

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE L'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE : sciences et technologies

FILIERE : Electronique.

OPTION : Instrumentation

Thème :

**Application de la technique de linéarisation par retour d'état à
la commande de la machine asynchrone pentaphasée**

Présenté par :

BEN HALIS MOHAMED

FAR SAMIR

Encadré par :

Mme M. FODIL

N°d'ordre : 2020/.../

Promotion : JUIN 2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Louange a dieu le tout puissant, de nous avoir aide à réaliser ce modeste projet.

J'exprime mes profonds remerciements à mon directeur de thèse : **M^{me}.M.FODIL** pour l'aide compétente qu'elle m'a apportée, pour sa patience et son encouragement. Son œil critique m'a été très précieux pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différentes sections. Je veux vraiment vous remercier car j'ai eu beaucoup de chance de vous avoir comme directrice de thèse

Je remercie également les membres de jury :

D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de Master.

Mr : Khenouf Salah

Mr : Zorig Malek

Je remercie également toute l'équipe pédagogique de l'université de Mohamed Boudiaf de M'sila et les intervenants professionnels responsables de ma formation, pour avoir assuré la partie théorique de ce mémoire

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

- ✓ Ma très chère mère,
- ✓ Mon cher père,
- ✓ Ma femme et mes enfants « Abderraouf, Abdelmoumen et Abdeoudoud »
- ✓ A mes frères
- ✓ A toute la famille : Ben halis et bradcha
- ✓ A tous mes amis surtout « Mostapha, Djalel, cheikh Rabah et Rabah, Kamel, Samir,.... »
- ✓ A toute la promotion d'électronique (2020).

Benhalis Mohamed

Dédicace

Je dédie ce modeste mémoire à :

- ✓ A mes parents,
- ✓ Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être.
- ✓ A ma petite famille, Surtout à mon épouse, mon soutien éternel, qui m'a encouragé à continuer mes études.
- ✓ A mes enfants Marame, Sirine et Mohammed Zakaria.
- ✓ A mes amis.

Far Samir

SOMMAIRE

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	IV
Liste des figures.....	IV
Liste des notations et symboles.....	VII
Introduction Générale.....	1

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONEPENTAPHASEE

I.1	Introduction.....	5
I.2	Généralités sur les machines électriques.....	5
	I.2.1 Description et principe de fonctionnement.....	5
	I.2.2 Schéma d'une machine asynchrone.....	7
I.3	Le choix de la machine pentaphasée.....	7
I.4	Machine asynchrone pentaphasée.....	8
	I.4.1 Les hypothèses simplificatrices.....	8
	I.4.2 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée.....	8
I.5	Transformation de Park.....	10
	I.5.1 Application de la transformation de Park à la MASP.....	11
I.6	définition des différents référentiels.....	11
	I.6.1 Référentiel lié au stator.....	12
	I.6.2 Référentiel lié au rotor.....	12
	I.6.3 Référentiel lié au champ tournant	13
I.7	Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère lié au champ tournant.....	13
I.8	Simulation de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink.....	15
I.9	Résultats et interprétations.....	15
I.10	Conclusion	18

CHAPITRE II : ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONEPENTAPHASEE

II.1	Introduction.....	20
II.2	Alimentation par onduleur.....	20

II.2.1	Définition.....	20
II.3	Système d'alimentation.....	20
II.3.1	Modélisation du redresseur.....	21
II.3.2	Modélisation du filtre.....	22
II.4	Alimentation avec onduleur.....	23
II.4.1	Structure de l'onduleur.....	23
II.4.2	Fonction de conversion.....	24
II.5	Etude de la commande de l'onduleur.....	25
II.5.1	Commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses.....	25
II.5.2	Algorithme de commande.....	26
II.6	Simulation du taux de distorsion harmonique.....	27
II.6.1	Résultats et interprétations.....	29
II.7	Simulation de la MASP alimentée par un onduleur.....	29
II.7.1	Résultats et interprétations.....	30
II.8	Conclusion.....	33

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE

ASYNCHRONE PENTAPHASEE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

III.1	Introduction.....	35
III.2	La commande vectorielle par orientation du flux.....	36
III.2.1	Description.....	36
III.3	Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	37
III.3.1	Bloc Estimateur du flux et du couple.....	38
III.3.2	Commande vectorielle directe.....	39
III.3.3	Commande vectorielle indirecte.....	39
III.3.4	Découplage entrée-sortie.....	40
III.3.5	Découplage par compensation.....	40
III.4	Mode défluxage.....	41
III.5	Structure des régulateurs PI et IP.....	42
III.6	Calcul des régulateurs.....	43
III.6.1	Régulateur de vitesse PI.....	43

III.6.2	Régulateur de vitesse IP.....	44
III.6.3	Régulateur de Couple.....	45
III.6.4	Régulateur de flux.....	46
III.7	La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.....	48
III.8	Les résultats de simulation.....	49
III.8.1	Démarrage à vide.....	49
III.8.2	Démarrage en charge.....	50
III.8.3	Démarrage avec variation de vitesse.....	51
III.8.4	Démarrage avec inversion de vitesse.....	52
III.8.5	Comparaison entre les régulateurs PI et IP.....	53
III.9	Interprétation des résultats.....	55
III.10	Conclusion.....	56

CHAPITRE IV : COMMANDE DE LINEARISATION PAR RETOUR D'ETAT

D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

IV.1	Introduction.....	58
IV.2	Technique de linéarisation par retour d'état.....	58
IV.2.1	Théorie de linéarisation.....	58
IV.2.2	Rappels mathématiques.....	58
IV.2.3	Gradient.....	59
IV.2.4	Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie).....	59
IV.3	Dérivées de Lie.....	59
IV.3.1	Définition.....	59
IV.3.2	Principe de la technique de linéarisation par retour d'état	60
IV.3.3	Degré relatif.....	62
IV.3.4	Théorème de Frobenius.....	63
IV.4	Modèle non linéaire de la machine asynchrone pentaphasée.....	64
IV.4.1	Application de la commande de linéarisation par retour d'état.	64
IV.4.2	Commande de vitesse et du flux.....	64
IV.4.3	Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ (vitesse).....	65

IV.4.4	Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$ (Flux).....	65
IV.4.5	Loi de commande stabilisante.....	67
IV.4.6	Schéma bloc de la commande.....	68
IV.5	Interprétation des résultats de simulation (vitesse/ flux).....	69
IV.6	Commande de couple et du flux.....	73
IV.6.1	Loi de commande stabilisante.....	74
IV.6.2	Schéma bloc de la commande.....	75
IV.7	Interprétation Résultats de simulation (couple/flux).....	75
IV.8	Conclusion.....	79
	Conclusion générale.....	81

LISTE DES FIGURES

Figure(I.1)	Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée	07
Figure(I.2)	Définition des axes réels du moteur asynchrone pentaphasée par rapport aux différents référentiels	12
Figure(I.3)	Structure en schéma block du moteur	15
Figure(I.4)	Résultats de fonctionnement à vide et en charge suivant l'axe (d,q)	17
Figure(II.1)	Schéma association Onduleur –Machine Asynchrone à 5 phases	21
Figure(II.2)	Redresseur triphasé double alternance non commandé	22
Figure(II.3)	Tension redressée Ured	22
Figure(II.4)	Schéma du filtre (LC)	23
Figure(II.5)	Structure de l'onduleur pentaphasé à trois niveaux	24
Figure(II.6)	Principe de Commande Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses	26
Figure(II.7)	Résultat de THD pour m=9 et r=0.9	27
Figure(II.8)	Résultat de THD pour m=18 et r=0.9	28
Figure(II.9)	Résultat de THD pour m=18 et r=0.97	28
Figure(II.10)	Schéma de simulation de la machine associée à l'onduleur	29
Figure(II.11)	Résultats de fonctionnement à vide et en charge suivant l'axe (d,q).	31

Figure(II.12)	Comportement du moteur avec l'ouverture d'une Phase 1 (Va) à l'instant [0 2] (1) seconde à vide	32
Figure(II.13)	La tension de la Phase 1 (Va) et les courants statorique avec l'ouverture d'une phase à l'instant [0 2] (1) seconde à vide	33
Figure(III.1)	Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande d'une MASP	36
Figure(III.2)	Représentation des flux rotoriques ,statoriques et d'entrefer	37
Figure(III.3)	Bloc Estimateur du flux et du couple	39
Figure(III.4)	Découplage - expression de i_{sd} et i_{sq}	40
Figure(III.5)	Découplage - expression de ϕ_r et C_e	41
Figure(III.6)	Bloc de dé fluxage	42
Figure(III.7)	Structure de régulateur IP	42
Figure(III.8)	Structure de régulateur PI	43
Figure(III.9)	Schéma fonctionnel régulateur de vitesse PI	43
Figure(III.10)	Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement	44
Figure(III.11)	Schéma fonctionnel régulateur IP	44
Figure(III.12)	Schéma fonctionnel régulateur de couple électromagnétique PI	45
Figure(III.13)	Schéma fonctionnel régulateur de flux PI	47
Figure(III.14)	Commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée alimenté en tension.	48

Figure(III.15)	Résultats pour un démarrage à vide ($C_r = 0 (N.m)$)	50
Figure(III.16)	Résultats pour un démarrage en charge ($C_r = 10 (N.m)$)	51
Figure(III.17)	Résultats pour un démarrage en charge à vitesse variable ($C_r 10 (N.m)$)	52
Figure(III.18)	Résultats pour un démarrage en charge à vitesse inverse ($C_r = 10 (N.m)$)	53
Figure(III.19)	Comparaison entre IP et PI en charge à vitesse variable ($C_r = 10 (N.m)$)	54
Figure(IV.1)	Schéma bloc de la commande (vitesse, flux) de linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère(d, q)	68
Figure(IV.2)	Démarrage à vide de la machine –commande « vitesse/flux ».	69
Figure(IV.3)	Démarrage à vide avec l'application d'une charge à l'instant « $t=0.5s$ » de la machine –commande « vitesse/flux ».	70
Figure(IV.4)	Démarrage à vide suite d'une insertion d'une charge de 10Nm a $t=0.5s$, avec une variation de vitesse à $t=1s$ (vitesse =120 rad/s)de la machine Commande « vitesse/flux »	71
Figure(IV.5)	Démarrage à vide suite d'une insertion d'une charge de 10Nm a $t=0.5s$, avec une inversion de vitesse à $t=1s$ (vitesse =-100 rad/s)de la machine Commande « vitesse/flux »	72
Figure(IV.6)	Schéma bloc de la commande (couple, flux) de linéarisation par retour d'état du la machine asynchrone pentaphasée dans le repère(d, q)	75
Figure(IV.7)	Démarrage à vide de la machine –commande «couple/flux ».	76

Figure(IV.8)	Démarrage à vide avec l'application d'une charge de 10Nmà l'instant (0.5s).Commande « couple/flux ».	77
Figure(IV.9)	Démarrage à vide avec l'application d'une charge de 10Nmà l'instant (0.5s).et variation de vitesse à t=1s (vitesse=120 rad/s) Commande « couple/flux ».	78
Figure(IV.10)	Démarrage à vide avec l'application d'une charge de 10Nmà l'instant (0.5s).et inversion de vitesse à t=1s (vitesse=-100 rad/s) Commande « couple/flux ».	79

NOTIONS ET SYMBOLES

MASP	Machine asynchrone pentaphasée
s, r	Indice de phase statorique et rotorique
R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique
Ω_s, Ω_r	Vitesse statorique et rotorique
G	Glissement
P	Le nombre pair de pôles
A, B, C, D, E	Phase de stator
A, b,c	Phase de rotor
V_{sA}, V_{sB}, V_{sC}, V_{sD}, V_{sE}	Tensions statoriques
V_{cr}, V_{br}, V_{cr}	Tensions rotoriques
isa, isb, isc, isd, ise	Courants statorique
ira, irb, irc	Courants rotorique
φ_{As}, φ_{Bs}, φ_{Cs}, φ_{Ds}, φ_{Es}	Les flux statoriques
φ_{ar}, φ_{br}, φ_{cr}	Les flux rotoriques
(d,q)	Axe correspondantes au référentiel lié au rotor
(X,Y)	Axe correspondantes au référentiel lié au champ tournant
(α, β)	Axe correspondantes au référentiel lié au stator
C_e	Le couple électromagnétique
C_r	Le couple résistant (charge)
F	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie des masses tournantes
Ω	Vitesse de la machine (rad/s)
σ	Coefficient de dispersion
S	Dérivé de Laplace
PI	Correcteur proportionnel-intégrale
IP	Correcteur intégrale- proportionnel
K_{pi}	Gain de correcteur
L_f h	La dérivée de Lie

∇	Le gradient
r_i	Degré relatif
n, m	L'ordre de système
ω_s, ω_r	La vitesse angulaire statorique et rotorique
θ_s	La position angulaire du rotor par rapport au stator
M	Valeur maximale de l'inductance mutuelle
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre une phase de stator et de rotor
$[M_{sr}]$	Matrice de l'inductance mutuelle
$L_{s(r)}$	Inductance cyclique propre du stator (rotor)
$[L_{cs(r)}]$	Matrice de l'inductance statorique (rotorique)

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION :

Actuellement, les machines asynchrones triphasées sont considérées comme l'outil de conversion électromécanique le plus utilisé dans le milieu industriel. Cet engouement pour ce type de machine est justifié par sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et sa robustesse mécanique.

Néanmoins, le nombre réduit de phases (trois) peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications, notamment dans les systèmes embarqués tels l'automobile et l'avion, Ou les choix des tensions basses et des vitesses élevées impliquent une commutation de forts courants avec des fréquences de commutation élevées au niveau des onduleurs. Ce qui provoque les problèmes de commutation synchronisée des composants, de surdimensionnement et de fiabilité associées.

Par ailleurs, un nombre élevé de phases confère intrinsèquement une meilleure fiabilité à l'ensemble convertisseur/machine. Des fonctionnements en modes de marches dégradées lors d'une mise en défaut d'un bobinage ou d'un composant sont possibles [1]-[2].

Les machines polyphasées, dont le nombre de phases est supérieur à trois offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné [3]. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, l'augmentation du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service, pratiquement, dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale [4], [5], [6].

Malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrone pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est l'opposé de la simplicité de sa structure, aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps (température...etc), cela s'ajoutent ces incertitudes de modélisation ainsi que les bruits de mesure, dans les dernières décennies, les recherches ont donné un essor appréciable à la commande du moteur asynchrone à savoir la commande vectorielle et la commande non linéaire.

Dans les années 70, La commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. [7]

La technique de linéarisation entrée-sortie basée sur la géométrie différentielle permet par une transformation difféomorphique et un retour d'état non linéaire de découpler et de linéariser le modèle mis sous la forme canonique [8]. Le suivi des trajectoires de référence est basé sur le principe de l'imposition des pôles. Cette technique présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et le couple même en régime de variation du flux [9].

La vitesse est mesurée par un capteur mécanique, le flux est estimé par un observateur. Les algorithmes de commande classique apparaissent insuffisants si le système commandé est soumis à des perturbations et des variations paramétriques. Ainsi, plusieurs méthodes de commande robuste sont proposées dans la littérature technique, la plupart des auteurs proposent la compensation des variations de la résistance rotorique [10].

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à l'étude mathématique et la modélisation de la machine asynchrone à 5 phases dans la base naturelle, Concordia et Park, Les modèles

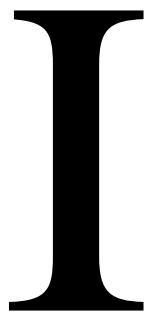
qui seront obtenus permettent de connaître le comportement de la machine en fonctionnements, dynamique et statique. Les validations de ces paramètres par simulation en Simulink sous MATLAB.

Le deuxième chapitre est d'exposé l'alimentation de la machine pentaphasée par un onduleur de tension à trois niveaux contrôlé par la technique MLI « Modulation de Largeur d'Impulsion » après on fait un calcul du THD pour différentes valeurs du taux et d'indice de modulation dont le but de trouver un signal de sortie avec moins d'harmonique.

Le troisième chapitre à été spécifiquement consacrée à une étude bien détaillé sur la commande vectorielle par orientation de flux rotorique direct et indirect mais le travaille est basé sur la commande directe, suivi par les régulateurs PI et IP avec une comparaison entre les deux régulateurs.

Dans le quatrième chapitre on donne quelque notion sur le système non linéaire avec une étude sur la technique de linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone pentaphasée et on présente les deux structures de commande « vitesse-flux et couple-flux », à la fin on expose les résultats de simulation utilisant le logiciel Matlab.

On termine par une conclusion générale, des annexes et bibliographie.



Modélisation de la machine
asynchrone pentaphasée

SOMMAIRE

I.1	Introduction.....	5
I.2	Généralités sur les machines électriques.....	5
	I.2.1 Description et principe de fonctionnement.....	5
	I.2.2 Schéma d'une machine asynchrone.....	7
I.3	Le choix de la machine pentaphasée.....	7
I.4	Machine asynchrone pentaphasée.....	7
	I.4.1 Les hypothèses simplificatrices.....	8
	I.4.2 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée.....	8
I.5	Transformation de Park.....	10
	I.5.1 Application de la transformation de Park à la MASP.....	11
I.6	Définition des différents référentiels.....	11
	I.6.1 Référentiel lié au stator.....	12
	I.6.2 Référentiel lié au rotor.....	12
	I.6.3 Référentiel lié au champ tournant.....	13
I.7	Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère lié au champ tournant.....	13
I.8	Simulation de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink.....	15
I.9	Résultats et interprétations.....	15
I.10	Conclusion	18

I.1. Introduction

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant pentaphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant.

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.

De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [11].

La modélisation d'une machine asynchrone est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [12].

Pour obtenir le modèle de la machine asynchrone il faut choisir le modèle, déterminer ses paramètres et à la fin on fait la simulation et vérifié sa validation.

I.2. Généralités sur les machines électriques:

I.2.1 Description et principe de fonctionnement :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie Mobile appelée rotor d'autre part.

La carcasse nervurée à ailettes Longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier.[3]

- Le stator est fixe on y trouve les enroulements reliés à la source.
- Le rotor est monté sur un axe de rotation sur le quel sont placés les enroulements qui seront accessibles de l'extérieur. [13]

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil, constituée de deux parties. Une partie fixe (stator) comportant dans les encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux Afin d'éviter le court-circuit des sources de tension, et pour que le convertisseur matriciel $3\sqrt{5}$ soit totalement commandable, on adopte la commande

complémentaires suivante : d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{5}$. Le rotor est identique à celui de la machine asynchrone pentaphasée (rotor à cage d'écureuil).

Augmenter le nombre de phase d'une machine afin de réduire la puissance qui doit transiter par chaque bras de l'onduleur (ou dans la mesure où la puissance électrique qui est fournie à la machine est fractionnée), les interrupteurs s'en trouvent être de calibre plus faible.

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liées à la fréquence f_s de tension pentaphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \quad (\text{tr/min}) .$$

On désigne par «p» le nombre de paire de pôles de chacun des phases statoriques.

Selon la loi de (lenz), les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est-à-dire au déplacement au champ par r

apport au rotor. Le système des forces va entrainer le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte, car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$) inférieur à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ (la machine est dite asynchrone) .

De ce fait, selon que Ω_r est inférieur (hyposynchrone) ou supérieur (heper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse . L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart($\Omega_s - \Omega_r$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par :

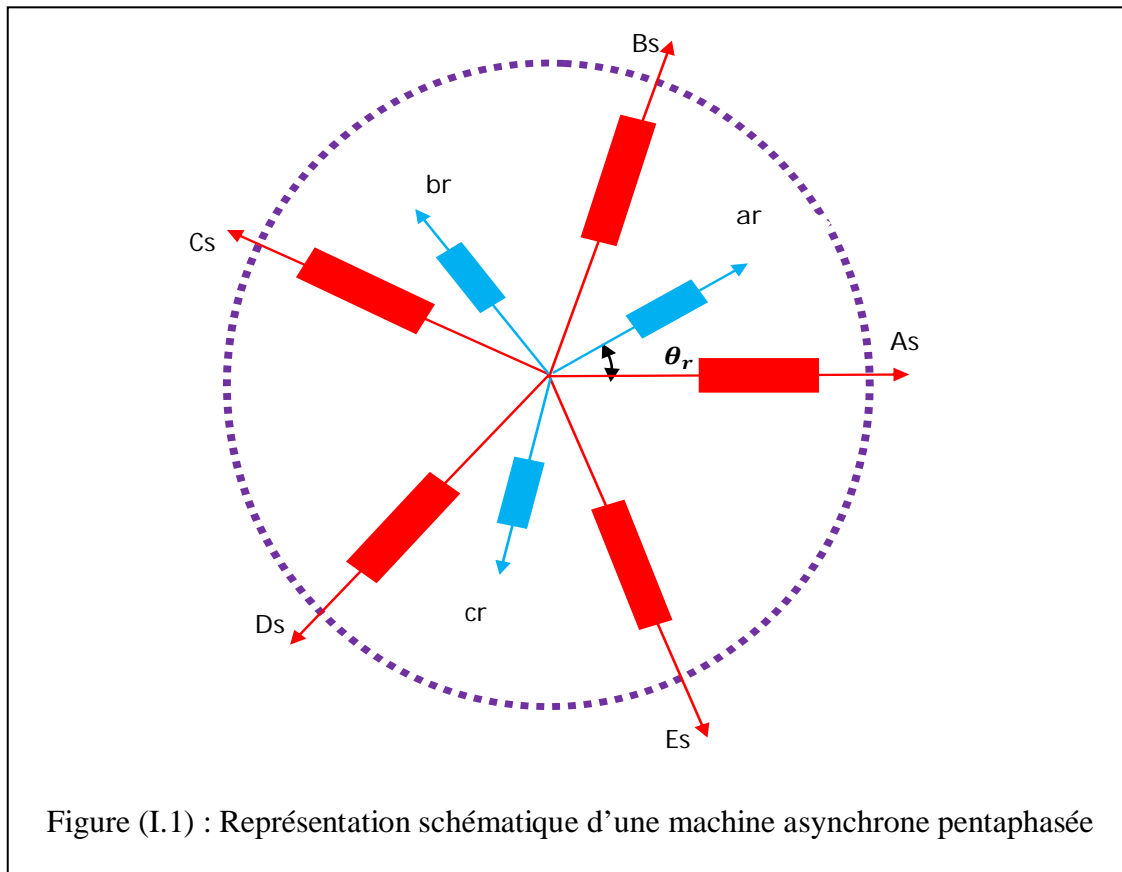
$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} .$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprime en pourcent est de quelque unités. Une augmentation de la charge

mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

I.2.2. Schéma d'une machine asynchrone :

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les cinq enroulements de phase du stator A, B, C, D, E ainsi que les trois enroulements du rotor a, b, c voir la figure (I.1).



Avec :

A, B, C, D, E : cinq phases du stator.

a, b, c : trois phases du rotor.

I.3. Le choix de la machine pentaphasée :

La machine asynchrone pentaphasée présente beaucoup d'avantage : la grande robustesse électromagnétique, le faible coût, la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques et la continuité de service lors d'ouverture d'une phase.

I.4.Machine asynchrone pentaphasée :

La MASP est une machine à courant alternatif dont la vitesse en charge et la fréquence du réseau auquel elle est reliée, ne sont pas dans un rapport constant. Son fonctionnement est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créé par les courants de phases fournis aux enroulements statoriques par le réseau et les courants induits dans les enroulements rotoriques, lorsque les conducteurs de ces derniers sont coupés par le champ tournant.

I.4.1 Les hypothèses simplificatrices :

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone pentaphasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire de contourner la difficulté du modèle de la machine par certaines hypothèses simplificatrices [14] :

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'effet de l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.

I.4.2 Modèle général de la machine asynchrone pentaphasée :

Par l'application de la loi de Faraday sur les enroulements statoriques et rotoriques de la machine, les équations en tension sont représenté comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sA} = R_s \cdot i_{sA} + \frac{d\phi_{sA}}{dt} \\ V_{sB} = R_s \cdot i_{sB} + \frac{d\phi_{sB}}{dt} \\ V_{sC} = R_s \cdot i_{sC} + \frac{d\phi_{sC}}{dt} \\ V_{sD} = R_s \cdot i_{sD} + \frac{d\phi_{sD}}{dt} \\ V_{sE} = R_s \cdot i_{sE} + \frac{d\phi_{sE}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

On pose :

$$R_{sA} = R_{sB} = R_{sC} = R_{sD} = R_{sE} = R_s$$

avec R_s résistance d'une phase du stator.

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r \text{ avec } R_r \text{ résistance d'une phase du rotor.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \\ V_{sD} \\ V_{sE} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{sD} \\ i_{sE} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sA} \\ \phi_{sB} \\ \phi_{sC} \\ \phi_{sD} \\ \phi_{sE} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

• Equations de flux statorique et rotorique

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sABCDE} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sABCDE}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Avec :

L_{ss} et L_{rr} : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques..

M_{sr} et M_{rs} Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sd} = L_{se} = L_s$: l'inductance propre d'une phase statorique.

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$: l'inductance propre d'une phase rotorique.

L_{ms} : : L'inductance mutuelle au stator.

L_{mr} : L'inductance mutuelle au rotor.

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

- **Equation mécanique :**

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.9)$$

Avec :

j : Le moment d'inertie de la machine

C_e : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple résistant (couple de la charge)

Ω : La vitesse angulaire de rotation

f : Coefficient de frottements

I.5 Transformation de Park :

Cette transformation permet le passage d'un système pentaphasé de composantes (A, B, C, D, E) à un autre système biphasé (d, q) équivalent. Elle est donnée par $T(\theta)$, ou θ est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence. [15]

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$T(\theta)$: matrice de transformation de park.

Le comportement dynamique de base de la machine à induction à cinq phases peut être décrit par les équations suivantes dans un repère de référence (d, q) :

I.5.1 Application de la transformation de Park à la MASP :

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (I.1), (I.2), et aux équations de flux (I.3), nous obtenons le système d'équation suivant :

- **Equations de tensions :**

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - \omega \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \omega \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

- **Equations de flux :**

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_s i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_s i_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_r i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_r i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

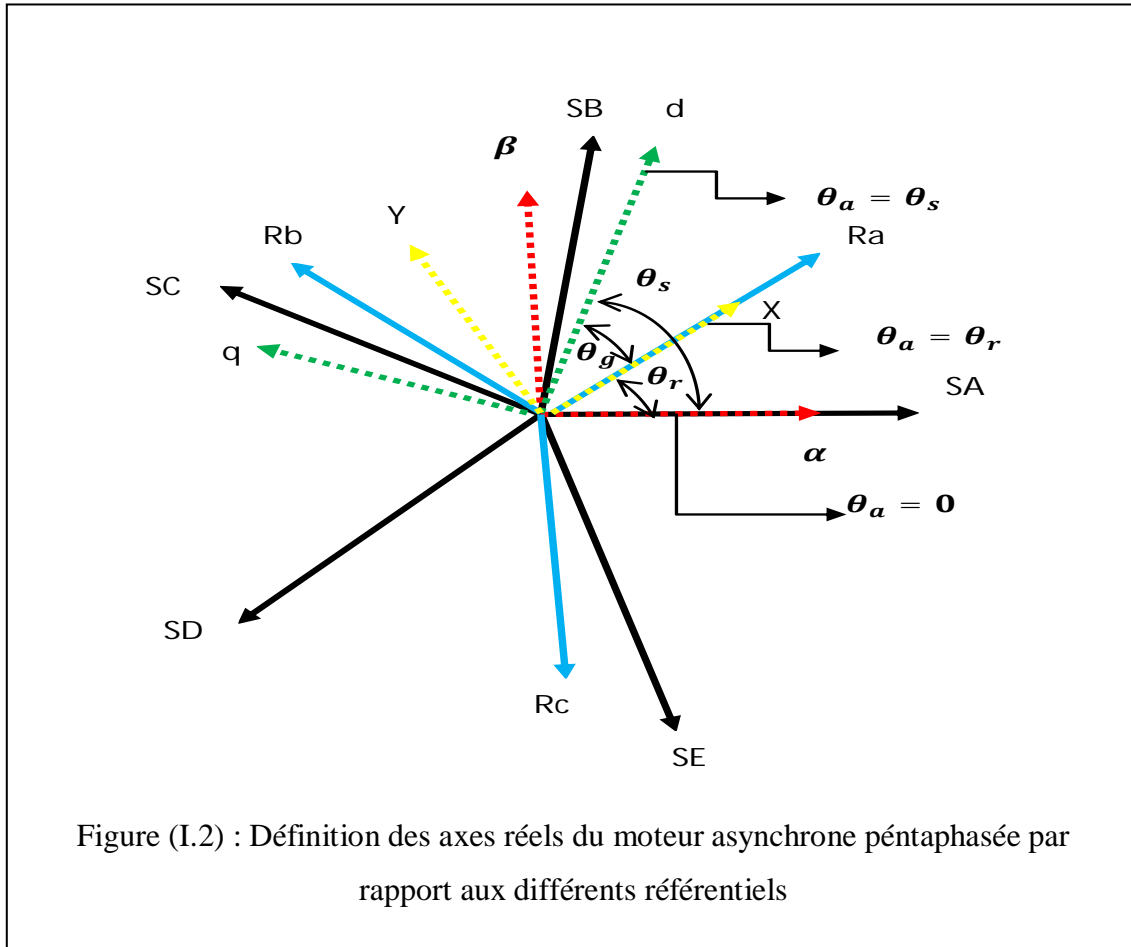
- **Equation du couple électromagnétique :**

$$C_e = \frac{5P}{2} (\phi_{rd} i_{rq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I.15})$$

Où : P : Le nombre de pôles

I.6 Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe « U » et « V » qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux voir la figure (I.2).



- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à l'axe orthogonaux $(\theta_\alpha = 0)$
- Référentiel des axes (d, q) : système biphasé à l'axe orthogonaux $(\theta_\alpha = \theta_s)$
- Référentiel des axes (X, Y) : système biphasé à l'axe orthogonaux $(\theta_\alpha = \theta_r)$

I.6.1 Référentiel lié au stator :

Caractérisé par $\theta_s = \theta_\alpha$ et par séquence $\theta_r = -\theta$. Le système d'équation (I.11) et (I.12) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} - \omega \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \omega \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (1.17)$$

I.6.2 Référentiel lié au rotor :

Caractérisé par $\theta_r = 0$ et par séquence $\theta_s = \theta$. Le système d'équation (I.11) et (I.12) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \end{cases} \quad (I.18)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (I.19)$$

I.6.3 Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce cas la vitesse repère (d,q) est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), donc $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$. Le système d'équation (I.11) et (I.12) devient alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (I.20)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.21)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Ce choix permet de prendre en considération la pulsation de glissement entre le rotor et le stator et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. La régulation de vitesse de rotation du rotor est une application typique dans ce cas. Le choix d'un type de positionnement du repère de Park dépend généralement des objectifs de l'application considérée [16].

I.7 Modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère lié au champ tournant :

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au champ tournant (d, q), d'après les équations (I.9),(I.10)(I.11) et (I.12) on trouve le système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M \frac{di_{rd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M \frac{di_{rq}}{dt} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} + M \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_r i_{sq} - \omega \cdot M i_{sq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + M \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_r i_{sd} + \omega \cdot M i_{sd} \end{cases} \quad (1.22)$$

Considérons les tensions (V_{sd}, V_{sq}) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , et les flux rotoriques (Φ_{rd}, Φ_{rq}) , la vitesse mécanique Ω comme variable d'états et le couple résistant comme perturbation.

- **Equations électrique :**

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état.

Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (1.23)$$

$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$: Vecteur d'état.

$[U] = [U_{sd} \ U_{sq}]^T$: Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état de système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

Après les calculs on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s \sigma L_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_r & \\ -\omega_s \sigma L_s & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \frac{1}{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

- **Equations mécanique :**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromécanique sont définies comme suite.

$$\begin{cases} C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \\ j \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad (I.26)$$

I.8 Simulation de la machine asynchrone sous Matlab/Simulink :

L'objectif de l'étude réalisé dans cette section est de trouver un schéma fonctionnel qui à partir de la tension simples d'alimentation devront nous permettre de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction de temps en régime dynamique pour fonctionnement en moteur.

Pour trouver un modèle mathématique simple et général pour toutes les machines asynchrones polyphasées, la machine sera modélisée dans les bases propres, de Concordia, transformé un repère à cinq phases en un repère à deux phases, et les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes utilisant le logiciel Matlab

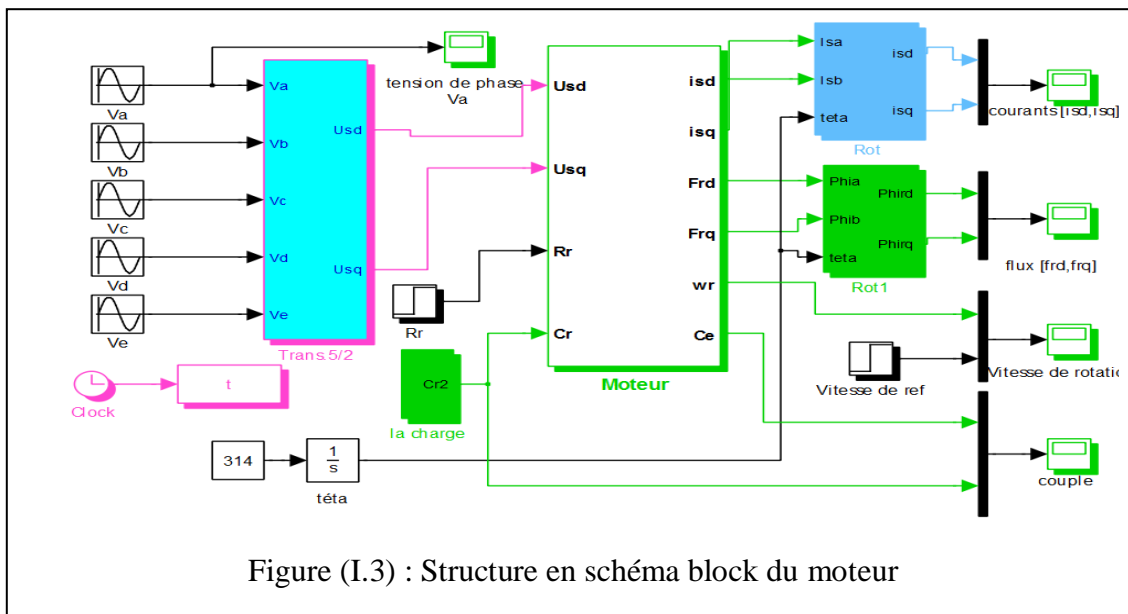


Figure (I.3) : Structure en schéma block du moteur

I.9 Résultats et interprétations :

Le moteur pentaphasé étudié à été alimenté directement par un réseau pentaphasée équilibré.

Les paramètres de ce moteur sont donnés dans l'annexe A.

Les résultats de simulation illustrés sur la Figure (I.4) repère (d,q) montrent qu'au démarrage à vide et en charge , avec une application d'une charge de (10N.m) à l'instant $t = [1 \ 2]$ seconde.

Nous constatons également que la vitesse atteint sa valeur maximale (vitesse du champ tournant, qui égale à 157 rad/s) après une durée de (0,2) seconde.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, présent au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de stabilisée à zéro. Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (30A) jusqu'à 0.2 seconde. Après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée à la valeur (5A).

Nous avons appliqué à l'instant $t = [1 \ 2]$ seconde, une charge nominale de (10 N.m) à l'arbre du moteur. Les résultats de simulation sont regroupés également dans la même figure.

On remarque que la vitesse présente une décroissance qui se traduit par un glissement, le couple rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant qu'il se stabilise à la valeur du couple résistant nominal, les flux rotoriques et les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée.

Démarrage à vide $C_e = 0$ N.m Démarrage en charge $C_e = 10$ N.m

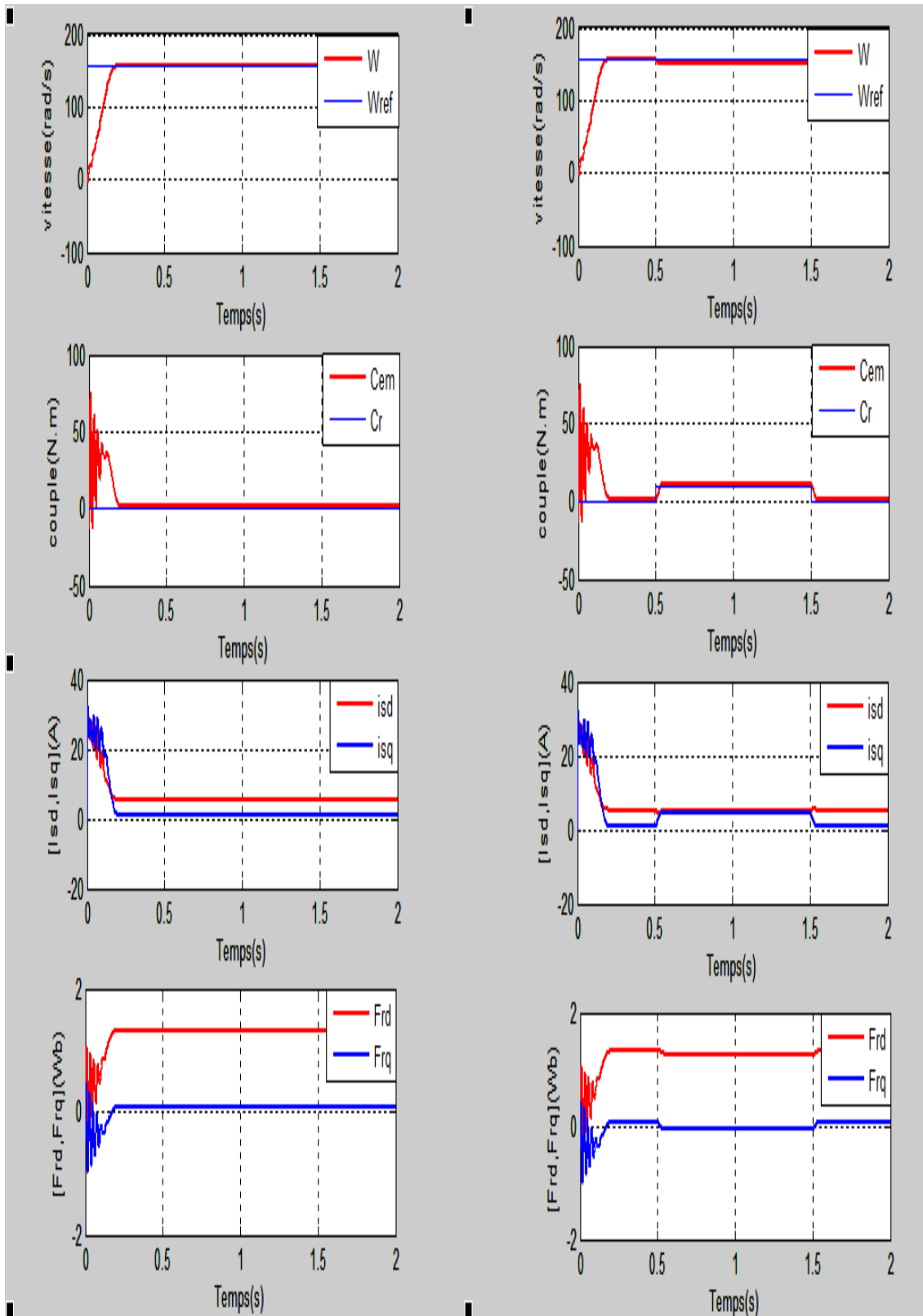


Figure (I.4) Résultats de fonctionnement à vide et en charge suivant l'axe (d,q).

I.10 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons défini la machine asynchrone et présenté sa modélisation.

Le moteur pentaphasé étudié à été alimenté directement par un réseau pentaphase équilibré.

Cette modélisation nous à permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation avec le logiciel Matlab. Puis nous avons interprété les résultats obtenus.

La transformation de Park rendu ce modèle plus simple.

Nous passerons dans prochaine chapitre à (l'alimentation de la machine avec onduleurs de tension à commande M.L.I).

II

Association onduleur- machine asynchrone pentaphasée

SOMMAIRE

II.1	Introduction.....	20
II.2	Alimentation par onduleur.....	20
II.2.1	Définition.....	20
II.3	Système d'alimentation.....	20
II.3.1	Modélisation du redresseur.....	21
II.3.2	Modélisation du filtre.....	22
II.4	Alimentation avec onduleur.....	23
II.4.1	Structure de l'onduleur.....	23
II.4.2	Fonction de conversion.....	24
II.5	Etude de la commande de l'onduleur.....	25
II.5.1	Commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses.....	25
II.5.2	Algorithme de commande.....	26
II.6	Simulation du taux de distorsion harmonique.....	27
II.6.1	Résultats et Interprétation.....	29
II.7	Simulation de la MASP alimentée par un onduleur.....	29
II.7.1	Résultats et interprétations.....	30
II.8	Conclusion.....	33

II.1 Introduction:

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (*DC/AC*). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, pour alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence variable pour l'alimentation des machines électriques à vitesse variable (asynchrones ou synchrones) [17].

L'onduleur qui est connecté à la machine pentaphasée, est constitué de cinq bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle.[18]

Dans ce chapitre, nous allons faire une modélisation de l'onduleur à trois niveaux des tensions ainsi que la modélisation de la commande MLI «sinus -triangle».[19]

On distingue deux types d'onduleur :

- Les onduleurs des tensions.
- Les onduleurs des courants.

Dans notre étude on considère le moteur asynchrone alimenté en tension.

II .2 Alimentation par onduleur :

II.2.1 Définition :

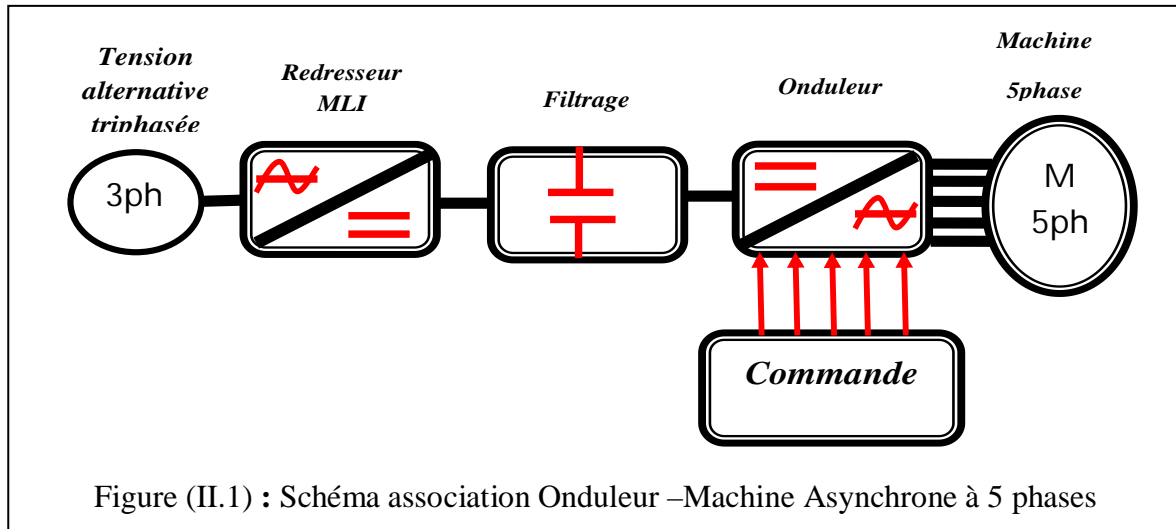
Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'alimentation des machines électriques tournantes à courant alternatif et de l'électronique de puissance.

Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse en milieu industriel. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'un part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissante, robustes et rapides, [20] et d'autre part sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsion. [21]

II.3. Système d'alimentation :

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté machine est un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et le convertisseur coté réseau est un redresseur triphasé double alternance à diodes, séparés par un filtre passe -bas (LC).

La figure (II.1) illustre le schéma synoptique d'une machine asynchrone pentaphasée et de son alimentation.

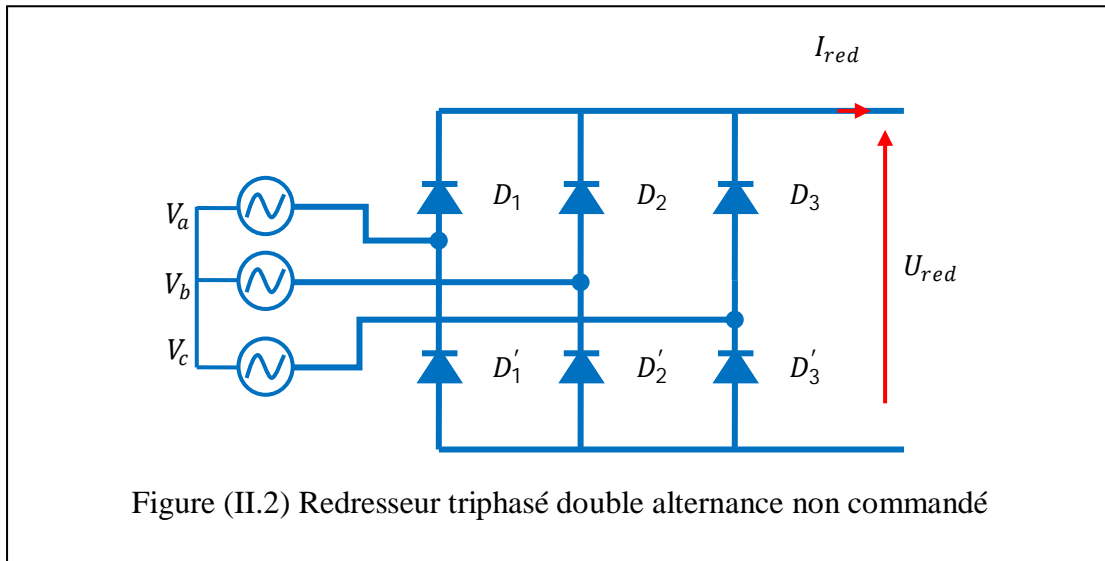


II.3.1 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est un convertisseur statique qui permet de convertir l'énergie d'une source de tension alternative en une énergie à tension continue. Notre onduleur a besoin d'une source de tension continue stable, qui peut être engendrée à travers d'un redresseur triphasée de la Figure (II.2).

L'alimentation du redresseur sera assurée par le réseau électrique triphasé (220/380 V, 50Hz) :

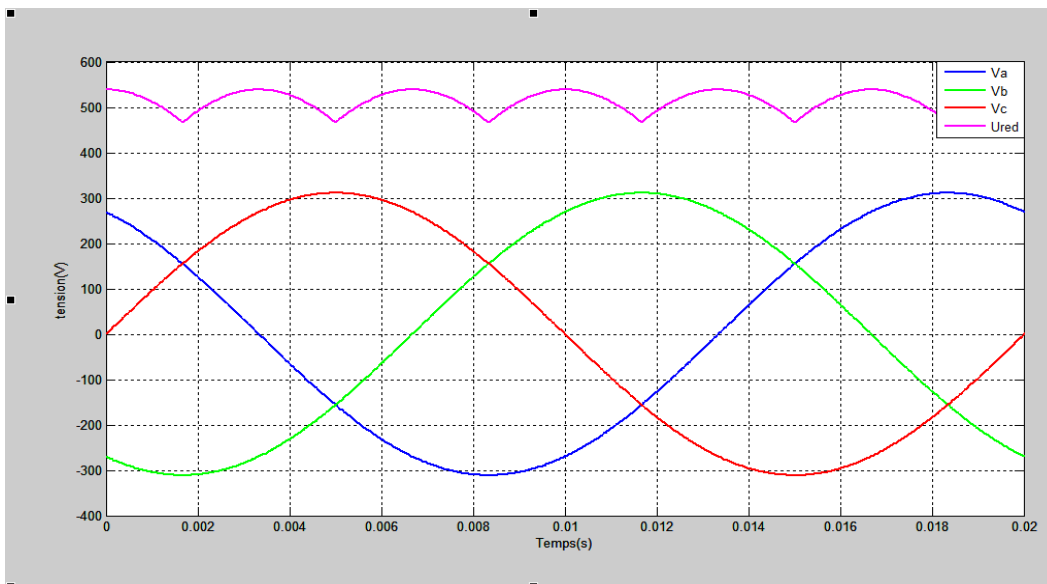
$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(314 t) \\ V_b = V_m \sin\left(314 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(314 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II-1})$$



Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie par :

$$U_{red} = \text{Max}[V_a, V_b, V_c] - \text{Min}[V_a, V_b, V_c]$$

La Figure (II.3) représente la sortie de redresseur.



Figure(II.3) Tension redressée U_{red}

II.3.2 Modélisation du filtre :

A l'entrée de l'onduleur, la tension est sensiblement constante et le courant légèrement ondulé, pour remédier à cet inconvénient un filtre (LC) est insère entre le redresseur et l'onduleur. La capacité supprime les brusques variations de la tension lors

des commutations et réduit l'ondulation de cette dernière durant les intervalles entre commutations [22].

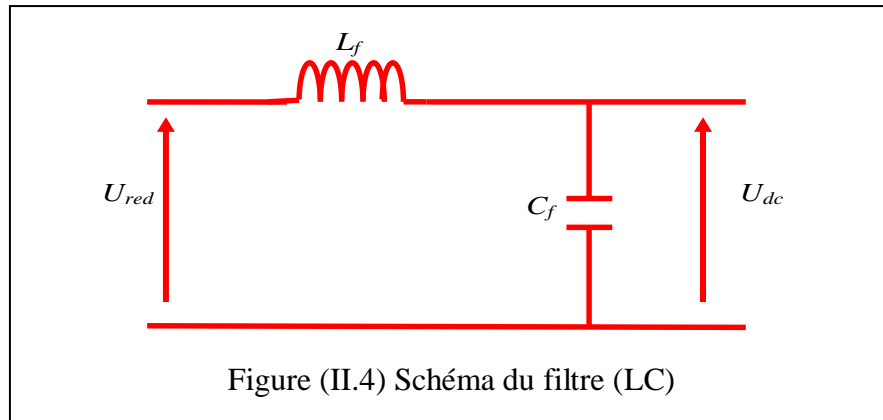


Figure (II.4) Schéma du filtre (LC)

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes:

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + Vd_c(t) \\ \frac{dVd_c(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante:

$$F(s) = \frac{Vd_c(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} \cdot s)^2} \quad (\text{II-3})$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II-4})$$

La détermination de L et C se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer (6 fois la fréquence du réseau d'alimentation dans ce cas) [23].

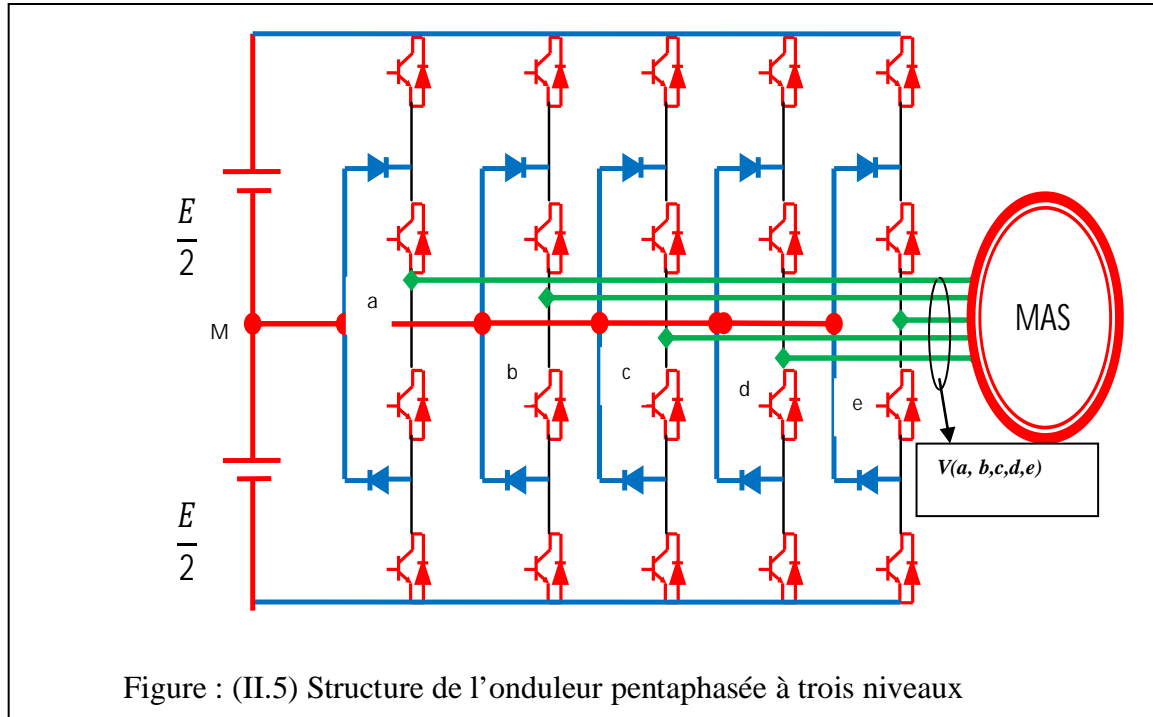
II.4 Alimentation avec onduleur

II.4.1 Structure de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions d'amplitudes et de fréquence variables à partir d'une source de tension continue [24].

L'onduleur qui sera utilisé est un onduleur pentaphasé à trois niveaux. Il se compose de cinq bras identiques constitué chacun de deux interrupteurs commandables montés en série, chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée

en tête bêche. Le schéma structurel d'un tel onduleur pentaphasé à trois niveaux illustré par la figure. (II.5)



II.4.2 Fonction de conversion

Les tensions aux nœuds a, b, c, d, e de l'onduleur par rapport au point milieu M sont donnés comme suit :

$$\begin{cases} V_{aM} = V_{aN} + V_{NM} \\ V_{bM} = V_{bN} + V_{NM} \\ V_{cM} = V_{cN} + V_{NM} \\ V_{dM} = V_{dN} + V_{NM} \\ V_{eM} = V_{eN} + V_{NM} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}, V_{dN}, V_{eN}$: sont les tensions des phases de la machine;

V_{NM} : Tension de neutre de la machine par rapport au point fictif M;

Le système : $V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}, V_{dN}, V_{eN}$ étant équilibre, il en découle :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0$$

On obtient :

$$V_{NM} = \frac{1}{5} (V_{aM} + V_{bM} + V_{cM} + V_{dM} + V_{eM}) \quad (\text{II.6})$$

On remplace cette expression dans le système (II.5), on trouve :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{(4V_{aM} - V_{bM} - V_{cM} - V_{dM} - V_{eM})}{5} \\ V_{bN} = \frac{(-V_{aM} + 4V_{bM} - V_{cM} - V_{dM} - V_{eM})}{5} \\ V_{cN} = \frac{(-V_{aM} - V_{bM} + 4V_{cM} - V_{dM} - V_{eM})}{5} \\ V_{dN} = \frac{(-V_{aM} - V_{bM} - V_{cM} + 4V_{dM} - V_{eM})}{5} \\ V_{eN} = \frac{(V_{aM} - V_{bM} - V_{cM} - V_{dM} + 4V_{eM})}{5} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.5. Etude de la commande de l'onduleur :

Le choix d'une technique de commande dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI.

L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité et faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie [25], [26].

Dans notre travail, pour avoir un signal avec moins d'harmoniques on va envisager la commande MLI sinus-triangulaire à deux porteuses.

II.5.1 Commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses :

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoidale avec deux porteuses triangulaires bipolaires (Figure II.6).

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

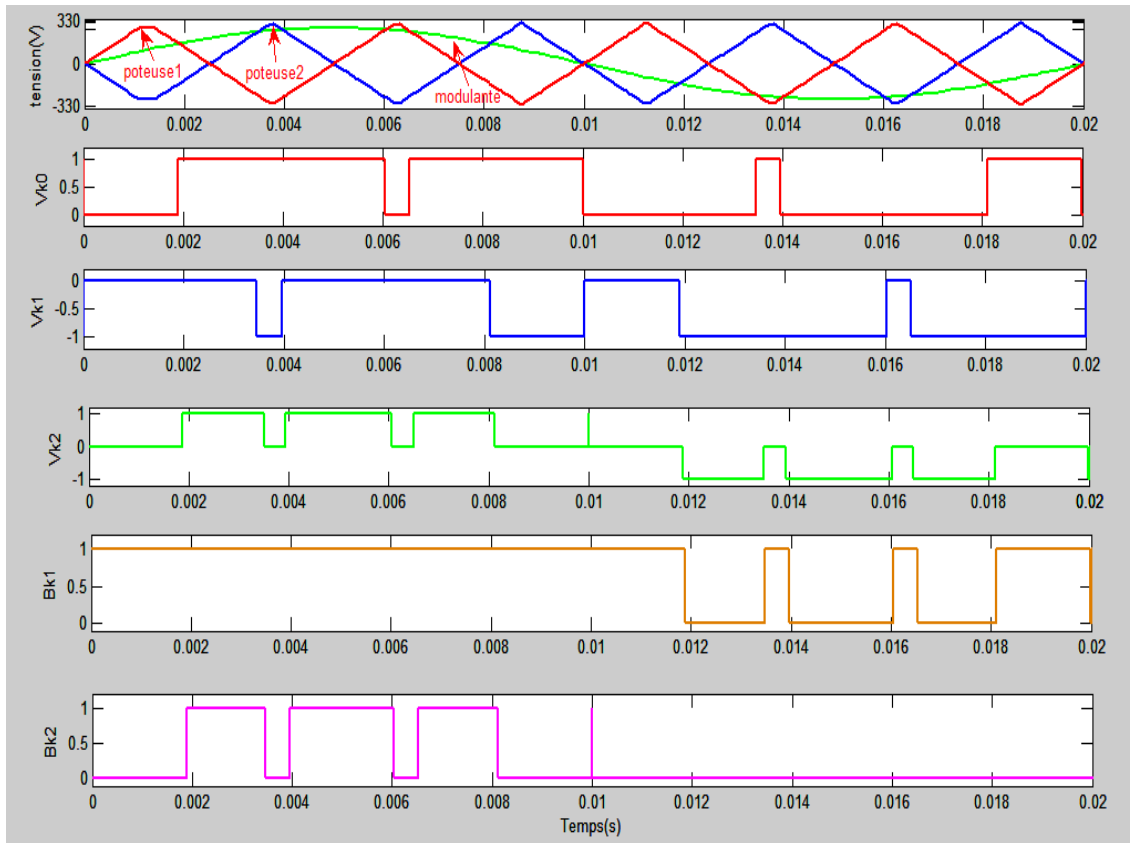
L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la Porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence f_{ref} :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{II.8})$$

Taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence et celle de la porteuse :

$$r = \frac{U_p}{U_{ref}} \quad (\text{II.9})$$

La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.



Figure(II.6) : Principe de Commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses

II.5.2 Algorithme de commande :

L'algorithme de la commande de la stratégie Triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras k , peut être résumé en deux étapes :

Première étape : la détermination des signaux intermédiaires V_{k0} et V_{k1} .

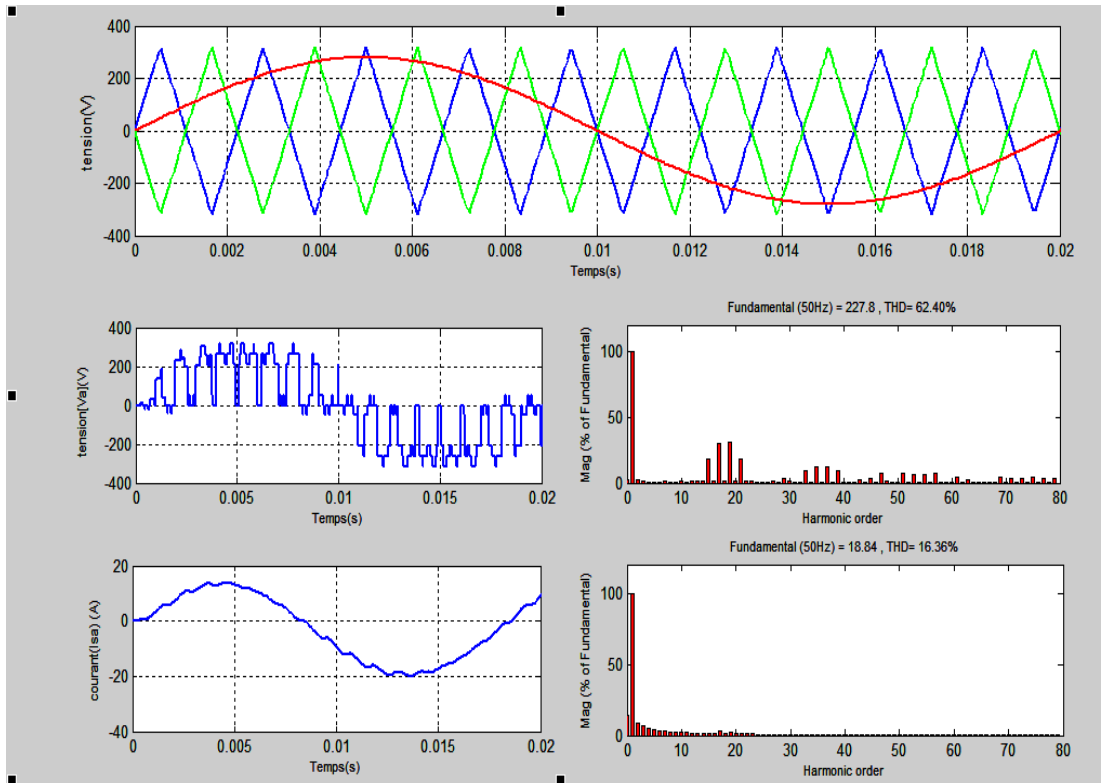
$$\begin{cases} U_{ref} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ U_{ref} \leq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \\ U_{ref} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ U_{ref} \leq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (II.10)$$

Dans ce cas on peut déterminer le signal de la commande $B_{k1}, B_{k2}, B_{k3}, B_{k4}$ du transistor T_{k1} du bras 1 comme suite :

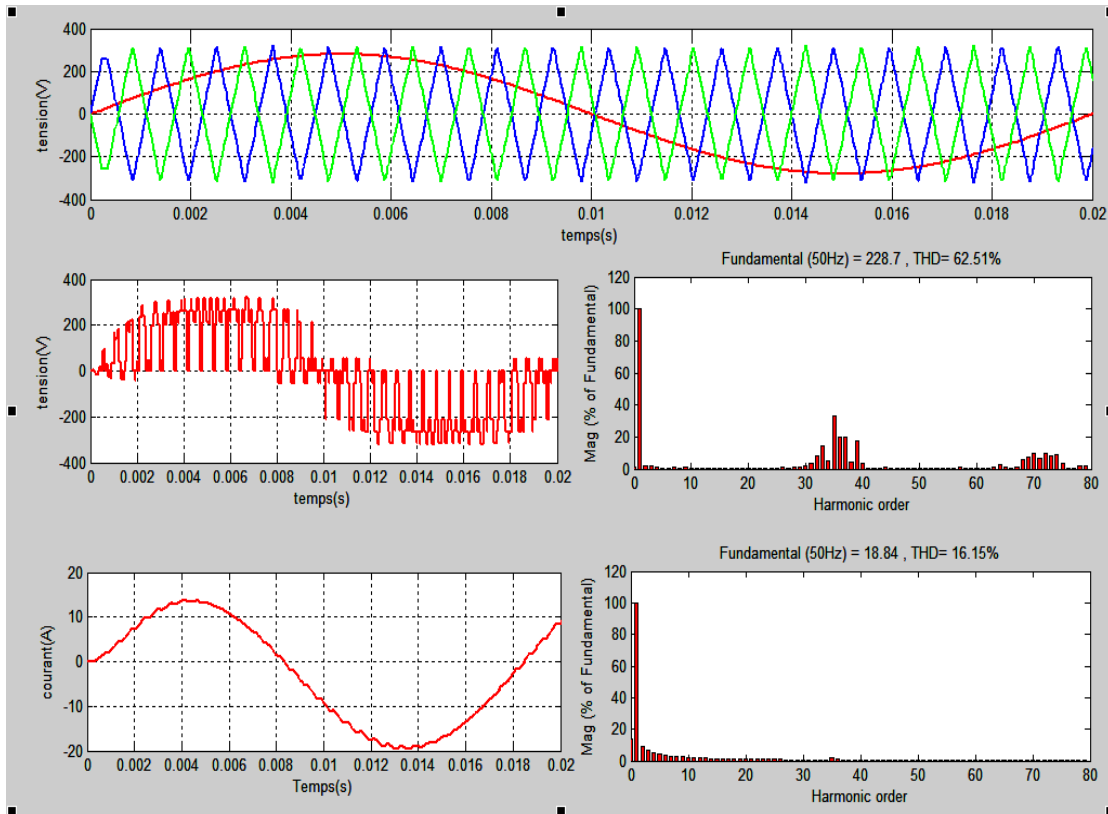
$$\begin{cases} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad avec \quad \begin{cases} V_{k2} = V_{k0} + V_{k1} \\ B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases}$$

II.6.Simulation du taux de distorsion harmonique:

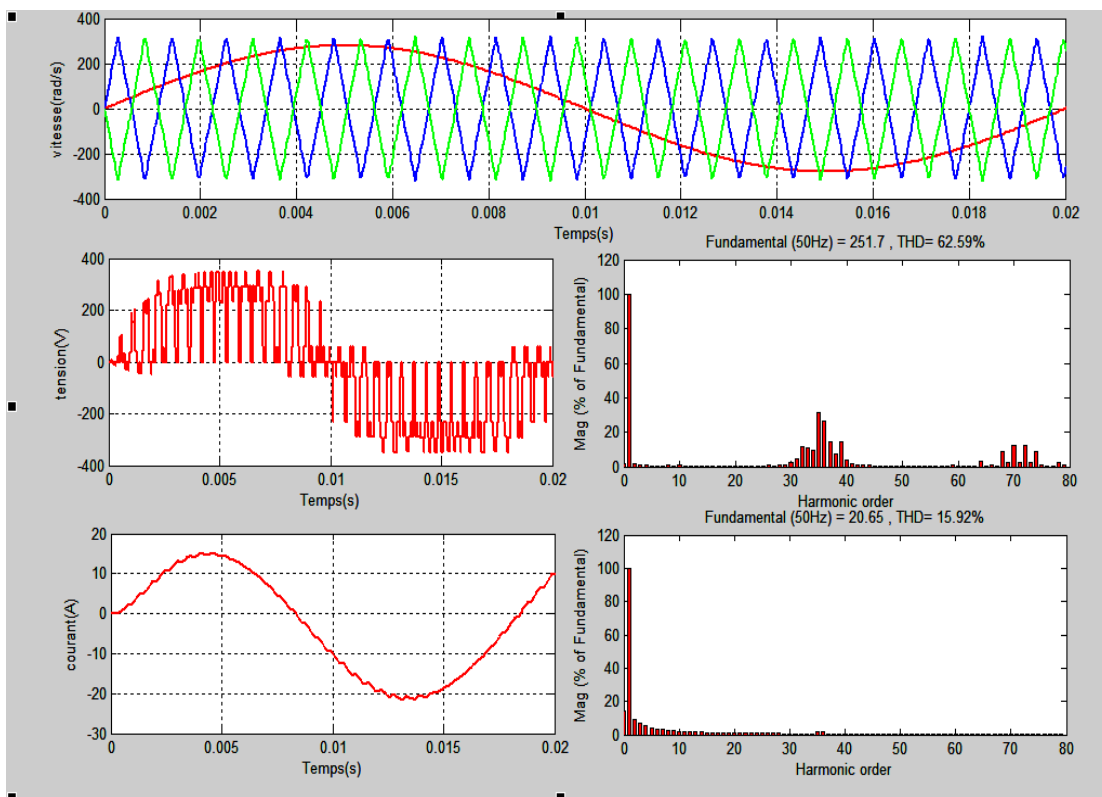
Dans ce travail, on va utiliser un onduleur de tension commandé par MLI naturelle où on fait varier l'indice de modulation m et le taux de modulation r dont le but de minimiser les distorsions de la vitesse, du couple et des courants.



Figure(II.7) Résultat de THD pour $m=9$ et $r=0.9$



Figure(II.8) Résultat de THD pour m=18 et r=0.9



Figure(II.9) Résultat de THD pour m=18 et r=0.97

II.6.1. Résultats et interprétations :

Les figures (II.7), (II.8), (II.9) représentent la tension et le courant de la phase (V_a) de l'onduleur pentaphasée et l'étude d'harmonique pour les différentes valeurs de m et r .

D'après les résultats obtenus on dit qu'il ya des harmoniques impaires pour toutes les valeurs de m mais chaque fois l'indice de modulation m augmente cela permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, par conséquent, facilement filtrées par la machine.

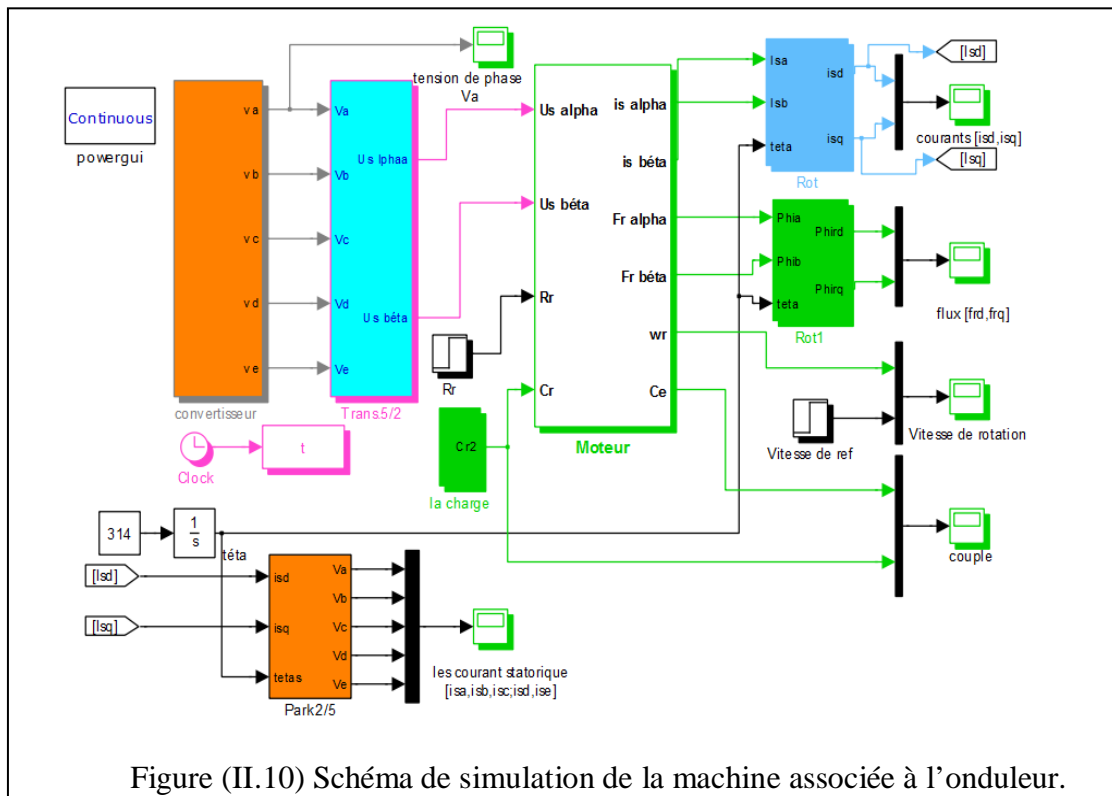
Le tableau suivant donne les résultats obtenus d'après les figures

$r=A_{ref}/A_p$	$m=f_p/f_r$	THD courant		THD tension	
		F	THD	F	THD
0.9	09	18.84	16.36	227.8	62.40
	18	18.84	16.15	228.7	62.51
0.97	18	20.65	15.92	251.7	62.59

L'objectif de ce travail est de minimiser l'apparition des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants provoquées par l'onduleur. C'est pour cette raison on choisi un onduleur de tension avec $m=18$ et $r=0.97$.

II.7. Simulation de la MASP alimentée par onduleur :

La figure (II.10) illustre le schéma de simulation de la modélisation de la machine associée à l'onduleur de tension.



II.7.1. Résultats et interprétations :

La Figure (II.11) représente le démarrage à vide et en charge pour le repère (d,q).

Au démarrage nous remarquons que la vitesse oscille légèrement (régime transitoire) et cela est dû à l'inertie des masses tournantes ensuite la vitesse atteint sa valeur de référence (157rad/sec) après un temps de 0.2s.

La courbe du couple (C_{em}) présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes, ce couple pulsant est transmis à la partie mécanique avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation.

Après avoir atteint le régime permanent la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 10Nm à l'instant $t = [0.5 \ 1.5]$ s.

Nous remarquons que lors de l'application de perturbation de charge, le couple électromagnétique compense cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée, alors que, la vitesse présente une décroissance qui se traduit par un glissement. On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative.

Les Figures (II.12) et (II.13) présentent le test de fonctionnement de la machine avec l'ouverture d'une phase (Va) à l'instant $t = 1$ s.

Les résultats montrent que le moteur reste fonctionnel avec une vitesse légèrement chutée, le couple est un peu pulsatoire à cause d'un déséquilibre dans l'alimentation, mais toujours suit sa valeur.

Démarrage à vide $C_e = 0$ N.m

Démarrage en charge $C_e = 10$ N.m

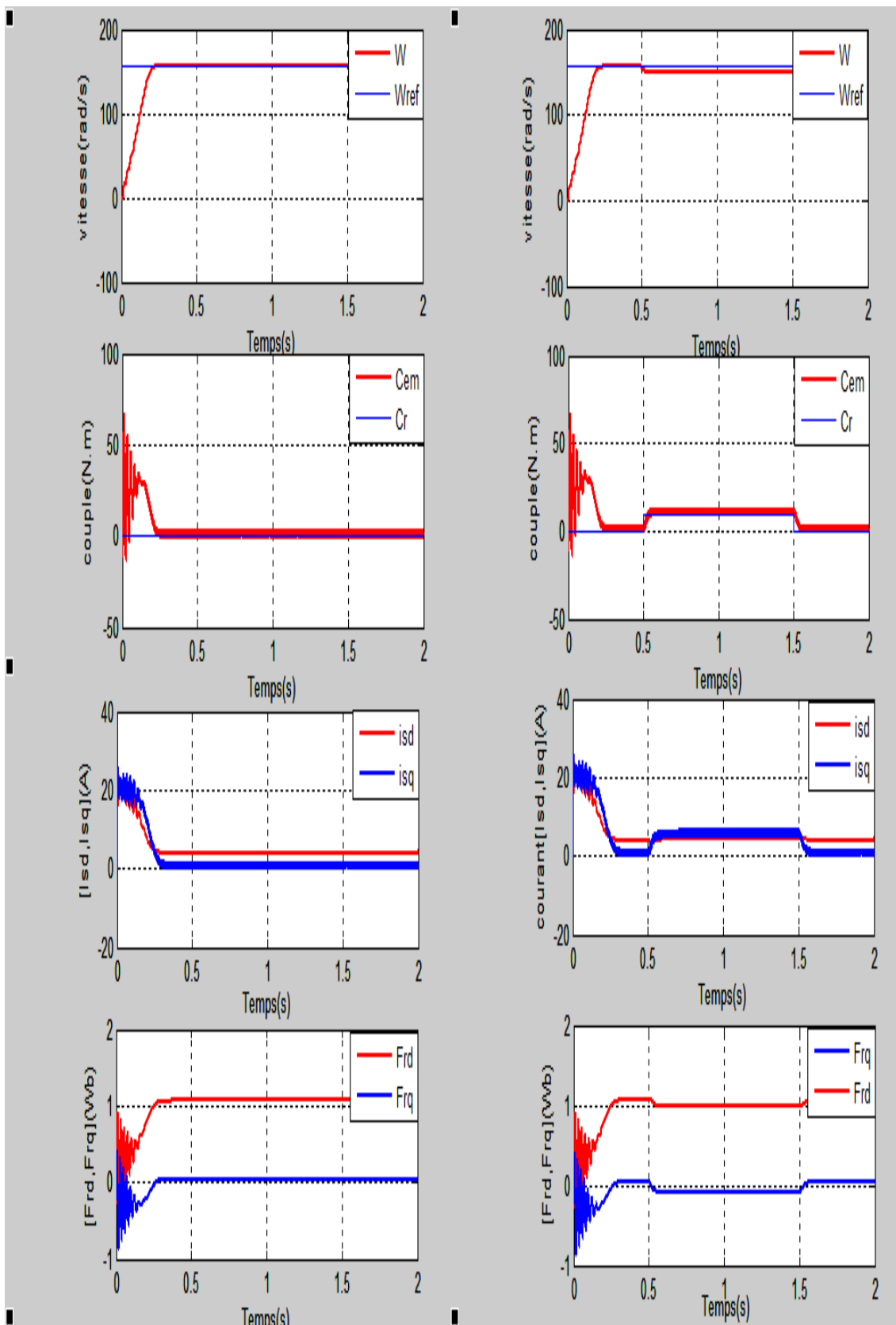


Figure (II.11) Résultats de fonctionnement à vide et en charge axes (d,q).

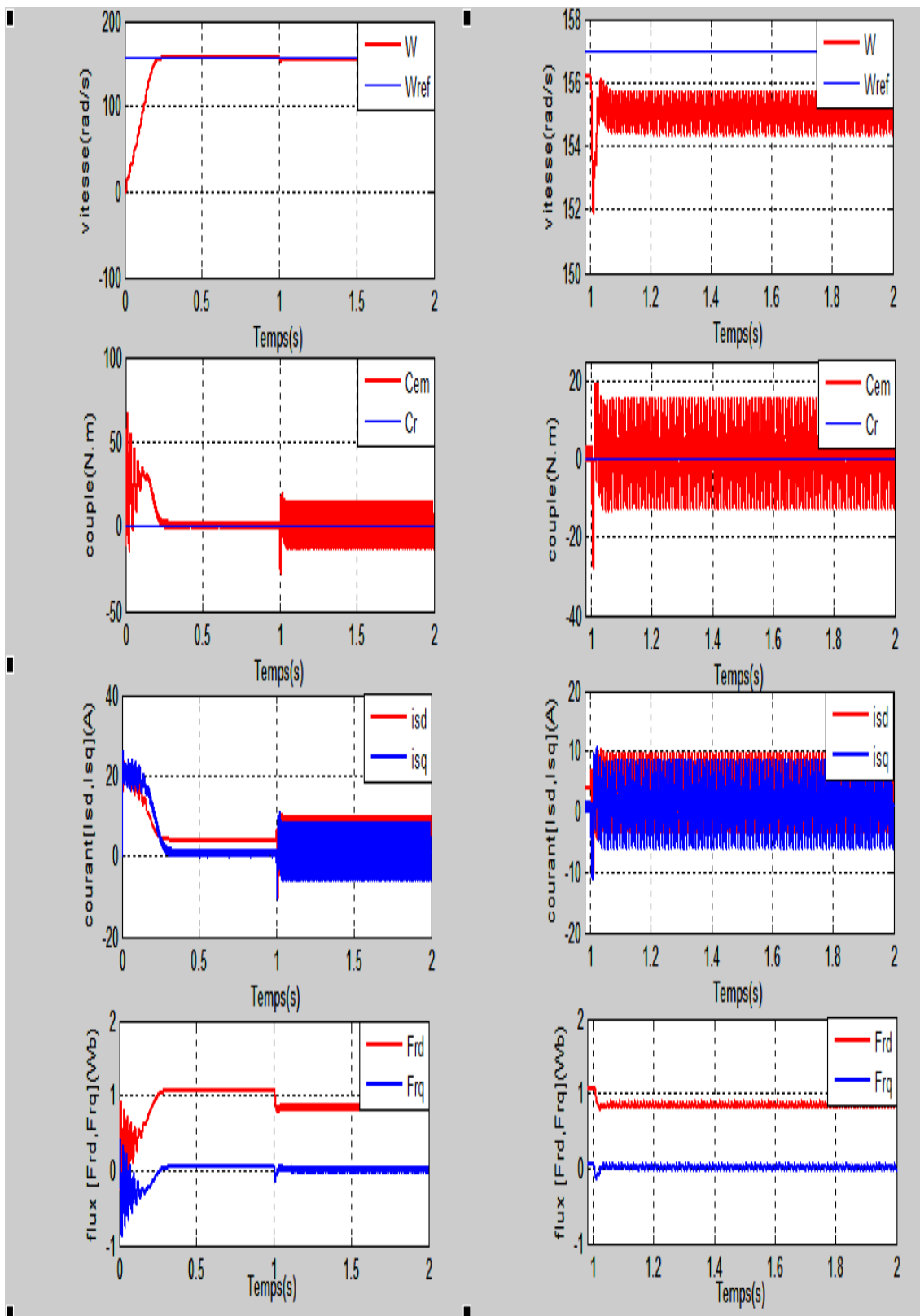
Démarrage à vide $C_r = 0$ N.m

Figure (II.12) Comportement du moteur avec l'ouverture d'une Phase 1 (V_a) à l'instant [0 2] (1) seconde à vide.

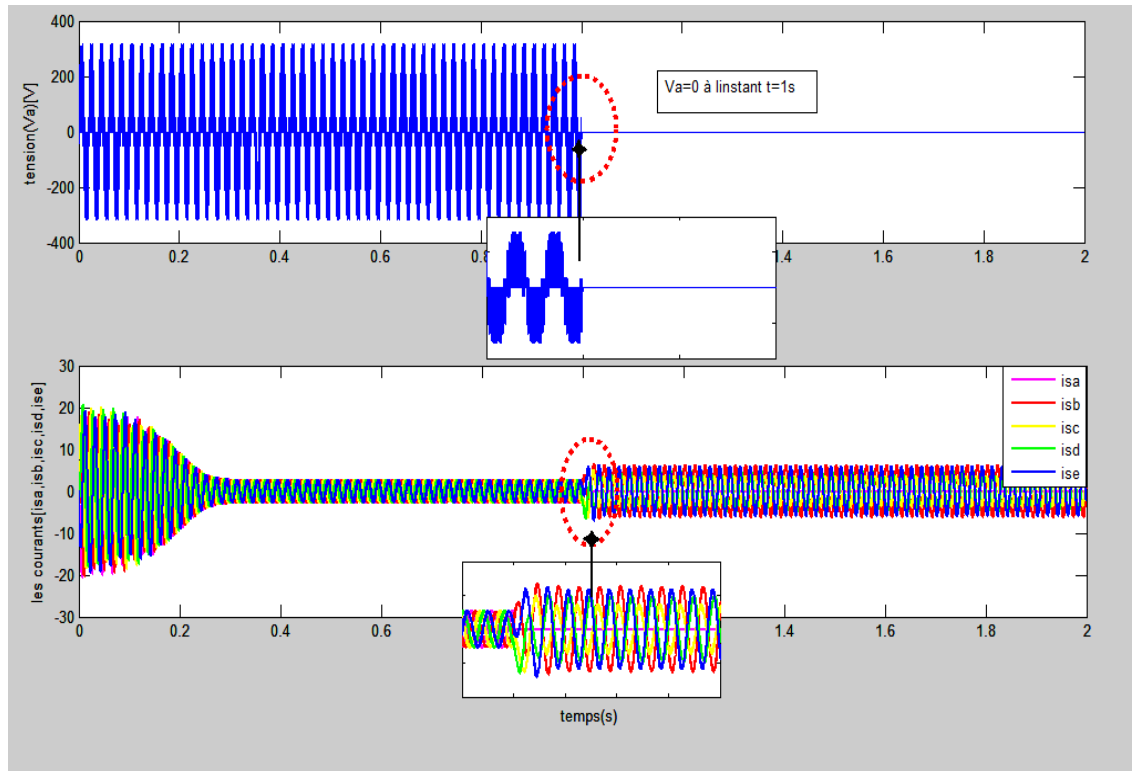


Figure (II.13) La tension de la Phase 1 (V_a) et les courants statorique avec l'ouverture d'une phase à l'instant [0 2] (1) seconde à vide.

II.8 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté les éléments constituant l'alimentation d'une machine asynchrone pentaphasée associée à un onduleur de tension commandé par la technique MLI sinus-triangulaire à deux porteuses, cette commande permettra de doter la machine à induction une réponse rapide et des performances élevées et permet d'imposer des ondes de tensions, à amplitudes et fréquences variables.

Après comparaison entre les résultats obtenus, nous avons constaté que l'onduleur à MLI permet de contrôler la tension et d'améliorer le facteur de puissance, la distorsion des courants en ligne et le taux d'harmoniques de la tension du réseau.

*Commande vectorielle
de la machine asynchrone
pentaphasée par orientation
du flux rotorique*

SOMMAIRE

III.1	Introduction.....	35
III.2	Introduction à la commande vectorielle par orientation du flux.....	36
	III.2.1 Description.....	36
III.3	Commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	37
	III.3.1 Bloc Estimateur du flux et du couple.....	38
	III.3.2 Commande vectorielle directe.....	39
	III.3.3 Commande vectorielle indirecte.....	39
	III.3.4 Découplage entrée-sortie.....	40
	III.3.5 Découplage par compensation.....	40
III.4	Mode défluxage.....	41
III.5	Structure des régulateurs PI et IP.....	42
III.6	Calcul des régulateurs.....	43
	III.6.1 Régulateur de vitesse PI.....	43
	III.6.2 Régulateur de vitesse IP.....	44
	III.6.3 Régulateur de Couple.....	45
	III.6.4 Régulateur de flux.....	46
III.7	La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.	48
III.8	Les résultats de simulation.....	49
	III.8.1 Démarrage à vide.....	49
	III.8.2 Démarrage en charge.....	50
	III.8.3 Démarrage avec variation de vitesse.....	51
	III.8.4 Démarrage avec inversion de vitesse.....	52
	III.8.5 Comparaison entre les régulateurs PI et IP.....	53
III.9	Interprétation des résultats.....	55
III.10	Conclusion.....	56

III.1 Introduction :

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et de transport. Les variateurs de vitesse avec moteur à courant continu, dont les performances sont excellentes et qui bénéficient d'une grande expérience, restent le plus utilisés.

Toutefois, la présence du collecteur, dispositif mécanique de commutation, interdit à la machine à courant continu certains domaines d'utilisateurs et dans certains milieux hostiles (inflammable, corrosif,...etc) [27].

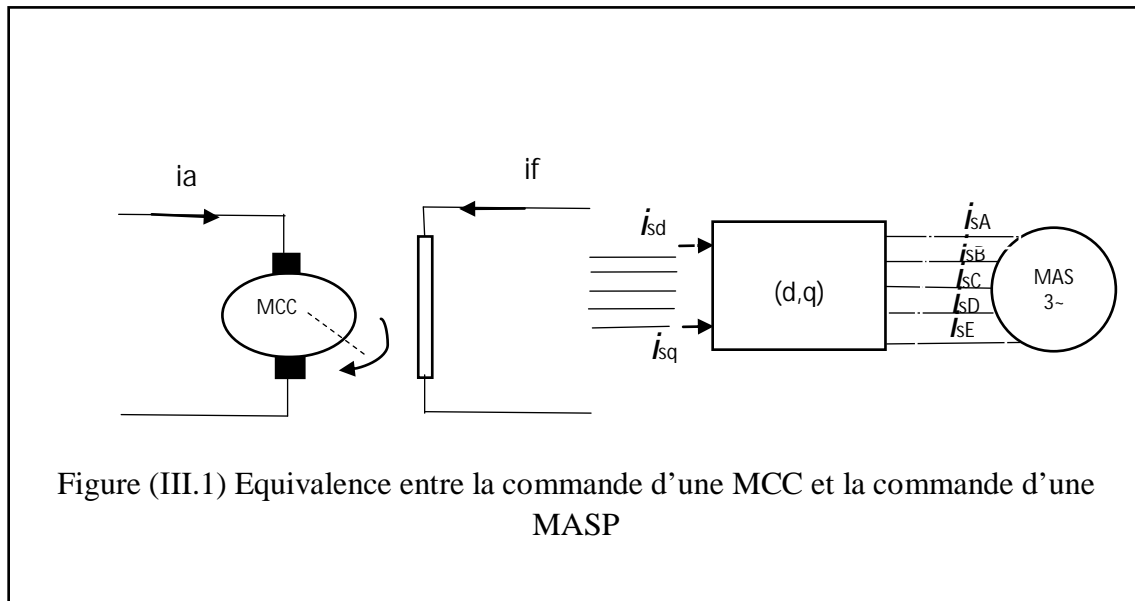
La machine asynchrone présente un fort couplage entre le couple et le flux, ce couplage rend la commande très difficile car il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs à courant continu (MCC) à excitation séparée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70 par (Blaschke).

Elle est basée sur l'orientation du repère de Park (d-q) de manière à annuler une des composantes du flux (directe ou, plus couramment, quadratique) afin de simplifier l'expression mathématique du couple [28].

Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux. Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux (dont la réalisation pratique est délicate), d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte.

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux pour une machine asynchrone pentaphasée. La simulation a été faite par l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension.

La figure (III.1) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.



Les relations du couple électromagnétique de MCC et celle de la MAS sont données par les relations suivant :

1. Couple électromagnétique C_e de la MCC :

$$C_e = K_1 \times i_a \times i_f \quad (\text{III.1})$$

2. Couple électromagnétique C_e de la MAS :

$$C_e = K_2 \times i_{sq} \times i_{sd} \quad (\text{III.2})$$

3. i_a, i_{sd} : les composants du couple.
4. i_f, i_{sd} : les composants du flux.

III.2 La commande vectorielle par orientation du flux :

III.2.1 Description :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composants en quadratures :

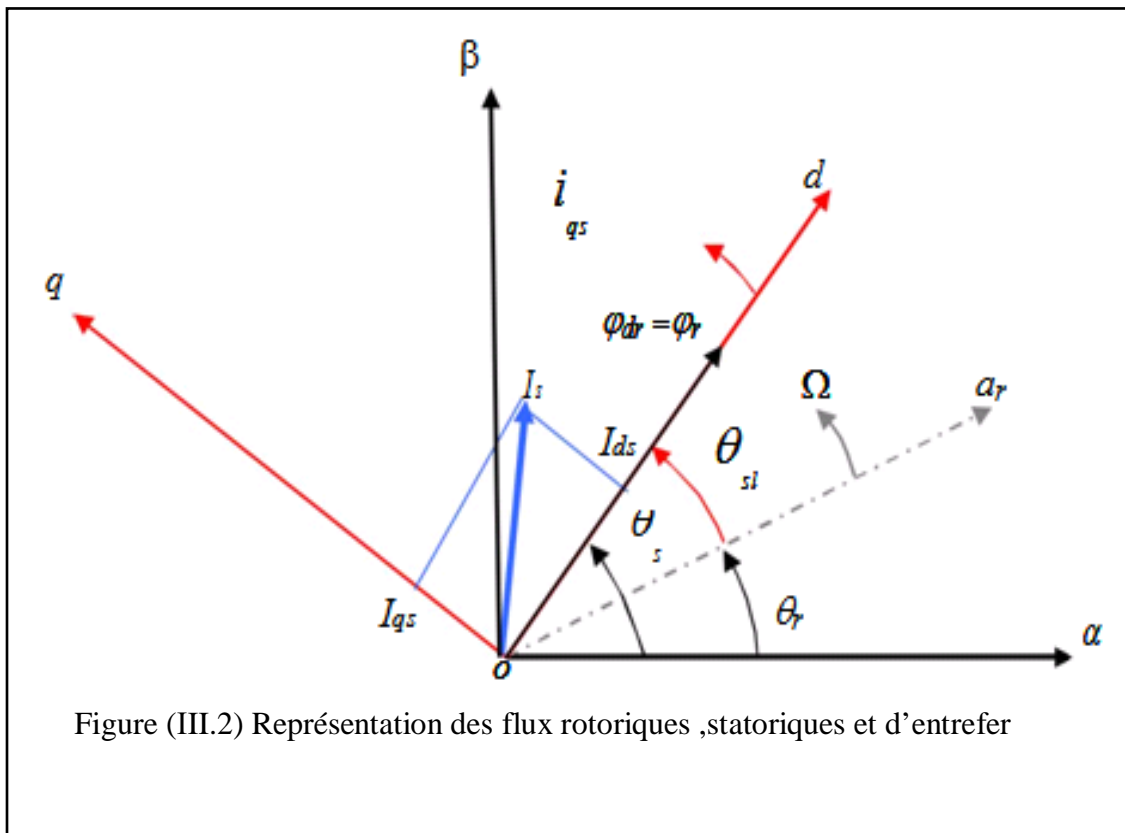
Des flux rotoriques et des courants statoriques (équation (I.15) qui présente un couple complexe entre les grandeurs de la machine). Le référence de travail pour la commande est celui lie au champ tournant afin que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique ou statorique ou d'entrefer, il est possible d'orienter les différents flux de la machine, comme suit [29].

1. Flux rotorique : $\phi_{rd} = \phi_r, \phi_{rq} = 0$ (III.3)

2. Flux statorique : $\phi_{sd} = \phi_s, \phi_{sq} = 0$ (III.4)

$$3. \text{ Flux d'entrefer : } \phi_{Ed} = \phi_E, \phi_{Eq} = 0 \quad (\text{III.5})$$

La figure (III.2) représente le flux rotorique ϕ_r , statorique ϕ_s , le flux d'entrefer ϕ_E .



Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [30]

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

III.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté :

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Le modèle de commande par orientation de flux rotorique est donné par l'équation suivante :

$$\text{Avec : } \phi_{rd} = \phi_r, \phi_{rq} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_r - \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M \cdot T_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot i_{sd} - \left(\frac{1}{T_r - \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \cdot \omega \cdot \phi_r + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ C_e = P \frac{M}{L_r} \phi_r \cdot i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\phi_r} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \end{array} \right. \quad (\text{III.6})$$

Les expressions données par l'équation (III.6) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais V_{sd} et V_{sq} influent au flux sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple, il faut donc réaliser un découplage [31].

Qui nous permet de simplifier le modèle de la machine comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r\right) i_{sd} + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \phi_{rd} \\ V_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r\right) i_{sq} - \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{T_r L_r} \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \omega_s - \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{T_r} \phi_{rd} i_{sq} \\ j \frac{d}{dt} \Omega_r = C_{em} - C_r - f\Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{III.7})$$

III.3.1 Bloc Estimateur du flux et du couple

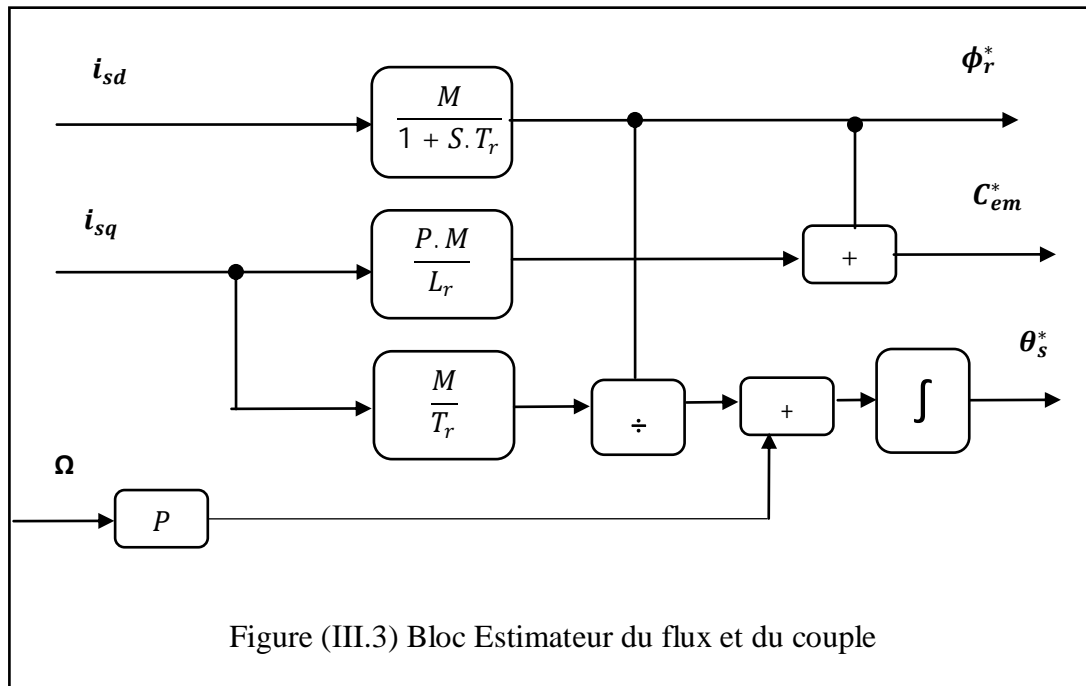
D'après la relation (III.7) on trouve les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_r^* = \frac{M}{1+T_r} i_{sd} \\ \phi_r^* = \frac{M}{1+T_r} i_{sd} \\ C_{em}^* = P \frac{M}{L_r} i_{sq} \phi_r^* \\ \theta^* = \int \left(P\Omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \phi_r^*} \right) dt \end{array} \right. \quad (\text{III.8})$$

La relation $\theta^* = \int \left(P\Omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \phi_r^*} \right) dt$ n'est pas applicable puisque ϕ_r^* en démarrage est nul et pour cela on utilise la formule suivante :

$$\theta^* = \int \left(P\Omega + \frac{M i_{sq}}{T_r \phi_r^* + 0.001} \right) dt \quad (\text{III.9})$$

Et l'équation (III.8) est représentée par la figure (III.2)



III.3.2 Commande vectorielle directe

Dans le cas d'une commande directe avec une alimentation en tension, il est possible d'envisager une commande directe permettant la régulation du flux par contre-réaction. Nous essayons de rechercher les lois de découplage entre V_{sd} et V_{sq} , permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante I_{sq} et le flux par la composante I_{sd} .

Le flux étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état dans le repère lié au champ tournant nous permet d'exprimer V_{sd} , V_{sq}

III.3.3 Commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation

de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [32].

III.3.4 Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état et découplage par compensation. Nous présentons ce dernier type de découplage [33].

III.3.5 Découplage par compensation

Pour faire un découplage par compensation on détermine deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (III.10)$$

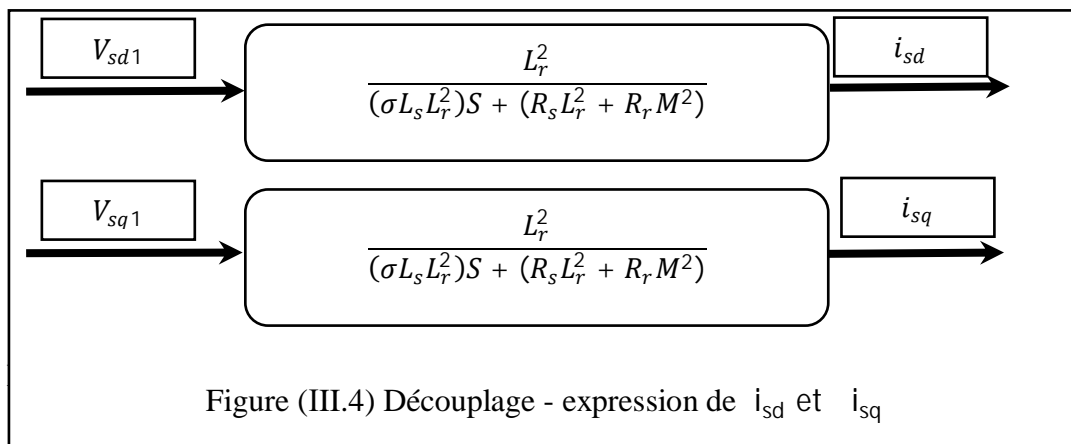
Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{T_r L_r} \phi_r \\ e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \end{cases} \quad (III.11)$$

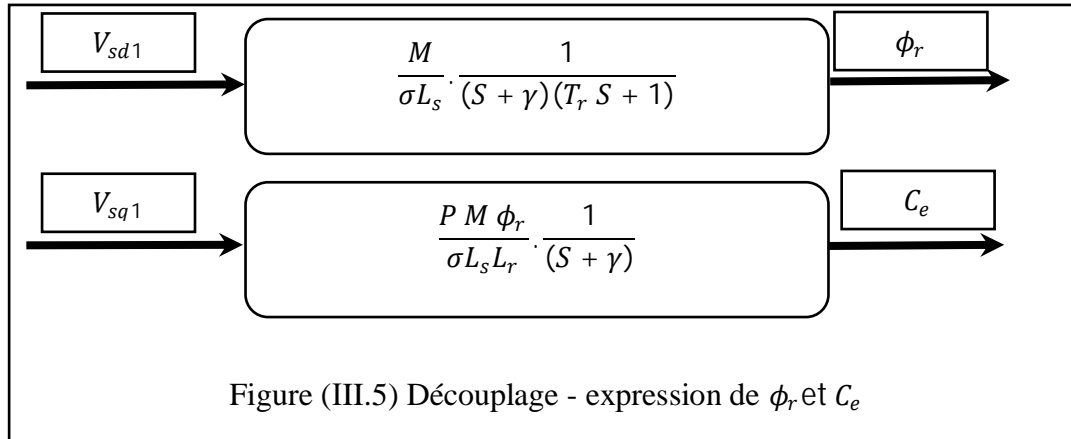
Et :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} \end{cases} \quad (III.12)$$

Les actions sur les axes « d, q » sont donc découplées voir figure (III.4).



En faisant apparaître de manière explicite flux et couple, nous obtenons :



III .4. Mode défluxage :

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur [34].

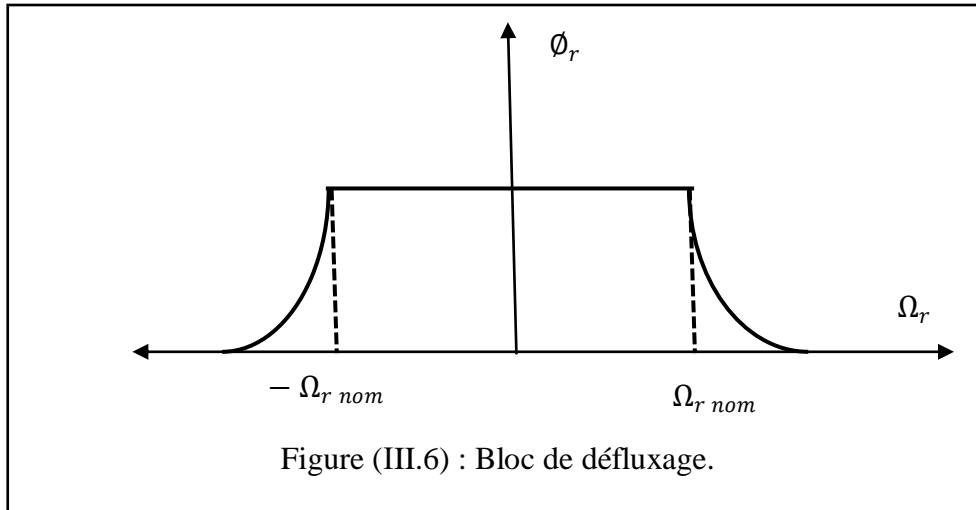
Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\phi_{r \text{ ref}} = \phi_{r \text{ nom}} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{r \text{ nom}} \quad (\text{III.13})$$

$$\phi_{r \text{ ref}} = \frac{\Omega_{r \text{ nom}} \cdot \phi_{r \text{ nom}}}{|\Omega_r|} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{r \text{ nom}} \quad (\text{III.14})$$

$\phi_{r \text{ nom}}$: flux rotorique nominale.

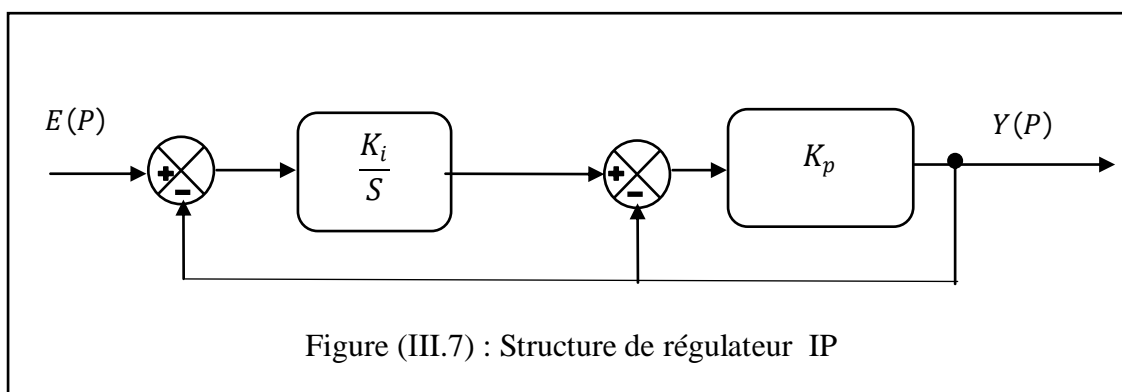
$\Omega_{r \text{ nom}}$: vitesse de rotation nominale.

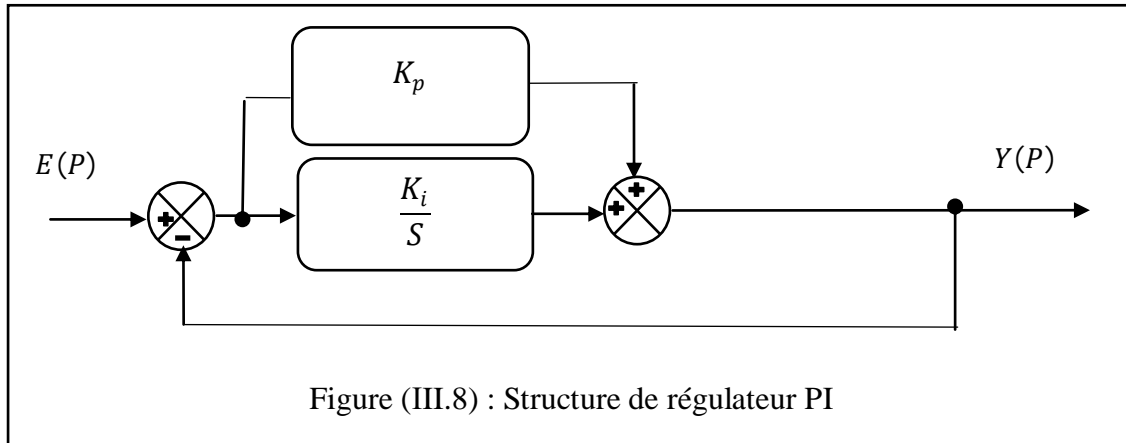


III.5 Structure des régulateurs PI et IP

Les schémas fonctionnels présentant un système défini par sa fonction de transfert $G(p)$ avec les régulateurs PI et IP sont donnés suivants les figures 1 et 2. Le régulateur IP est analogue au régulateur PI mais pour le régulateur IP, les actions proportionnelle et intégrale sont mises en série contrairement au régulateur PI où ces actions peuvent être mises en parallèle. Si la fonction de transfert représentant un régulateur PI est bien explicite, il faut remarquer qu'il n'en est pas de même pour le régulateur IP.

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation seront du type proportionnel et intégral (PI), car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues. Afin de contrôler le couple électromagnétique et effectuer la régulation de la vitesse.

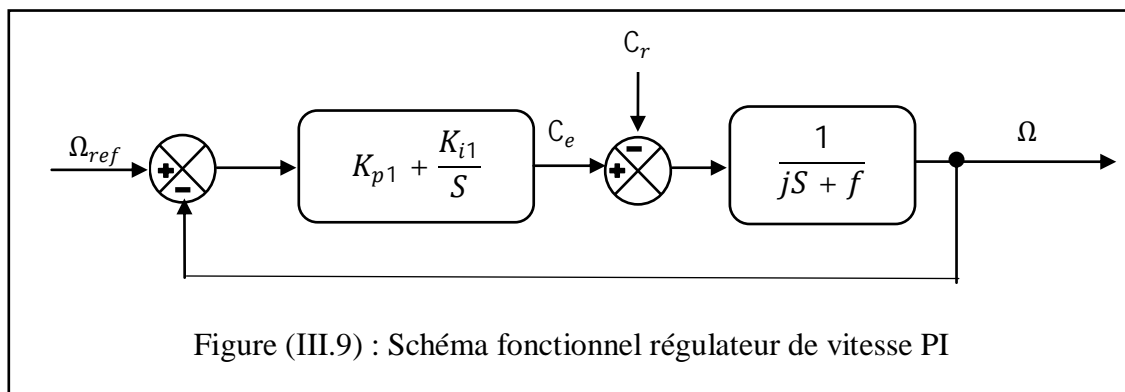




III.6 Calcul des régulateurs

III.6.1 Régulateur de vitesse PI :

Comme on a vu précédemment, la dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant : figure (III.9)



D'après la figure (III.9) la fonction de transfert de système en boucle fermée est donnée par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{1}{jS + f} \left[K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S} \right] [\Omega_{ref} - \Omega] - \frac{1}{jS + f} C_r \quad (\text{III.15})$$

$$\Omega = \frac{K_{p1}S + K_{i1}}{jS + (K_{p1} + f)S + K_{i1}} \Omega_{ref} - \frac{S}{jS + (K_{p1} + f)S + K_{i1}} C_r \quad (\text{III.16})$$

On pose que $C_r = 0$

L'équation caractéristique de l'expression (III.16) à la forme canonique du 2^{ème} ordre donné par l'équation suivante :

$$\frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}S + 1}$$

On trouve que :

$$\begin{cases} \frac{j}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p1+f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (III.17)$$

La figure suivante donne la relation entre la pulsation propre (ω_n), le temps de réponse à 5% et le coefficient d'amortissement (ξ).

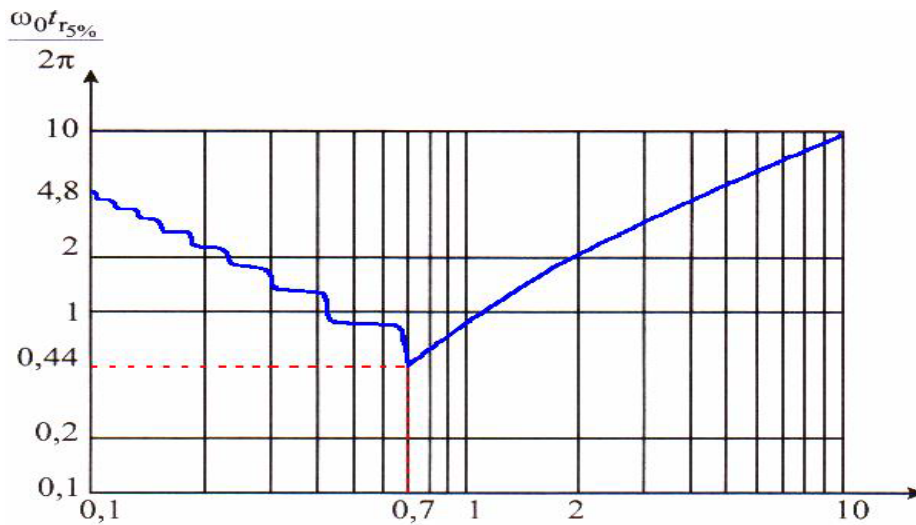


Figure (III.10) : Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement [35]

Pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 1$). ($\omega_n T_{rep\ 5\%} \approx 4.75$).

La relation (3.12) donne :

$$\begin{cases} K_{i1} = j \cdot \omega_n^2 \\ K_{p1} = j2\xi\omega_n - f \end{cases} \quad \text{Avec : } \omega_n = \left(\frac{4.75}{T_{rep\ 5\%}}\right) \quad (III.18)$$

III.6.2 Régulateur de vitesse IP :

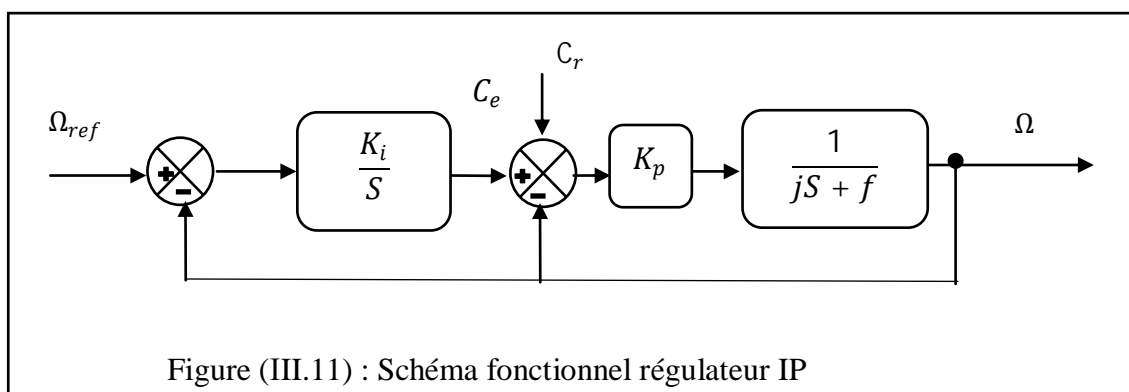


Figure (III.11) : Schéma fonctionnel régulateur IP

La fonction de transfert du régulateur IP de vitesse en boucle ouvert est de la forme suivante :

$$\Omega = \frac{K_{p1}K_{i1}}{jS + (K_{p1} + f)S + K_{p1}K_{i1}} \Omega_{ref} - \frac{S}{jS + (K_{p1} + f)S + K_{p1}K_{i1}} C_r \quad (\text{III.19})$$

On pose que $C_r = 0$

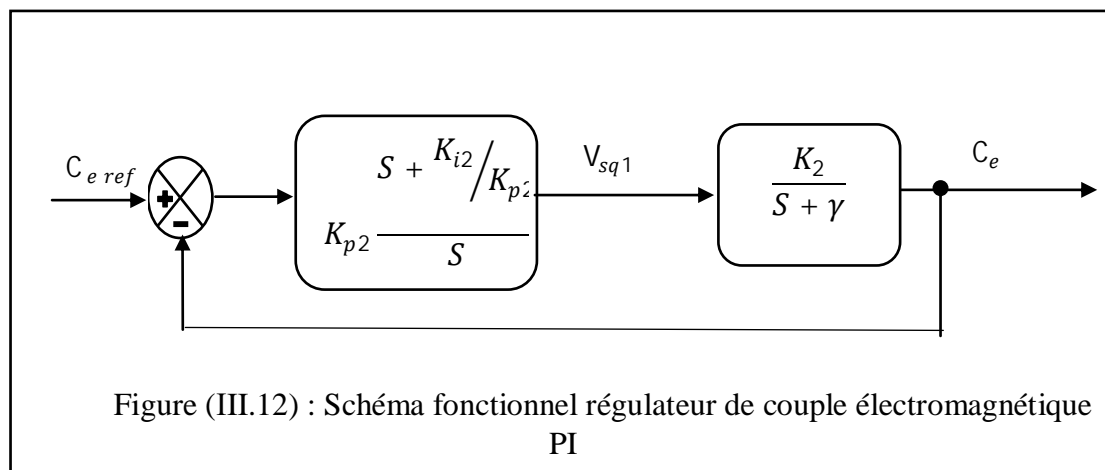
L'équation caractéristique de l'expression (III.11) à la forme canonique du 2^{ème} ordre qui donne par l'équation suivante :

$$\frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}S + 1} \quad \left\{ \begin{array}{l} K_{i1} = \frac{j\omega_n^2}{K_{p1}} \\ K_{p1} = 2\xi\omega_n j - f \end{array} \right. \quad (\text{III.20})$$

III .6.3 Régulateur de Couple

Les équations de découplage proposées figure (découplage) permettent d'exprimer C_e :

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle fermée suivante :



Compensons le pôle $(S + \gamma)$ par $S + K_{i2}/K_{p2}$ de la fonction de transfert de notre régulateur, ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \gamma \quad (\text{III.21})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$GBO(S) = \frac{K_{p2} \cdot K_1}{S} \quad (\text{III.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$GBF(S) = \frac{1}{\frac{S}{K_{p2}K_2} + 1} \quad (\text{III.23})$$

La forme générale de la fonction de transfert de 1^{ère} ordre : $F(S) = \frac{1}{\tau S + 1}$

En trouve :

$$\tau = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (\text{III.24})$$

Les deux gains K_{p2} et K_{i2} sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{\tau K_2} \\ K_{i2} = \gamma K_{p2} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Avec : $K_2 = \frac{P.M.\phi_{ref}}{\sigma L_s L_r}$ et $\gamma = R_s + R_r \frac{M}{L_r}$

Pour un temps de réponse imposé T_{rep} (5%) 0.5s nous obtenons la condition suivante:

$$T_{rep} C_{em}(5\%) = 3\tau = 3 \frac{1}{K_{p2}K_2} = 0.5$$

$$K_{i2} = 3 \cdot \frac{\sigma L_s L_r}{P.M.\phi_{ref} \cdot T_{rep} C_{em}(5\%)}$$

III.6.4 Régulateur de flux :

Le découplage proposé par la figure (III .3) donne :

$$\phi_r = \frac{K_3}{(S+R_t).(S+\frac{1}{T_r})} V_{sd1} \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Avec : } K_3 = \frac{M}{\sigma L_s T_r}$$

La figure (III.13) permet d'avoir une réponse de type 2^{ème} ordre en B.F d'un régulateur PI :

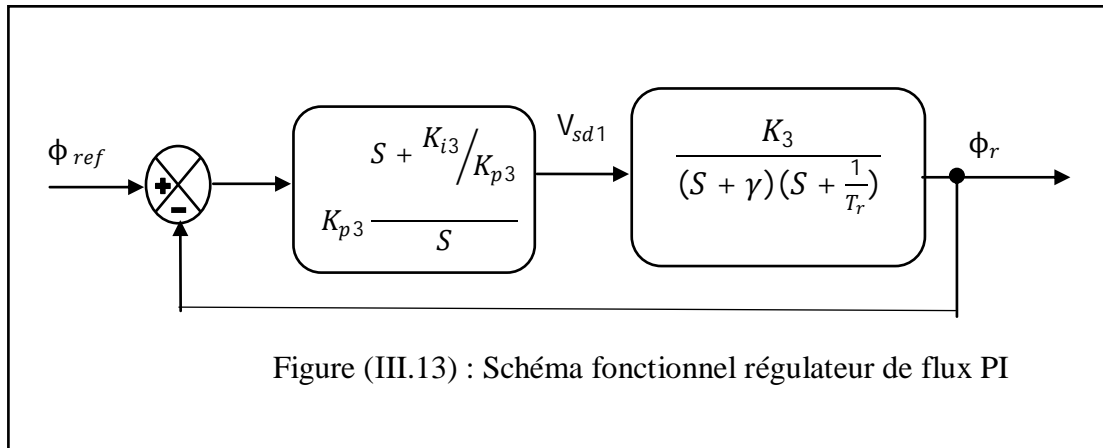


Figure (III.13) : Schéma fonctionnel régulateur de flux PI

De la même manière en compensons le pole le plus lent par le numérateur de fonction de transfert de notre régulateur PI (proportionnel-intégral) :

$(S + \frac{1}{T_r})$ par $(S + \frac{K_{i3}}{K_{p3}})$ en trouve :

$$\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{III.27})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est :

$$G(S) = \frac{K_{p3} \cdot K_3}{S(S+\gamma)} \quad (\text{III.28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (GTBF) est :

$$GTBF(P) = \frac{1}{\frac{1}{K_{p3}K_3} \cdot S + \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} + 1} \quad (\text{III.29})$$

La fonction de transfert en boucle fermée ($GTBF(P)$) (III.23) à la forme canonique du 2^{ème} ordre qui donne par l'équation suivante :

$\frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}S + 1}$ Nous allons donc résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p3}K_3} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{K_3(2\xi)^2} \\ K_{i3} = K_{p3} \frac{1}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

$$\text{Avec : } K_3 = \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot T_r} \text{ et } \gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$$

III .7 La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique:

Pour le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone pentaphasée, on utilise trois régulateurs classiques de même type, ces régulateurs sont le régulateur de vitesse, le régulateur de flux et le régulateur du couple.

Les sorties des deux derniers régulateurs sont les tensions statoriques de référence suivant l'axe q et d (V_{qs}^* , V_{ds}^*), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux cinq tensions réels statorique qui donnent la vitesse réelle du moteur.

La structure globale de cette commande est représentée par la figure (III.14).

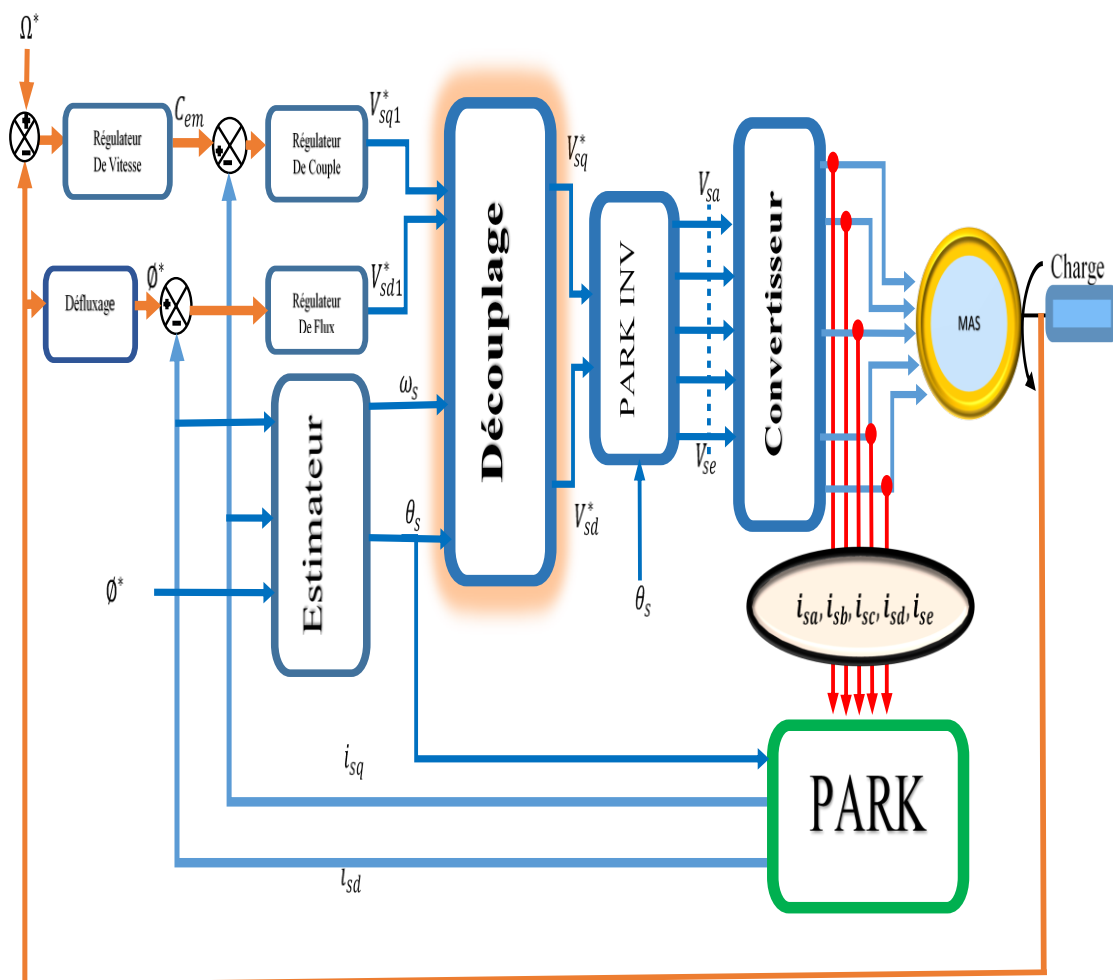


Figure (III.14) : Commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension.

III.8 Les résultats de simulation :

En fait la simulation de la commande vectorielle directe (en tension), et en utilise le logiciel Matlab.

Nous avons simulie le système dans les conditions de fonctionnement variable (variation de vitesse, la charge (marche à vide et en charge), pour les deux type de régulateurs (PI, IP) puis voire La comparaison entre les deux types surtout du coté performances.

III.8.1 Démarrage à vide :

La figure (III.15) représente le démarrage à vide ($C_r = 0$) de la machine asynchrone pentaphasée avec le régulateur IP et PI.

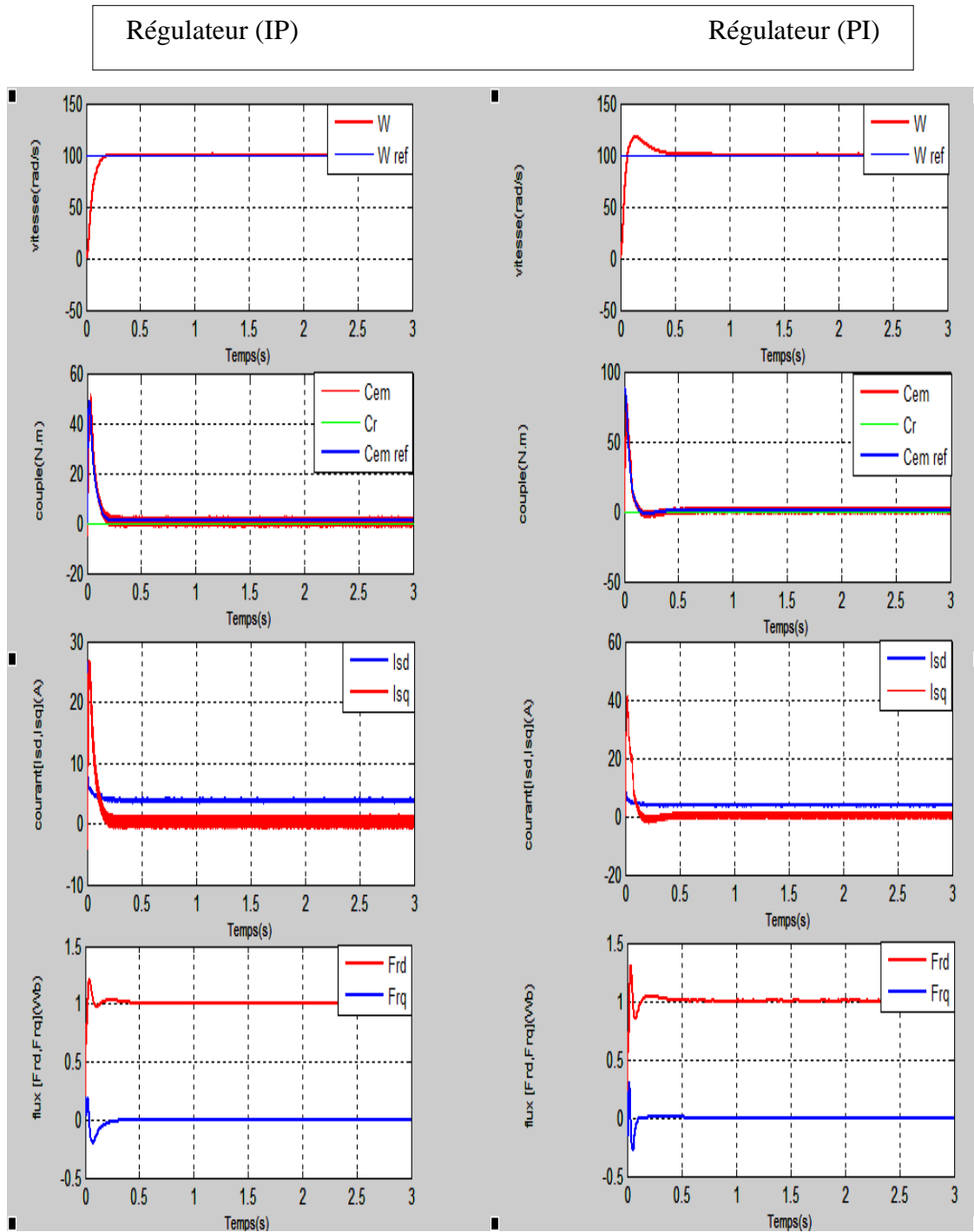


Figure (III.15) Résultats pour un démarrage à vide ($C_r = 0 (N.m)$)

III.8.2 Démarrage en charge :

La figure (III.16) représente les tests en charge ($C_r = 10 (N.m)$) pour les deux types de régulateur IP et PI à l' instant (0.6s).

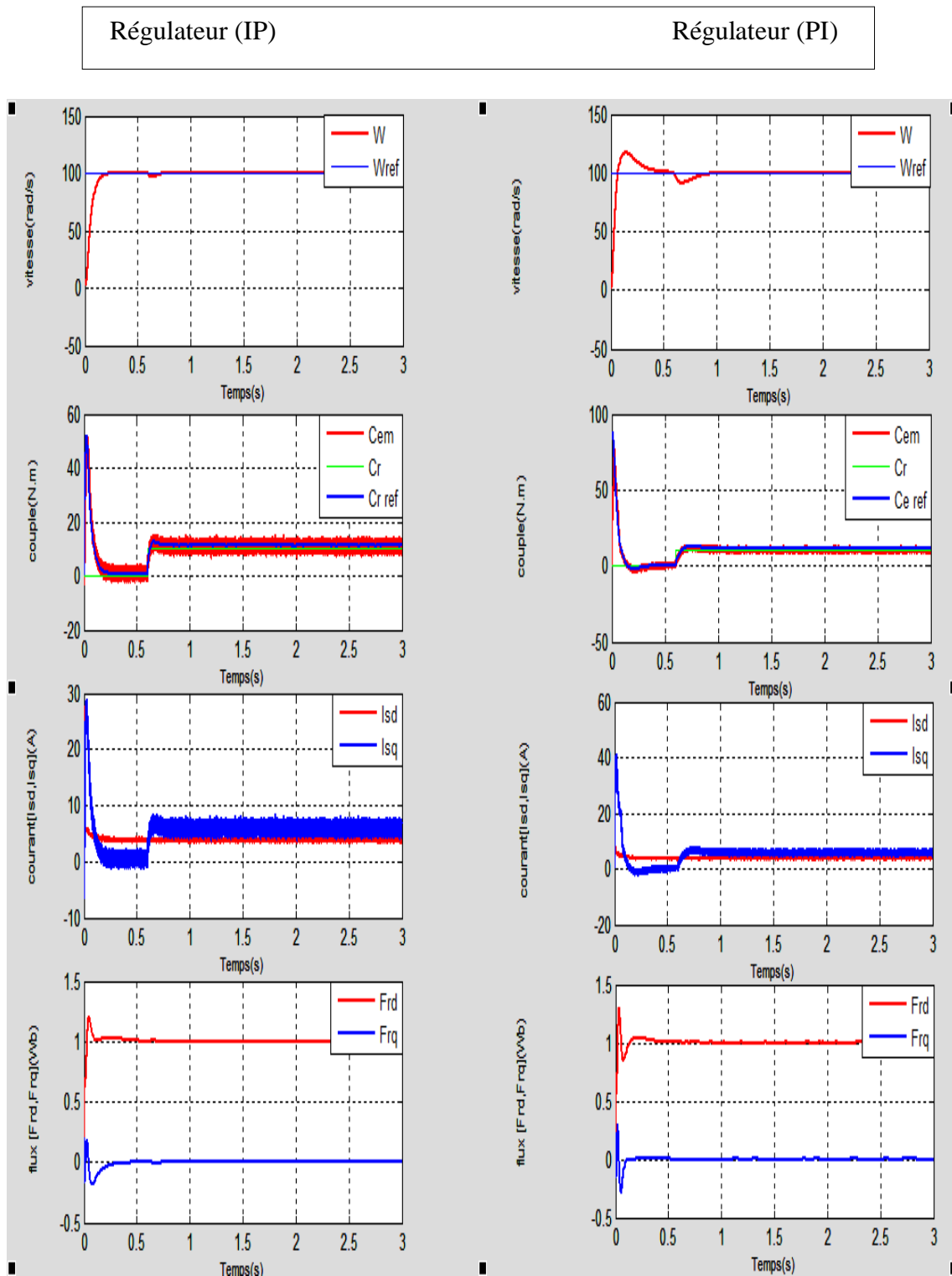


Figure (III.16) Résultats pour un démarrage en charge ($C_r = 10 \text{ (N.m)}$)

III.8.3 Démarrage avec variation de vitesse :

La figure (III.17) donne les résultats de simulation :

- ($C_r = 10 \text{ (N.m)}$) pour les deux types de régulateur IP et PI à l' instant (0.6s).

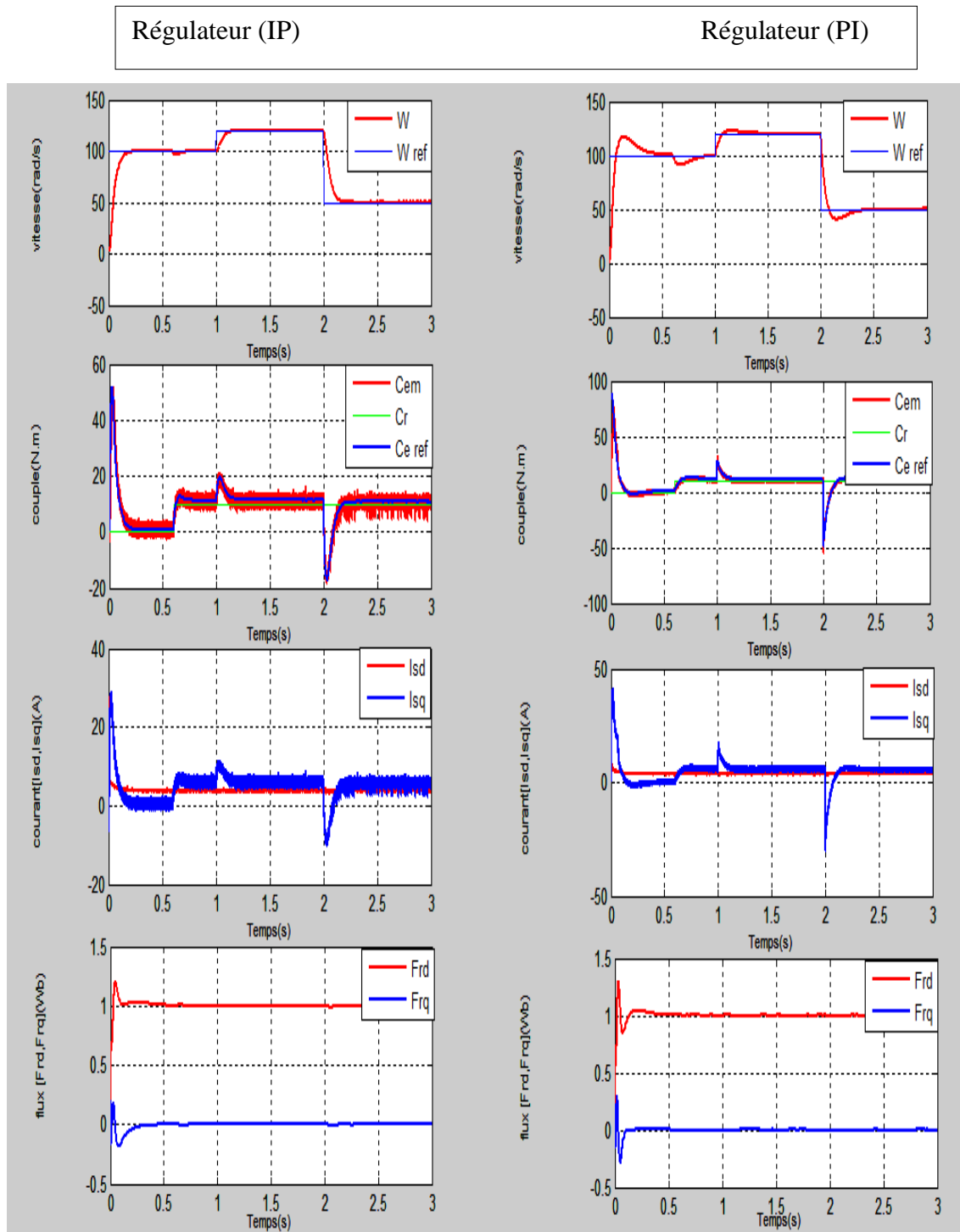


Figure (III.17) Résultats pour un démarrage en charge à vitesse variable ($C_r = 10 \text{ (N.m)}$)

III.8.4 Démarrage avec inversion de vitesse :

Les courbes de la figure (III, 18) les résultats de la machine pour une inversion de la vitesse.

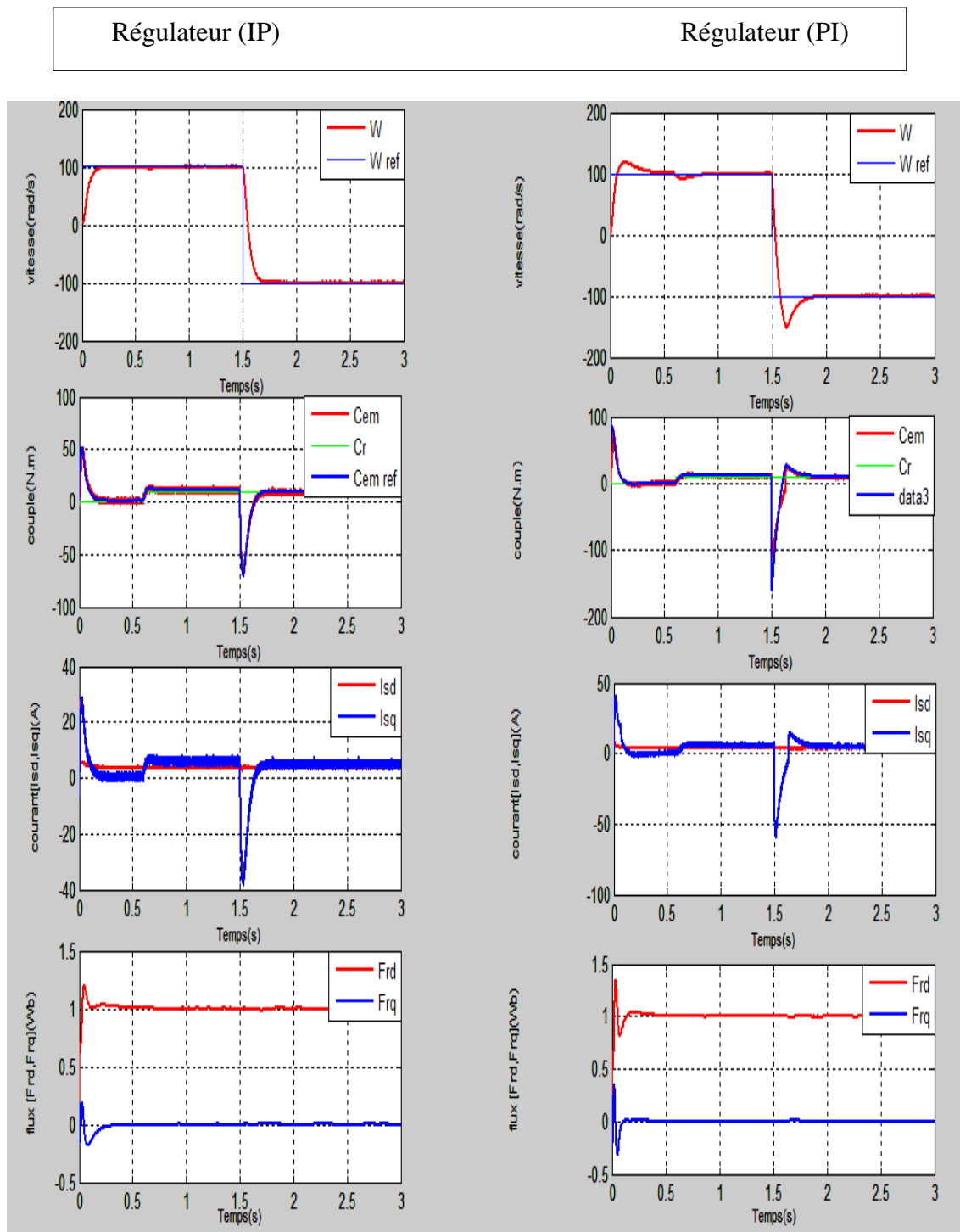


Figure (III.18) Résultats pour un démarrage en charge à vitesse inverse ($C_r = 10 (N.m)$)

III.8.5 Comparaison entre les régulateurs PI et IP:

La figure (III.19) représente la comparaison entre les deux types de régulateurs

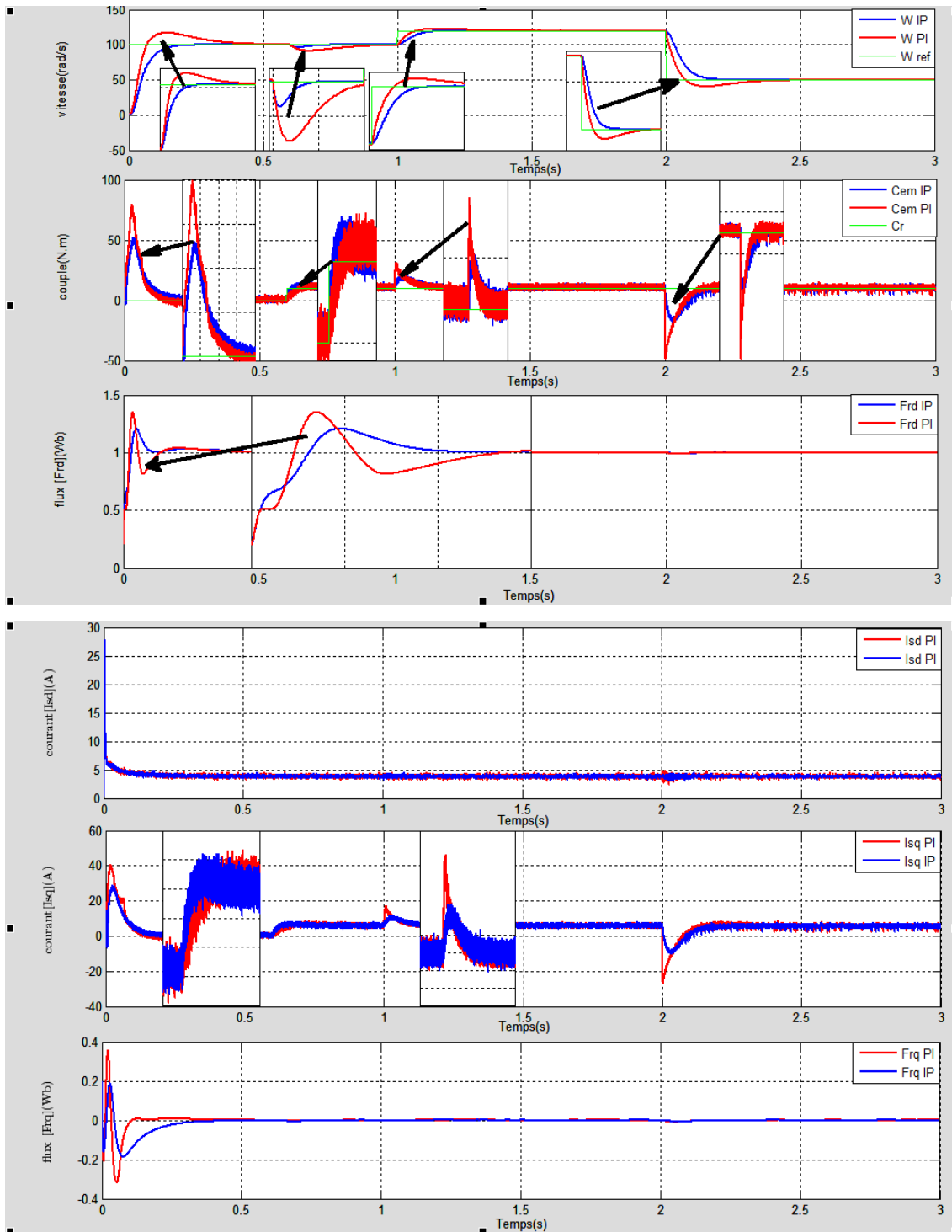


Figure (III.19) :Comparaison entre IP et PI en charge à vitesse variable ($C_r = 10 (N.m)$)

III.9 Interprétation des résultats :

Afin de tester les résultats effectués par la simulation de commande on peut dire que :

➤ Démarrage à vide ($C_r=0$ N.m)

La figure (III.15) donne la réponse à vide soit pour un régulateur IP ou PI, Les résultats de cette simulation tels que la vitesse, le couple, les courants et les flux sont commandés parfaitement.

Pour les régulateurs IP le temps de réponse est grand par rapport au PI soit pour la vitesse ou le couple, mais par rapport à la stabilité du système c'est le contraire.

Pour un régulateur PI on remarque que la stabilité de vitesse atteint la référence après (0.6 s), par contre avec le IP le système est stable à l'instant (0.2s), ce qui donne la priorité à son utilisation.

➤ Démarrage en charge ($C_r=10$ N.m) :

Pour la figure (III.16) nous avons appliqué une charge à l'instant (0.6s) après le démarrage :

Nous remarquons bien que pour la structure de régulateur IP la vitesse suit parfaitement sa référence, un rejet très rapide de la perturbation mais avec la structure PI le rejet de perturbation prend plus de temps c'est ce qui affecte sur le couple, le flux et les courants.

➤ Démarrage avec variation de vitesse et en charge :

La figure (III.17) donne les résultats pour une variation de vitesse de la machine asynchrone pentaphasée, on applique à l'instant (1s) une vitesse de 120 rad/s et une autre variation à l'instant (2s) de 50 rad/s et en gardant la même charge ($C_r = 10$ (N.m)).

D'après les résultats obtenus on peut dire que la commande vectorielle donne de bons résultats surtout avec l'utilisation de la structure IP, elle maintient le système stable tout le temps avec un rejet rapide de la perturbation.

➤ Démarrage avec inversion de vitesse :

La figure (III, 18) présente les résultats de simulation de la machine pour une inversion de la vitesse à l'instant ($t=1.5s$).

Pour la structure de régulateur PI on remarque que la vitesse, le couple, les flux et les courants présentent des pics lors de l'inversion de vitesse avant de devenir stables, mais généralement les résultats sont acceptables pour les deux structures de régulateurs mais beaucoup mieux pour le IP.

➤ **Comparaison entre les régulateurs PI et IP :**

La figure (III.19) nous montre une comparaison entre les deux types de régulateurs avec l'utilisation de méthode d'agrandissement d'image surtout aux instants qui en fait des variations sur la vitesse de sortie ou la charge.

D'après les zones a agrandir on montrent, que les deux régulateurs de vitesse de type PI et IP arrivent en fin de compte à réguler la vitesse de la machine, et que le choix du régulateur IP présente des performances plus satisfaisantes que le PI avec un dépassement réduit et un rejet rapide de perturbation néanmoins, le régulateur PI donne un temps de réponse très petit.

III.10 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié les performances de la commande de vitesse et de couple avec orientation du flux rotorique, en utilise deux types de régulateurs classique PI et IP de vitesse. Ce qui permet d'avoir un découplage entre le flux et le couple.

Après comparaison entre les résultats obtenus avec les deux régulateurs, nous avons constaté que le régulateur IP permet mieux de contrôler la machine et donne des bonnes performances, néanmoins en dit que la réponse de l'ensemble du système relativement lente, mais généralement acceptable. Ce qui nécessite la connaissance d'autres types de commande, par exemple la commande de linéarisation par retour d'état, et c'est notre prochain chapitre.

IV

*Commande de linéarisation
par retour d'état d'une
machine asynchrone
pentaphasée*

SOMMAIRE

IV.1	Introduction.....	58
IV.2	Technique de linéarisation par retour d'état.....	58
	IV.2.1 Théorie de linéarisation.....	58
	IV.2.2 Rappels mathématiques.....	58
	IV.2.3 Gradient.....	59
	IV.2.4 Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie).....	59
IV.3	Dérivées de Lie.....	59
	IV.3.1 Définition.....	59
	IV.3.2 Principe de la technique de linéarisation par retour d'état	60
	IV.3.3 Degré relatif.....	62
	IV.3.4 Théorème de Frobenius.....	63
IV.4	Modèle non linéaire de la machine asynchrone pentaphasée.....	64
	IV.4.1 Application de la commande par linéarisation par retour d'état	64
	IV.4.2 Commande de vitesse et du flux.....	64
	IV.4.3 Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ (vitesse).....	65
	IV.4.4 Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$ (Flux).....	65
	IV.4.5 Loi de commande stabilisante.....	67
	IV.4.6 Schéma bloc de la commande.....	68
IV.5	Interprétation Résultats de simulation (vitesse/ flux).....	69
IV.6	Commande de couple et du flux.....	73
	IV.6.1 Loi e commande stabilisante.....	74
	IV.6.2 Schéma bloc de la commande.....	75
IV.7	Interprétation Résultats de simulation (couple/flux).....	75
IV.8	Conclusion.....	79
	Conclusion générale.....	81

IV.1 introduction :

La plupart des techniques de synthèse des systèmes de commande sont basées sur la connaissance du processus à commander et de son environnement, or les processus industriels sont par nature non linéaires et variantes dans le temps, les paramètres peuvent donc varier pour diverses raisons (température, changement du point de fonctionnement, etc.).

Les performances d'une commande linéaire se dégradent au fur et à mesure que l'écart entre les paramètres réels et ceux utilisés dans le calcul de commande augmente [36].

La technique de linéarisation par retour d'état est une approche récente pour la commande des systèmes non linéaires, elle consiste de trouver un état et à transformés partiellement ou complètement les systèmes dynamique linéaire, d'une manière algébrique [37].

Dans Ce chapitre en fait l'étude d'une commande de linéarisation par retour d'état de la vitesse et du couple et du flux d'une machine asynchrone pentaphasée, L'alimentation est assurée par un onduleur de tension commande par une MLI présentée au chapitre I.

IV.2 Technique de linéarisation par retour d'état :

La technique de linéarisation entrée-sortie, permet non seulement de linéariser mais également de découpler les entrées-sorties du système quel que soit le point de fonctionnement et évite l'utilisation d'un repère tournant dont la position est mal connue.

La condition permettant de vérifier si le système non linéaire admet une linéarisation E/S est la détermination du degré relatif.

IV.2.1 Théorie de linéarisation

La linéarisation par retour entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches [38], [39], [40], [41].

IV. 2.2 Rappels mathématiques:

Lors de l'application de la technique de linéarisation par retour d'état, on est appelé à utiliser des outils mathématiques que l'on va rappeler par la suite.

Soit le système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où l'état $x \in \mathcal{R}^n$ l'entrée $U \in \mathcal{R}^m$, la sortie $y \in \mathcal{R}^p$, et les entiers de f, g et h sont des fonctions.

IV. 2.3 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur Ligne $\nabla h(x)$, défini par :

$$(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i} \quad (\text{IV.2})$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobin de f (matrice de $(n \times n)$) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (\text{IV.3})$$

IV. 2.4 Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)

IV. 3 Dérivées de Lie

IV. 3.1 Définition: Soit h une fonction de classe C_1 de \mathcal{R}^n dans \mathcal{R} . On appelle dérivée de Lie de h dans la direction f , notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en $x=0$,

Donc on note [37] :

$$L_f h(x) = \left. \frac{d}{dt} h(X_t(x)) \right|_{x=0} = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (\text{IV.4})$$

Par cette formule, un champ de vecteurs f quelconque est identifié à l'opérateur différentiel linéaire du premier ordre comme suit :

$$L_f(x) = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (\text{IV.5})$$

Exemple 1. : Dans un intervalle ouvert U de \mathcal{R}^2 de coordonnées (x, t) , considérons le champ $f(t, x) = \begin{bmatrix} v \\ 1 \end{bmatrix}$ où v est une constante arbitraire, et la fonction $h(t, x) = x - vt$ de U dans \mathcal{R} . La dérivée de Lie de la fonction h le long du champ f est donnée par :

$$L_f h(x, t) = \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial h}{\partial x_i} = \frac{dh}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} v - \frac{\partial h}{\partial t} 1 = v - v = 0$$

La définition précédente, peut être réécrite comme suit :

Soient $f: \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^n$ champs de vecteurs $h: \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$ et une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$ donnant la dérivée $h(x)$ dont la direction de $f(x)$, tel que :

$$L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \tag{IV.6}$$

L'opérateur L_f aux propriétés suivantes :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots, n \tag{IV.7}$$

Et :

$$L_f^0 h = 0 \tag{IV.8}$$

De plus, si $g(x)$ est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donné par :

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h)_g \tag{IV.9}$$

IV.3.2. Principe de la technique de linéarisation par retour d'état :

Avant de procéder à une étude détaillée de la linéarisation entrée-sortie par retour d'état une définition formelle de ce concept s'avère nécessaire.

Un système non linéaire MIMO donnée sou la forme (IV.1) avec $f(x)$ et $g(x)$ deux vecteur champ dans \mathcal{R}^n peut-être linéarisable, s'il existe :

- Une région Γ
- Un défeomorphisme $E: \Gamma \rightarrow \mathcal{R}^n$
- Une transformation et un retour d'état non linéaire de la forme :

$$U = \alpha(x) + \beta(x).V \tag{IV.10}$$

Tels que $\alpha(x)$ et $\beta(x)$ sont calculées ultérieurement.

Le nouvel état Z et la nouvelle entrée V doivent satisfaire la relation linéaire suivante :

$$\dot{Z} = V \tag{IV.11}$$

Le nouvel état Z est appelé l'état linéaire et le retour d'état (IV.9) est appelé loi de commande de linéarisation.

La difficulté dans le modèle (IV. 1) d'un système dynamique non linéaire est que la sortie ne dépend pas explicitement de son entrée.

Remarque :

L'idée principale de la technique de commande par retour d'état est de différencier la sortie de système jusqu'à faire apparaître une équation qui donne une relation entre les sorties et les entrées de système.

Cette équation est présentée par la forme suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j) \cdot U_i \quad (\text{IV. 12})$$

Soit r_j le degré relatif qui correspond le nombre de dérivée le plus petit pour lequel l'entrée apparait soit alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(x) + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} \cdot L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) U_i \quad (\text{IV. 13})$$

Avec : $L_{g_i} L_f^{(r_j-1)} h_j \neq 0, \forall x \in \Gamma$

Γ : Est l'ensemble des états existants.

Le système peut présenter comme suite :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ y_2^{r_2} \\ \vdots \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} \cdot h_1(x) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ L_f^{r_m} \cdot h_m(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} U_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ U_m \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 14})$$

Avec :

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} (L_f^{(r_1-1)} h_1) & \cdots & L_{g_m} (L_f^{(r_1-1)} h_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} (L_f^{(r_m-1)} h_m) & \cdots & L_{g_m} (L_f^{(r_m-1)} h_m) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 15})$$

$E(x)$: matrice de découplage.

$\text{Det } E(x) \neq 0$, le choix de retour d'état sera de la forme :

Les ξ_i^j ($j = 1, \dots, m; i = 1, \dots, r_j$) sont indépendants et peuvent être considérées comme des nouvelles variables d'état du nouveau vecteur d'état ainsi, ces nouvelles variables d'état deviennent :

$$\begin{cases} \xi_1^j = \xi_2^j \\ \xi_{r_j}^j = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \end{cases} \quad (IV.19)$$

Avec : $1 \leq j \leq m$

Avec cette loi de commande, on obtient une linéarisation entrée-sortie du système non linéaire c'est-à-dire que le système non linéaire sera constitué de m sous système linéaire et couplés.

2^{er} cas : $r < n$

Dans ce cas les états ξ_i^j ($j = 1, \dots, m; i = 1, \dots, r_j$) représentent seulement la dynamique du système de dimension r , on peut alors compléter ce vecteur par les $(n-r)$ fonction. $(\eta_1, \dots, \eta_{n-r})$ indépendantes les unes des autres. Elles sont obtenues par la vérification des conditions données par la méthode de Frobenius, qu'on va définir comme suit :

IV 3.4 Théorème de Frobenius :

Une suite linéairement indépendance du vecteur champ $\{g_1, \dots, g_m\}$ de \mathcal{R}^n est complètement intégrable si et seulement si il existe $(n-m)$ fonction scalaires $\eta_1(x), \eta_2(x), \dots, \eta_{n-m}(x)$ qui vérifient le système d'équation différentielle suivant :

$$\forall x \in \Gamma L_{g_i} \eta_k(x) = 0 \quad 0 \leq i \leq m; 1 \leq k \leq n - r \quad (IV.20)$$

Les états $(n-r)$ sont inobservables et déterminent la dynamique interne du système donné par l'expression suivante :

$$\dot{\eta} = L_f \eta_k(x) + L_f \eta_k(x) \cdot U \quad (IV.21)$$

Tel que : $(k=1, \dots, n-r)$ et $(i=1, \dots, m)$.

IV.4 Modèle non linéaire de la machine asynchrone pentaphasée :

Avec les hypothèses simplificatrices relatives au MSAP, le modèle du moteur exprimé dans le repère de « park » « d, q », sous forme d'état s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases}$$

Avec :

- $[x_1 x_2 x_3 x_4]^T$ Le vecteur d'état.
- $[i_{sd} i_{sq} \phi_{rd} \phi_{rq}]^T$ variable d'état.
- $U = [U_{sd} U_{sq}]$ variable de commande.
- y : la sortie choisie (couple/flux ou vitesse/ flux).
- $h(x)$: est une fonction analytique

Tels que :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_1(x) \\ f_1(x) \\ f_1(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_t \cdot x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} x_3 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot x_4 \\ R_t \cdot x_2 - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} x_3 + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \cdot x_4 \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - \omega x_4 \\ \frac{M}{T_r} x_2 + \omega x_3 - \frac{1}{T_r} x_4 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.22})$$

$$\text{Avec : } R_t = -\left(\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r}\right)$$

$$g(x) = [g_1(x) g_2(x)]. \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

IV.4.1 Application de la commande de linéarisation par retour d'état:

Considérons le modèle de la machine définie au chapitre I par le système d'équations (I. 16) en détermine les variables de sortie comme suite :

IV.4.2 commande de vitesse et du flux :

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension. $U = [U_{sd} U_{sq}]$ les variables à contrôler dans ce travail, par la loi de commande de linéarisation, sont la vitesse et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Dans ce cas le vecteur de sortie est donné par la relation suivante :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \frac{1}{2} (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) \end{bmatrix}$$

Avec :

Ω : est donné par la relation :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{C_e - C_r}{j} - f \frac{\Omega}{j} \quad \text{et} \quad C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} (x_2 x_3 - x_1 x_4)$$

$\frac{1}{2} \phi_r^2 = \frac{1}{2} (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)$ Le choix de la norme au 1/2 carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

IV.4.3 Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ (vitesse) :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) \cdot U$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{C_e - C_r}{j} - f \frac{\Omega}{j} = \frac{P \cdot \frac{M}{L_r} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - C_r}{j} - f \cdot \frac{\Omega}{j} \quad (\text{IV.24})$$

Avec :

$$L_g h_1(x) = 0$$

La dérivée de lie de $h_1(x)$ relative à g est nulle.

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x)$$

On va dériver une deuxième fois :

$$\ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) \cdot U \quad (\text{IV.25})$$

Pour tout calcul voir annexe B :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) = & -\frac{P}{L_r j} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \omega (x_3^2 + x_4^2) - \frac{P \cdot M}{L_r j} (x_1 x_3 + x_2 x_4) + \\ & \left(\frac{P \cdot M}{L_r j} \left(\frac{1}{T_r} - R_t \right) + \frac{f}{j^2} \right) \cdot (x_1 x_4 - x_2 x_3) + \frac{f}{j^2} C_r + \\ & \frac{f^2}{j^2} \Omega \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

Avec :

$$L_g L_f h_1(x) = \left[-\frac{P \cdot M}{L_r L_s \sigma j} x_4 \quad \frac{P \cdot M}{L_r L_s \sigma j} x_3 \right] \quad (\text{IV.27})$$

Le degré relatif par rapport à $h_1(x)$ est $r_1 = 2$

En passe à dérivé de flux :

IV.4.4 Degré relatif par rapport à la sortie $h_2(x)$ (Flux) :

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_g h_2(x) \cdot U$$

$$\dot{h}_2(x) = (\dot{x}_3 x_3 + \dot{x}_4 x_4)$$

Avec :

$$L_g h_2(x) = 0$$

La dérivée de lie de $h_2(x)$ relative à g est nulle.

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x)$$

La dérivée de la sortie 2 ne fait pas intervenir l'entrée U dans ce cas il faut dériver une deuxième fois :

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) \cdot U \quad (\text{IV.28})$$

Pour tout calcul voir Annexe D :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) &= \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 (x_1^2 + x_2^2) + \frac{1}{T_r^2} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ &+ \left(\frac{M}{T_r} R_t - 3 \cdot \frac{M}{T_r^2}\right) (x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{M}{T_r} \cdot (x_1 x_4 - x_2 x_3) \end{aligned} \quad (\text{IV.29})$$

Avec :

$$L_g L_f h_2(x) = \left[\frac{M}{T_r L_s \sigma} x_3 \quad \frac{M}{T_r L_s \sigma} x_4 \right] \quad (\text{IV.30})$$

Le degré relatif par rapport à $h_2(x)$ est $r_2 = 2$.

Donc le degré relatif de système est donné par : $r = r_1 + r_2 = 4 = n$

En peut dire que le système complètement linéaire.

La matrice définissant la relation entre les entrées $U = [U_{sd} \ U_{sq}]$ et les dérivées des sorties $y(x)$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + E'(x) \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.31})$$

Avec :

$$E'(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g1} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.32})$$

$$E'(x) = \begin{bmatrix} -\frac{P.M}{L_r L_s \sigma j} x_4 & \frac{P.M}{L_r L_s \sigma j} x_3 \\ \frac{M}{T_r L_s \sigma} x_3 & \frac{M}{T_r L_s \sigma} x_4 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.34})$$

Calcul Le déterminant de $E'(x)$:

$$\det E'(x) = -P \cdot \frac{M^2}{(L_s \sigma)^2 T_r L_r j} \cdot (x_4^2 + x_3^2)$$

Le modèle de commande donné par l'équation (I.16) Comme suite :

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = [E'(x)]^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.35})$$

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{(x_3^2 + x_4^2)} \begin{bmatrix} -\frac{L_r L_s \sigma j}{M} x_4 & \frac{T_r L_s \sigma}{P \cdot M} x_3 \\ \frac{L_r L_s \sigma j}{M} x_3 & \frac{L_r L_s \sigma j}{P \cdot M} x_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix}$$

Le model non-linéaire présenté par l'équation (IV.14) pour la commande du système en boucle fermer permet d'avoir des nouvelles commandes v_1 et v_2 et qui sont définis comme suite :

$$\begin{cases} \dot{h}_1(x) = v_1 = \dot{y}_1 \\ \dot{h}_2(x) = v_2 = \dot{y}_2 \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

IV.4.5 Loi de commande stabilisante :

Pour poursuivre des trajectoires de référence désirées de la vitesse Ω_{ref} et de flux ϕ_{ref} avec une certaine dynamique, on impose au système linéarisé des pôles stables répondant aux performances désirées (polynôme d'Hurwitz) [45].

Les variables v_1 et v_2 peuvent être calculées de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_1 = \ddot{\Omega}_{ref} + K_{11}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + K_{12}(\Omega_{ref} - \Omega) \\ v_2 = \ddot{\phi}_{ref} + K_{21}(\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r) + K_{22}(\phi_{ref} - \phi_r) \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

Les équations des erreurs de poursuite est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 + K_{11}e_1 + K_{12}e_2 \\ \dot{e}_2 + K_{21}e_1 + K_{22}e_2 \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \phi_{ref} - \phi_r \end{cases} \quad (\text{IV.40})$$

Les coefficients K_{ij} sont choisis tels que les deux polynômes $s^2 + K_{11}s + K_{12}$ et $s^2 + K_{21}s + K_{22}$ possèdent des racines à partie réelle négative.

Les coefficients $(K_{11}, K_{12}, K_{21}, K_{22})$ sont choisis suivant la référence [46] pour tenir de contrainte $[U = U_{max} = 540V; \text{amplitude acceptable pour les actionneurs [47]]$

Pour voir le flux constant, pour un système de second ordre, on choisi :

$$\begin{cases} K_{21} = 2\xi\omega_0 \\ K_{22} = \omega_0^2 \end{cases} \tag{IV.41}$$

IV.4.6 Schéma bloc de la commande :

La figure (IV.1) représente la simulation de la modèle (IV.14) avec la machine asynchrone pentaphasée :

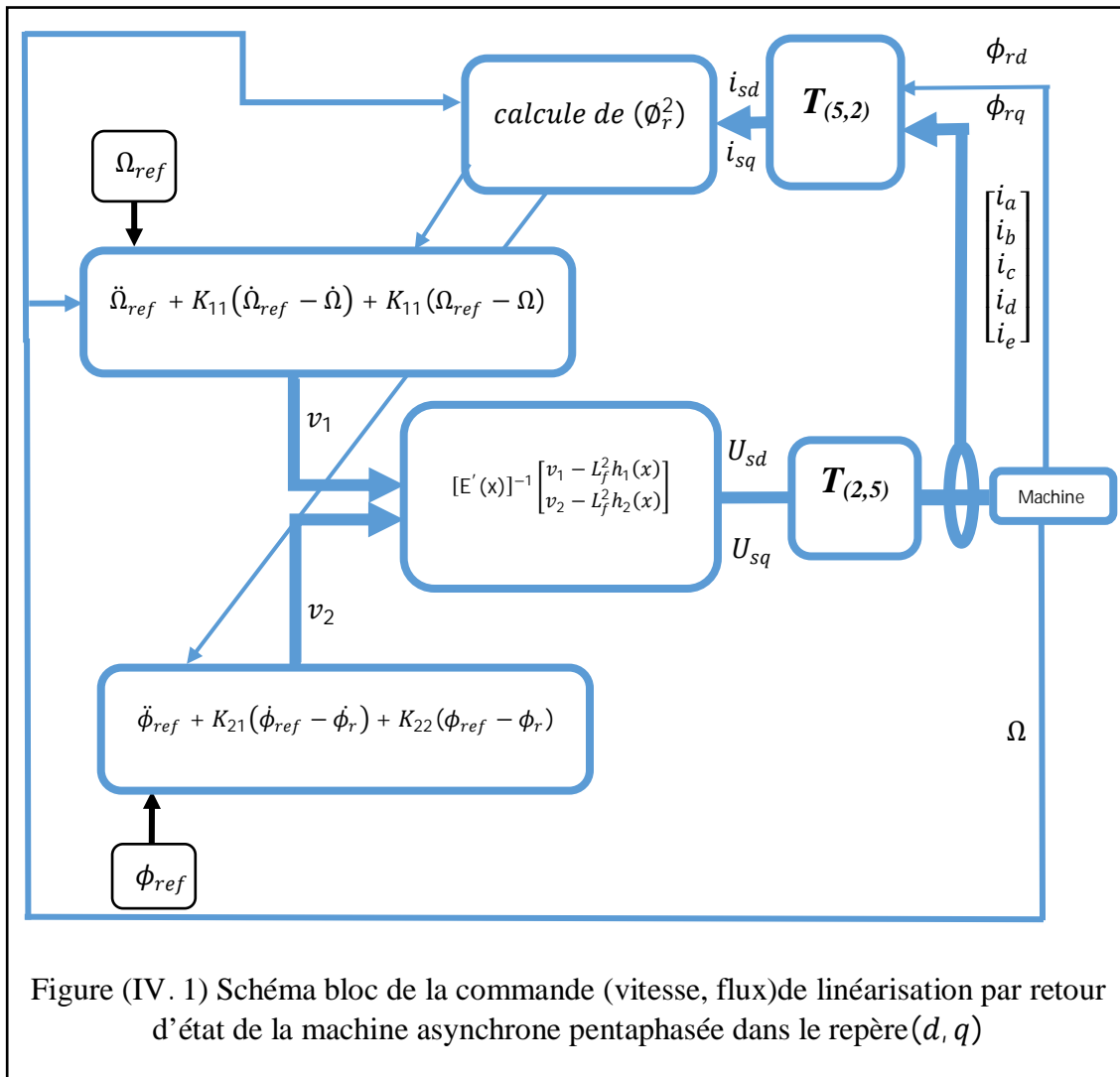


Figure (IV. 1) Schéma bloc de la commande (vitesse, flux)de linéarisation par retour d'état de la machine asynchrone pentaphasée dans le repère (d, q)

IV. 5 Interprétation Résultats de simulation (vitesse/ flux) :

Nous effectuons une série de tests suivants afin de tester la robustesse de la commande développée.

Les performances statique et dynamique de la commande de linéarisation par retour d'état sont analysées à partir des tests de simulation des quatre modes de fonctionnement suivants :

- Test de démarrage à vide.
- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge et variation de vitesse.
- Test d'inversion de sens de rotation.

• Démarrage à vide :

Le résultat de simulation de la commande non linéaire d'une machine asynchrone pentaphasée est présenté par la figure (IV.2) :

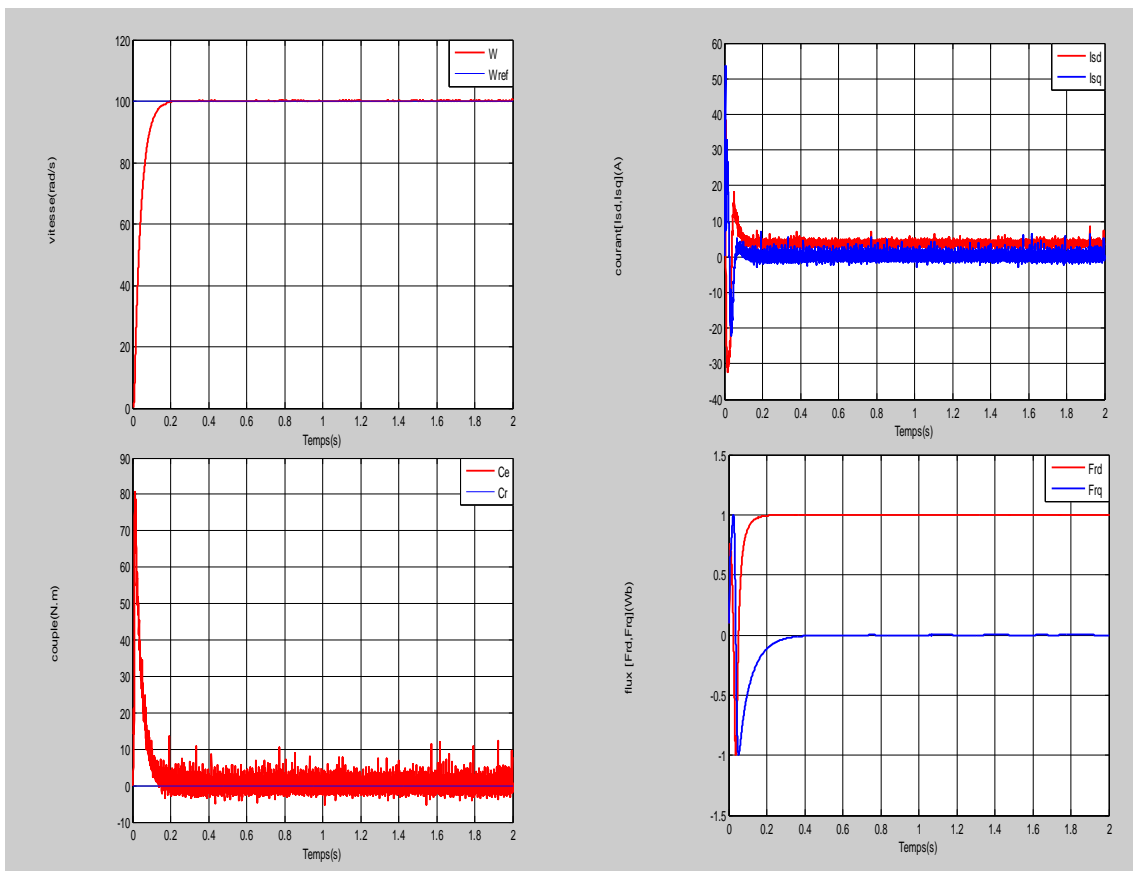


Figure (IV.2) : Démarrage à vide de la machine –commande « vitesse/flux ».

Comme on le voit sur la figure (IV.2) nous remarquons que la vitesse prend sa valeur de référence après le démarrage à l'instant de (0.2s), de même comme pour le couple électromécanique, le flux et les courants statoriques.

- **Démarrage à vide avec insertion de la charge :**

La figure (IV.3) donne les résultats de simulation avec l'application d'une charge de 10Nm à l'instant (0.5s).

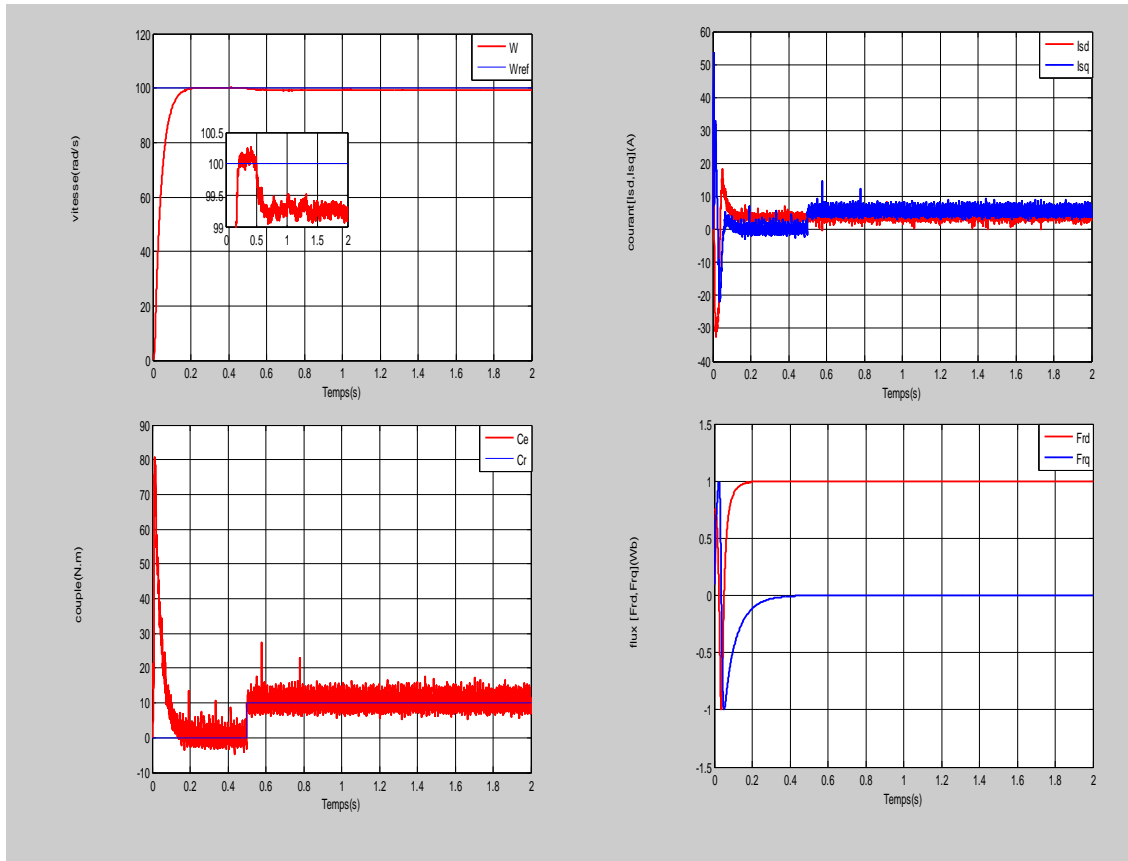


Figure (IV.3) : Démarrage à vide avec l'application d'une charge à l'instant « $t=0.5s$ » de la machine –commande « vitesse/flux ».

La simulation effectuée pour un démarrage à vide suivi d'une insertion d'une charge de 10Nm à $t=0.5s$, les résultats de simulation sont représentés sur la figure (IV.3).

La vitesse atteint la référence après un régime transitoire, pour laquelle se stabilise à 100 rad/s, malgré une chute de 0.5% due à l'introduction de la charge, en remarque que la vitesse revient pour suivre la trajectoire imposée.

Après un régime transitoire, le flux reste constant d'amplitude égale (1web) (la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, où son amplitude maximale est égale presque (80 N.m)(couple de démarrage), à $t=0.5s$ moment d'insertion de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 10Nm pour le compenser.

Les courants ont les mêmes comportements que le couple.

- **Démarrage à vide avec insertion de la charge et variation de vitesse :**

La simulation effectuée pour un démarrage à vide suivi d'une insertion d'une charge de 10Nm à $t=0.5s$, avec une variation de vitesse à $t=1s$ (vitesse =120 rad/s), les résultats de simulation sont représentés sur la figure (IV. 4).

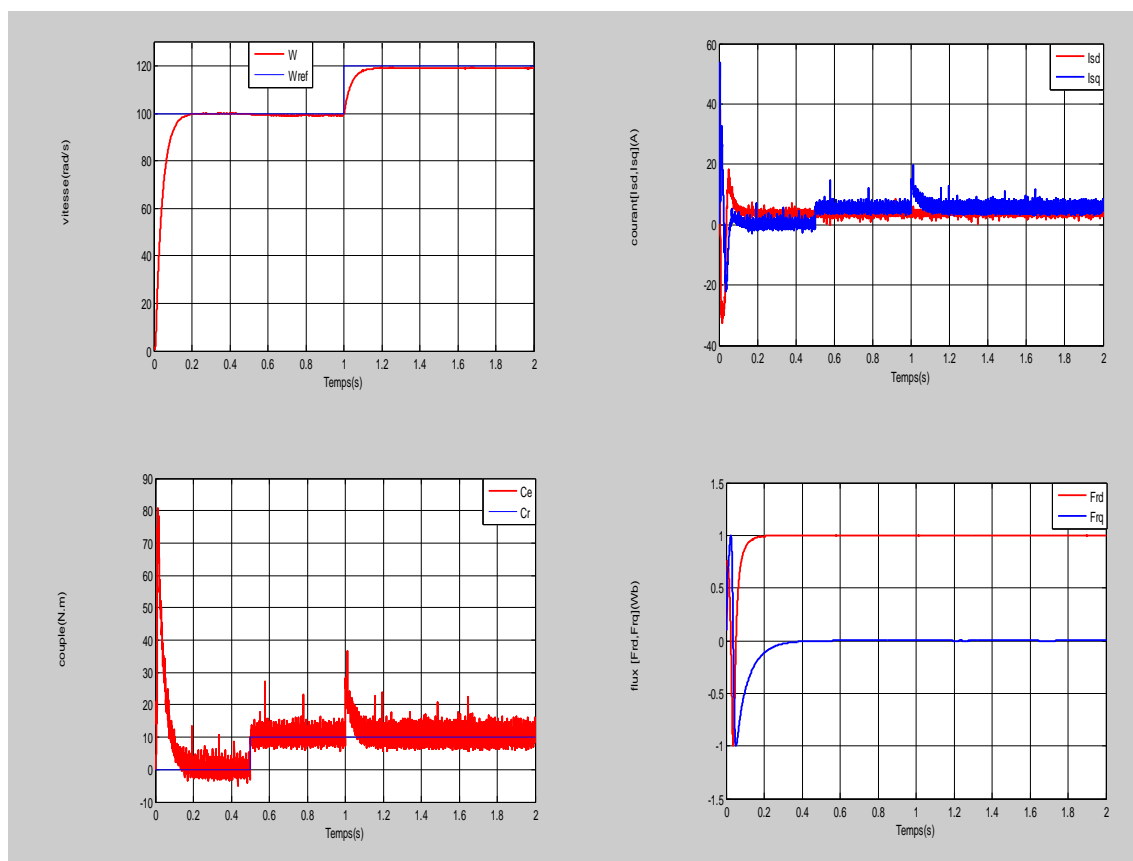


Figure (IV. 4) Démarrage à vide suivie d'une insertion d'une charge de 10Nm à $t=0.5s$, avec une variation de vitesse à $t=1s$ (vitesse =120 rad/s) de la machine

Commande « vitesse/flux ».

Les résultats illustrés sur la figure (IV. 4) pour un démarrage à vide avec une insertion d'une charge de (10N.m) après $t=0.5s$ et variation de vitesse de (100rad/s) à une vitesse de (120rad/s) à $t=1s$.

Nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence sans aucune erreur, le couple fait un pic à l'instant ($t=1s$ temps de variation de vitesse) puis il revient à sa valeur, la même remarque pour les courants.

Pour le flux reste constant même dans le cas de changement de vitesse.

- **Démarrage avec inversion de sens de rotation :**

Le résultat effectué représente par la figure (IV. 5).

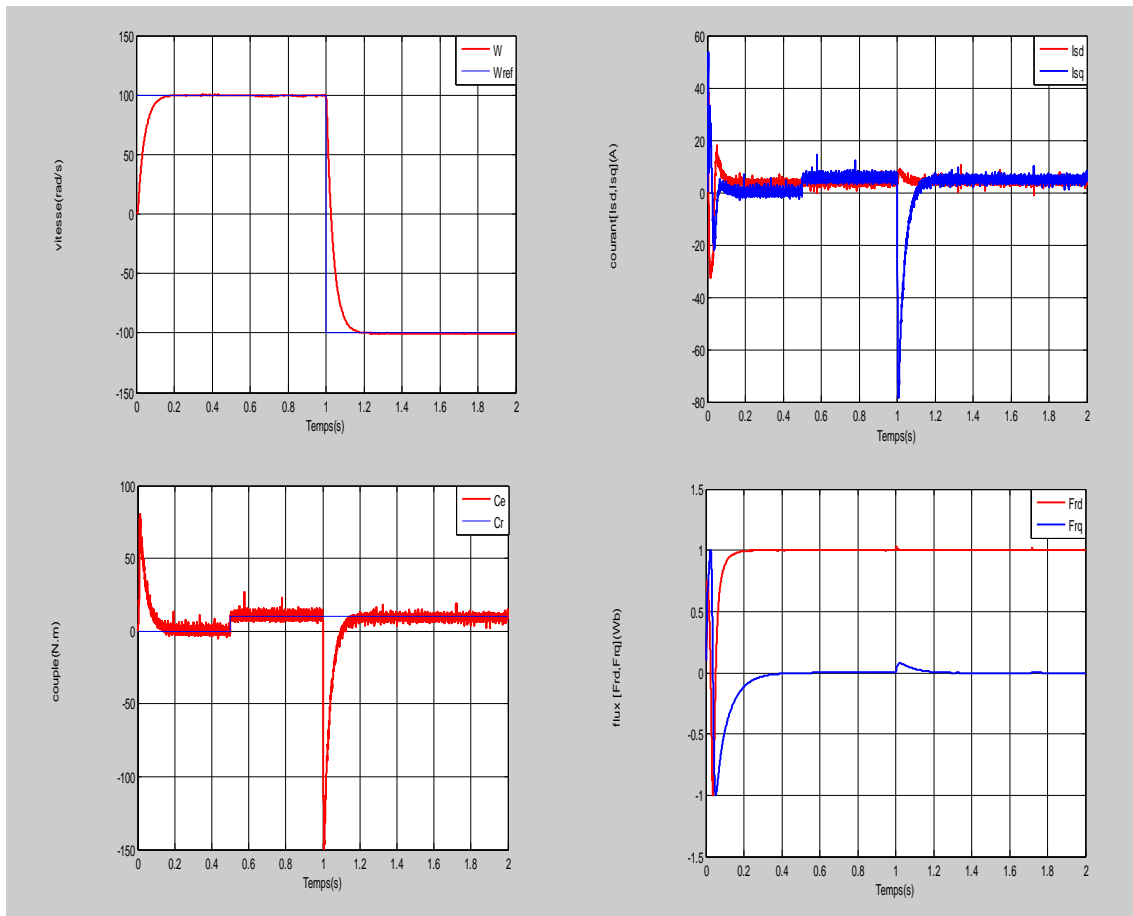


Figure (IV. 5) Démarrage à vide suivie d'une insertion d'une charge de 10N.m à $t=0.5s$, avec une inversion de vitesse à $t=1s$ (vitesse = -100 rad/s) de la machine

Commande « vitesse/flux ».

Les résultats sont produits avec une inversion de vitesse à ($t=1s$ vitesse = -100 rad/s) et la même rétention de charge (10 N.m à $t=0.5s$).

La vitesse suit sa valeur de référence, pour le couple, les courants et les flux : ils font des pics à l'instant d'inversion de vitesse puis ils reviennent à leurs valeurs.

IV.6 Commande de couple et du flux :

Les variables de sortie choisies sont :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \\ \frac{1}{2} (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) \end{bmatrix} \quad (IV.20)$$

De même manière pour obtenir la loi de commande non linéaire, nous calculons le degré relatif de sortie c'est-à-dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour trouver l'entrée $U = [U_{sd} U_{sq}]$:

- **Degré relatif par rapport à la sortie $h_1(x)$ (couple) :**

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) \cdot U$$

$$\dot{h}_1(x) = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot [\dot{x}_2 x_3 + \dot{x}_3 x_2 - \dot{x}_1 x_4 - \dot{x}_4 x_1]$$

Le développement de calcul fait en annexe(C) nous donne :

$$\begin{aligned} \dot{h}_1(x) = P \cdot \frac{M}{L_r} & \left[-\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} (x_3^2 + x_4^2) - (x_1 x_3 + x_2 x_4) \right. \\ & \left. - \frac{1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \cdot (x_2 x_3 + x_1 x_4) - \frac{1}{\sigma L_s} U_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{sq} \right] \end{aligned} \quad (IV.21)$$

Le degré relatif par rapport à $h_1(x)$ et $r_1 = 1$

Le degré relatif par rapport à $h_2(x)$ et $r_2 = 2$

Alors le degré relatif de système globale : $r_1 + r_2 = r = 3$

$$r < n = 4$$

Dans ce cas le système et partiellement linéaire est possède un état inobservable.

Le système de commande est écrié par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + E'(x) \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = P \cdot \frac{M}{L_r} \left[-\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} (x_3^2 + x_4^2) - (x_1 x_3 + x_2 x_4) \right]$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{1}{\sigma} \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \cdot (x_2 x_3 + x_1 x_4)] \\
L_f^2 h_2(x) &= \left(\frac{M}{T_r} \right)^2 (x_1^2 + x_2^2) + \frac{1}{T_r^2} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\
& + \left(\frac{M}{T_r} R_t - 3 \cdot \frac{M}{T_r^2} \right) (x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{M}{T_r} \cdot (x_1 x_4 - x_2 x_3) \\
E'(x) &= \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{P.M}{T_r L_s \sigma} x_4 & \frac{P.M}{T_r L_s \sigma} x_3 \\ \frac{M}{T_r L_s \sigma} x_3 & \frac{M}{T_r L_s \sigma} x_4 \end{bmatrix} \quad (IV.23)
\end{aligned}$$

Le déterminant de cette matrice est :

$$\det E'(x) = -P \cdot \frac{M^2}{(L_s \cdot \sigma \cdot T_r)^2} \cdot (x_4^2 + x_3^2)$$

Pour $\det E'(x) \neq 0$ la matrice est réversible.

$$[E'(x)]^{-1} = \frac{1}{(x_3^2 + x_4^2)} \begin{bmatrix} -\frac{T_r L_s \sigma}{P.M} x_4 & \frac{T_r L_s \sigma}{P.M} x_3 \\ \frac{T_r L_s \sigma}{M} x_3 & \frac{T_r L_s \sigma}{M} x_4 \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

$$\boxed{
\begin{aligned}
\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} &= \frac{1}{(x_3^2 + x_4^2)} \begin{bmatrix} -\frac{T_r L_s \sigma}{P.M} x_4 & \frac{T_r L_s \sigma}{P.M} x_3 \\ \frac{T_r L_s \sigma}{M} x_3 & \frac{T_r L_s \sigma}{P.M} x_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (IV.25)
\end{aligned}
}$$

IV.6.1 Loi de commande stabilisante :

De la même manière, et pour assurer un parfaite régulation de couple et de flux vers leur référence de C_{ref} et ϕ_{ref} , v_1 et v_2 est calculer comme suite :

$$\begin{cases} v_1 = \dot{C}_{eref} + K_1 (C_{eref} - C_e) \\ v_2 = \ddot{\phi}_{ref} + K_{21} (\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r) + K_{22} (\phi_{ref} - \phi_r) \end{cases} \quad (IV.26)$$

Les équations des erreurs de poursuite est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 + K_1 e_1 \\ \ddot{e}_2 + K_{21} \dot{e}_2 + K_{22} e_2 \end{cases} \quad (IV.27)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_1 = C_{eref} - C_e \\ e_2 = \phi_{ref} - \phi_r \end{cases} \quad (IV.28)$$

Les coefficients K_1, K_{21}, K_{22} sont choisis tels que les polynômes $s^2 + K_{21}s + K_{22}$ et $s + K_1$ possèdent des racines à partie réelle négative.

$$\begin{cases} K_{21} = 2\xi\omega_0 \\ K_{22} = \omega_0^2 \end{cases} \quad (IV.29)$$

On choisi le les coefficients d'amortissement $\xi = 0.7$ et $\omega_0 = \left(\frac{4.75}{T_{rep}}\right)$

Pour K_1 soit être grande pour une convergence rapide de l'erreur.

Pour le calcul de K_p et K_i de régulateur PI de vitesse voir le chapitre III.

IV.6.2 Schéma bloc de la commande :

Le schéma bloc de la commande est présenté dans la figure (IV.6).

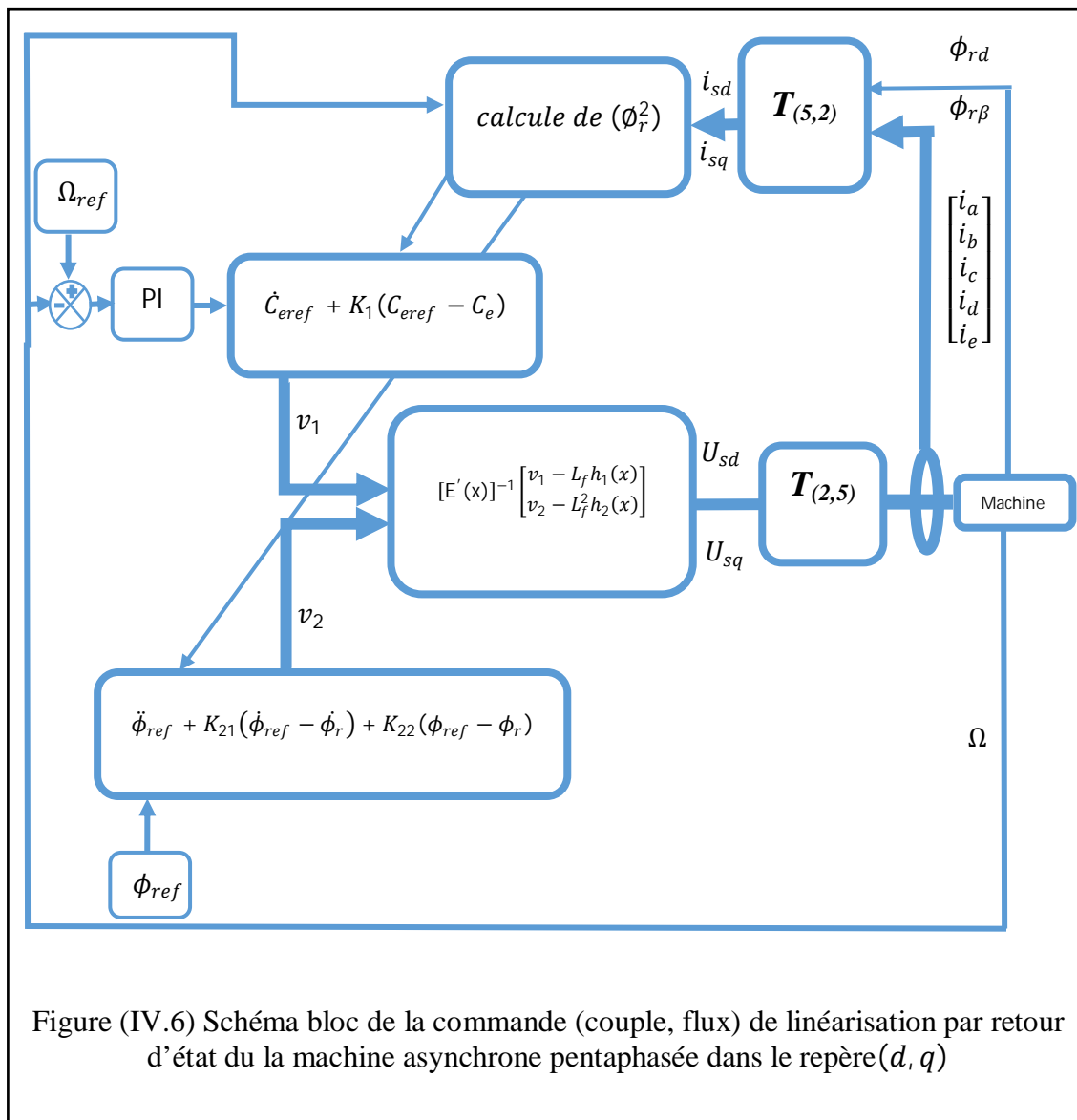


Figure (IV.6) Schéma bloc de la commande (couple, flux) de linéarisation par retour d'état du la machine asynchrone pentaphasée dans le repère (d, q)

IV. 7 Interprétation Résultats de simulation (couple/flux) :

Nous effectuons les tests suivantes sur la commande « couple/ flux » :

- Test de démarrage à vide.

- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge et variation de vitesse.
- Test d'inversion de sens de rotation.

- **Démarrage à vide :**

Les résultats de simulation de la commande non linéaire d'une machine asynchrone pentaphasée marche à vide est présenté par la figure (IV.7) :

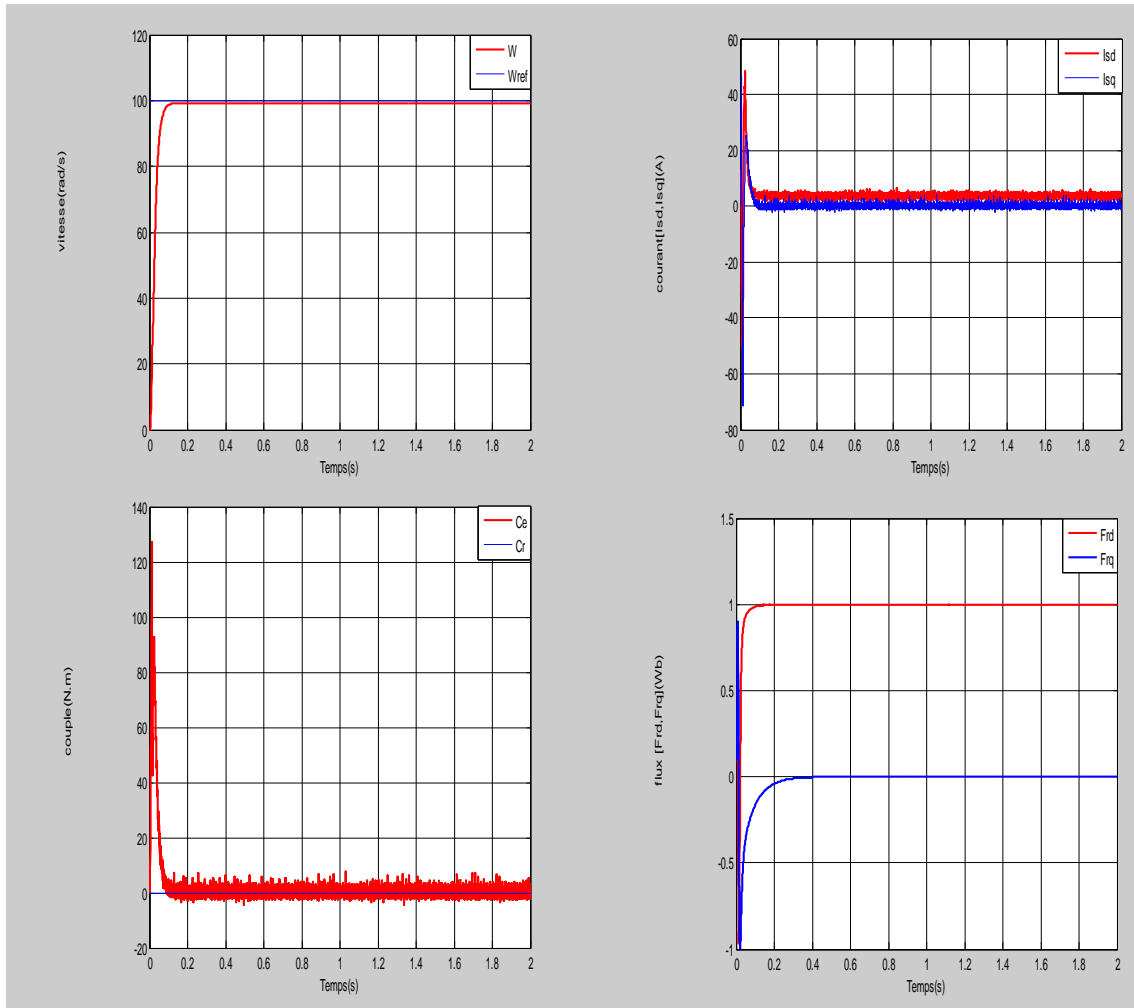
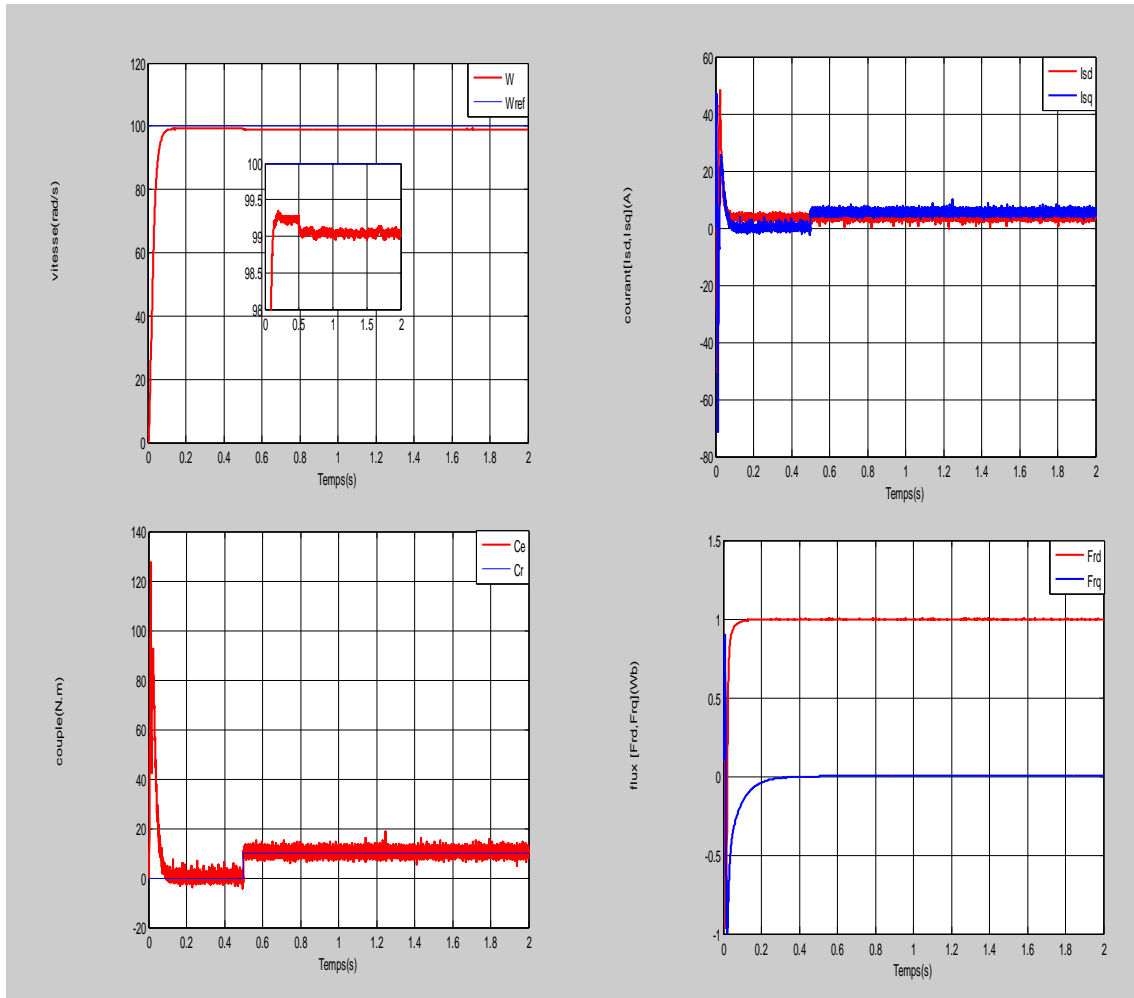


Figure (IV.7) Démarrage à vide de la machine –commande « couple/flux ».

- **Démarrage à vide avec insertion de la charge :**

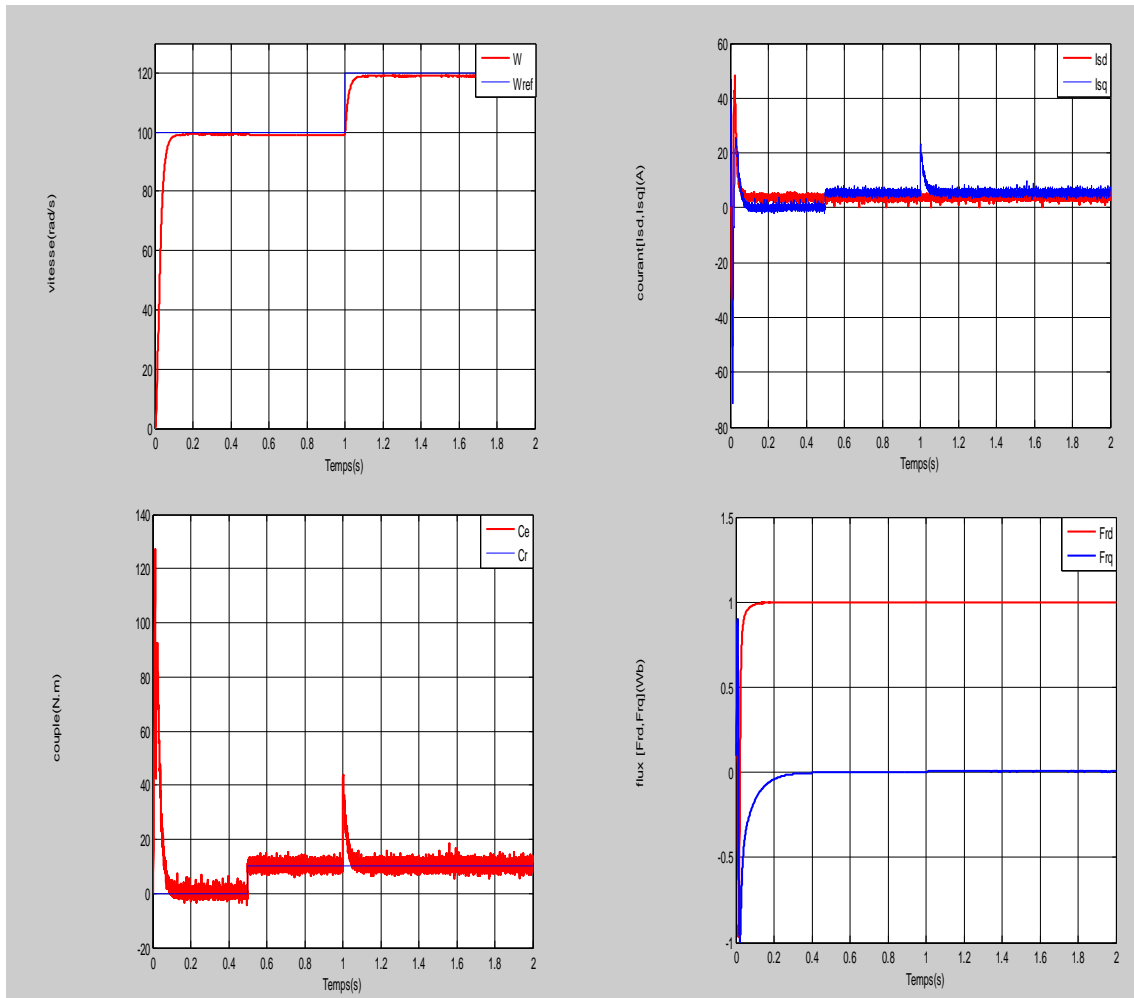
La figure (IV.8) donne les résultats de simulation avec l'application d'une charge de 10Nm à l'instant (0.5s).



La figure (IV.8) Démarrage à vide avec l'application d'une charge de 10Nm à l'instant (0.5s). Commande « couple/flux ».

- **Démarrage à vide avec insertion de la charge et variation de vitesse :**

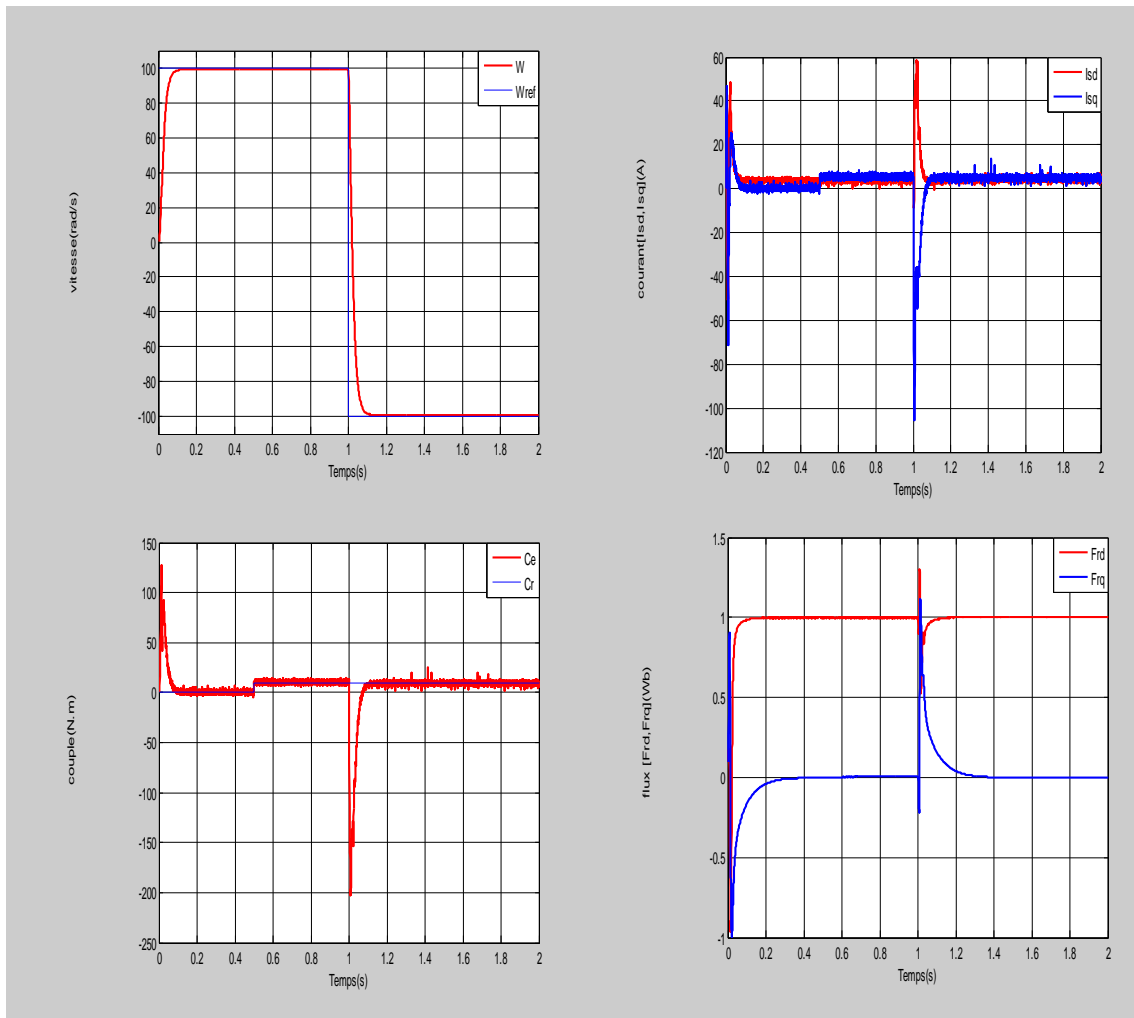
La simulation effectuée pour un démarrage à vide suit d'une insertion d'une charge de 10Nm à $t=0.5s$, avec une variation de vitesse à $t=1s$ (vitesse = 120 rad/s), les résultats de simulation sont représentés dans la figure (IV. 9).



La figure (IV.9) Démarrage à vide avec l'application d'une charge de 10Nm à l'instant (0.5s).et variation de vitesse à $t=1s$ (vitesse=120 rad/s) Commande « couple/flux ».

- **Démarrage à vide avec insertion de la charge et inversion de vitesse :**

Les résultats effectuée pour un démarrage à vide suite d'une insertion d'une charge de 10Nm a $t=0.5s$, avec une inversion de vitesse à $t=1s$ (vitesse =-100 rad/s), les résultats de simulation sont représentés dans la figure (IV. 10)



La figure (IV.10) : Démarrage à vide avec l'application d'une charge de 10Nm à l'instant (0.5s) et inversion de vitesse à $t=1s$ (vitesse=-100 rad/s) Commande « couple/flux ».

- Compte tenu de tous les résultats obtenus avec le choix « couple/flux » et les comparer avec les résultats de choix « vitesse/flux » en dit que le deuxième choix (couple/flux) donne presque les mêmes résultats et les mêmes remarques, soit pour le démarrage à vide, en charge, variation de vitesse et même pour le cas d'inversion de vitesse, en fait les mêmes interprétations.

IV. 8. Conclusion :

L'application de la commande de linéarisation par retour d'état au modèle non linéaire de la machine asynchrone pentaphasée à montrer des performances très intéressantes au profile de découplage soit pour le choix des variables (vitesse/flux) ou (couple/flux).

Les tests effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande garde la propriété de découple parfait entre la vitesse/flux et le couple/flux.

Le choix des paramètres (les gains) et la conception de la commande de linéarisation par retour d'état sont très simples.

CONCLUSION GENERALE

La machine pentaphasée (à cinq phases) offre une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs de l'onduleur comme aux enroulements de la machine. En effet, elle permet de fractionner la puissance, ainsi de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple.

Enfin, son nombre de phases élevé offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut.

Ces avantages nous ont conduits à étudier ce type de machine, afin de voir le comportement de la machine lorsqu'elle est commandée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté et afin d'améliorer les performances on propose une commande de linéarisation par retour d'état qui sera l'objectif de notre travail.

Avant d'aborder cette étude, nous avons présenté le modèle de la machine et son association avec un onduleur de tension commandé par la technique MLI. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park et pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine. et on va établir le modèle de la machine avec MATLAB/SIMULINK.

Porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone pentaphasée. Cette commande, qui permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée. D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux. Et d'autre part pour le réglage de la vitesse de la machine pentaphasée nous avons utilisé deux types de régulateurs, le IP et PI, et d'après les résultats obtenus on peut dire que les performances sont très satisfaisantes pour les deux régulateurs soit en présence d'une charge perturbatrice ou lors d'une inversion du sens de rotation.

Pour la technique de linéarisation par retour d'état on dit que l'application de cette technique permis d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé, et les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assure la stabilité de la machine à commandée.

Les simulations obtenues montrent les bonnes performances de la machine, ce qui prouve l'efficacité des deux commandes proposés.

Caractéristique du moteur étudié :

- Nombre de phases : 5 (moteur pentaphasé).
- $U=220/380V$
- $F_s=50$ Hz
- $N_r = 1500$ tr/min
- Puissance nominale : 2,75 kW
- Fréquence : 50 Hz
- Tension composée statorique : 220 V
- Courant nominal : 2,1A
- Résistance statorique : 4.85 Ohm
- Résistance rotorique : 3.80 Ohm
- Inductance de fuites statorique: 0.274 mH
- Inductance de fuites rotorique: 0.274 mH
- Inductance magnétisante: 0,26 H
- Moment d'inertie : 0,031 kg.m²
- Coefficient de frottement : 0,008

- [1] : NORTON P.T., THOMPSON "The naval electric ship of today and tomorrow", *AES 2000*, October 2000 Paris (France), pp. 80-86.
- [2] : T. JAHNS, "Improved reliability in solid state ac drives by means of multiple independent phase-drive units", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 16, May-June 1980, pp 321-331
- [3] : A. BOUSCAYROL. « Formalisme de Représentation et de Commande Appliqués aux Systèmes Électromécaniques Multi machines-Multi convertisseurs », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille. Déc. 2003.
- [4] :X. KESTELYN. « Modélisation Vectorielle Multi machines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Déc. 2003.
- [5] : E. ROBERT-DEHAULT. « Modélisation Dynamique, Commande et Conception de Machines Pentaphasées Alimentées par des Onduleurs MLI », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Nantes. Juin. 2005.
- [6] : É. SEMAIL. « Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés-Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Juin. 2000.
- [7], [12], [15] : CHAICHE.KAMEL ET BEN HALIS MOHAMED « application de la technique de linéarisation par retour d'état à la machine asynchrone » universite de m'sila, juin 2003
- [8] : A.J .FOSSARD ET D.NORMAND-CYROT, «Systèmes non linéaires» Tome3, Masson 1993
- [9] : ISIDORI, A «Nonlinear control systems» 2e edition Springer-verlag, 1989.
- [10] : J.J SLOTINE, «Applied nonlinear control» Prence Hall, USA, 1998.
- [11] : M.BOUHARKAT « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique »Thèse de doctorat, Université Batna, Février 2006.
- [13] : H. BENDERRADJI "Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode H_{∞} " université M'SILA, 2007.
- [14] : R.CASIMIR, "Diagnostic Des Défauts des machines asynchrones Par Reconnaissance Des Formes", LYON, 2003.
- [16] : B. BENSACKER, H. KHERFANE, A. MAOUCHE AND R. WAMKEU: Nonlinear modeling of induction motor drives for nonlinear sensorless control purposes. Preprint of 6th IFAC symposium on non linear control system ,Vol. 3, pp.1475-1480,Sttugart, Germany.

- [17]: K. KHEDIDJA "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents" Oran, 2012.
- [18]: R .SALAHEDDINE, « commande de machine électrique en environnement » .Magistère Université Mentouri de Constantine Algérie ,2009.
- [19]: M. MOHAMED « Estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone dans la commande DTC » Université Dr. Moulay Tahar, Saïda. 2011.
- [20]: B. HOUSSEINI « prototypage rapide a base de fpga d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur a induction » univ du québec. 2010.
- [21]: GR.OUAHID, et GH.AHMED « Commande vectorielle sans capteur d'un machine asynchrone »Université d'Oran, 2011.
- [22]: F.LABRIQUE, G.SEGUIER, R.BAUSIERE, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif », Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [23]: K.KOUZI, « Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI-Flou à gains-Flous adaptés associé à un observateur d'état par modes de glissement »,Thèse de magister, Université Batna , Septembre 2002.
- [24]:F. LOCMONT « Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé » Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille. Déc. 2006.
- [25]: G.SEGUIER, « Électronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications », Edition Dunod, Paris1999.
- [26]: I. ETXEBERRIA-OTADUI , « Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés a la distribution électrique application a la qualité de l'énergie », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2003.
- [27]: BARKAT TOUFIK « La commande vectorielle sans capteur d'une machine asynchrone » Thèse d'ingénieur, U de BATNA.
- [28] : BENOIT ROBYNS, BRUNO FRANÇOIS, PHILIPPE DEGOBERT ET JEAN-PAUL HAUTIER. « Commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue », Editions TECHNIP, Paris, 2007.
- [29],[30] : MEZIAN SALIMA," Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat, M'entourai de Constantine 2009.
- [31]: Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., New-York, 1979
- [32] : Actionneurs électriques : principes, mordelles, commande. G.Grellet et G.Cleac. Editions Eyrolles 1996

- [33]: P.KRISHNA MURTHY, F.KHORRAMI, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conférence, Denver, Colorado, June 4-6, 2003
- [34]: J.M RETIF, " Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones", Institut national des sciences appliquées de Lyon, édition 2008
- [35] :TARBOUCHI MOHAMED," Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé". Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.H.D) à l'université de Laval . Québec,1997
- [36]: BOUSSIALA BOUBAKR , « Commande vectorielle d'une machine asynchrone Polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux Application sur la Machine Heptaphasée » de l'obtention du titre de Thèse pour Magister En Automatique 13 / 10 / 2010 École Nationale Polytechnique d'Alger.
- [37]: FLIESS, M AND I.KUPKA «A finitness criterion for non linéaire input-output differential systems»” SIAM Journal of control optimisation 21, 1983.
- [38]: JAKUBCZYK B. AND W. RESPONDEK, “On linearization of control systems,” bull. Acad. Pol. Sci. Ser. Sci. Math, vol. 28, no. 9-10, pp. 517-522, 1980.
- [39]: LEVINE J., “Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires”, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [40]: HEDRICK J. K. AND A. GIRARD, “Feedback Linearization”. Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, 2005.
- [41]: CONTE G., CLAUDE H. M. ET ANNA M. P. “Algebraic methods for nonlinear control systems”, 2nd edition, May 2006.
- [42]: HYUNGBO SHIM «Nonlinear output feedback stabilization on bounded region of attraction» Int.J.Control, 2000, vol 73, No5.
- [43]:A.BEN CHAIB « application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone ». Thèse d'état préparée au sien du laboratoire des systèmes automatique d'Amiens.
- [44]: LEVINE J., “Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires”, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [45]:A. ISIDORI, ‘Non linéaire control system’ Ed Springer Verlag 1989.
- [46]: B. BELABBES: “Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents” Thèse de magister Université Sidi. Belabbes 2001.
- [47]: B. LEPIOUFLE ‘Comparison of speed nonlinear control strategies for servomotor’ Electric Machines and power System 1993.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER EN ELECTRONIQUE
SPECIALITE : INDTRUMENTATION**

Proposé et dirigé par : Dr. M. FODIL

Présenté par : Ben halis Mohamed & Far Samir

Thème

Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone pentaphasée

Résumé :

L'objectif de ce travail est avant tout de trouver un modèle de la machine asynchrone pentaphasée passant par la transformation de park, et afin de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation on applique la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé par la technique MLI avec des régulateurs de vitesse PI et IP, et pour assurer un fort découplage et une meilleur linéarisation on applique la technique de linéarisation par retour d'état, les résultats des simulation avec le logiciel Matlab sont exposés.

Mots-clés: machine asynchrone, onduleurs, commande vectorielle, technique de linéarisation, par retour d'état.

Abstract :

The objective of this work is above all to find a model of the pen-phase asynchronous machine passing through the park transformation, and in order to directly control the flux and the torque from the supply currents we apply the direct vector control by orientation. of the rotor flux on the asynchronous machine supplied by a voltage inverter controlled by the PWM technique with PI and IP speed regulators, and to ensure strong decoupling and better linearization, the linearization technique by status feedback is applied. simulation results with Matlab software are presented.

Keywords: asynchronous machine, inverters, vector control, linearization technique, by status feedback.