

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



Mémoire

de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'état en électrotechnique
Option : Machines électriques

Thème

Etude comparative des différents types de
régulateurs PI, IP et PIP appliqués à la commande
de vitesse de la machine synchrone
à aimants permanents.

Proposé et dirigé par:
M^{me} : O. MANSOURI.

Etudié par:
M^{elle} : S.KESSI
M^{elle} : F.TERKMANI

Promotion : 2008

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 suivis et dirigés durant toute la période de notre présent mémoire de fin d'étude.

Nous remercions M^r S .HADDAD pour sa gentillesse et sa compétence.

Nous remercions aussi M^r. MANSOURI Pour son aide.

Nous remercions les membres du jury qui ont accepté d'examiner et de juger notre travail, sans oublier nos respects les plus distingués à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation durant notre cursus universitaire.

Nos remerciements à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont collaboré à l'élaboration de ce mémoire.

SOMMAIRE

INTRODUCION GENERALE

CHAPITRE I

Généralités sur la machine synchrone

	Introduction	1
	Introduction	3
I.1.	Constitution de la machine synchrone	3
I.2.	Moteur synchrone à fem trapézoïdale	4
I.3.	Moteur synchrone à fem sinusoïdale	5
I.4.	Principe de fonctionnement d'une MSAP	5
I.5.	Principe de l'autopilotage	6
I.6.	Structures des machines synchrones à aimants permanents	7

CHAPITRE II

Modélisation de l'ensemble source convertisseur machine –commande

	Introduction	8
II.1.	Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	8
II.1.1.	Mise en équations d'un moteur synchrone à aimants permanents	9
a	Equations électriques	9
b	Equations magnétiques	10
c	Equation mécanique	10
II.2.	Transformation de Park	10
II.2.1.	Les équations des flux dans le système d'axe (d, q)	12
II.2.2.	Les équations électriques dans le référentiel de Park	12
II.2.3.	Expression du couple électromagnétique	13
II.3.	Onduleurs	13
II.4.	Modélisation des convertisseurs	14
II.4.1.	Modélisation du redresseur	14
II.4.2.	Modélisation du filtre	15
II.4.3.	Modélisation de l'onduleur de tension	15

II.5.	Modélisation de bloc commande de l'onduleur (MLI)	18
II.5.1.	Principe de la modulation de largeur d'impulsion	18
II.5.2.	Caractéristiques de la modulation	18
CHAPITRE III	Synthèse des lois de commande	
III.1.	Commande vectorielle des MSAP	19
	Le principe	19
III.2.	Synthèse des lois de commande de la MSAP	21
III.3	Choix de l'algorithme de commande	21
III.4	Dimensionnement des régulateurs PI	21
III.4.1	Méthode de compensation de pôles	21
a	Dimensionnement du régulateur de courant I_d par la méthode de compensation de pôles	22
b	Réglage suivant l'axe q	23
c	Réglage de la boucle externe de la vitesse	25
d	Influence de la méthode de calcul des régulateurs par compensation de pôle sur le comportement de la vitesse en boucle fermée :	26
e	Résultats de simulation	28
III.4.2	calcul des régulateurs PI par placement des pôles	32
a	Régulation du courant I_d	32
b	régulation du courant I_q	32
c	régulation de vitesse	33
d	Influence de la méthode de calcul des régulateurs par placement de pôle sur le comportement de la vitesse en boucle fermée :	34
e	Simulation et interprétation	34
III.5.	Dimensionnement du régulateur IP	39
III.5.1.	Régulation du courant I_d	39

III.5.2.	Régulation du courant I_q	40
III.5.3.	Calcul du régulateur de vitesse	41
III.5.4.	Etude du comportement de la vitesse en utilisant un régulateur IP	41
III.5.5.	Simulation et interprétation	43
III.6.	Dimensionnement du régulateur PIP	47
III.6.1.	Régulation du courant I_d	47
III.6.2.	Régulation du courant I_q	49
III.6.3.	Calcul du régulateur de vitesse	50
III.6.4.	Etude du comportement de la vitesse en utilisant un régulateur PIP	51
III.6.5.	Interprétation	51
III.7	La robustesse des différentes commandes vis-à-vis des variations paramétriques:	56
III.7.1	Test de robustesse aux variations paramétrique sur la vitesse	56
III.7.2.	Interprétation	59
III.8.	Comparaisons des différents types de régulateurs	59
III.9.	Conclusion	60
	Conclusion générale	62

Introduction générale:

L'évolution de la technologie a permis l'amélioration des performances des machines électriques et l'élargissement de leur domaine d'utilisation ; elle a permis, entre autre, la réalisation de servomoteurs performants pour les entraînements électriques à vitesse variable qui est rendue aujourd'hui possible grâce à la machine synchrone à aimants permanents.

L'évolution du marché des aimants et l'apparition d'aimants performants à base de terre rare sont des facteurs déterminants dans leurs utilisations comme inducteurs au niveau des machines électriques ou ils introduisent plusieurs avantages. En effet, ils permettent de réduire l'encombrement causé par les enroulements inducteurs et d'éliminer les contacts glissants dus aux balais ainsi que les pertes par effet Joule. Ils permettent aussi la construction des machines avec un nombre de pôles plus importants. L'apport le plus significatif demeure toutefois un couple massique plus élevé que celui de la plupart des machines électriques conventionnelles. Cependant, le coût relativement important des aimants modernes fait que leur utilisation est souvent restreinte aux systèmes électromagnétiques, où les performances, la gestion de l'espace et l'encombrement sont prioritaires (robotique, aérospatial, micro-informatique...) [1] .

En régime transitoire, le comportement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est le résultat de la combinaison de nombreuses grandeurs qui ne sont plus constantes, et qui varient à des vitesses différentes. Pour prendre en compte le régime transitoire le modèle de PARK est couramment utilisé.

Un choix convenable du repère d'observation permet alors d'obtenir un modèle du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) linéaire et découplé, similaire à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à la synthèse et la comparaison des lois de commande d'un variateur de vitesse pour le moteur synchrone à aimants permanents.

Le but de notre travail est l'étude comparative théorique des différentes lois de commande d'un variateur synchrone à aimants permanents. Pour ce faire nous subdivisons notre travail en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur la machine synchrone.

Le second chapitre est consacré à la modélisation du système à commander, celui-ci est constitué d'une source d'alimentation continue, d'un filtre, d'un onduleur de tension, et d'une machine synchrone à aimants permanents. L'onduleur de tension est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans le développement du modèle de la MSAP, on fait appel aux hypothèses simplificatrices. Ceci nous permet d'obtenir un modèle simple et facilement traitable permettant de commander le système en question.

Le troisième chapitre commencera par la commande vectorielle, ensuite nous passerons à la synthèse des différentes lois de commande, soit classique (PI) en utilisant la méthode de compensation de pôles ou de placement des pôles pour le dimensionnement des régulateurs, soit classique (IP), soit plus innovante (PIP).

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

Introduction [4, 5] :

Les évolutions technologiques ont permis aux machines à courant alternatif, en particulier synchrone, de retrouver la souplesse de contrôle et des performances dynamiques obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu, sans les inconvénients liés à la présence des balais collecteurs. De plus la machine synchrone autopilotée permet de contrôler directement le couple moteur.

Les machines synchrones sont des machines électriques tournantes, à courant alternatif réversibles c'est-à-dire : elles peuvent avoir un fonctionnement en moteur (conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique) et un fonctionnement en générateur alternatif (conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique). La vitesse du rotor des machines synchrones est constante, elle est dite de synchronisme, elle est liée à la fréquence d'alimentation et au nombre de paires de pôles par la relation suivante :

$$\Omega_r = (60/p) f \quad (\text{tr/mn})$$

I.1 / Constitution de la machine synchrone [14] :

Les machines synchrones comportent deux parties essentielles, l'une fixe, nommée stator et l'autre mobile dite rotor.

Le stator : il est généralement l'induit constitué des tôles magnétiques et muni de trois enroulements parcourus par des courants triphasés équilibrés qui créent un champ magnétique tournant.

Le rotor : nommé aussi inducteur, comporte un circuit magnétique et généralement un bobinage monophasé parcouru par du courant continu. Il génère $2p$ pôles magnétiques dans l'entrefer de la machine. Le circuit magnétique du rotor est réalisé en matériau ferromagnétique non feuilleté. En pratique, les machines synchrones sont classées en quatre catégories selon les caractéristiques constructives du rotor :

- Les machines synchrones à pôles lisses ou turbomachines dont le rotor est un cylindre en acier ferromagnétique dans lequel ont été fraisées les encoches qui abritent le bobinage monophasé. Celui-ci comporte en général deux ou quatre pôles. Ce type de construction, caractérisé par un entrefer constant, est utilisé pour des machines de fortes puissances destinés à tourner à grandes vitesses.
- Les machines synchrones à pôles saillants dont les pôles sont fixés sur l'axe du rotor. Dans ces machines, la répartition de l'induction à la périphérie de l'entrefer est conditionnée par la forme de celui-ci qui est choisie de manière à obtenir un champ d'induction magnétique quasi sinusoïdal.
- Les machines synchrones à réluctance variable possèdent un rotor à pôles saillants sans bobinage.
- Les machines synchrones à aimants permanents dont les bobinages rotoriques sont remplacés par des aimants permanents peuvent être disposés de plusieurs manières sur le rotor.

Deux grandes familles de machines synchrones peuvent être distinguées selon la forme d'onde de la force électromotrice.

I.2/ Moteur synchrone à fem trapézoïdale [7] :

Afin de minimiser le couple pulsatoire, ce type de moteur est alimenté par des courants en créneaux de 120° . Son autopilotage le plus utilisé consiste à alimenter à tout instant deux phases du moteur, sa commande est alors simple et peu coûteuse, cependant elle n'offre pas l'assurance d'un couple parfaitement uniforme, la présence d'une fem trapézoïdale aurait été à l'origine d'harmonique du couple et donc de bruit ainsi que des vibrations.

I.3/ Moteur synchrone à fem sinusoïdale [7] :

Pour ce type du moteur, le couple est uniforme pour des courants d'alimentations sinusoïdaux. La commande peut être donc réalisée suivant deux modes principaux en cherchant à imposer des courants statoriques sinusoïdaux, engendrés à l'aide d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsions :

-Soit on pilote l'onduleur par rapport cyclique variable élaboré par un correcteur Continu avec une fréquence de MLI fixe.

-Soit les bras de l'onduleur sont directement pilotés par des comparateurs à hystérésis, qui imposent une fréquence MLI variable.

Dans la plupart des applications en robotique, le moteur à fem sinusoïdale est préféré pour son couple plus uniforme et malgré sa structure plus complexe et coûteuse, au moteur à fem trapézoïdale.

Dans la suite de notre travail, la machine synchrone à aimant permanent à fem sinusoïdale (PMSM) sera l'objet de notre étude.

I.4/ Principe de fonctionnement d'une MSAP [4,5] :

- Le stator est alimenté par un système de tension triphasé équilibré créant dans l'entrefer un champ tournant, ce dernier à tendance à attirer le rotor, qui est mené d'aimants permanents produisant le champ d'induction B_a , de ce fait les champs d'induction créés par le stator et le rotor, ont tendance à s'aligner, la raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

-Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire (Ω_r), cette dernière est liée au nombre de paire pôles (p) et à la pulsation w qui est égale à celle du champ tournant, ce qui justifie la nomination du moteur synchrone.

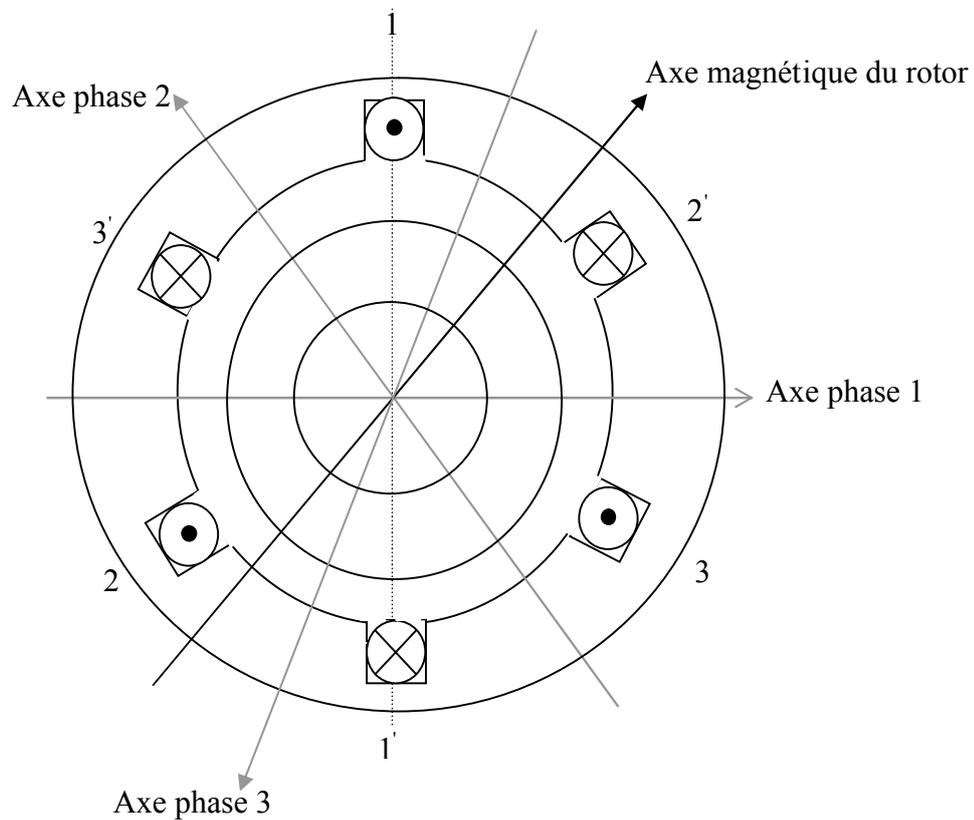


Fig.I.1 : Illustration de principe de fonctionnement d'une MSAP

I.5/ Principe de l'autopilotage [6] :

L'autopilotage consiste à maintenir en régime établi, constant le déphasage entre les fondamentaux des caractéristiques d'alimentation et des forces électromotrices statoriques. Pour cela, il faut asservir la position de la fmm statorique.

L'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents impose que la fréquence d'alimentation, délivrée par le convertisseur statique, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation. Dans ces conditions, les interrupteurs du convertisseur statique doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor,

de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple. Le dispositif électromagnétique ainsi constitué est une machine synchrone autopilotée, parce qu'elle définit elle-même sa fréquence d'alimentation.

I.6/ Structures des machines synchrones à aimants permanents [7] :

La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à des variantes Technologiques. Selon la disposition des aimants, on distingue ainsi les structures ci- dessous.

➤ Structure sans pièces polaires (rotor lisse) :

Les aimants sont collés à la surface de l'inducteur des moteurs SPP, la caractéristique de ces machines est d'avoir un trajet du flux qui traverse l'entrefer équivalent important.

➤ Structures munies de pièces polaires :

Les aimants sont insérés dans l'inducteur ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique du rotor et d'utiliser des aimants de forme simple. La présence de pièces polaires rend le rotor fortement anisotrope.

➤ Structures à aimants enterrés :

La structure des inducteurs de ce type de machines est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor.

La robustesse mécanique de ces machines leur permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes.

Introduction [8] :

La représentation des ensembles machines convertisseurs statiques commandés, par les modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement et la simulation des systèmes.

En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

Dans ce chapitre, nous modélisons l'ensemble machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ; onduleur de tension ; filtre ; redresseur.

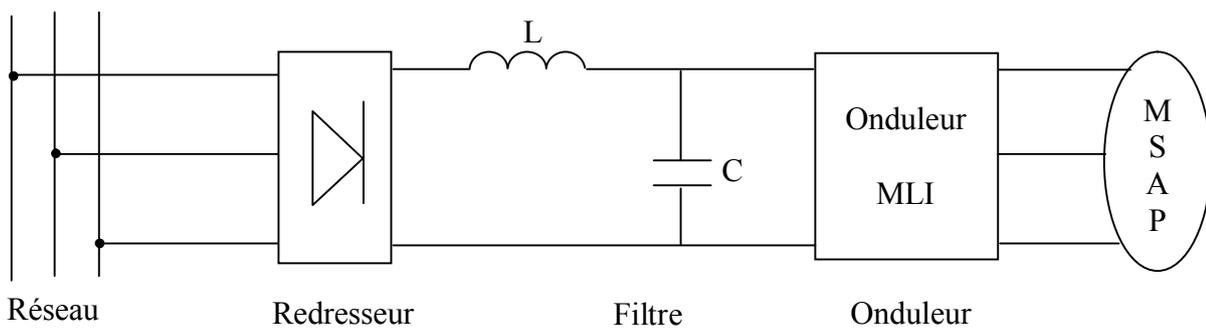


Fig.II.1: Schéma globale de l'ensemble source-convertisseur-machine.

II.1/ Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents [8] :

Les principales caractéristiques de cette machine synchrone nécessaires à l'élaboration de lois de commande seront présentées :

La machine qui fera l'objet de notre étude, est une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants à fem sinusoïdale (PMSM), triphasée. Le neutre est isolé et la somme instantanée des courants de phases est nulle. En conséquence, il n'y a pas de courant homopolaire.

Afin de simplifier l'étude, on adoptera les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.

-On néglige, au niveau du circuit magnétique, les pertes par hystérésis et par courant de Foucault.

-On néglige l'effet de la température sur les valeurs de la résistance.

-On suppose que les forces magnétomotrices sont à distribution spatiale sinusoïdale.

II 11/ Mise en équations d'un moteur synchrone à aimant permanent [4, 2, 9,5] :

a) Equations électriques :

Les équations générales du moteur synchrone à aimants permanents sont obtenues en appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement statorique :

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + \frac{d}{dt}\Phi_a \\ V_b = Ri_b + \frac{d}{dt}\Phi_b \\ V_c = Ri_c + \frac{d}{dt}\Phi_c \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Sous forme matricielle on aura :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

Avec :

$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$: Vecteur des tensions aux bornes des trois phases statoriques.

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

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

R : résistance d'une phase statorique.

b) Equations magnétiques :

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

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

Avec :

L_i : Inductance propre d'une phase statoriques (i= a, b, c)

M_{iK} : Mutuelle entre phase (i, K) du stator.

c) Equation mécanique :

L'équation mécanique du moteur synchrone à aimants permanents est donnée par :

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

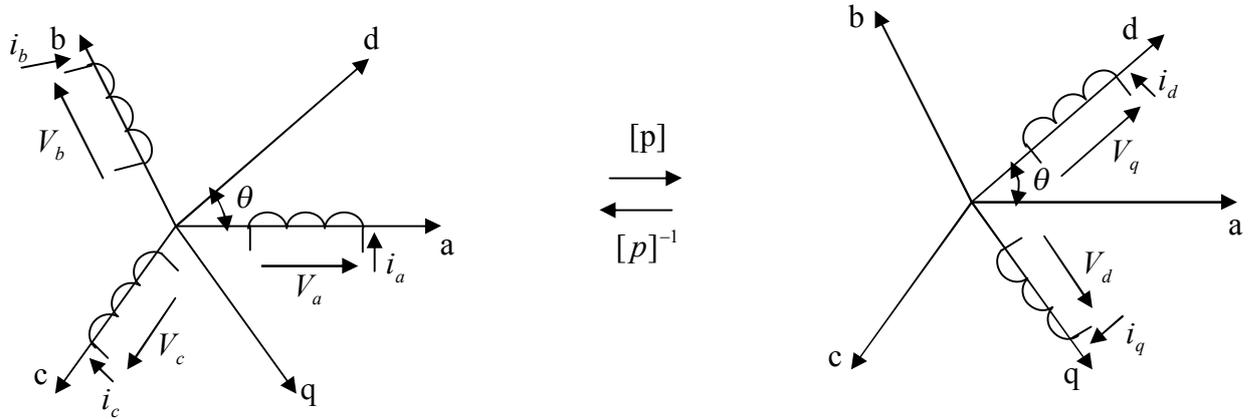
Avec :

$\Omega_r = \frac{\omega}{p}$: Vitesse mécanique de rotation du moteur.

La résolution du système d'équations du modèle mathématique de la MSAP est très difficile à cause de la non linéarité des équations, afin de faciliter la tâche, l'utilisation du modèle de Park s'impose.

II .2/ Transformation de Park :

En terme physique la transformation de Park est interprétée comme la substitution aux enroulements (a, b, c), dont les conducteurs et les axes sont immobiles par rapport au stator de deux enroulement (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires du rotor et tourne avec lui. Le schéma de Park est représenté sur la figure ci-dessous :



FigII.2 : représentation du principe de transformation de Park

Le passage des grandeurs réelles liées au référentiel du stator X_{abc} aux grandeurs fictives, liées au référentiel de Park X_{dgo} s'effectue comme suit :

$$[X_{dgo}] = p(\theta) [X_{abc}] \quad \text{ou } X \text{ peut être un vecteur des tensions, courants ou des flux.}$$

La matrice de Park notée $p(\theta)$ s'écrit :

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{(II.5)}$$

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

$$[p(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(II.6)}$$

Donc on aura :

$$X_{abc} = [p(\theta)]^{-1} X_{dq0}$$

Remarque :

- 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 homopolaire.

II. 2.1/ Les équations des flux dans le système d'axe (d, q) :

On a :

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_f \quad (\text{II.7})$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (\text{II.8})$$

II. 2.2/ Les équations électriques dans le référentiel de Park :

Pour la commande de la machine on utilise le modèle de Park car les grandeurs de la machine sont continues au régime permanent.

$$\begin{cases} V_d = R_d i_d - \omega_s \phi_q + \frac{d}{dt}(\phi_d) \\ V_q = R_q i_q + \omega_s \phi_d + \frac{d}{dt}(\phi_q) \end{cases}$$

On remplace les flux ϕ_d et ϕ_q par leurs expressions, on aura :

$$\begin{cases} V_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_s L_q i_q \\ V_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_s L_d i_d + \omega_s \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En appliquant la transformation de Laplace à l'équation (II.10) on obtient :

$$\begin{cases} V_d(s) = (R_d + sL_d)I_d(s) - w_s(s)L_q I_q(s) \\ V_q(s) = (R_q + sL_q)I_q(s) + (L_d I_d(s) + \phi_f)w_s(s) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Sous forme matricielle on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d + sL_d & -w_s L_q \\ w_s L_d & (R_q + sL_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_s \phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

II .23/ Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique dans le référentiel de Park s'écrit :

$$cem = \frac{3}{2} p(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (\text{II.13})$$

L'expression du couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$cem = \frac{3}{2} p[(L_d - L_q)i_d i_q + \phi_f i_q] \quad (\text{II.14})$$

II. 3/ Onduleurs [15] :

La fonction des onduleurs de tension est incontournable dans le domaine de l'électronique de puissance, ces derniers sont présents dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. Leur grande évolution s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. Ces onduleurs permettent de réaliser l'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents.

II .4 / Modélisation des convertisseurs [2, 3, 10] :

La machine est alimentée à fréquence variable par un convertisseur statique comportant un redresseur triphasé alimenté par le réseau, un filtre LC et un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

II .4.1/ Modélisation du redresseur :

Le redresseur utilisé est un pont triphasé à diodes, alimenté par un système triphasé équilibré des tensions sinusoïdales, comme le montre la figure suivante :

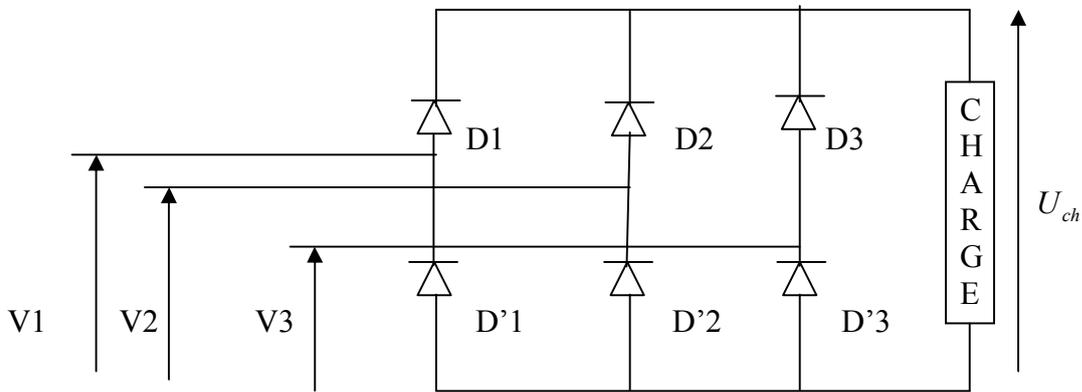


Fig.II.3: Redresseur à diode.

Le fonctionnement du redresseur est comme suit :

Les diodes D1, D2 et D3 conduisent quand la tension entre leurs bornes est positive sinon elles sont bloquées. On représente alors les diodes par des fonctions logiques ci-dessous :

$$D1 = \begin{cases} 1 & \text{Si D1 conductrice} \\ 0 & \text{Si non} \end{cases}$$

Les diodes D'1, D'2 et D'3 conduisent quand la tension entre leurs bornes est négative si non elles sont bloquées.

$$D'1 = \begin{cases} 1 & \text{Si } D'1 \text{ conductrice} \\ 0 & \text{Si non} \end{cases}$$

II.4.2/ Modélisation du filtre :

Le filtre LC est représenté par la figure suivante, il est formé d'une bobine d'inductance L pour atténuer les ondulations du courant et un condensateur de capacité C pour le filtrage de la tension redressée U .

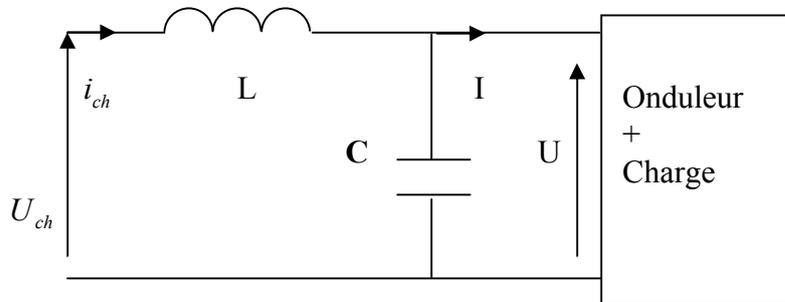


Fig.II.4 : Filtre L- C

$$U_{ch} = L \frac{di_{ch}}{dt} + U \quad \text{(II.15)}$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} (i_{ch} - I) \quad \text{(II.16)}$$

II .4.3/ Modélisation de l'onduleur de tension :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue- alternative, il permet de modifier de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir un signal contrôlé en fréquence et en amplitude.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue supposée idéale. La figure suivante représente le schéma simplifié de l'onduleur MLI à transistors.

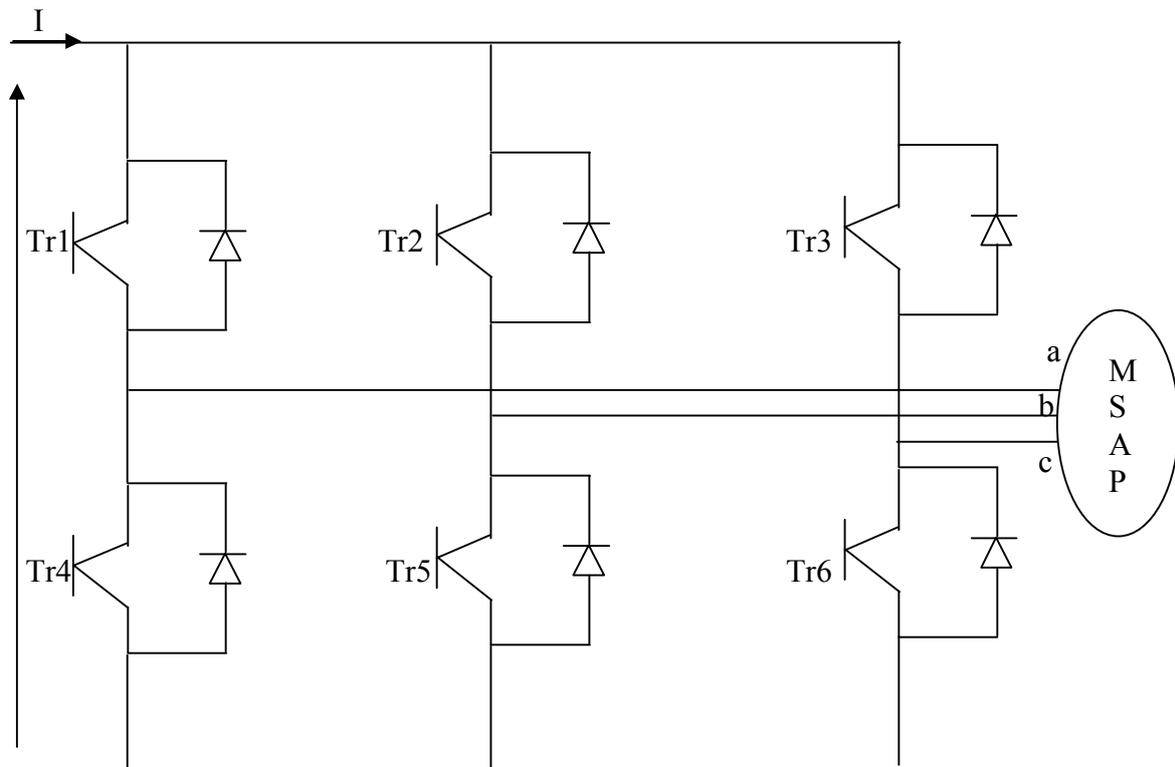


Fig.II.5 : Schéma simplifié de l'onduleur MLI à transistors

Ce convertisseur constitué de trois bras identiques, chaque bras est constitué de deux interrupteurs bidirectionnels, chacun d'eux est constitué d'un transistor et une diode en antiparallèle pour renvoyer l'alternance négative vers la source.

Le système diode- transistor est commandé à la fermeture et à l'ouverture.

Un transistor- diode est équivalent à un interrupteur K_i , les expressions des tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$U_{ab} = V_a - V_b$$

$$U_{bc} = V_b - V_c$$

$$U_{ca} = V_c - V_a$$

On aura :

$$V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca})$$

$$V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab})$$

$$V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc})$$

Avec :

$V_a + V_b + V_c = 0$ (Système triphasé équilibré) et on a un couplage étoile de l'enroulement statorique.

On associe une fonction logique F_i à chaque interrupteur et on obtient :

$F_i = 1$ si K_i est connecté à la borne (+) de la source

$F_i = -1$ si K_i est connecté à la borne (-) de la source

On aura :

$$U_{ab} = \frac{1}{2}U(F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = \frac{1}{2}U(F_2 - F_3)$$

$$U_{ca} = \frac{1}{2}U(F_3 - F_1)$$

Les tensions simples s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

II.5/ Modélisation de bloc commande de l'onduleur (MLI) [2,3, 10] :

II.5.1/ Principe de la modulation de largeur d'impulsions :

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsions ont comme principe de comparer l'onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (modulatrice).

La MLI est une forme de commande en créneaux ; dans le cas d'un onduleur alimenté par une source de tension continue, au lieu de former chaque alternance d'un seul créneau rectangulaire on aura une forme de plusieurs créneaux de largeur convenable.

Les intersections de l'onde de référence avec l'onde de la modulatrice, ceci se traduit comme suit :

-Pour l'alternance positive de la modulante, l'intersection de celle-ci avec une droite de pente négative de la porteuse entraîne l'allumage du transistor T_{r1} tandis que l'intersection avec une droite de pente positive provoque le blocage de ce transistor.

-Pour l'alternance négative, le transistor T_{r4} s'allume pendant l'intersection de la modulante avec la droite de pente positive et le bloque avec la droite de pente négative.

II.5.2/ Caractéristiques de la modulation :

Si le signal de référence est sinusoïdal, la modulation est caractérisée par les paramètres suivants :

L'indice de modulation $M_p = \frac{f_p}{f}$ tels que :

-Le coefficient de réglage en tension $r = \frac{U_r}{U_p}$

U_r : L'amplitude de référence.

U_p : La valeur crête de la porteuse.

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

III.1 / Commande vectorielle des MSAP :

Le principe [8] :

Quelque soit le but de la commande (régulation du couple, de vitesse ou de la position), le contrôle de couple du moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables i_d et i_q .

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Celles-ci, étant proportionnelles au courant efficace, nous amènent à minimiser $(i_d^2 + i_q^2)$ à couple voulu. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de i_d et i_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant i_d de manière que le couple soit proportionnel à i_q dans une plage de vitesse donnée. Dans les machines à rotor lisse, ou le couple ne dépend que de la composante du courant en quadrature i_q , la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro, $i_{dref} = 0$.

Mais dans les machines à pôles saillants, elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

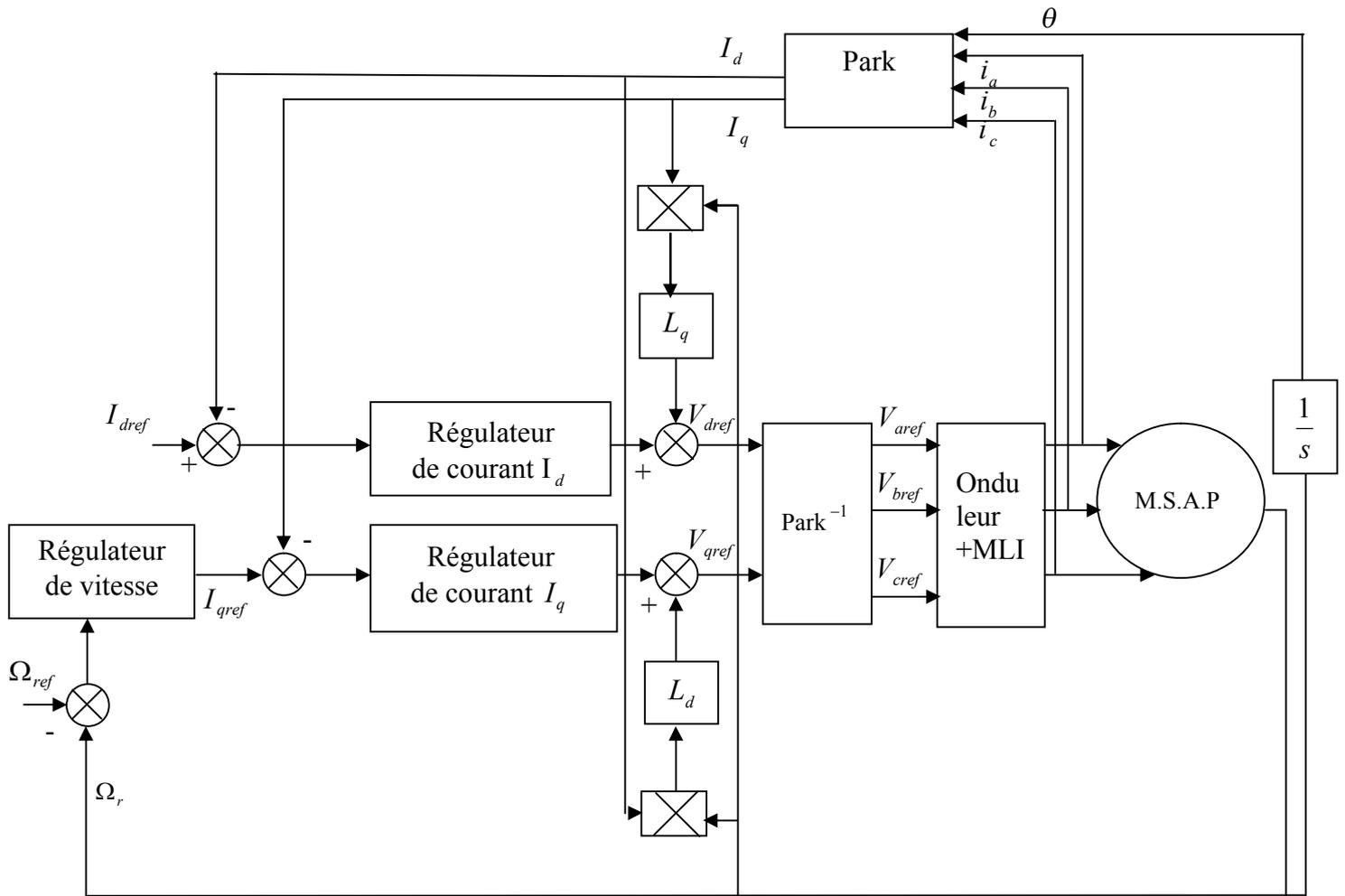


Fig.III.1: Schéma de la commande vectorielle de la MSAP.

III.2/ Synthèse des lois de commande de la MSAP :

Dans cette partie, nous mettons en œuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée et ceci peut se faire en incorporant à la machine une commande. Différentes lois de commande sont établies en utilisant des régulateurs de type proportionnel intégral (PI), des régulateurs (IP) et des régulateurs de type (PIP).

III.3/ Choix de l'algorithme de commande [13] :

Le couplage qui existe entre les deux équations 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 qui attaquent l'onduleur.

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

Avec : $e_q = w_s L_q I_q$

$$e_d = -(w_s L_d I_d + w_s \phi_f)$$

III.4 / Dimensionnement des régulateurs PI [11,12] :

Pour atteindre les objectifs recherchés à savoir, stabilité et précision avec un régulateur PI, dont la structure est imposée, plusieurs catégories d'approches sont possibles suivant l'information disponible sur le procédé, parmi ces approches, on peut citer la méthode de compensation de pôles et la méthode de placement de pôles.

II .4 .1/ Méthode de compensation de pôles :

La méthode de compensation de pôles consiste à égaliser le zéro du régulateur avec le pôle de la fonction de transfert du système à réguler. Cela permet d'avoir une première équation. On fixe ensuite les dynamiques de poursuite (constante de temps en boucle fermée), ce qui donne une deuxième équation. Ainsi le système des deux équations permet de calculer les deux coefficients du régulateur PI.

a) Dimensionnement du régulateur de courant i_d par la méthode de compensation de pôles :

selon l'axe d, le modèle de la machine est le suivant :

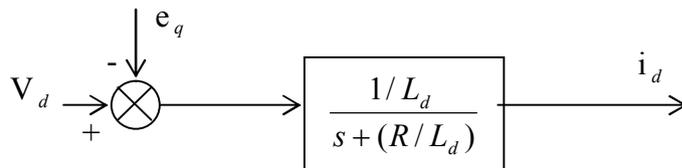


Fig.III.2 : Modèle de la machine suivant l'axe d.

$$\frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1/L_d}{s + R/L_d} = \frac{1/R}{1 + (L_d/R)s} = \frac{G_0}{1 + T_d s} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$G_0 = 1/R$$

$$T_d = L_d/R$$

En ajoutant un régulateur du type PI de fonction de transfert :

$$G(s) = K_{pd} \frac{s + K_{id} / K_{pd}}{s} \quad (\text{III.3})$$

Avec : K_{id} : gain intégral du régulateur.

K_{pd} : gain proportionnel du régulateur.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à l'entrée de commande V_d ($e_q=0$) sera alors :

$$\begin{aligned} \text{FTBO} &= K_{pd} \left[\frac{s + (K_{id} / K_{pd})}{s} \right] \left[\frac{G_0}{(1 + T_d s)} \right] \\ &= K_{pd} \left[\frac{s + (K_{id} / K_{pd})}{s} \right] \left[\frac{G_0 / T_d}{s + (1/T_d)} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = \frac{1}{T_d} \quad (\text{III.5})$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\text{FTBF} = \frac{(K_{pd}G_0)/T_d}{s + (K_{pd}G_0)/T_d} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$\text{FTBF peut s'écrire sous la forme } \frac{1}{1 + T_i s}$$

Avec :

$$T_i = \frac{T_d}{G_0 K_{pd}}$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{p_{bf} T_d}{G_0} \\ K_{id} = \frac{p_{bf}}{G_0} \end{cases} \quad \text{avec } p_{bf} = \frac{1}{T_i} \quad (\text{pôles en boucle fermée}) \quad (\text{III.7})$$

b) Réglage suivant l'axe q :

Selon l'axe q, le modèle de la machine est le suivant :

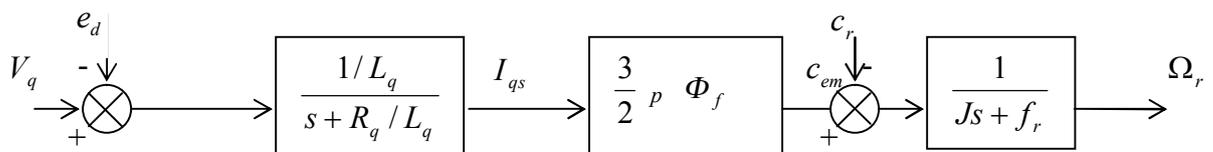


Fig.III.3 : Boucle de régulation de la vitesse

Réglage de la boucle interne de courant :

D'après l'équation (III.1) on aura :

$$I_q(s) = \frac{1/L_q (V_q(s) + E_d(s))}{s + (R/L_q)} \quad (\text{III.8})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à l'entrée de commande V_q ($e_d=0$)

sera alors :

$$\frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1/L_q}{s + R/L_q} = \frac{1/R}{1 + (L_q/R)s} = \frac{G_0}{1 + T_q s} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$G_0 = \frac{1}{R}, \quad T_q = \frac{L_q}{R}$$

En ajoutant un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouverte sera :

$$\begin{aligned} FTBO &= K_{pq} \left[\frac{s + (K_{iq}/K_{pq})}{s} \right] \left[\frac{G_0}{1 + T_q s} \right] \\ &= K_{pq} \left[\frac{s + (K_{iq}/K_{pq})}{s} \right] \left[\frac{G_0/T_q}{s + 1/T_q} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Avec : K_{iq} : gain intégral.

K_{pq} : gain proportionnel.

En utilisant la méthode de compensation de pôles on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = \frac{1}{T_q} = \frac{R}{L_q} \quad (\text{III.11})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF = \frac{K_{pq} G_0 / T_q}{s + K_{pq} G_0 / T_q} \quad (\text{III.12})$$

Qui peut se mettre sous :

$$F_{iq}(s) = \frac{1}{1 + T_{iq}s}, \quad \text{avec } T_{iq} = \frac{T_q}{G_0 K_{pq}}$$

$$\text{D'où : } \begin{cases} K_{pq} = \frac{L_q}{T_{iq}} \\ K_{iq} = \frac{K_{pq}}{T_q} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

c) Réglage de la boucle externe de la vitesse :

En supposant le couple résistant nul ($c_r = 0$), le courant sur l'axe q a atteint son régime permanent et sa valeur finale est i_{qref} .

- La fonction de transfert de la vitesse est :

$$\frac{\Omega_r(s)}{I_{qref}(s)} = \frac{3}{2} p \Phi_f \frac{1}{Js + f_r} \quad (\text{III.14})$$

En ajoutant un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$F_w(s) = \left[K_{pw} \frac{s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}}{s} \right] \left[\frac{3}{2} p \frac{\Phi_f}{f_r} \frac{1}{(J/f_r)s + 1} \right] = \left[K_{pw} \frac{s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}}{s} \frac{K_0}{T_w s + 1} \right] \quad (\text{III.15})$$

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

$$\frac{K_{iw}}{K_{pw}} = \frac{1}{T_w} \quad (\text{III.16})$$

La fonction de transfert devient :

$$F_w(s) = \frac{K_{pw}K_0 / T_w}{s} \quad (\text{III.17})$$

$$\text{Avec } K_0 = \frac{3}{2} p \frac{\Phi_f}{f_r}, \quad T_w = \frac{J}{f_r}, \quad T_w = 1.82 \text{ s}$$

-La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_w(s) = \frac{K_{pw}K_0 / T_w s}{1 + \frac{K_{pw}K_0}{T_w s}} = \frac{1}{\frac{T_w}{K_{pw}K_0} s + 1} \quad (\text{III.18})$$

$$\text{Avec } t_w = \frac{T_w}{K_{pw}K_0}, \text{ alors :}$$

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{T_w}{t_w K_0} \\ K_{iw} = \frac{1}{t_w K_0} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

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

Pour montrer cette influence de la méthode de calcul des régulateurs par compensation de pôle sur le comportement de la vitesse de la machine, on suppose que le courant a atteint son régime permanent, 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.

Le schéma de la boucle de vitesse est comme suit :

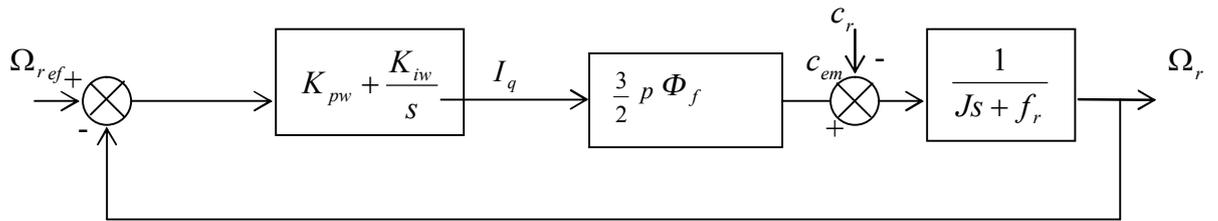


Fig.III.4 : boucle de régulation de vitesse du régulateur PI.

La fonction de transfert de la sortie Ω_r peut s'écrire comme suit :

$$\Omega_r(s) = \frac{1}{Js + f_r} \left[(\Omega_{ref}(s) - \Omega_r(s)) \frac{3}{2} \Phi_f p \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) - c_r \right] \quad (\text{III.20})$$

Après compensation du pôle dominant $\frac{f_r}{J}$ la sortie aura comme expression :

$$\Omega_r(s) = \frac{K_e K_{pw} f_r}{K_e K_{pw} f_r + Js} \Omega_{ref} - \frac{Js}{(Js + K_e K_{pw} f_r)(Js + f_r)} c_r \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$K_e = \frac{3}{2} p \Phi_f$$

en régime permanent :

$$s=0 \Rightarrow \Omega_r = \Omega_{ref}$$

la poursuite se fait alors à une dynamique dépendante du régulateur $\left(\frac{J}{K_{pw} K_e f_r} \right)$

le transfert entre la sortie et la perturbation est :

$$\frac{\Omega_r}{c_r} = - \frac{Js}{(Js + f_r)(Js + K_e K_{pw} f_r)} \quad (\text{III.22})$$

d'où :

$$\frac{\Omega_r}{c_r} = - \frac{s}{\left(s + \frac{f_r}{J} \right) \left(s + \frac{K_e K_{pw} f_r}{J} \right)} \quad (\text{III.23})$$

cette fonction de transfert possède deux pôles dont $\frac{f_r}{J}$ est le pôle dominant donc la perturbation s'annule avec un temps indépendant des paramètres du régulateur qui est égal à la constante de temps mécanique de la machine ($\frac{J}{f_r}$).

e) Résultats de simulation :

La simulation numérique de cette commande est faite en utilisant Matlab simulink. Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs PI calculés avec la méthode de compensation de pôles illustrés par la figure (III.5) montrent que :

-Le couple électromagnétique présente un pic de 2.5 (Nm), puis se stabilise pratiquement à zéro au régime stationnaire, l'allure du couple est affectée par la fréquence de la MLI.

-l'allure de la vitesse à vide est semblable à celle d'un système du premier ordre, avec un temps de réponse de 0.4ms.

-Les courants statoriques dans le repère de Park I_d et I_q présentent un très bon découplage.

La composante I_d est maintenue à zéro par le régulateur de courant I_d .

La composante I_q présente un pic au démarrage de 2.12 (A), puis s'annule rapidement.

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

La figure (III.6) représente la réponse en vitesse à vide à une consigne variable ; nous remarquons le bon suivi de cette consigne, ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

En appliquant une perturbation de valeur $c_r = 2$ Nm à l'instant $t = 0.5$ s, nous remarquons sur la figure (III.7) que le couple répond rapidement à l'effet de cette dernière et se stabilise pratiquement à cette dernière et que la vitesse subit une diminution qui va se rétablir lentement à la dynamique du système.

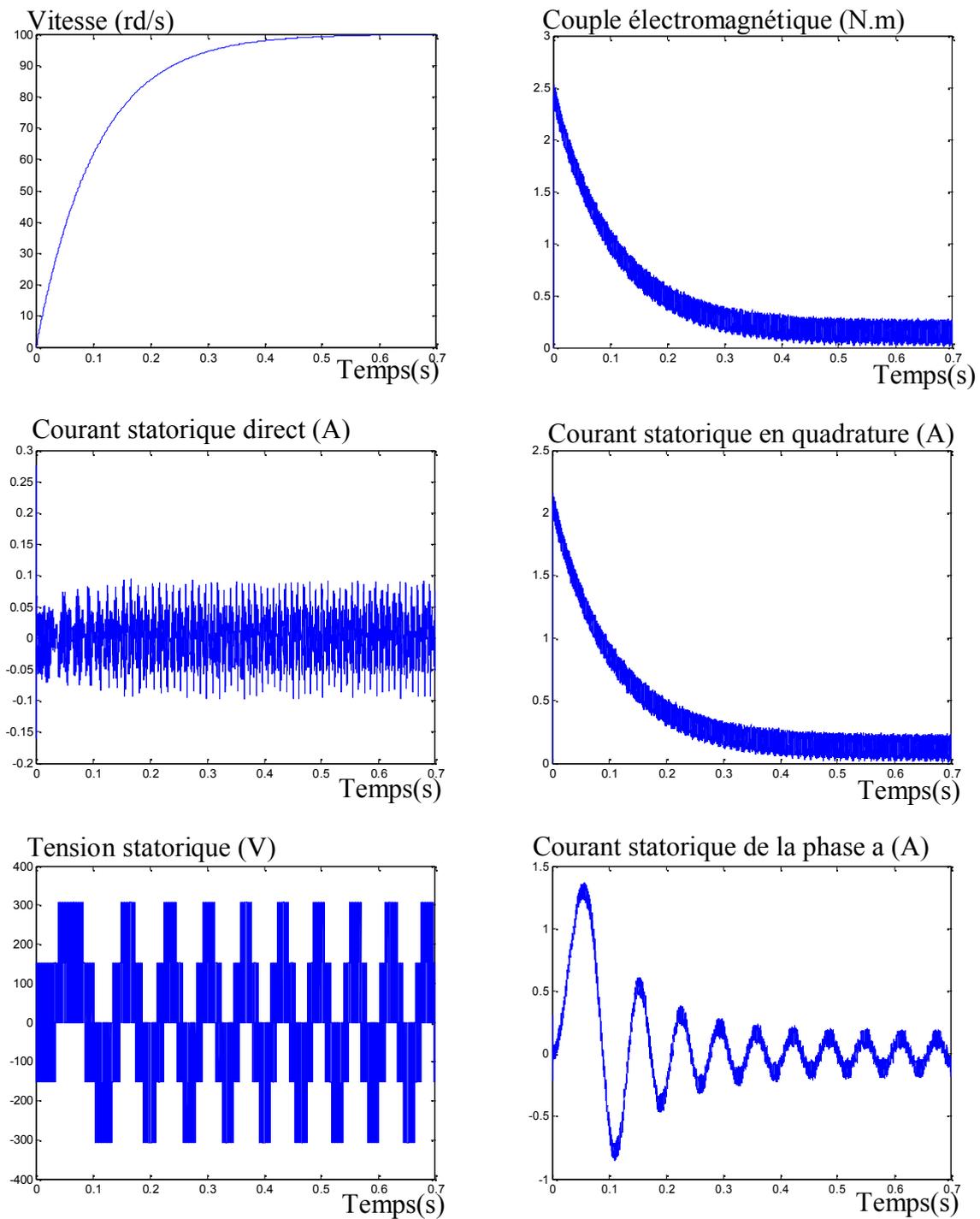


Fig.III.5 : Commande de vitesse avec des régulateurs PI avec compensation des pôles à vide.

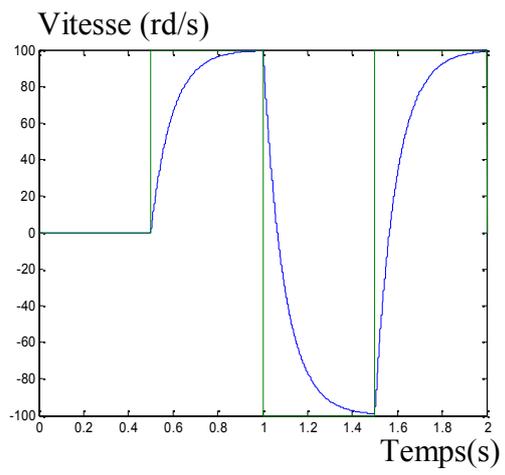


Fig.III.6 : réponse de vitesse à une consigne variable.

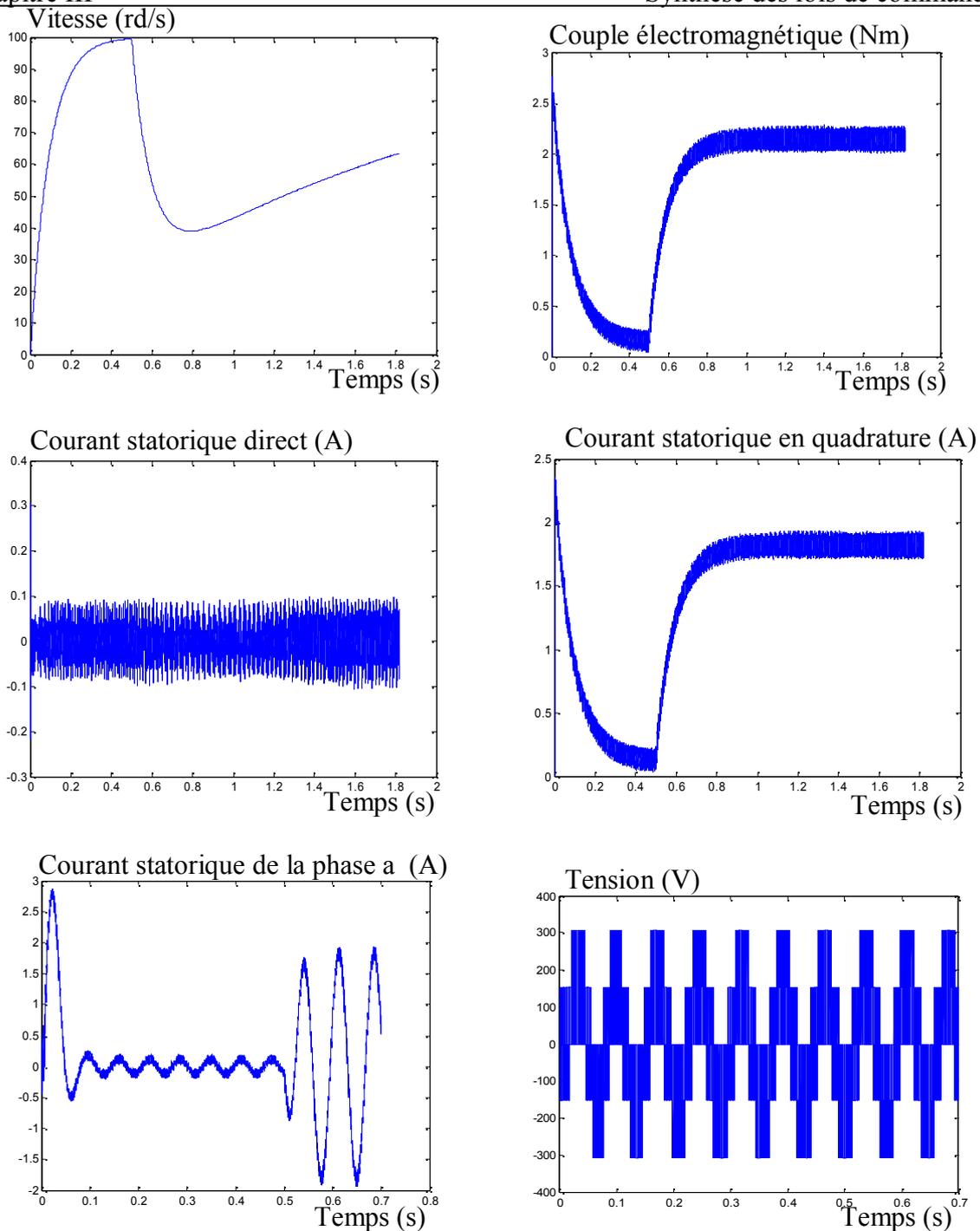


Fig.III.7 : commande de vitesse avec des régulateurs PI dimensionnés par la méthode de placement des pôles avec application d'un couple résistant de 2Nm .

III.4.2/ Calcul des régulateurs PI par placement des pôles :

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

a) Régulation du courant I_d :

$$FTBF = \frac{\frac{G_0 K_{pd}}{T_d} s + \frac{G_0 K_{id}}{T_d}}{s^2 + \frac{G_0 K_{pd} + 1}{T_d} s + \frac{G_0 K_{id}}{T_d}} \quad (\text{III.24})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique d'un système du 2^{ème} ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique :

$$F(s) = \frac{K w_n^2}{s^2 + 2z w_n s + w_n^2} \quad (\text{III.25})$$

On obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} w_{nd}^2 = \frac{G_0 K_{id}}{T_d} \\ 2z w_{nd} = \frac{G_0 K_{pd} + 1}{T_d} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_{id} = \frac{T_d w_{nd}^2}{G_0} \\ K_{pd} = \frac{2z w_{nd} T_d - 1}{G_0} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

b) régulation du courant I_q :

$$FTBF = \frac{\frac{G_0 K_{pq}}{T_q} s + \frac{G_0 K_{iq}}{T_q}}{s^2 + \frac{G_0 K_{pq} + 1}{T_q} s + \frac{G_0 K_{iq}}{T_q}} \quad (\text{III.27})$$

D'où :

$$\Rightarrow \begin{cases} K_{iq} = \frac{T_q w_{nq}^2}{G_0} \\ K_{pq} = \frac{2z w_{nq} T_q - 1}{G_0} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

c) régulation de vitesse :

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{\frac{K_{pw} K_0}{T_w} s + \frac{K_{iw} K_0}{T_w}}{s^2 + \frac{K_{pw} K_0 + 1}{T_w} s + \frac{K_{iw} K_0}{T_w}} \quad (\text{III.29})$$

D'où :

$$\begin{cases} w_{nw}^2 = \frac{K_{iw} K_0}{T_w} \\ 2z w_{nw} = \frac{K_{pw} K_0 + 1}{T_w} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_{iw} = \frac{T_w w_{nw}^2}{K_0} \\ K_{pw} = \frac{2z w_{nw} T_w - 1}{K_0} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Remarque : nous remarquons que la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée possède un zéro. Les pôles peuvent être fixés par les paramètres du régulateur et le zéro se place automatiquement à une valeur z_0 .

d) Influence de la méthode de calcul des régulateurs par placement de pôles sur le comportement de la vitesse en boucle fermée :

On a toujours la sortie qui est donnée par :

$$\Omega_r(s) = \frac{1}{Js + f_r} \left[(\Omega_{ref}(s) - \Omega_r(s)) \frac{3}{2} \Phi_f p \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) - c_r \right] \quad (\text{III.31})$$

Après développement on obtient :

$$\Omega_r = \frac{K_e K_{pw} s + K_e K_{iw}}{Js^2 + (K_e K_{pw} + f_r)s + K_e K_{iw}} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_e K_{pw} + f_r)s + K_e K_{iw}} c_r \quad (\text{III.32})$$

au régime permanent on aura :

$$\Omega_r = \Omega_{ref}$$

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

$$A(s) = \frac{s}{Js^2 + (K_e K_{pw} + f_r)s + K_e K_{iw}} = \frac{sw_n^2}{s^2 + 2zw_n s + w_n^2} \quad (\text{III.33})$$

e) Simulation et interprétation :

La simulation numérique de cette commande est faite en utilisant Matlab simulink. Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs PI calculés avec la méthode de placement de pôles illustrés par la figure (III.8), montrent que :

- Le couple électromagnétique présente un pic de 5.6 (Nm), puis se stabilise pratiquement à zéro au régime stationnaire, l'allure du couple est affectée par la fréquence de la MLI.
- l'allure de la vitesse à vide est semblable à celle d'un système de deuxième ordre, avec un temps de réponse de 0.4ms.
- Les courants statoriques dans le repère de Park I_d et I_q présentent un très bon découplage.

La composante I_d est maintenue à zéro par le régulateur de courant I_d .

La composante I_q présente un pic au démarrage de 4.8 (A), puis s'annule rapidement.

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI

La figure (III.9) représente la réponse en vitesse à vide à une consigne variable ; nous remarquons le bon suivi de cette consigne, ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

.

En appliquant une perturbation de valeur $c_r = 2 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$, nous remarquons sur la figure (III.10) que le couple répond rapidement à l'effet de cette dernière et se stabilise pratiquement à sa valeur et que la vitesse subit une diminution.

On constate néanmoins une nette amélioration au niveau du temps de rejet de la perturbation ceci est justifié par le fait que la dynamique du rejet est aussi imposée par la pulsation ω_n .

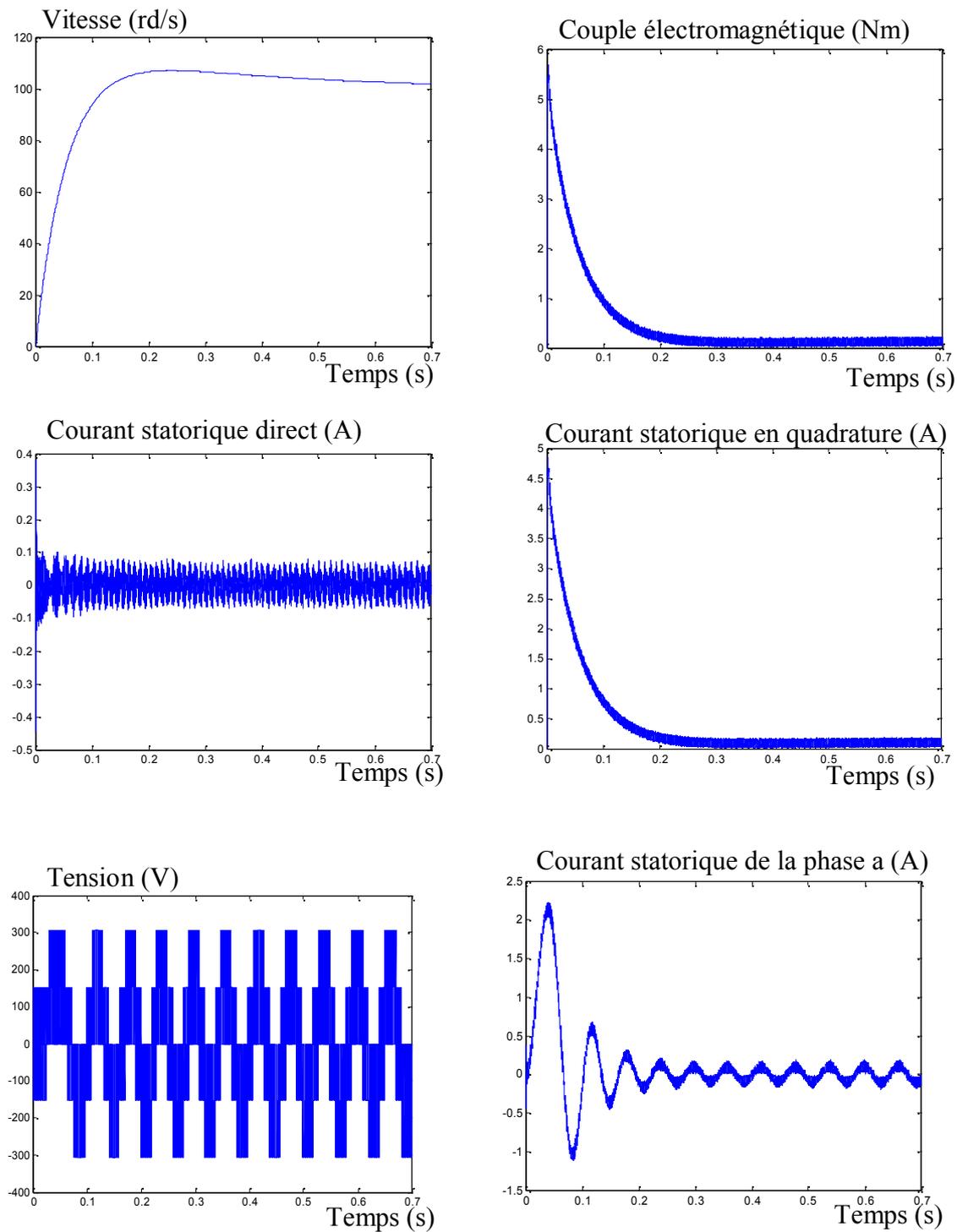


Fig. III.8 : commande de vitesse des régulateurs PI dimensionnés par placement des pôles.

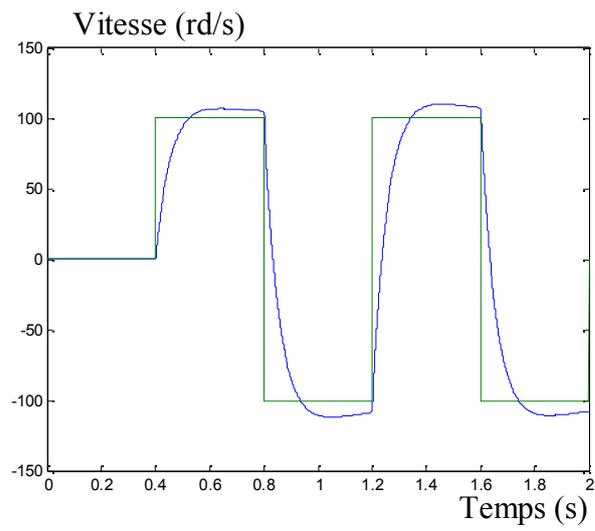


Fig.III.9 : réponse de vitesse à une consigne variable.

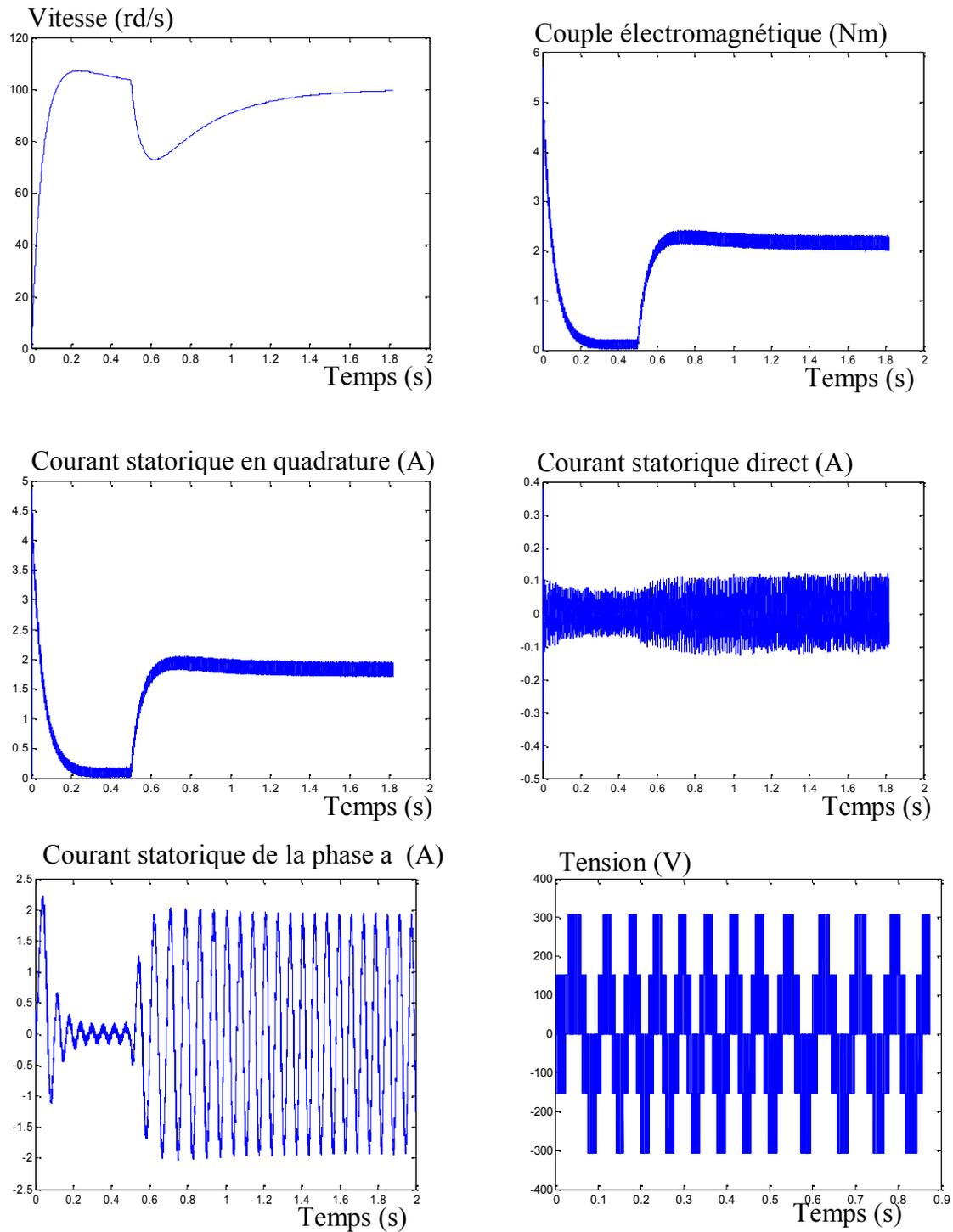


Fig.III.10 : commande de vitesse avec des régulateurs PI dimensionnés par la méthode de placement des pôles avec application d'un couple résistant de 2Nm

III.5/ Dimensionnement du régulateur IP :

III.5.1/ Régulation du courant I_d :

Selon l'axe d le modèle de la machine est le suivant :

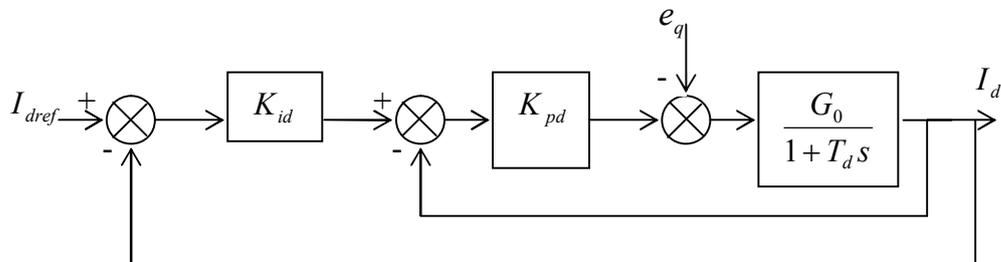


Fig.III.11 : Boucle de régulation du courant I_d

La fonction de transfert en boucle fermée est :

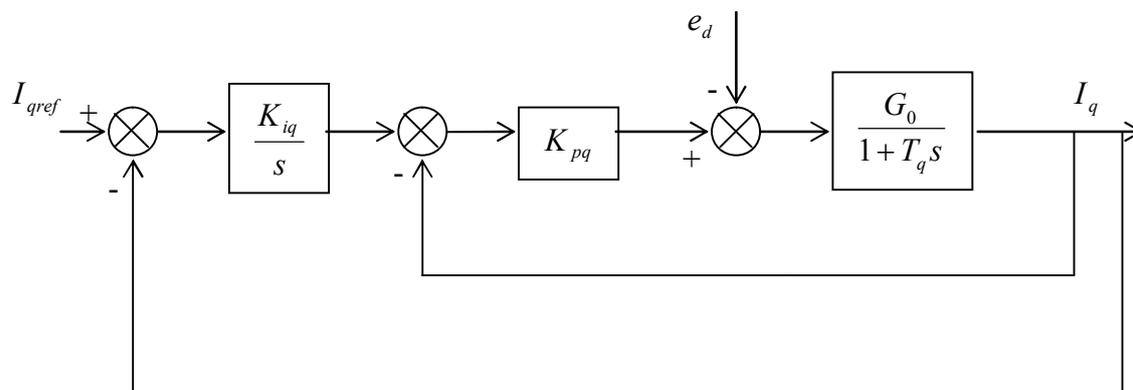
$$FTBF = \frac{K_{id} K_{pd} G_0 / T_d}{s^2 + \left(\frac{1 + K_{pd} G_0}{T_d}\right)s + \frac{K_{id} K_{pd} G_0}{T_d}} \quad (\text{III.34})$$

Par identification avec un système de deuxième ordre de fonction de transfert :

$$F(s) = \frac{K w_{nd}^2}{s^2 + 2z w_{nd} s + w_{nd}^2}$$

On aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} w_{nd}^2 = \frac{K_{pd} K_{id} G_0}{T_d} \\ 2z w_{nd} = \frac{1 + K_{pd} G_0}{T_d} \end{array} \right. \quad \text{D'où} \quad \left\{ \begin{array}{l} K_{pd} = \frac{2z w_{nd} T_d - 1}{G_0} \\ K_{id} = \frac{w_{nd}^2 T_d}{2z w_{nd} T_d - 1} \end{array} \right. \quad (\text{III.35})$$

III.5.2/ Régulation du courant I_q :Fig.III.12 : Boucle de régulation du courant I_q .

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF = \frac{K_{iq} K_{pq} G_0 / T_q}{s^2 + \left(\frac{1 + K_{pq} G_0}{T_q}\right)s + \frac{K_{iq} K_{pq} G_0}{T_q}} \quad (\text{III.36})$$

Par identification avec un système du deuxième ordre de fonction de transfert :

$$F(s) = \frac{K w_{nq}^2}{s^2 + 2z w_{nq} s + w_{nq}^2}$$

On aura:

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{2z w_{nq} T_q - 1}{G_0} \\ K_{iq} = \frac{w_{nq}^2 T_q}{2z w_{nq} T_q - 1} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

III.5.3/ Calcul du régulateur de vitesse :

Soit le schéma du régulateur représenté par la figure :

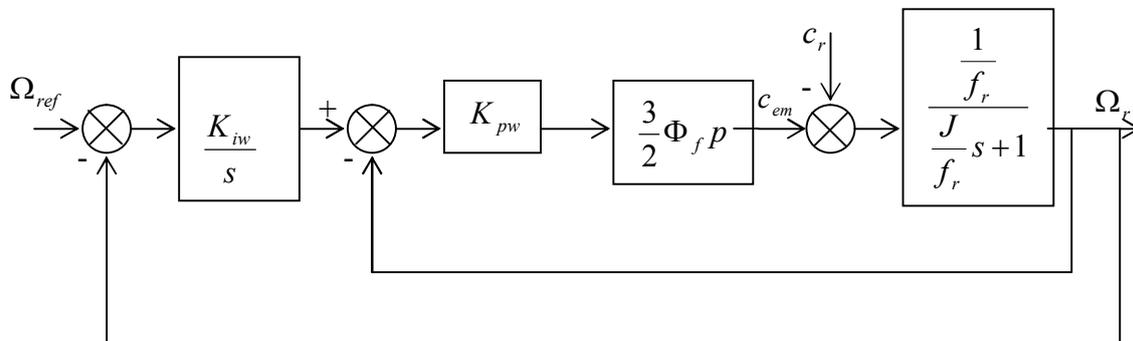


Fig.III.13 : boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{K_{iw} K_{pw} K_0 / T_w}{s^2 + \left(\frac{1 + K_{pw} K_0}{T_w}\right)s + \frac{K_{iw} K_{pw} K_0}{T_w}} \quad (\text{III.38})$$

Par identification avec un système du deuxième ordre on aura :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2z\omega_{nw} T_w - 1}{K_0} \\ K_{iw} = \frac{T_w \omega_{nw}^2}{2z\omega_{nw} T_w - 1} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Remarque : La relation (III.38) ne possède pas un zéro.

III.5.4/ Etude du comportement de la vitesse en utilisant un régulateur IP :

Pour montrer l'influence du régulateur IP sur le comportement de la vitesse vis à vis de la consigne et de la perturbation on considère que la boucle interne du courant a atteint son régime permanent, on ne retient donc que la dynamique de la boucle externe de vitesse.

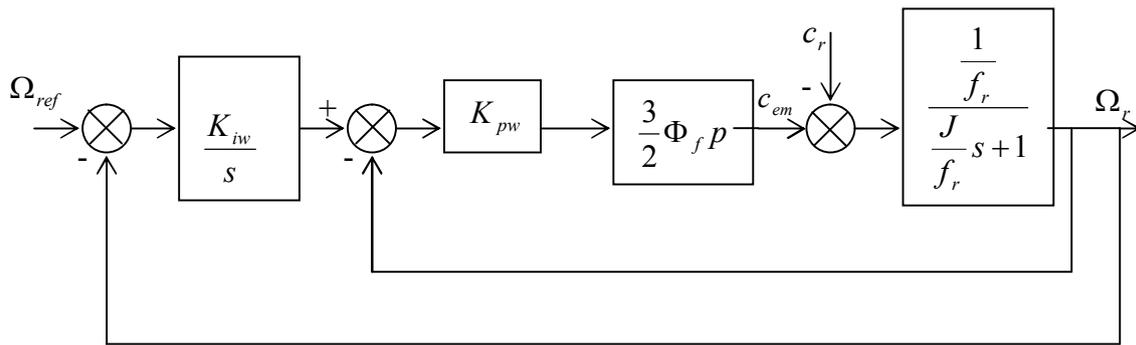


Fig.III.14 : boucle de régulation de vitesse avec intégration du couple résistant.

On peut exprimer la sortie en fonction de l'entrée de consigne Ω_{ref} et la perturbation c_r

$$\Omega_r(s) = \left[\left[(\Omega_{ref} - \Omega_r) \left(\frac{K_{iw}}{s} \right) - \Omega_r \right] K_{pw} K_e - c_r \right] \frac{1}{Js + f_r} \quad (\text{III.40})$$

$$\text{Avec } K_e = \frac{3}{2} p \Phi_f$$

On trouve alors :

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_{iw} K_{pw} K_e}{Js^2 + (f_r + K_{pw} K_e)s + K_{iw} K_{pw} K_e} \quad (\text{III.41})$$

$$\frac{\Omega_r(s)}{c_r} = \frac{s}{Js^2 + (f_r + k_{pw} K_e)s + K_{iw} K_{pw} K_e} \quad (\text{III.42})$$

La fonction de transfert vis-à-vis de la perturbation est fixée par les paramètres du régulateur, ceci permet donc de l'améliorer. La fonction de transfert montre que les paramètres du régulateur permettent de fixer les deux pôles.

III.3.5/ Simulation et interprétation :

La simulation numérique de cette commande est faite en utilisant Matlab simulink.

Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs IP illustrés par la figure (III.15), montrent que :

-Le couple électromagnétique présente un pic 2.1 (Nm), puis se stabilise pratiquement à zéro au régime stationnaire, l'allure du couple est affectée par la fréquence de la MLI.

-l'allure de la vitesse à vide est semblable à celle d'un système du deuxième ordre, avec un temps de réponse de 0.4ms.

-Les courants statoriques dans le repère de Park I_d et I_q présentent un très bon découplage

La composante I_d est maintenue à zéro par le régulateur de courant I_d .

La composante I_q présente un pic au démarrage de 1.8 (A), puis s'annule rapidement.

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

La figure (III.16) représente la réponse en vitesse à vide à une consigne variable ; nous remarquons le bon suivi de cette consigne, ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

En appliquant une perturbation de valeur $c_r = 2$ Nm à l'instant $t = 0.5$ s, nous remarquons sur la figure (III.17) que la vitesse est peu sensible aux variations de la charge ou on a une légère diminution et une augmentation du couple électromagnétique.

On constate néanmoins une nette amélioration au niveau du temps de rejet de la perturbation ceci est justifié par le fait que la dynamique de rejet est aussi imposé par la pulsation w_n .

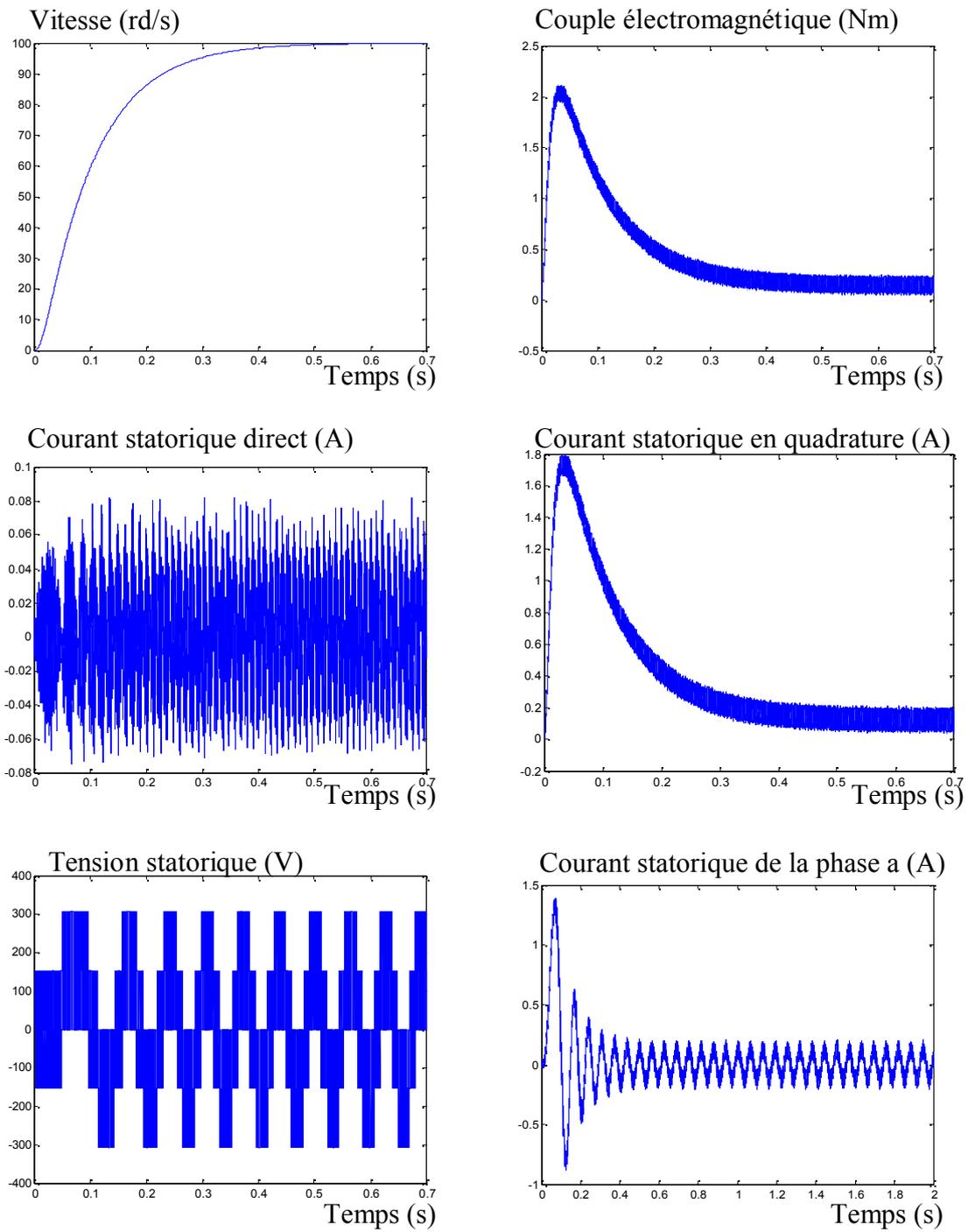


Fig.III.15 : Commande de vitesse avec des régulateurs I.P sans application d'un couple résistant

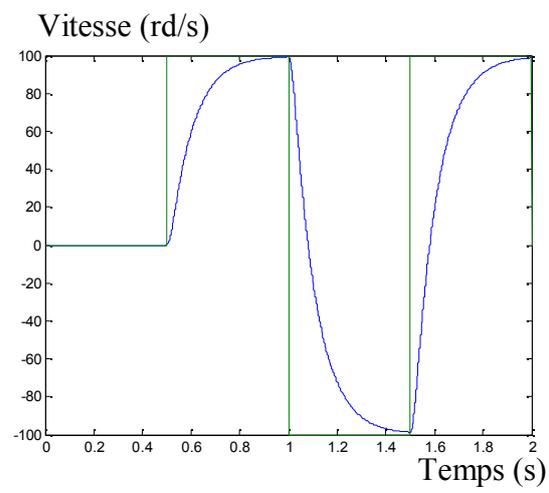


Fig.III.16 : Réponse de vitesse à une consigne variable.

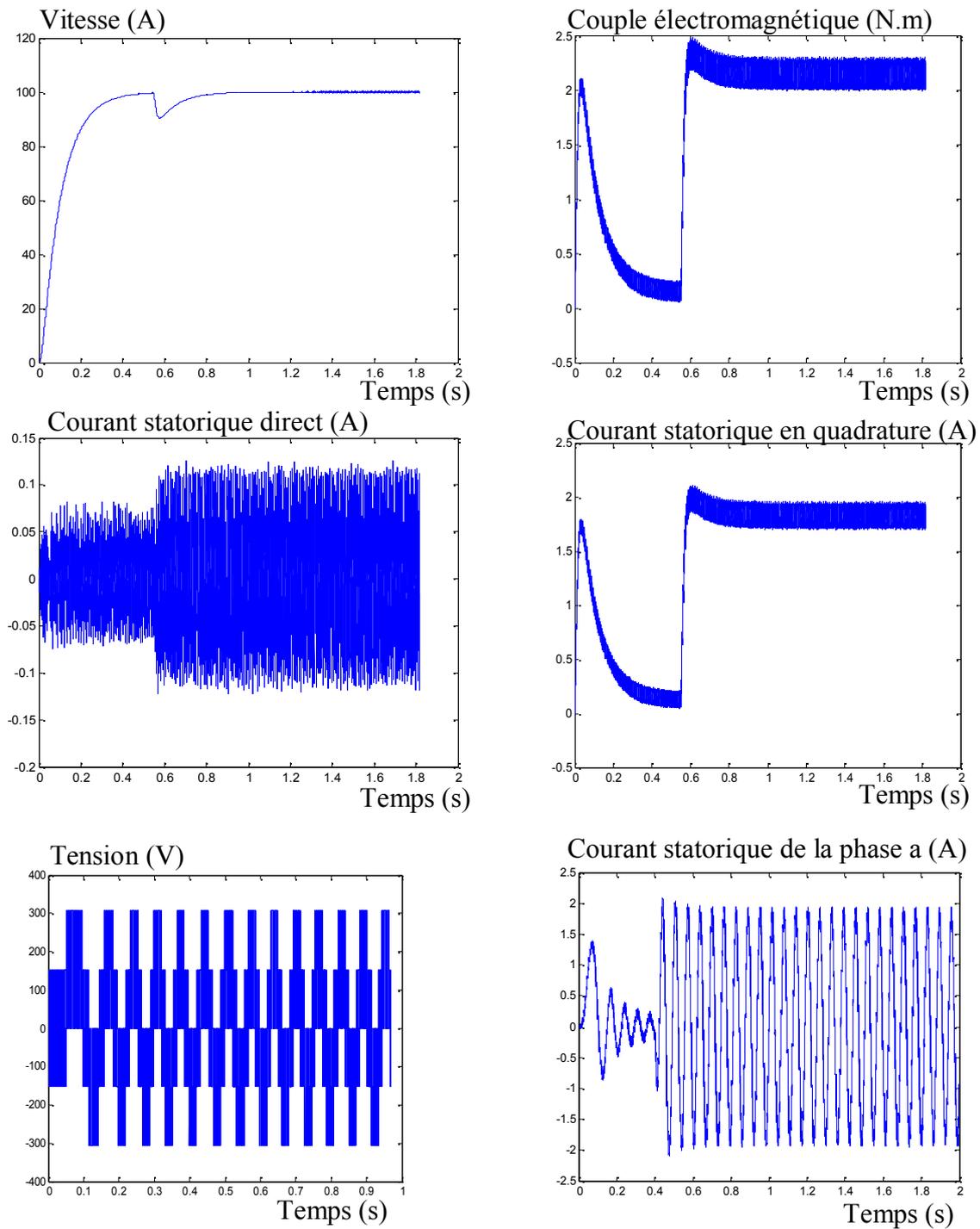


Fig.III.17 : commande avec des régulateurs I.P avec application d'un couple résistant de 2Nm.

III.6/ Dimensionnement du régulateur PIP [13] :

Le régulateur PIP est un régulateur avec une structure innovante. Le problème majeur avec un régulateur PI est qu'il y a le zéro et les deux pôles à placer avec deux coefficients seulement.

En ajoutant un retour sur la sortie du PI, un troisième coefficient est alors introduit. Il permet avec les paramètres du régulateur PI de fixer les pôles et le zéro indépendamment les uns des autres permettant ainsi d'éviter le problème de la compensation ou du compromis. Le schéma général d'une régulation utilisant un régulateur PIP est illustré par la figure suivante :

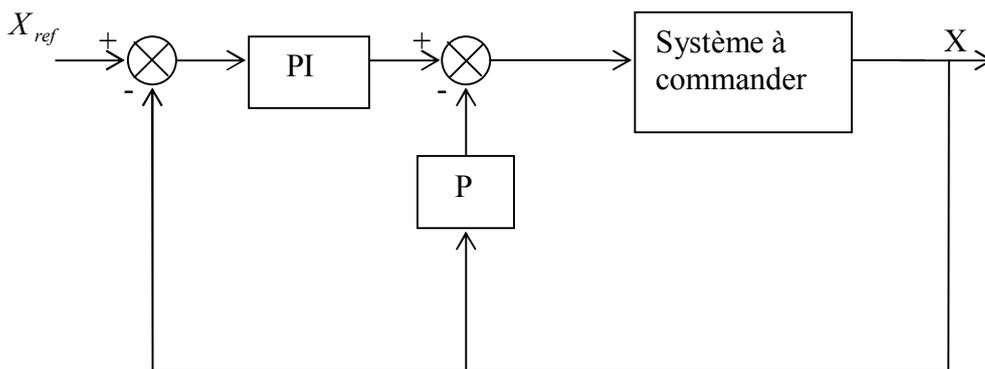


Fig.III.18 : schéma bloc de la commande par régulateur PIP.

III.6.1/ Régulation du courant I_d :

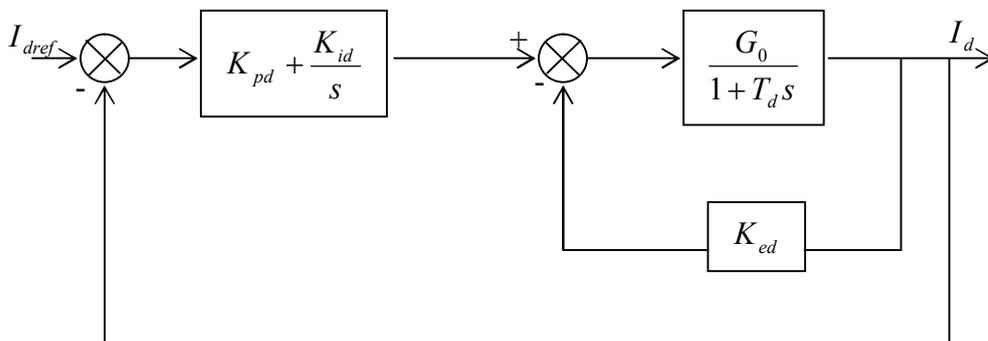


Fig.III.19 : boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$FTBF = \frac{\frac{G_0 K_{pd}}{T_d} s + \frac{K_{id} G_0}{T_d}}{s^2 + \left[\frac{1 + K_{pd} G_0 + K_{ed} G_0}{T_d} \right] s + \frac{K_{id} G_0}{T_d}} \quad (\text{III.43})$$

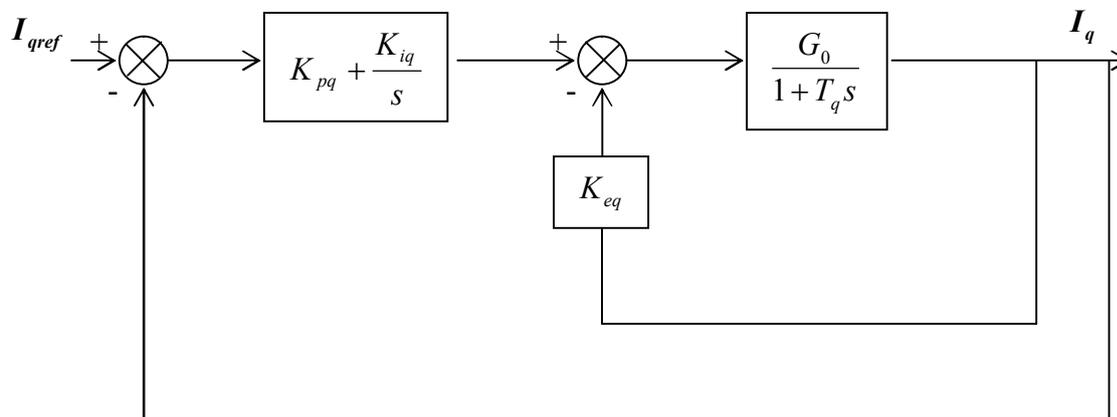
Cette équation montre qu'il existe toujours un zéro et deux pôles à fixer, mais dans ce cas il y a trois paramètres qui permettent de le faire. Pour cela on doit écrire cette fonction de transfert de façon à faire apparaître les deux pôles et le zéro.

Comme le dénominateur est du second ordre on l'identifie à celui d'un second ordre à deux pôles complexes conjugués.

$$F(s) = \frac{w_{nd}^2 \left[\frac{1}{z_0} s + 1 \right]}{s^2 + 2z w_{nd} s + w_{nd}^2} \quad (\text{III.44})$$

Par identification on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{id} = \frac{w_{nd}^2 T_d}{G_0} \\ K_{pd} = \frac{w_{nd}^2 T_d}{G_0 z_0} \\ K_{ed} = \frac{2T_d z w_{nd} - \frac{w_{nd}^2 T_d}{z_0} - 1}{G_0} \end{array} \right. \quad (\text{III.45})$$

III.6.2/ Régulation du courant I_q :Fig.20 boucle de régulation du courant I_q .

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{\frac{G_0 K_{pq}}{T_q} s + \frac{K_{iq} G_0}{T_q}}{s^2 + \left[\frac{1 + K_{pq} G_0 + K_{eq} G_0}{T_q} \right] s + \frac{K_{iq} G_0}{T_q}} \quad (\text{III.46})$$

Par identification avec l'équation (III.44) on aura :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{w_{nq}^2 T_q}{G_0} \\ K_{pq} = \frac{w_{nq}^2 T_q}{G_0 z_0} \\ K_{eq} = (2T_q z w_{nq} - \frac{w_{nq}^2 T_q}{z_0} - 1) / G_0 \end{cases} \quad (\text{III.47})$$

III.6.3/ Calcul du régulateur de vitesse :

On considère que la boucle interne du courant a atteint son régime permanent pour ne garder que la boucle externe de vitesse. Dans ce cas le schéma de commande suivant l'axe q est le suivant :

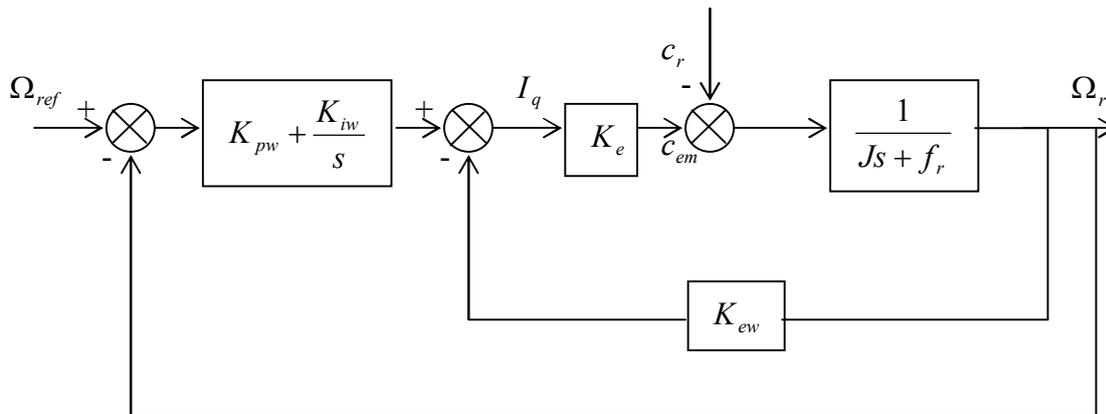


Fig.III.21 : Schéma de régulation de la boucle de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{(K_0 K_{pw} s + K_{iw} K_0) / T_w}{s^2 + \left(\frac{K_{ew} K_0 + K_{pw} K_0 + 1}{T_w} \right) s + \frac{K_{iw} K_0}{T_w}} \tag{III.48}$$

ar identification avec l'équation (III.44) on aura :

$$\begin{cases} z_0 = \frac{K_{iw}}{K_{pw}} \\ K_{iw} = \frac{w_{nw}^2 T_w}{K_0} \\ K_{pw} = \frac{w_{nw}^2 T_w}{K_0 z_0} \\ K_{ew} = \frac{w_{nw}^2 T_w - 2 z z_0 w_{nw} T_w - z_0}{K_0 z_0} \end{cases} \tag{III.49}$$

Remarque : L'équation (III.48) montre que ce régulateur introduit un zéro mais qui peut être fixé avec les paramètres du régulateur de vitesse.

III.6.4/ Etude du comportement de la vitesse en utilisant un régulateur PIP :

Pour montrer l'influence du régulateur PIP sur le comportement de la vitesse vis-à-vis la consigne et de la perturbation, on considère que la boucle interne du courant a atteint son régime permanent pour ne garder que la boucle externe de vitesse. Dans ce cas le schéma de commande suivant l'axe q se simplifie et devient tel que c'est représenté sur la figure :

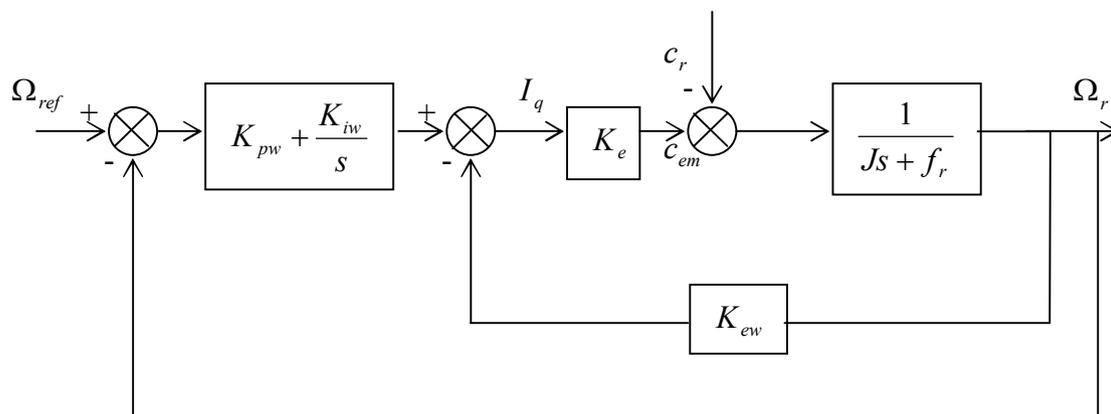


Fig.III.22 : Schéma de régulation de la boucle de vitesse avec intégration du couple résistant

L'expression de la sortie Ω_r en fonction de l'entrée de consigne Ω_{ref} et de la perturbation c_r :

$$\Omega_r(s) = \left\{ \left[(\Omega_{ref} - \Omega_r) \left(K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) - K_{ew} \Omega_r \right] K_e - c_r \right\} \frac{1}{Js + f_r} \quad (\text{III.50})$$

On trouve alors :

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_{pw} K_e s + K_{iw} K_e}{Js^2 + (K_{pw} K_e + K_{ew} K_e + f_r) s + K_{iw} K_e} \quad (\text{III.51})$$

$$\frac{\Omega_r(s)}{c_r(s)} = \frac{s}{Js^2 + (K_{pw}K_e + K_{ew}K_e + f_r)s + K_{iw}K_e} \quad (\text{III.52})$$

La fonction de transfert vis à vis de la perturbation montre que la dynamique du rejet de la perturbation est fixe par les paramètres du régulateur, ceci permet donc de l'améliorer. De plus, au vue de la fonction de transfert vis-à-vis de la consigne, on voit que les paramètres du régulateur permettent de fixer les deux pôles ainsi le zéro.

III.6.5/ Interprétation :

La simulation numérique de cette commande est faite en utilisant Matlab simulink. Les résultats de simulation obtenus en utilisant des régulateurs PIP illustrés par la figure (III.23), montrent que :

- Le couple électromagnétique présente un pic de 8.7 (Nm), puis se stabilise pratiquement à 0.28 (Nm) au régime stationnaire, l'allure du couple est affectée par la fréquence de la MLI.
- l'allure de la vitesse à vide est semblable à celle d'un système du deuxième ordre, avec un temps de réponse de 0.4ms.
- Les courants statoriques dans le repère de Park I_d et I_q présentent un très bon découplage.

La composante I_d est maintenue à zéro par le régulateur de courant I_d .

La composante I_q présente un pic au démarrage de 7.4 (A), puis s'annule rapidement.

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

La figure (III.24) représente la réponse en vitesse à vide à une consigne variable ; nous remarquons le bon suivi de cette consigne, ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

En appliquant une perturbation de valeur $c_r = 2$ Nm à l'instant $t = 0.5$ s, nous remarquons sur la figure (III.25) que la vitesse est peu sensible aux variations de la charge ou on a une légère diminution.

Cette dernière est rejetée très rapidement par rapport aux régulateurs PI et IP.

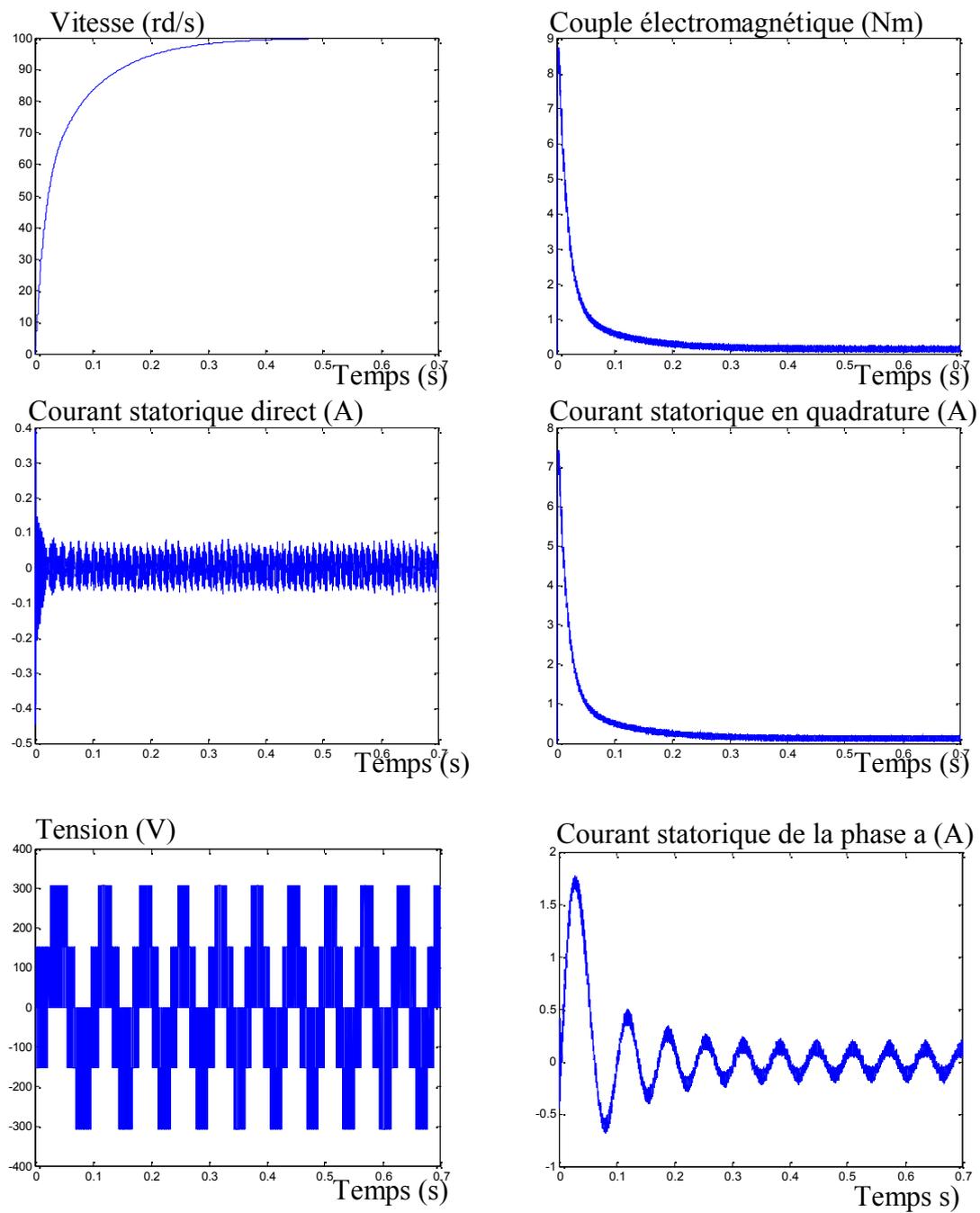


Fig.III.23 : commande de vitesse avec des régulateurs PIP sans application d'un couple résistant.

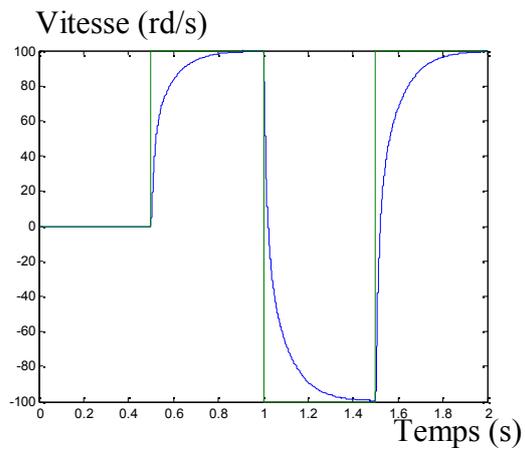


Fig.III.24 : réponse de la vitesse à une consigne variable en utilisant un régulateur PIP.

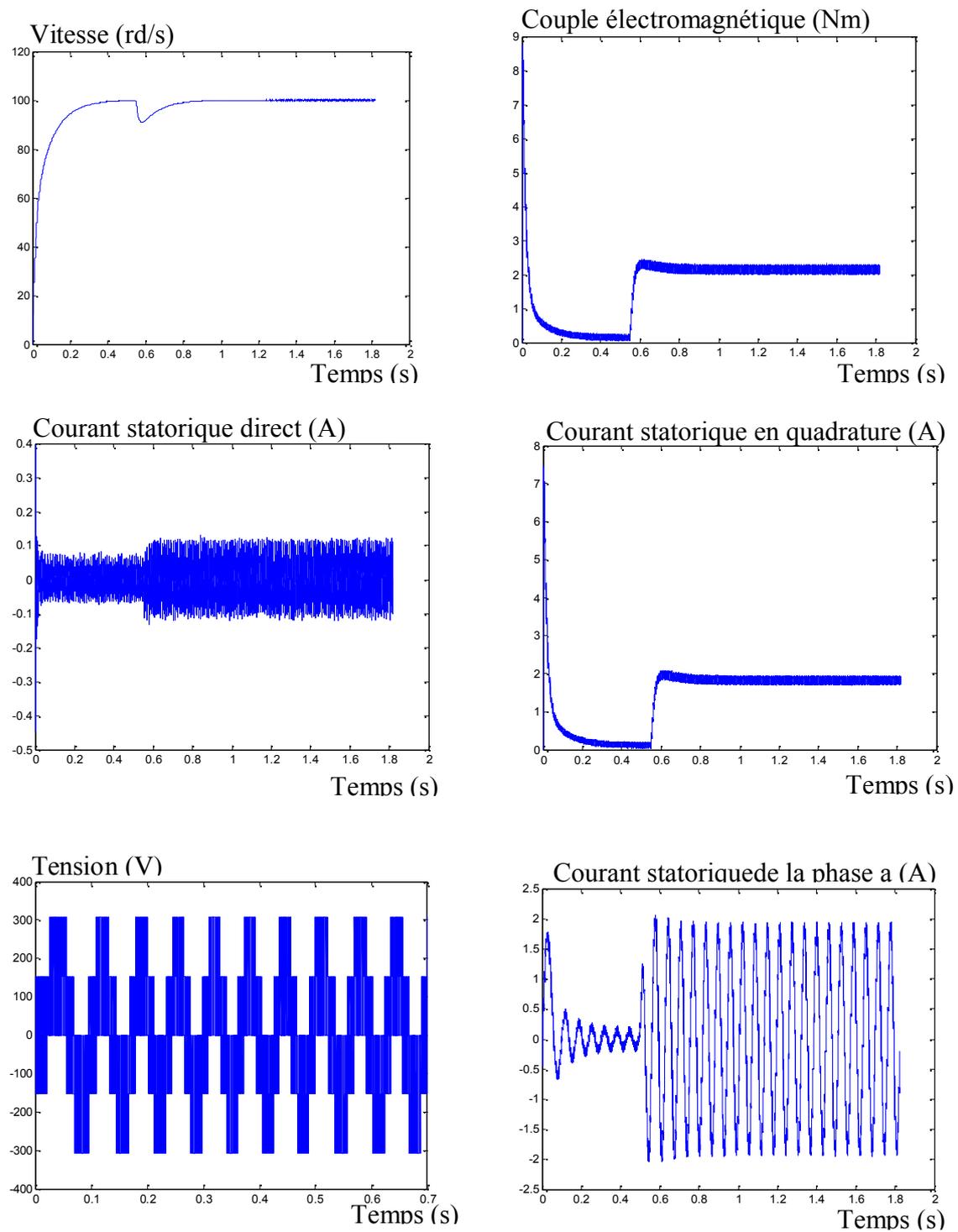


Fig.III.25 : commande de vitesse des régulateurs P.I.P avec application d'un couple résistant de 2Nm.

III.7/ La robustesse des différentes commandes vis-à-vis des variations paramétriques:

La robustesse d'une commande est sa capacité de surmonter l'incertitude du modèle sur lequel est basé sa synthèse et son application réelle. Ces incertitudes peuvent être soit vis-à-vis des paramètres, problème d'identification, soit vis-à-vis de la simplification de la dynamique du modèle, problème de modélisation.

Les résultats précédents ont montré la robustesse de la machine en inversant la référence de la vitesse et en injectant une perturbation de couple résistant. Maintenant nous allons étudier l'incertitude sur les constantes de temps électrique et mécanique. La résistance R_s et l'inductance statorique L_s ainsi que le moment d'inertie J identifiées de la machine. Les figures qui suivent montrent respectivement l'évolution de la vitesse pour une augmentation de 50% de la résistance statorique et une diminution de 50% de l'inductance statorique et une augmentation de 50% du moment d'inertie par rapport aux paramètres identifiés de la machine.

III.7.1/ Test de robustesse aux variations paramétrique sur la vitesse :

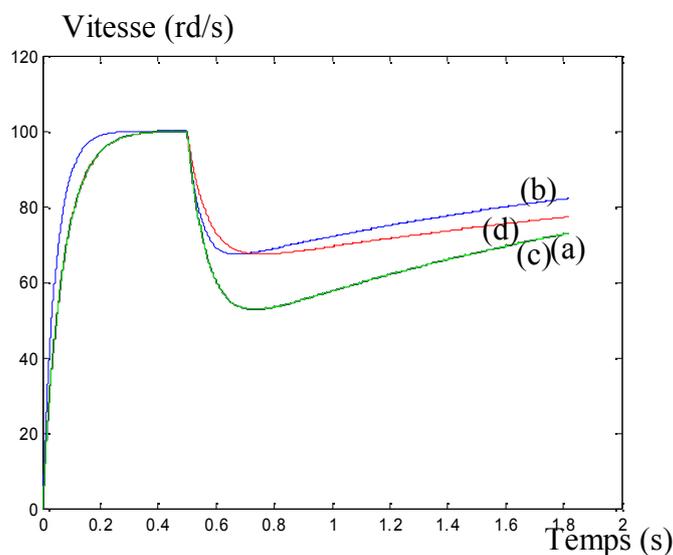


Fig.III.26 : Sensibilité de la commande de la vitesse par des régulateurs PI avec compensation de pôle aux variations paramétriques.

- (a) : variation de vitesse avec la résistance statorique identifiée R_s .
 (b) : $R_s = 50\%R$; (c) : $L_s = \text{diminution } 50\%L$ (d) : $J = 50\%J$

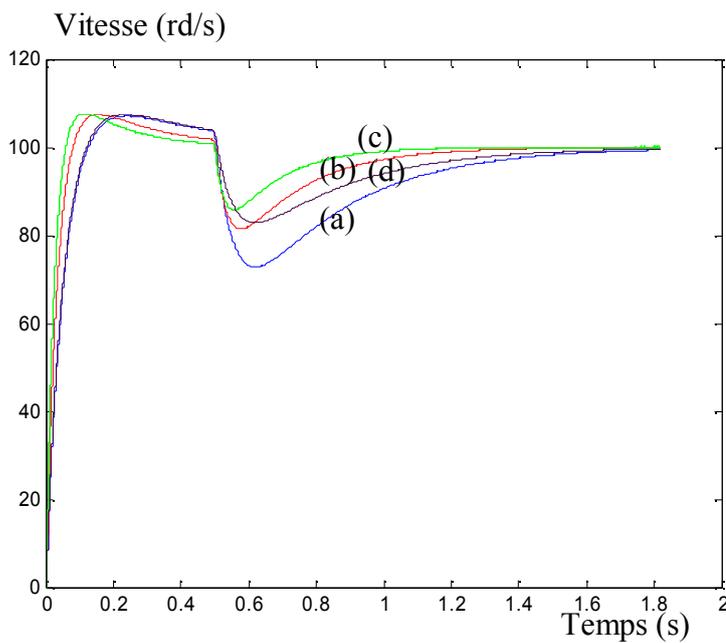


Fig.III.27 : Sensibilité de la commande de la vitesse par des régulateurs PI avec placement des pôles aux variations paramétriques.

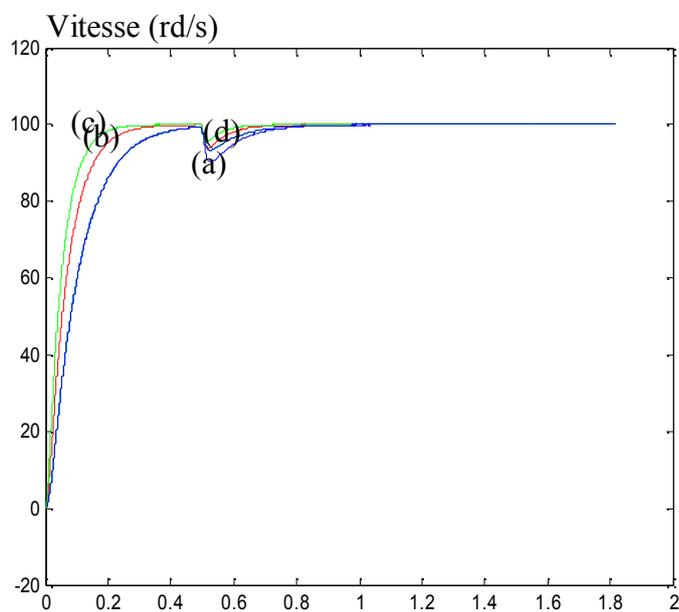
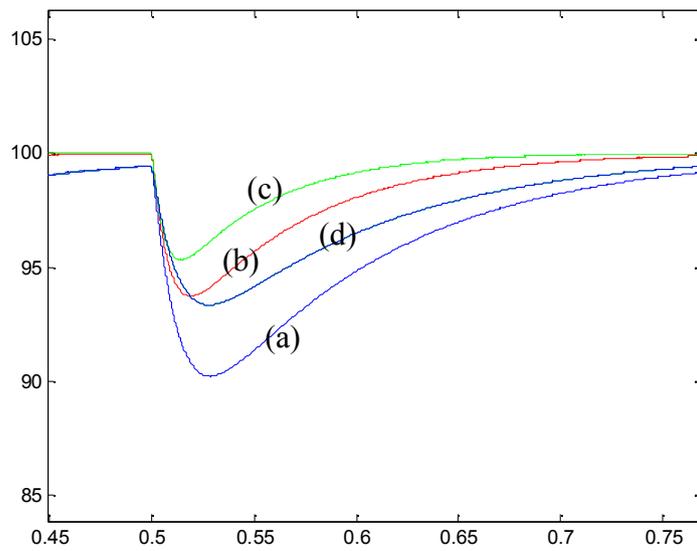


Fig.III.28 : Sensibilité de la commande de la vitesse par des régulateurs IP aux variations Paramétriques.



Le zoom de la figure III.28.

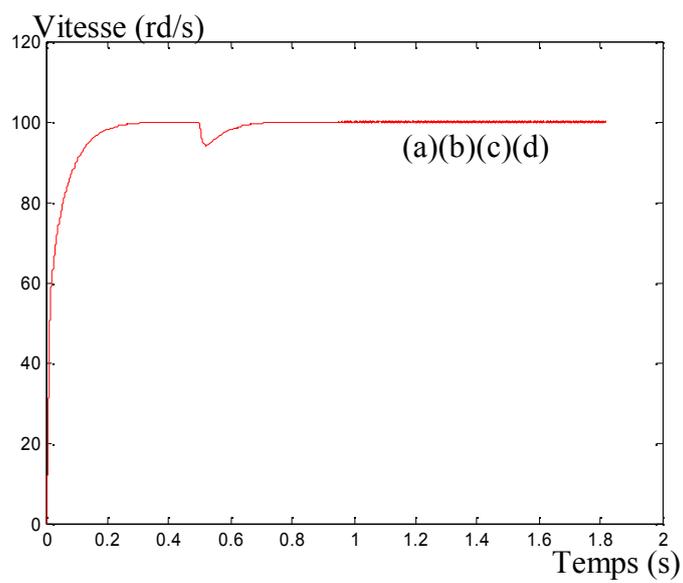


Fig.III.29 : Sensibilité de la commande de la vitesse par des régulateurs PIP aux variations Paramétriques.

III.7.2/ Interprétation:

Les figures obtenues montrent que la stabilité n'est pas affectée par les variations des paramètres mais affecte surtout les performances du rejet de perturbation pour les différentes commandes étudiées.

La commande par des PI avec compensation de pôles engendre un mauvais rejet de perturbation (qui se fait à la constante du temps mécanique de la machine), et une sensibilité aux variations paramétriques.

La commande par des PI avec placement de pôles évite la compensation, la dynamique du rejet de perturbation est améliorée et elle en est fonction de la pulsation w_0 et dépend de la poursuite, le zéro est fixé par placement de pôles initial pour cela un compromis doit être réalisé sur les dynamiques de régulateur et de poursuite.

La commande par des IP améliore le rejet de perturbation par rapport au PI et n'introduit pas de zéro, donc il n'y a pas de compromis.

Le régulateur PIP donne des performances satisfaisantes avec ses trois coefficients (PI+ retour sur la sortie) le zéro sera choisi et non imposé par les pôles donc il évite une compensation de pôles ou un compromis, le rejet de perturbation est nettement meilleur par rapport aux régulateurs précédents.

III.8/ Comparaisons des différents types de régulateurs :

Pour une sélection des meilleurs régulateurs (avec les mêmes dynamiques), une comparaison est établie selon les objectifs voulus qui sont :

- La meilleure dynamique possible ;
- Un bon rejet de perturbation ;

- Faible sensibilité aux variations paramétriques ;

Le premier objectif est d'obtenir la meilleure dynamique possible. Pour le régulateur PI avec placement de pôle entraîne un dépassement qui peu être diminué en négociant mieux le placement du zéro et des deux pôles qui est très compliqué à réaliser. Par contre, les trois autres régulateurs ne possèdent pas de dépassement.

Le deuxième objectif concernant la dynamique du rejet de perturbation, la méthode de compensation de pôle ne répond pas du tout à cet objectif puisque le rejet de perturbation, s'effectue avec un temps correspondant à la constante de temps mécanique de la machine. Quand au PI avec placement de pôle, le IP et le PIP la dynamique peut être fixée par la pulsation ω_n mieux encore dans le cas du régulateur PIP ou la perturbation est rapidement rejetée.

Le régulateur PIP semble le moins sensible aux variations paramétriques.

II.9/ Conclusion :

La méthode de compensation de pôles est une méthode très simple à mettre en œuvre mais elle présente l'inconvénient d'être sensible aux variations des paramètres du système à commander particulièrement dans le cas des systèmes électriques ou ces variations ne sont pas négligeables lorsque les paramètres varient, le zéro du régulateur n'est plus égal au pôle à l'origine qui risque de détériorer la dynamique du système voir même ce dernier instable. Pour contourner le problème, l'utilisation d'une identification des paramètres du système et le calcul des coefficients du régulateur en temps réel peuvent être envisagés mais cela se fera au détriment de la simplicité et de la souplesse de la commande qui sont recherchés. cette méthode présente aussi l'inconvénient ou les paramètres du régulateur ne modifient pas la dynamique du rejet de perturbation.

La deuxième méthode qui utilise le placement des pôles de la fonction de transfert en boucle fermée pour calculer les paramètres du régulateur permet de modifier la dynamique du rejet

de perturbation puisque la fonction de transfert entre la perturbation et la sortie dépend des paramètres du régulateur. Néanmoins, elle présente elle aussi un inconvénient. en effet, en boucle fermée la fonction de transfert présente deux pôles et un zéro. Comme le régulateur ne possède que deux paramètres on ne peut fixer que deux modes, un des deux pôles et le zéro pour éviter tout problème d'instabilité qui peut être causé par le zéro ou bien fixer les deux pôles pour contrôler la dynamique du système au détriment de la stabilité. Dans ce cas un compromis doit toujours être réalisé.

Par contre le régulateur PIP réalise à l'aide de ces trois coefficients le placement du zéro et des deux pôles. La dynamique du rejet de perturbation est imposée par la pulsation ω_n , Ce régulateur améliore nettement la dynamique du rejet de perturbation et évite le compromis.

Notations

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
PMSM	Permanent magnet synchronous machine
Ω_r	Vitesse mécanique de rotation de la machine.
V_a	Tension au borne de la phase statorique a.
V_b	Tension au borne de la phase statorique b.
V_c	Tension au borne de la phase statorique c.
i_a	Courant dans la phase statorique a.
i_b	Courant dans la phase statorique b.
i_c	Courant dans la phase statorique c.
Φ_a	Flux statorique de la phase a.
Φ_b	Flux statorique de la phase b.
Φ_c	Flux statorique de la phase c.
R	Résistance d'une phase statorique.
L_i	Inductance propre d'une phase statorique (i = a, b, c)
M_{ik}	Mutuelle entre phase (i, k) du stator.
J	Moment d'inertie des parties tournantes.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
c_{em}	Couple électromagnétique.
w	Vitesse électrique de rotation du moteur.
c_r	Couple résistant
$p(\theta)$	Matrice de PARK.
θ	Angle électrique.
(a, b, c)	Indice correspondant aux trois phases.
d	Indice suivant l'axe direct.
q	Indice suivant l'axe en quadrature.
o	Indice de la composante homopolaire
Φ_f	Flux crée par les aimants permanents.
L_d	Inductance longitudinale du stator.
L_q	Inductance transversale du stator.
Φ_d et Φ_q	Flux direct et en quadrature.
V_d et V_q	Tension direct et en quadrature.
R_d et R_q	Résistance direct et en quadrature.
I_d et I_q	Courant direct et en quadrature.
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	Tensions composées.
f_p	Fréquence de la porteuse.
f	Fréquence de référence.
M_p	Indice de modulation.
r	Coefficient de réglage en tension

U_r	L'amplitude de référence.
U_p	La valeur crête de la porteuse.
s	Opérateur de Laplace.
e_d	F.E.M de perturbation de l'axe d sur l'axe q.
e_q	F.E.M de perturbation de l'axe q sur l'axe d.
K_{id}, K_{iq}, K_{iw}	Gain de la fonction intégrale.
K_{pd}, K_{pq}, K_{pw}	Gain de la fonction proportionnelle.
z	Amortissement relatif optimal.
w_n	Pulsation.
w_{nd}, w_{nq}, w_{nw}	Pulsation propre respectivement pour les courants i_d, i_q et la vitesse.
K_{ed}, K_{eq}, K_{ew}	Gain de la fonction proportionnelle utilisée dans le régulateur PIP respectivement pour les courants i_d, i_q et la vitesse.
T_d, T_q, T_w	Constantes de temps en boucle fermée respectivement pour les courants i_d, i_q et la vitesse.

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne une étude comparative par simulation numérique des différentes lois de commande pour un moteur synchrone à aimants permanents à pôles saillants à savoir des régulateurs classiques PI (dimensionnés par CP et PP), IP et un régulateur plus innovant PIP.

Pour mener à bien notre étude, nous avons modélisé notre système (source-convertisseur-machine) en utilisant le modèle de Park.

Pour introduire les régulateurs, nous avons établi un algorithme de commande.

En premier lieu, nous avons utilisé des régulateurs PI, pour la régulation de vitesse de notre machine, deux méthodes de leur dimensionnement ont été établies à savoir la compensation de pôles ou le placement de pôles, ensuite nous avons introduit des régulateurs de type IP et à la fin des régulateurs plus innovant de type PIP.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la dynamique du rejet de perturbation se fait à la dynamique du système (T_w) pour PI compensation, donc indépendante des régulateurs, contrairement aux autres, la dynamique du rejet peut être imposée par les coefficients des régulateurs. Le PI placement introduit un zéro dans la fonction de transfert de la vitesse qui ne peut pas être imposé par les coefficients des régulateurs, donc il y aura un compromis.

Le régulateur IP n'introduit pas un zéro.

Le régulateurs PI-P introduit un zéro qui peut être fixé par un des coefficients du régulateur.

Nous avons effectué des tests de robustesse pour une augmentation de 50% de la résistance statorique et une diminution de 50% de l'inductance statorique et une augmentation de 50% du moment d'inertie par rapport aux paramètres identifiés de la machine, qui nous ont permis de déduire que le régulateur PIP est plus robuste.

Notre étude peut être complétée par l'introduction des contraintes de limitation de courants et de tensions, pour limiter les pics du couple et du courant.

ANNEXE

Paramètres de la MSAP	(labo de Saint nazaire)
$P_n = 500$; (w)	puissance nominale
$N = 3000$; (tr/mn)	vitesse de rotation
$2p = 2$;	nombre de poles
$R_s = 17.5$; (Ω)	résistance statorique
$\Phi_f = 0.39144$; (wb)	flux d'aimants permanents
$V_n = 130$; (V)	tension nominale
$I_n = 1.5$; (A)	courant nominal
$L_d = 0.048$; (H)	inductance d'axe directe d
$l_d = 0.048$; (A)	
$L_q = 0.064$; (H)	inductance d'axe quadratique
$J = 0.0051$; ($\text{Kg} \cdot m^2$)	moment d'inertie
$f_r = 0.0028$; (Nm.s/rd)	coefficient de frottement
$T_w = J / f_r$; (s)	constante de temps mécanique
$T_d = L_d / R_s$; (s)	constante de temps du courant d'axe d
$T_q = L_q / R_s$; (s)	constante de temps du courant d'axe q
$w_{ref} = 100$; (rd/s)	
$U_d = 460$; (V)	

Bibliographie

- [1] **C.Rabhi** « Application de la méthode des éléments finis pour le calcul du couple d'une machine synchrone à aimants permanents ». Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri, 2002

- [2] **S .Benatmane** et **K. Belkacem** « Application de la commande prédictive dans l'espace d'état au moteur synchrone à aimant permanents ».Université de Mouloud Mammeri, 2006

- [3] **O.Fadli** « modélisation et commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimants permanents- onduleur de tension à trois niveaux ». Mémoire de magister, Université de Batna, 2006

- [4] **G.Sturtzer** et **E. Smigiel** «Modélisation et commande des moteurs triphasés ».

- [5] **A.Fouillé** «Electronique à usage des ingénieurs». Edition Dunod, 1980

- [6] **A.Sebbah** « Identification et commande vectorielle de la M.S.A.P ».Mémoire d'ingénieur, U.S.T.H.B,juin 2005

- [7] **A.Zaidat** « effet de forme des aimants sur les ondulations du couple d'une BDCM ». Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri, (2006,2007)

- [8] **Babak Nahid Mobarakeh** «commande vectorielle sans capteur mécanique des machines à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres » doctorat de l'INPL 2001.

- [9] **R.Husson** «Méthodes de commandes des machines électriques». Edition Lavoisier, 2003

- [10] **A.Allag**«Etude des techniques optimales à MLI pour un moteur synchrone». Mémoire de Magister, université de Biskra 2005.
- [11] **L.Maret** « Régulateurs automatiques».Edition presses P.T.R, 1987
- [12] **P.Prouvost** « contrôle et régulation».Edition NATAHAN, 1997
- [13] **O. Mansouri** « Etude comparative de différentes lois de commande linéaires de la machine synchrone». Mémoire de Magister, Université de Mouloud Mammeri, 2001.
- [14] **André Genon, Willy Legros** « Machine électriques».Edition germs 2002.
- [15] **M^{er} Ammouri et M^{er} Djoudi** «Modélisation et simulation de l'ensemble MSAP onduleur à MLI commande vectorielle sous logiciel Matlab».Mini projet de poste de graduation en électrotechnique, Université de Mouloud Mammeri (2006, 2007).