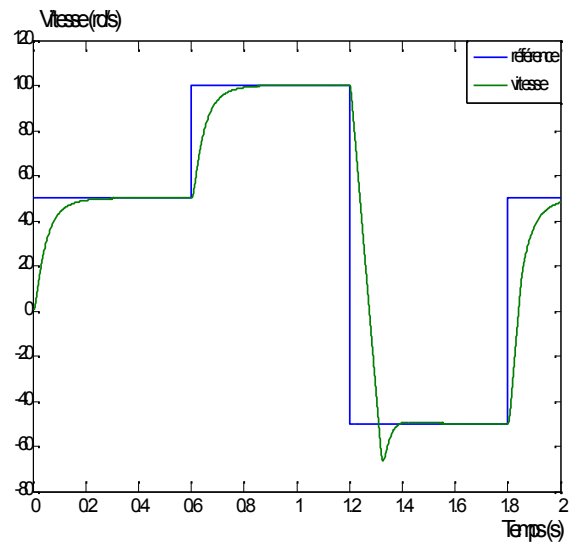
Figure (IV.3) : Allure du courant i_d filtré



Figure(IV.4) : Zoom du courant statorique i_a



Figure(IV.5): Zoom du rejet de perturbation



Figure(IV.6): Réponse du système à une consigne variable

- L'allure de la réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne, caractérisée par une dynamique très rapide et sans dépassement, avec un temps de réponse très court, de l'ordre de 0.06s. Juste après l'application du couple résistant on remarque que la vitesse subit une diminution qui va se rétablir très lentement à la dynamique de la machine.

- Le couple électromagnétique présente un pic de 41 N.m au démarrage de la machine, puis chute brusquement à $t=0.1s$ et se stabilise autour de zéro au régime permanent avec des oscillations dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Après application de la charge, le couple électromagnétique répond rapidement à l'effet de cette charge et se stabilise à une valeur de 20 N.m qui est celle du couple de charge appliqué, avec une dynamique presque instantanée.

- La composante du courant en quadrature i_q a la même dynamique que le couple. Elle présente un pic important de 31A au démarrage puis s'annule rapidement à partir de $t=0.8s$. En appliquant la perturbation, on remarque que le courant i_q subit une augmentation qui va se rétablir très rapidement à 15 A.

- La composante du courant direct i_d est oscillante autour d'une valeur nulle avant et après la perturbation. Elle présente beaucoup d'oscillations qui sont dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Pour minimiser ces oscillations on a utilisé un filtre du premier ordre, la figure (IV.3) représente l'allure du courant i_d filtré. On remarque bien la diminution de ces oscillations

- Le courant de phase i_a présente une oscillation au démarrage de la machine au bout de 0.07s puis s'affaiblit autour de zéro lors de la marche à vide. Une fois chargée la valeur de i_a augmente, et son allure est proche d'une sinusoïde.

La figure (IV.6) représente la réponse en vitesse à vide à une consigne variable, nous remarquons le bon suivi de cette consigne

b- Avec la méthode de l'optimum symétrique :

Les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (IV.7), on remarque que :

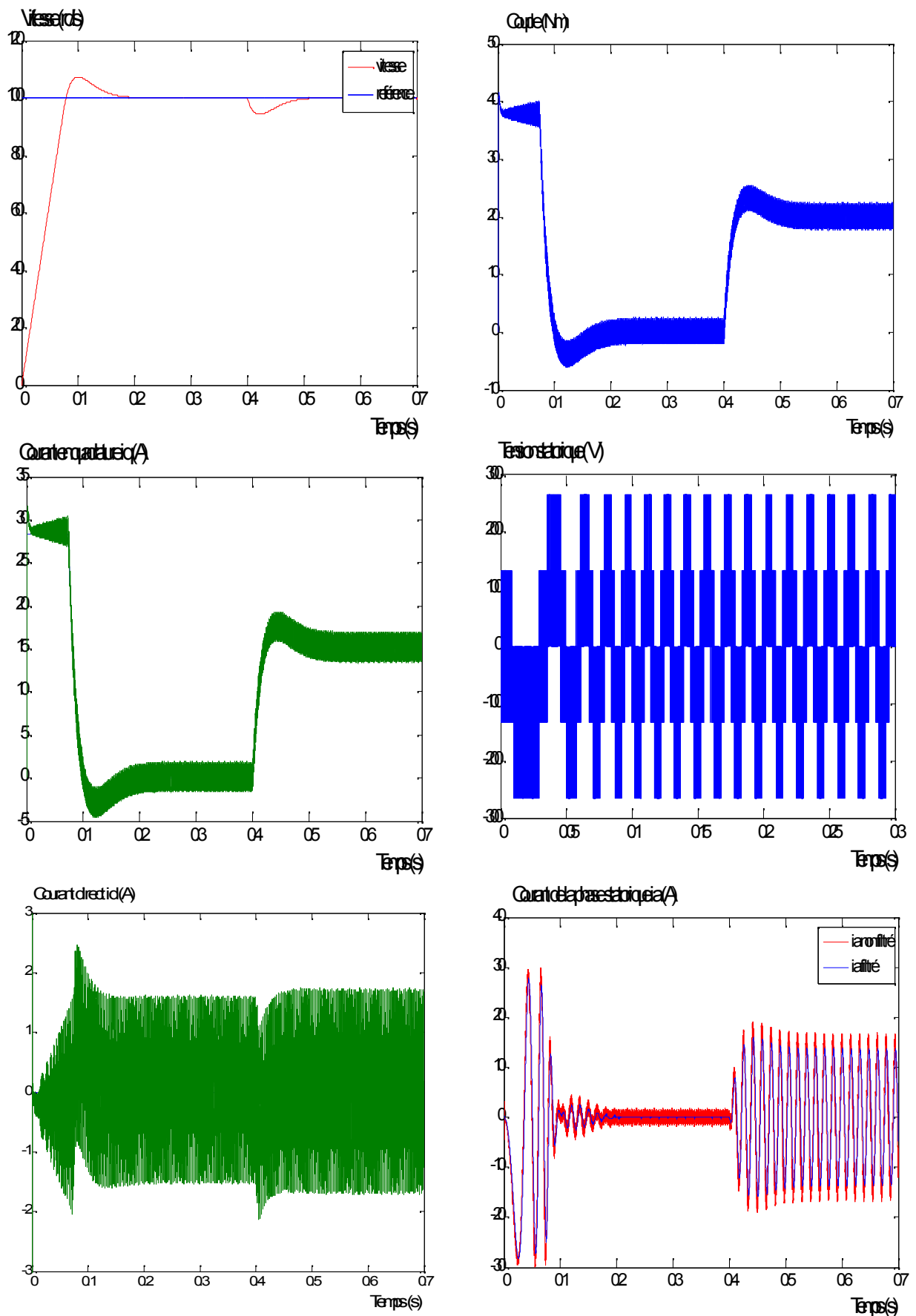


Figure (IV.7) : Résultats de simulation de la commande avec des régulateurs PI dimensionnés avec la méthode de l'optimum symétrique avec application d'un couple résistant de 20N.m à $t=0.4s$

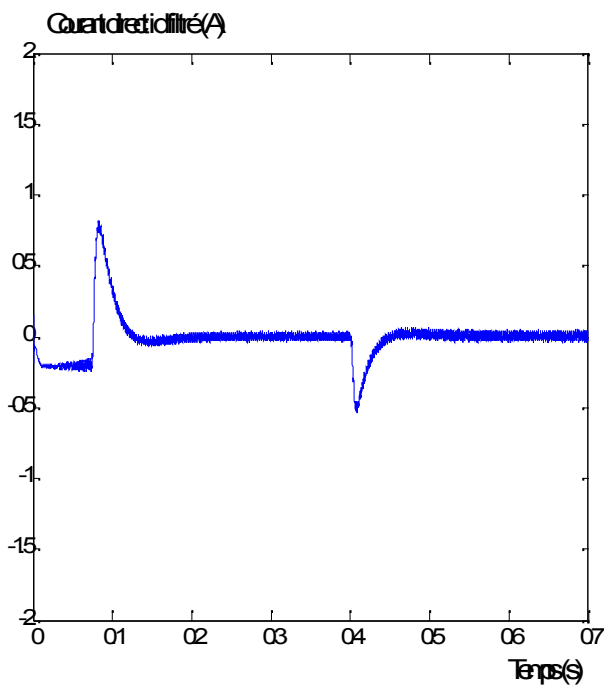


Figure (IV. 8) : Courant i_d filtré

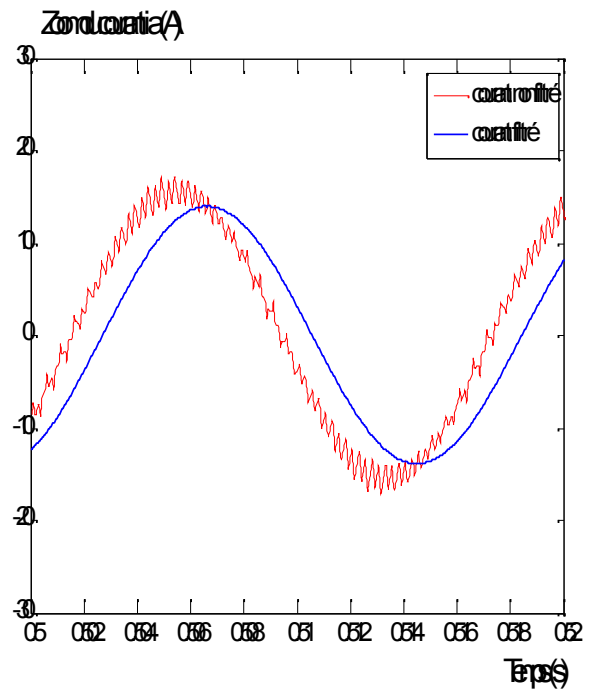


Figure (IV. 9) : Zoom du courant statorique i_a

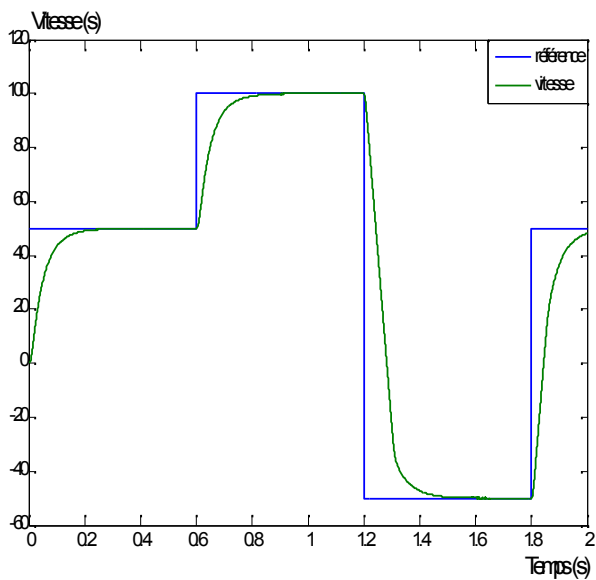


Figure (IV. 10) : Réponse du système à une consigne variable

- L'allure de la réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne, caractérisée par une dynamique très rapide, avec un temps de réponse très court, de l'ordre de 0.07s, et un dépassement acceptable 7% à $t_{pic} = 0.1s$. Juste après application d'un couple résistant on remarque que la vitesse chute de 6% pendant un bref temps, de l'ordre de 0.1s puis se stabilise à sa référence 100rd /s.

- Le couple électromagnétique présente un pic de 38 N.m au démarrage de la machine, puis chute brusquement à $t=0.1s$ jusqu'à atteindre (-4) N.m, puis se stabilise autour de zéro en régime stationnaire avec des oscillations dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Après application de la charge, le couple électromagnétique répond rapidement à l'effet de cette perturbation et se stabilise à sa valeur (20 N.m).

- La composante i_q a la même dynamique que le couple. Elle présente un pic important de 28.4A au démarrage puis s'annule à partir de $t = 0.18s$. En appliquant la perturbation, on remarque que le courant i_q subit une augmentation qui va se rétablir très rapidement à 15 A.

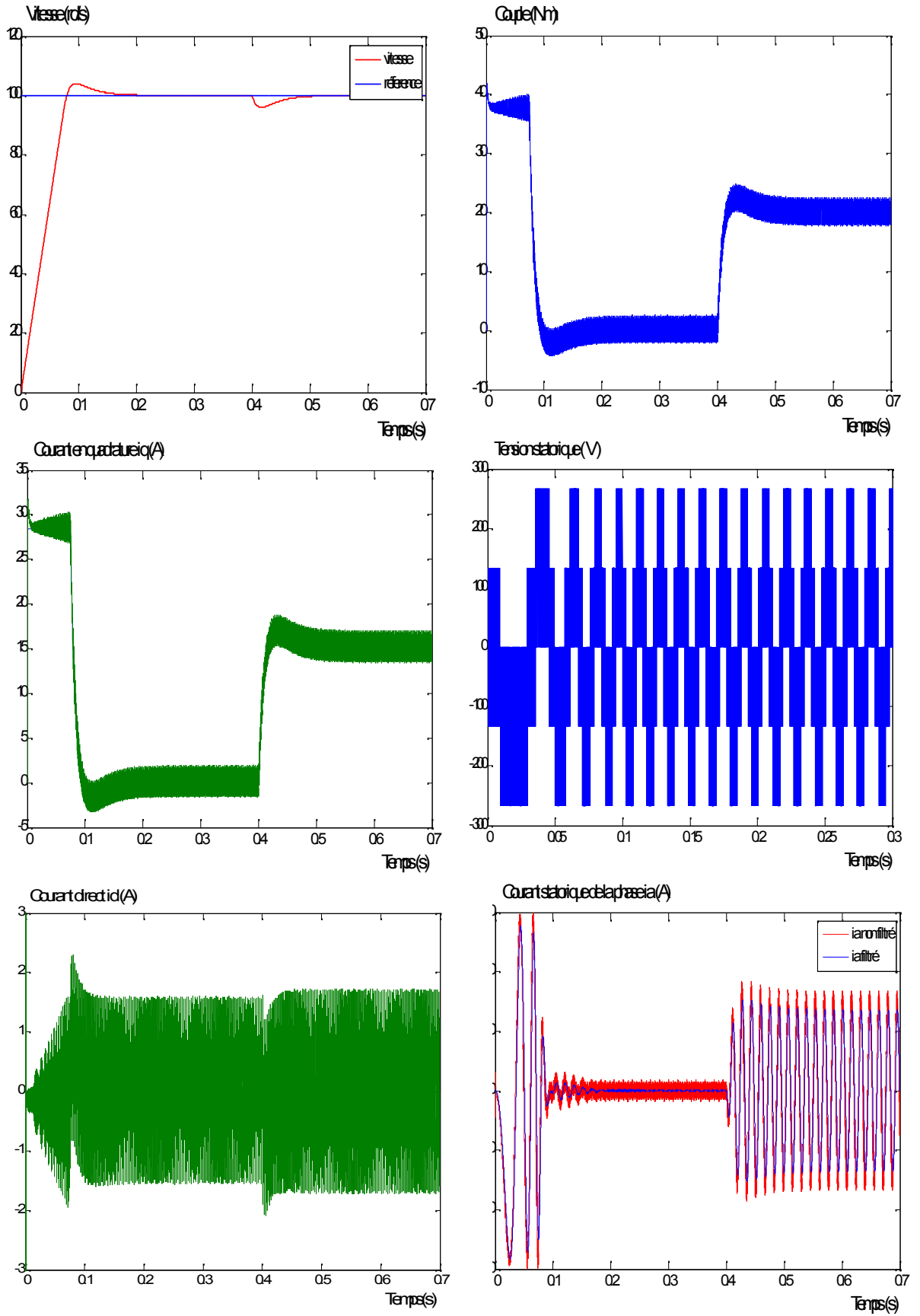
- La composante du courant direct i_d est oscillante autour d'une valeur nulle avant et après la perturbation. Elle présente beaucoup d'oscillations qui sont dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Comme pour avant on utilise un filtre pour minimiser ces oscillations comme le montre la figure (IV.8).

- Le courant de phase i_a présente une oscillation au démarrage de la machine au bout de 0.1 puis s'affaiblit autour de zéro lors de la marche à vide. Une fois chargée la valeur de i_a augmente.

La figure (IV.10) représente la réponse en vitesse à vide à une consigne variable, nous remarquons le bon suivi de cette consigne.

c- Avec la méthode de l'optimum non symétrique :

Les résultats de simulation de cette commande sont illustrés dans la figure (IV.11), on remarque que :



Figure(IV.11) : Résultats de simulation de la commande avec des régulateurs PI dimensionnés avec la méthode de l'optimum non symétrique avec application d'un couple résistant de 20N.m à t=04s.

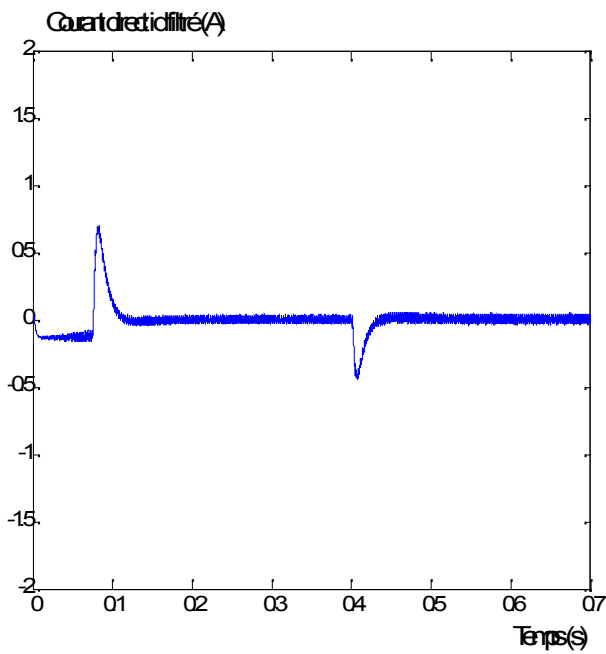


Figure (IV.12) : Courant i_d filtré

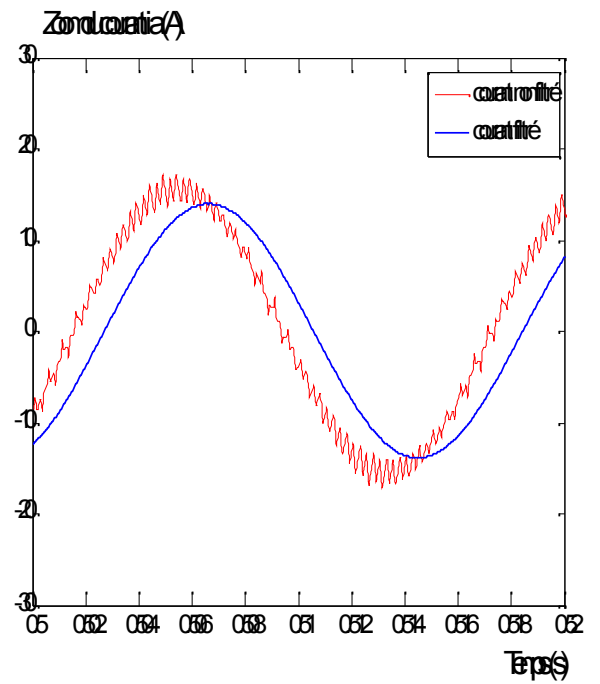


Figure (IV.13) : Zoom du courant statorique i_a

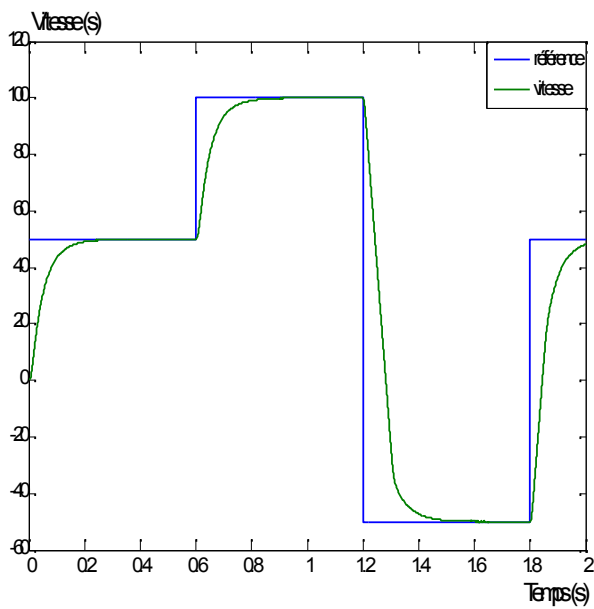


Figure (IV.14) : Réponse du système à une consigne variable

- L'allure de la réponse en vitesse suit parfaitement sa consigne, caractérisée par une dynamique très rapide, avec un temps de réponse très court, de l'ordre de 0.07s, et un dépassement acceptable 3.9% à $t_{pic} = 0.1s$. Juste après application d'un couple résistant, on remarque que la vitesse chute de 4% pendant un bref temps, de l'ordre de 0.1s puis se stabilise à sa référence 100rd/s. Cette allure montre aussi une amélioration au niveau du premier dépassement et du temps du rejet de la perturbation.

- Le couple électromagnétique présente un pic de 38 N.m au démarrage de la machine, puis chute brusquement à $t = 0.1s$ jusqu'à atteindre 2.5 N.m, puis se stabilise autour de zéro en régime permanent avec des oscillations dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Après application de la charge, le couple électromagnétique répond rapidement à l'effet de cette perturbation et se stabilise à une valeur de 20 N.m qui est celle du couple de charge appliqué, avec une dynamique presque instantanée.

- La composante du courant en quadrature i_q a la même dynamique que le couple. Elle présente un pic important de 28.4A au démarrage puis s'annule à partir de $t = 0.18 s$. En appliquant la perturbation, on remarque que le courant i_q subit une augmentation qui va se rétablir très rapidement à 15 A.

- La composante du courant direct i_d est oscillante autour d'une valeur nulle avant et après la perturbation. Elle présente beaucoup d'oscillations qui sont dues aux harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur. Pour minimiser ces oscillations on a utilisé un filtre du premier ordre, la figure (IV.12) représente l'allure du courant i_d filtré.

- Le courant de phase i_a présente une oscillation au démarrage de la machine au bout de 0.1s puis s'affaiblit autour de zéro lors de la marche à vide. Une fois chargée la valeur de i_a augmente et son allure est proche d'une sinusoïde.

La figure (IV.14) représente l'allure en vitesse à vide à une consigne variable, nous remarquons le bon suivi de cette consigne.

IV.2.1.2. Interprétation des résultats obtenus avec PI:

- A vide la vitesse suit parfaitement sa référence $w_{ref}=100\text{rd/s}$. Avec la méthode de compensation des pôles, la vitesse ne rejette pas rapidement la perturbation. En effet, le rejet s'effectue lentement avec un temps égal à la constante de temps mécanique de la machine (29,8s), avec les deux autres méthodes on remarque un bon rejet de perturbation et un meilleur résultat avec la méthode de l'optimum non symétrique.

La figure (IV .15) montre une comparaison des vitesses obtenues avec les trois méthodes.

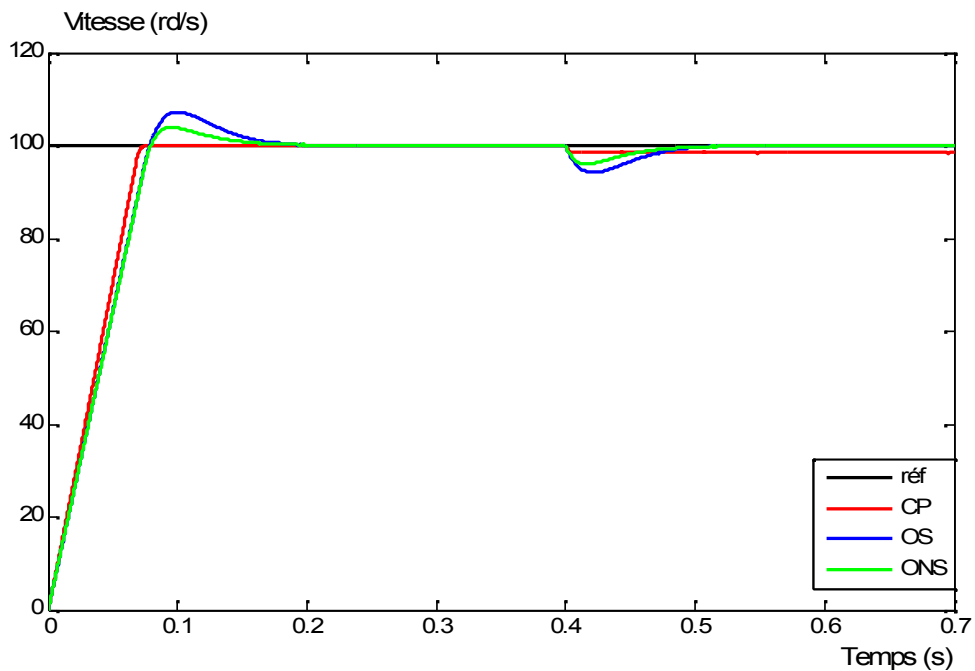


Figure (IV .15) : Comparaison des trois réponses en vitesse selon les trois méthodes de dimensionnement

- Les figures représentant le couple et le courant en quadrature montrent la linéarité existante entre ces deux grandeurs, donc l'objectif de la commande vectorielle est atteint. Le couple présente un pic au démarrage pour vaincre l'inertie de l'arbre du moteur et des frottements.

- A vide la composante i_d est maintenue à zéro, la composante i_q présente un pic au démarrage puis s'annule rapidement. En charge la composante i_d est toujours maintenue à zéro, par contre i_q présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique. ce qui montre le parfait découplage entre ces deux grandeurs.

- On constate que les correcteurs sont bien dimensionnés, on obtient bien les réponses souhaitées.

IV .2.2. Régulateurs IP

IV.2.2.1. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs IP dimensionnés avec la méthode de l'optimum symétrique et la méthode de l'optimum non symétrique, montrent le comportement de la MSAP pour une consigne de 100 rd /s, avec application d'un couple résistant de 20 N.m à $t = 0.4s$.

Les résultats obtenus sont approximativement identiques aux précédents à l'exception de :

- l'élimination du dépassement de la vitesse ;
- l'amélioration du rejet de perturbation ;
- l'élimination de la partie négative du couple ;
- l'amélioration de la réponse du courant en direct.

IV.2.2.2. Interprétation des résultats obtenus avec IP :

La structure du régulateur IP qui n'est qu'un PI avec un filtre du premier ordre en série, provoque un filtrage des grandeurs par rapport aux résultats obtenus avec le régulateur PI.

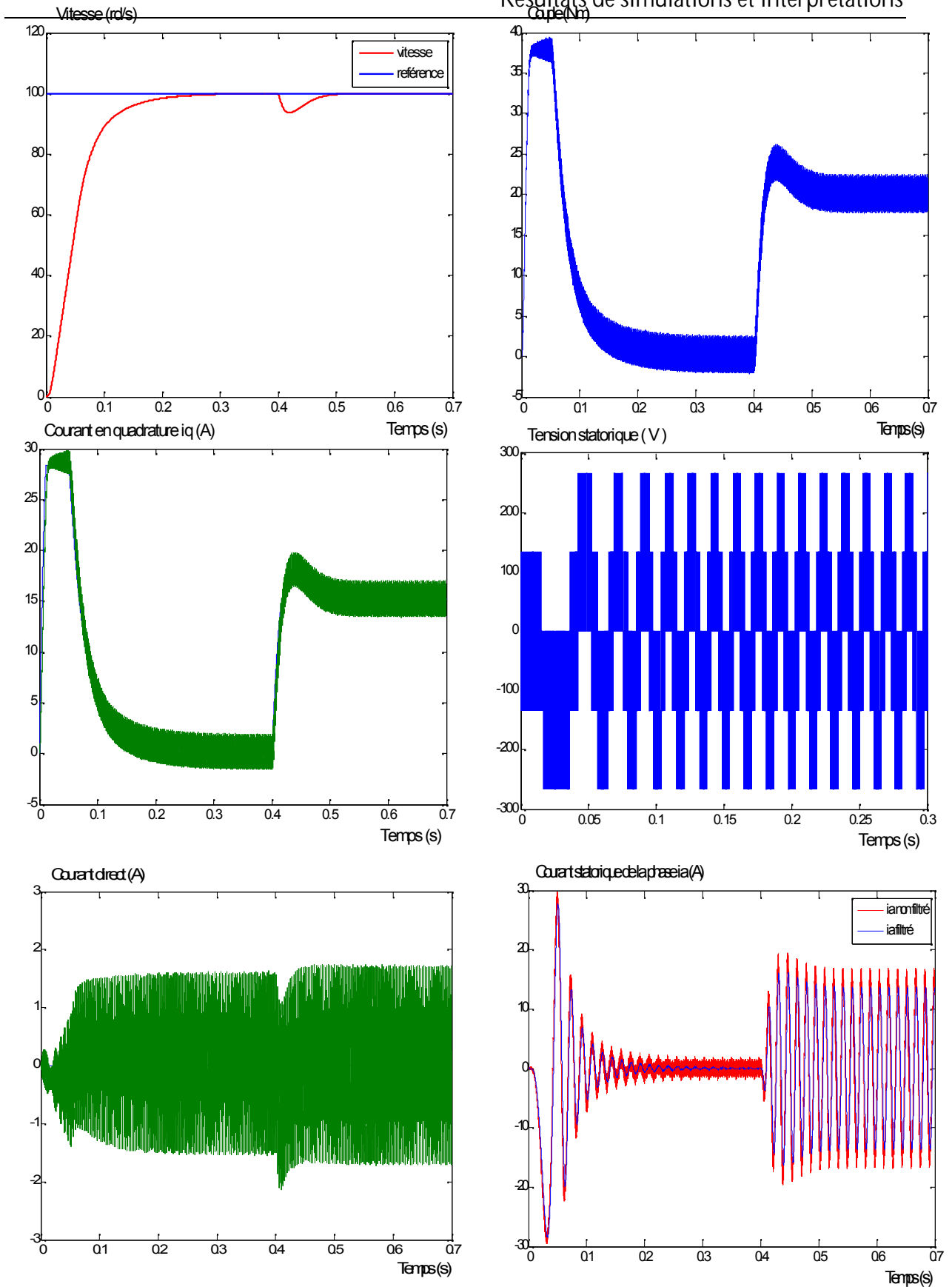


Figure (IV.16) : Résultats de la commande avec des régulateurs IP dimensionnés avec la méthode de l'optimum symétrique avec application d'un couple résistant de 20N.m à $t=0.4s$

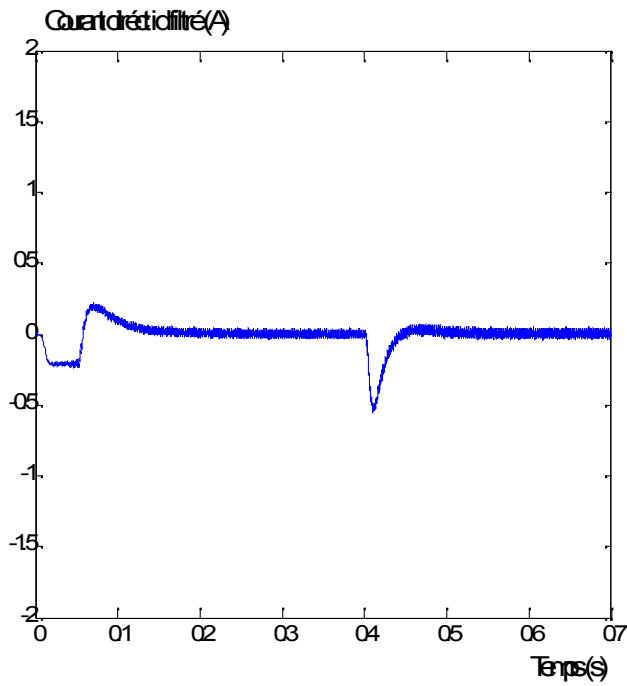


Figure (IV.17) : Courant i_d filtré

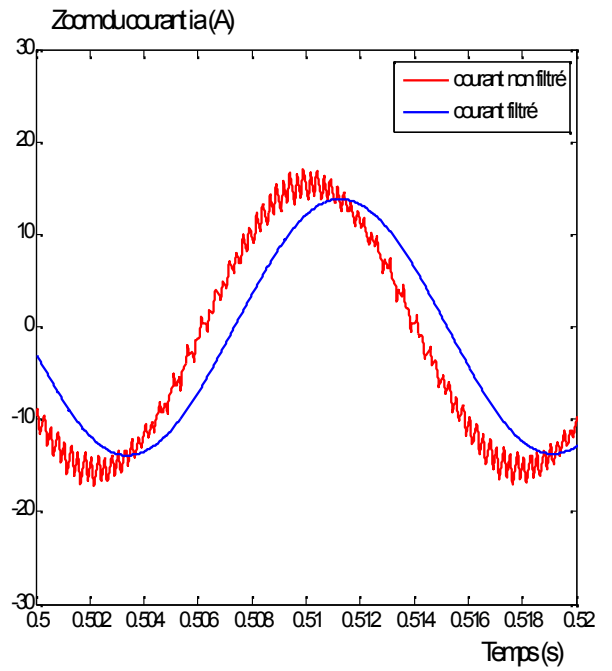


Figure (IV.18) : Zoom du courant statorique i_a

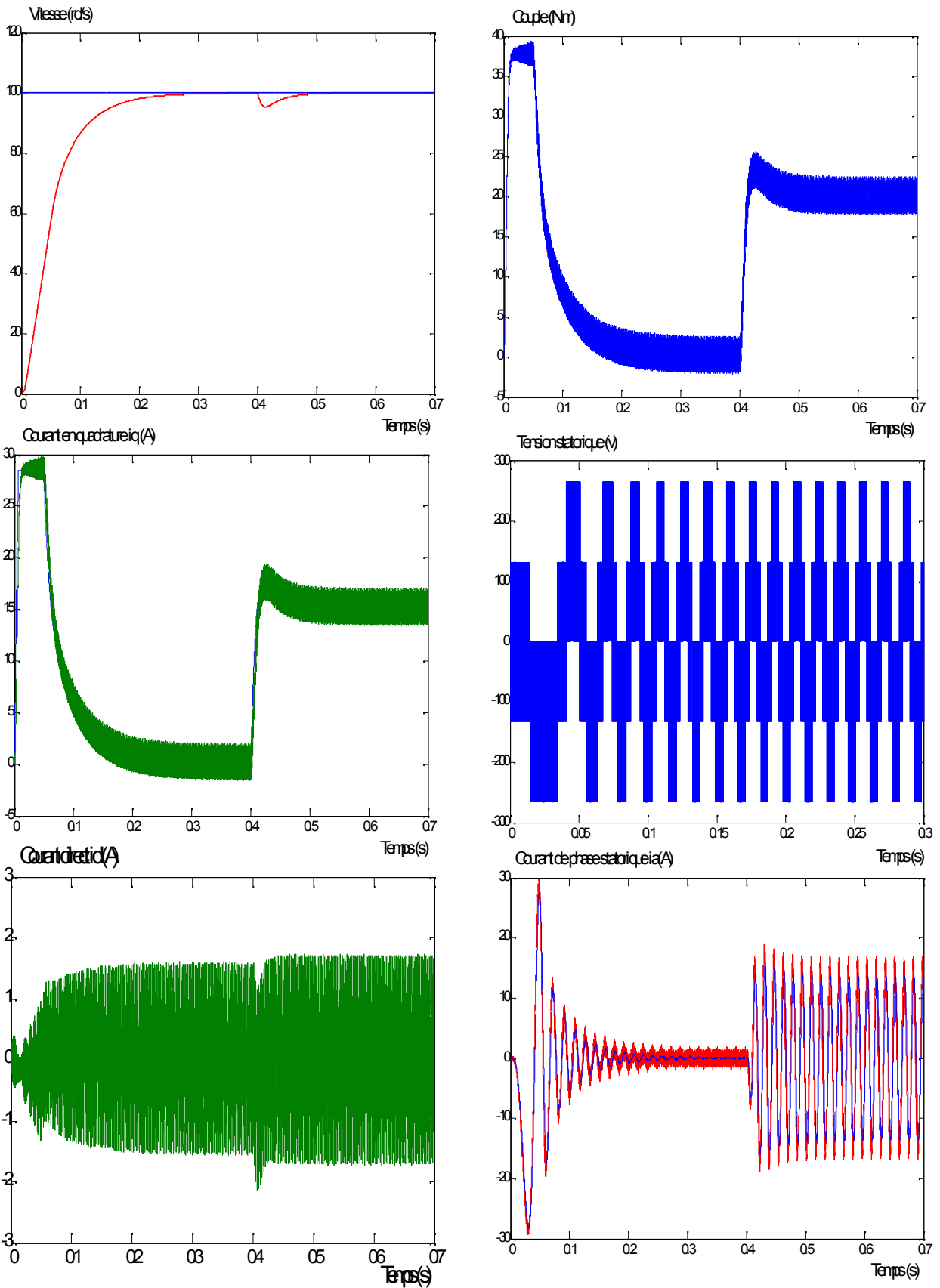


Figure (IV.19) : Résultats de simulation de la commande avec des régulateurs IP dimensionnés avec la méthode de l'optimum non symétrique avec application d'un couple résistant de 20N.m à $t=0.4s$.

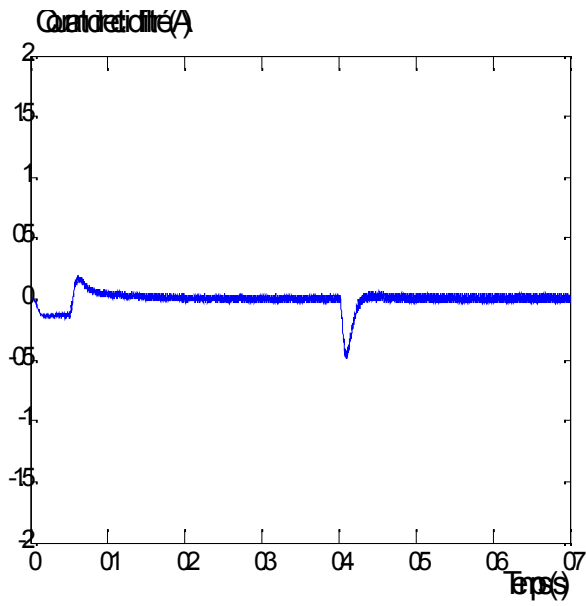


Figure (IV.20) : Allure du courant i_d filtré

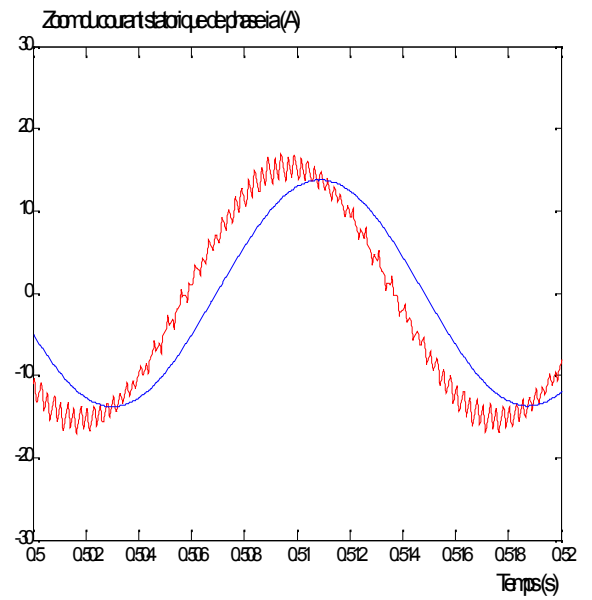


Figure (IV.21) : Zoom du courant statorique i_a

IV.3. Sensibilité de la commande de la vitesse aux variations paramétriques :

Les paramètres de la machine peuvent varier selon le milieu où elle est destinée à fonctionner, ou bien la mauvaise identification de ces paramètres, pour cela des tests de robustesse s'imposent.

Comme les paramètres des régulateurs de vitesse pour les trois méthodes dépendent de w_Q et K_{Qw} alors nous allons étudier l'incertitude sur la constante du temps due au retard causé par l'onduleur T_{Qw} et le moment d'inertie de la machine J .

Remarque :

La diminution de w_{Qw} revient à l'augmentation de T_{Qw} , et la diminution de K_{Qw} revient à l'augmentation du moment d'inertie J .

Les figures suivantes montrent respectivement l'évolution de la vitesse pour une augmentation de 25% de T_{Qw} et une augmentation de 50% du moment d'inertie J par rapport aux paramètres identifiés de la machine.

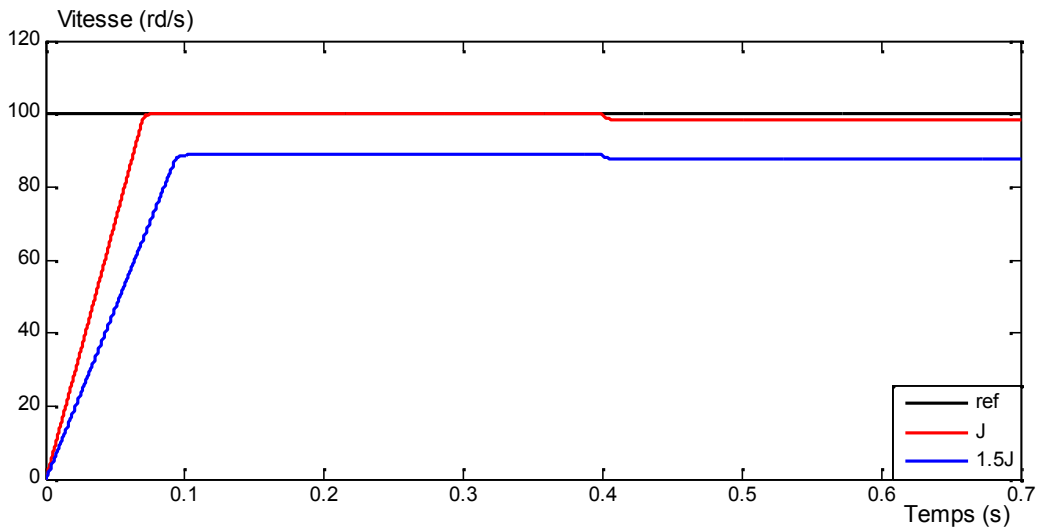


Figure (IV.22) : Variation de J avec la méthode de compensation de pôle

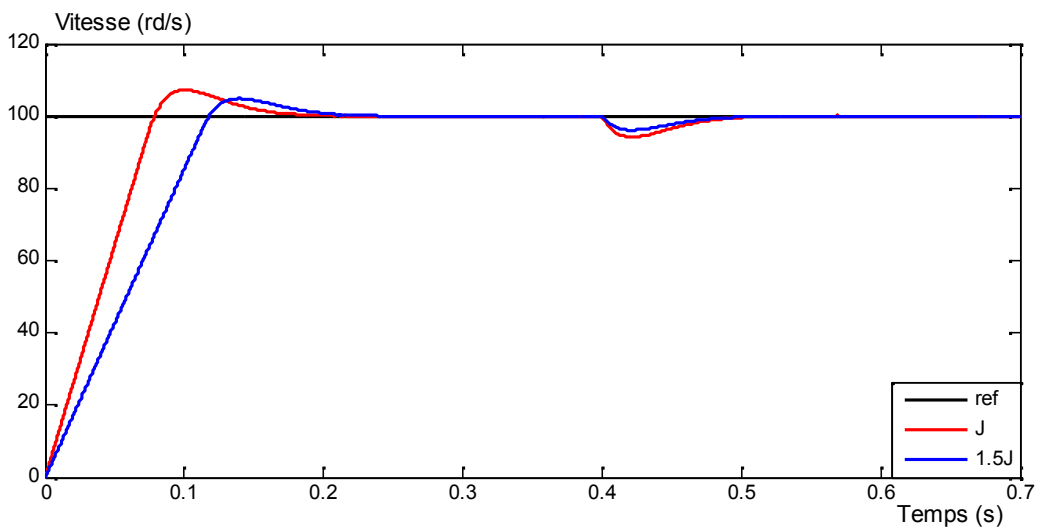


Figure (IV.23) : Variation de J avec la méthode de l'optimum symétrique

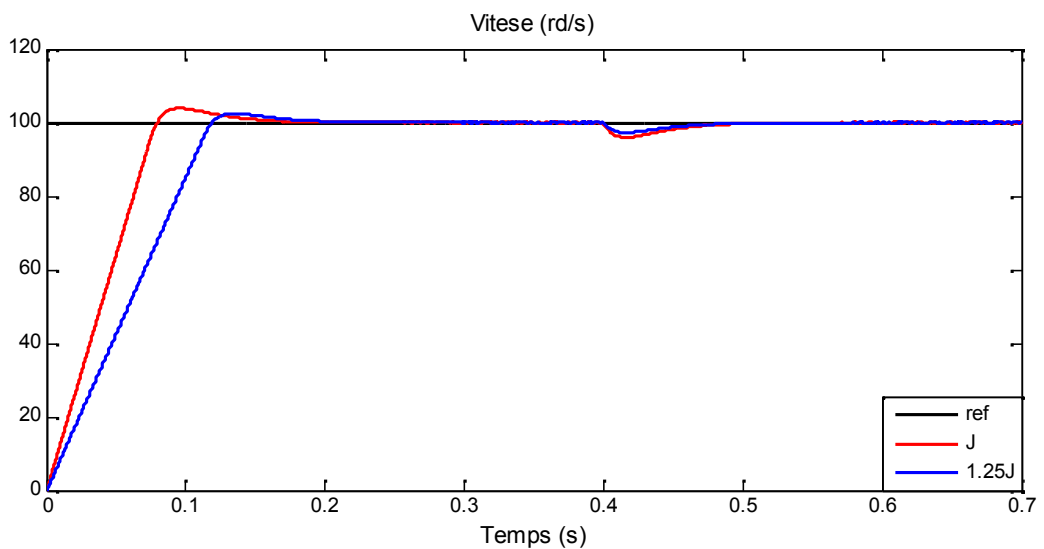


Figure (IV.24) : Variation de J avec la méthode de l'optimum non symétrique

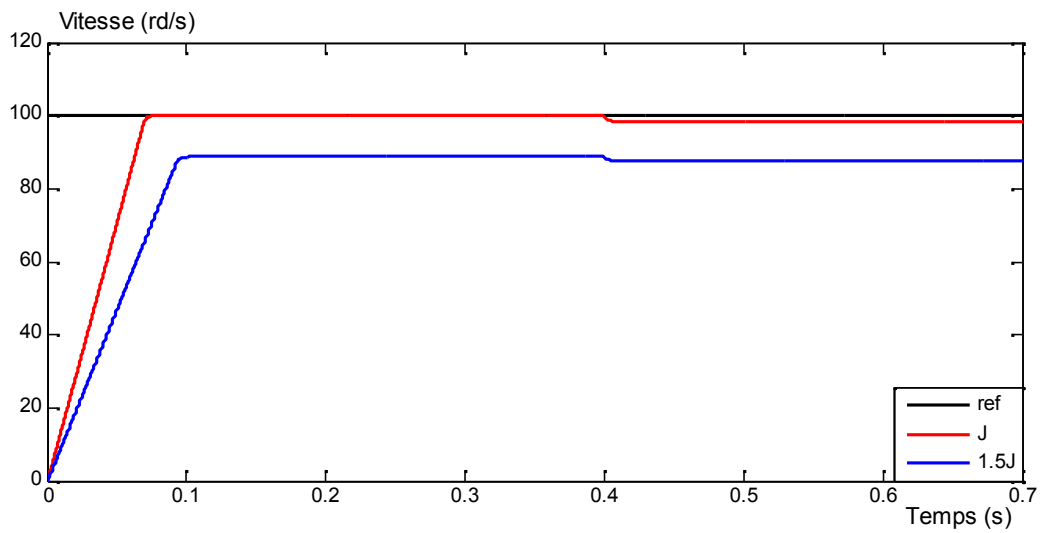


Figure (IV.22) : Variation de J avec la méthode de compensation de pôle

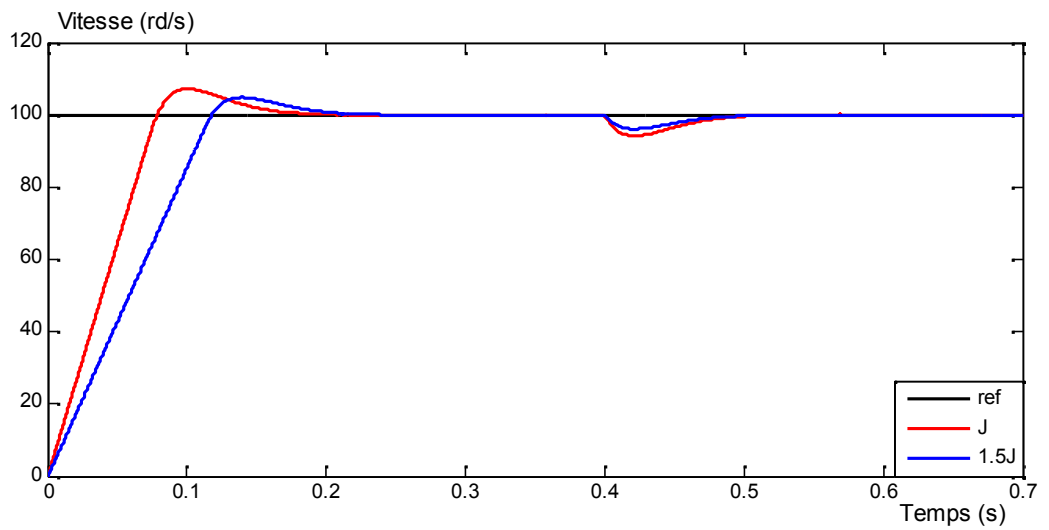


Figure (IV.23) : Variation de J avec la méthode de l'optimum symétrique

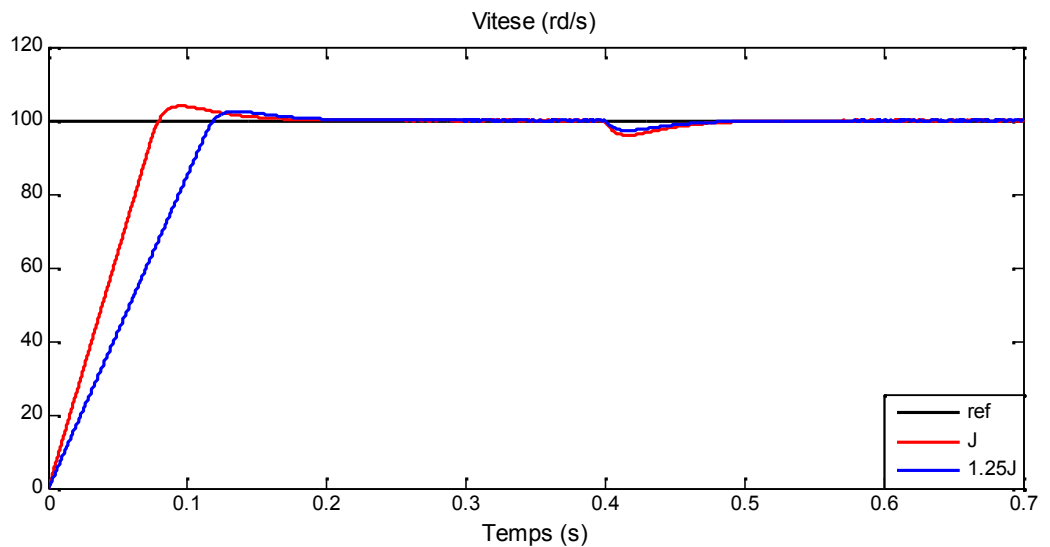


Figure (IV.24) : Variation de J avec la méthode de l'optimum non symétrique

IV.4. Synthèses des résultats obtenus :

La commande par des régulateurs PI avec la méthode de compensation de pôle présente une bonne dynamique sans dépassement, une faible sensibilité aux variations de T_{Qw} mais présente une grande sensibilité aux variations du moment d'inertie J , un mauvais rejet de perturbation qui est amélioré avec les autres méthodes.

On peut distinguer aussi entre ces deux méthodes par l'influence et la rapidité du rejet de perturbation qui est meilleur avec la méthode de l'optimum non symétrique.

On a démontré avec un simple test de robustesse que la commande avec les méthodes de l'optimum symétrique et l'optimum non symétrique est plus robuste car les variations de J et T_{Qw} n'influent pas beaucoup sur la vitesse de la machine.

La commande par des régulateurs IP appliquée aux deux méthodes, optimum symétrique et optimum non symétrique, montre clairement l'avantage de ce régulateur par rapport au PI, tel que l'élimination du dépassement dans l'allure de la vitesse, un meilleur rejet de perturbation ainsi qu'une bonne dynamique du couple et du courant i_q .

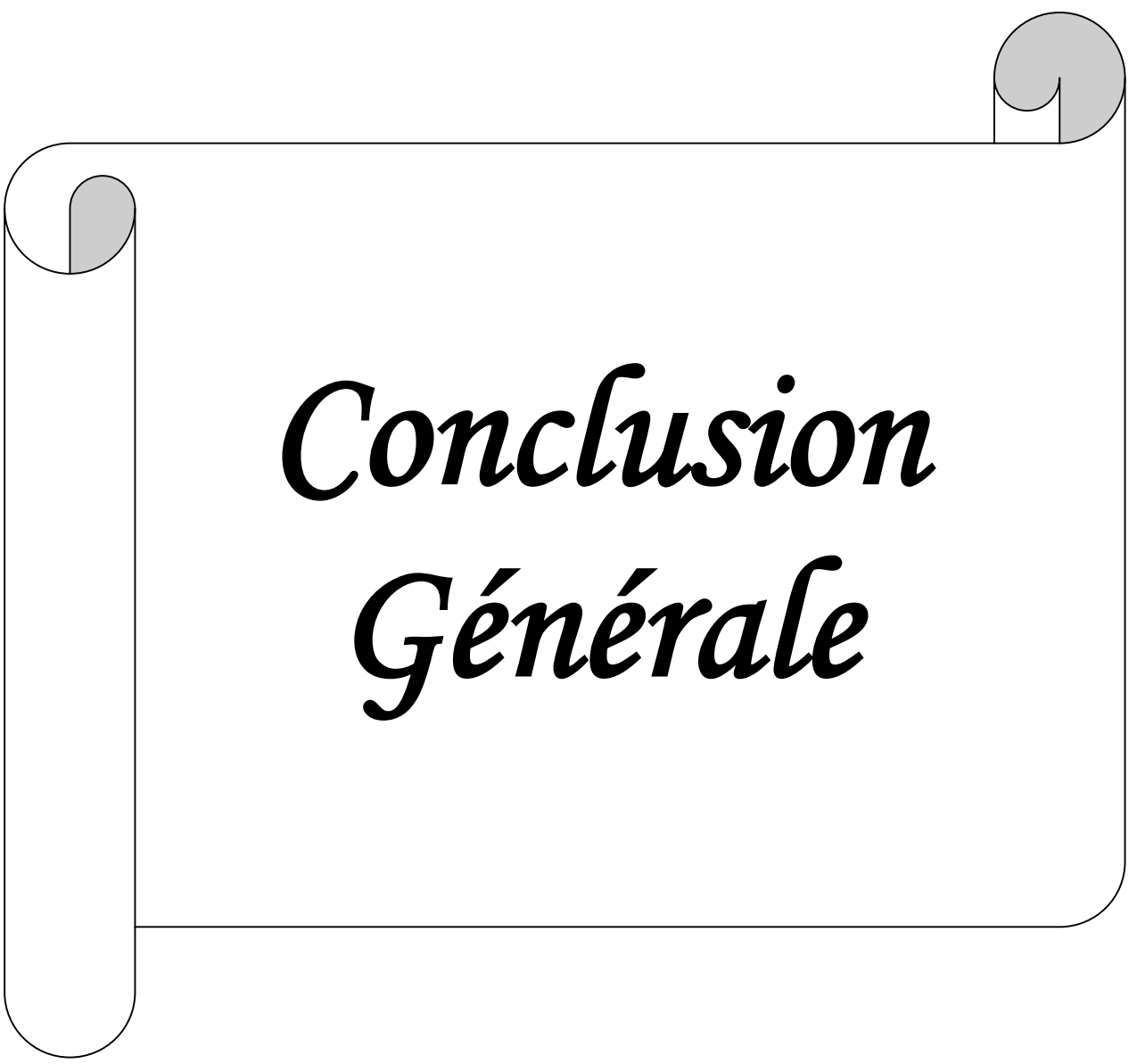
IV.5. Conclusion :

La méthode de compensation des pôles est une méthode très simple à mettre en œuvre mais elle présente l'inconvénient de ne pas rejeter les perturbations qu'après un long temps. Vu que toutes les machines sont conçues pour être perturbées, cette méthode n'est pas conseillée pour leurs commandes en vitesse.

La méthode de l'optimum symétrique permet d'améliorer la dynamique du rejet de perturbation. Néanmoins, elle aussi présente l'inconvénient de dépasser la référence au démarrage.

Quand à la méthode de l'optimum non symétrique elle présente moins d'inconvénient avec un dépassement plus petit et un bon rejet de perturbation.

Un régulateur IP dimensionné avec la méthode de l'optimum non symétrique est la meilleure technique de commande parmi les deux autres.



*Conclusion
Générale*

Conclusion générale :

Cette étude faite par simulation numérique, sous MATLAB/SIMULINK, nous a permis de conclure sur l'efficacité des trois méthodes étudiées à savoir la compensation de pôle, l'optimum symétrique et l'optimum non symétrique qui sont appliquées pour le dimensionnement des régulateurs PI et IP et ceux-ci pour le modèle de la fonction de transfert caractérisant les systèmes de génie électrique.

L'application des trois méthodes a été faite d'abord sur un système normalisé, puis sur le variateur de vitesse en utilisant une MSAP. D'après les résultats de simulation obtenus, nous avons constaté que la méthode de compensation de pôle est très adaptée pour ces systèmes quant la constante de temps T_1 est très faible. Par contre les deux autres méthodes (l'optimum symétrique et l'optimum non symétrique) sont plus adaptées quant T_1 est très grande devant T_Q (dus au retard introduit par l'onduleur, les filtres, les capteurs).

Nous avons aussi constaté que la méthode de compensation de pôle appliquée aux systèmes ayant une constante de temps faible, présente un mauvais rejet de perturbation, (la perturbation s'annule avec un temps indépendant des paramètres du régulateur), une sensibilité aux variations paramétriques. Par contre avec la méthode de l'optimum symétrique, nous avons obtenu des meilleurs résultats, une faible sensibilité aux variations de T_Q et J , un bon rejet de perturbation qui est amélioré avec la méthode de l'optimum non symétrique. Les dépassements obtenus avec des régulateurs PI peuvent être éliminés en utilisant des régulateurs IP, ce qui améliore aussi le rejet de perturbation.

Notre étude nous a permis de conclure que pour les systèmes présentant des fonctions de transfert contenant un terme intégral et un système du premier ordre, la commande avec le régulateur IP dimensionné avec la méthode de l'optimum non symétrique est conseillée.

Enfin, la machine synchrone à aimants permanents reste toujours difficile à commander mais ses performances nous imposent de veiller à ce qu'on puisse la commander d'une manière la plus fiable, et c'est ce que nous offre le développement de la technologie de plus en plus.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] **A.AMEUR**, « *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants* ».Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2003.
- [2] **S.KESSI, F.TERKMANI**, « *étude comparative des différents types de régulateurs PI, IP et PIP appliqués à la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents* ». Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2008.
- [3] **S.OUBELLIL, D.TALAH**, « *control directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents* ». Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2008.
- [4] **A. TIÉMÉLÉ, L. LORON**, «*Easy and efficient tuning of PI controllers for electrical drives*».IEEE.2006.
- [5] **B. NAHID MOBARAKEH**, « *commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : méthodes, Convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres* ».doctorat en l'INPL, 2001.
- [6] **Y.AMMOURI, H.DJOURI**, « *Modélisation et simulation de l'ensemble MSAP-onduleur à MLI commande vectorielle sous logiciel Matlab* », mini projet de poste de graduation en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2006-2007.
- [7] **F.LABRIQUE, G.SEGIER, R.BAUSIER**,« *les convertisseurs de 'électronique de puissance* ». Volume 4
- [8] **A.BENBRAHIM**, « *Commande Prédicative Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents* ». Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2009.

- [9] **O.MANSOURI**, « *Etude comparative de différentes lois de commande linéaire de la machine asynchrone* ». Mémoire de magistère en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.
- [10] **S.BOUSSA, A.GHALIL HOSNI**, « *Commande numérique en vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent à f.e.m sinusoïdale par DSP* » mémoire d'ingénieur en électrotechnique, 2002.
- [11] *Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones.*
- [12] **M. SEBBA, A.CHAKER, Y. MESLEM, S. HASSAINE**, « *Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'état de LUENBERGER* ». '4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, 03-04 Novembre 2007'
- [13] **A.MEROUFEL, B. BELABBES, M.K.FELLAH, A. BENAISSA1** « *Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante* », Université Djillali Liabes BP 98 Sidi-bel-abbès.
- [14] **E. MERTENS**, « *Variateurs de vitesse* »
- [15] **O.FADLI** « *Modélisation et commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimants permanents-onduleur de tension à trois niveaux* ». Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Batna, 2006.
- [16] **G.SEGUIER, F.NOTELET**, « *électrotechnique industrielle* » technique et documentation, Lavoisier 1997.

[17] **S.KHOJET EL KHIL**, « *Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)* ».Thèse présentée pour obtenir le titre de docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse & de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, 2006.

[18] **S. RAFA**,« *Étude Comparative entre la Commande Vectorielle et la Commande Directe de Couple d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents*». Mémoire de magister en électronique Spécialité : Systèmes électro énergétiques. Université de **Houari Boumediene**, 2008.

[19] **J.CH-GILLE, P-DECAULNE, M-PELEGRIN**, « *théorie et calcul des asservissements linéaires* ».

[20] **B.BOUSSIALA, M.DOUGHI**, «*Commande Vectorielle de la Machine synchrone autopilotée à pôles saillants par un onduleur trois niveaux commande en tension*». Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique 2006.



Annexes

Nomenclature

v_a , v_b , v_c	Tensions des phases statoriques de la machine .
i_a , i_b , i_c	Courants des phases statoriques de la machine.
Φ_a , Φ_b , Φ_c	Flux des phases statoriques de la machine.
Φ_f	Flux d'excitation des aimants permanents.
L_i	Inductance propre d'une phase statorique i.
M_{ik}	Mutuelle entre phases (i,k) du stator.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
J	Moment d'inertie.
F_c	Coefficient de frottement.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
P	Nombre de paire de pôles.
Ω	Vitesse angulaire de la machine.
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω_r	Vitesse de rotation électrique du rotor.
$[P(\theta)]$	Matrice direct de transformation de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice inverse de transformation de Park.
i_d , i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.

L_d, L_q	Inductances statorique directe et en quadrature.
Φ_d, Φ_q	Composante du flux directe et en quadrature la machine.
s	Opérateur de LAPLACE.
U_0	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
T_Q	Englobe le retard causé par l'onduleur et le capteur.
f_p	Fréquence de la porteuse.
f	Fréquence de la référence.
u	Amplitude de la porteuse.
u_r	Amplitude de la référence.
m	Indice de modulation.
r	Indice de réglage.
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	Tensions composées.
Ref	Référence.
CP	Méthode de compensation de pôle.
OS	Méthode de l'optimum symétrique.
ONS	Méthode de l'optimum non symétrique.

Propriétés fréquentielles de $\frac{K}{1+2\frac{\xi}{\omega_n}s+\frac{1}{\omega_n^2}s^2}$			
	$\xi \geq 1$	$\frac{1}{\sqrt{2}} < \xi < 1$	$0 < \xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$
Le facteur de surtension M_p	0	0	$\frac{K}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}}$
Pulsation de résonance ω_r	N.D	N.D	$\omega_n\sqrt{1-2\xi^2}$
Pulsation de coupure ω_c	$\omega_n\sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2(\xi^2-1)+K^2}}$ (rd/s)		
Bande passante B_p	$0 < \omega < \omega_n\sqrt{1-2\xi^2 + \sqrt{4\xi^2(\xi^2-1)+2}}$ (rd/s)		