

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

GHILANI OKBA

BENHAMIDA ISKANDAR ABDESSETTAR

Thème :

Commande de vitesse par backstepping d'une machine asynchrone à cinq phases

Soutenu publiquement Le : 08/06/2024

Devant les jurys :

M ^r Abbassi Abderrahmane	MAB	Président	UKM Ouargla
M ^r Benyoussef Lakhdar	PR	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M ^r Bouakaz Ouahid	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2023/2024

Remerciements

*NOUS TENONS À REMERCIER TOUT PREMIÈREMENT DIEU TOUT
PUISSANT POUR LA VOLONTÉ, LA SANTÉ ET LA PATIENCE, QU'IL NOUS
A DONNÉ DURANT TOUTES CES LONGUES ANNÉES.*

*NOUS TENONS ÉGALEMENT À EXPRIMER NOS VIFS REMERCIEMENTS À
NOS PROMOTEURS **PR. BENYOUSSEF LAKHDAR** POUR AVOIR D'ABORD
PROPOSÉ CE THÈME, POUR SUIVI CONTINUEL TOUT LE LONG DE LA
RÉALISATION DE CE MÉMOIRE ET, QUI N'ONT PAS CESSÉ DE NOUS
DONNER DES CONSEILS ET DES REMARQUES.*

*NOUS REMERCIONS LES MEMBRES DE JURY D'EXAMEN POUR
L'HONNEUR QU'ILS ME FONT EN PARTICIPANT AU JUGEMENT DE CE
TRAVAIL.*

*NOUS TENONS À REMERCIER VIVEMENT TOUTES PERSONNES QUI NOUS
ONT AIDÉS À ÉLABORER ET RÉALISER CE MÉMOIRE, AINSI À TOUS
CEUX QUI NOUS A AIDÉS DE PRÈS OU DE LOIN À ACCOMPLIR CE
TRAVAIL.*

*NOUS REMERCIONS AUSSI TOUS LES ENSEIGNANTS ET LE CHEF DE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE **DR. EL_OUAZZEN MED
LAKHDAR** QUI ONT CONTRIBUÉ À NOTRE FORMATION.*

*ENFIN NOUS TENONS À EXPRIMER NOTRE RECONNAISSANCE À TOUS
NOS AMIS ET COLLÈGUES POUR LE SOUTIEN TOUT MORAL ET
MATÉRIEL...*

GHILANI OKBA ET BENHAMIDA ISKANDAR ABDESSETTAR

Dédicace

LE DÉDIÉ CE MODESTE TRAVAIL

➤ À MA MÈRE AVEC TOUTE MON AFFECTATION

➤ À MON PÈRE AVEC TOUTE MA RECONNAISSANCE

➤ À MES FRÈRES ET MES SŒURS

➤ À MES ONCLES ET MES TANTES

➤ À MES COUSINS ET COUSINES

➤ À TOUS MES AMIS À TOUS MES VOISINS

GHILANI OKBA ET BENHAMIDA ISKANDAR ABDESSETTAR

Résumé

Résumé

Ce travail traite la commande vectorielle de la Machine Asynchrone pentaphasée (MASP), largement adoptée dans l'industrie pour ses performances supérieures par rapport à d'autres types de moteurs. La première partie traite la commande vectorielle utilisant un régulateur PI. La seconde partie se concentre sur le développement d'une commande non linéaire, basée sur une approche de type Backstepping et renforcée par l'intégration d'actions intégrales pour accroître sa robustesse. En conclusion, un résumé des principaux résultats obtenus dans cette étude est présenté.

Mots clés : Machine Asynchrone pentaphasée (MASP), Commande vectorielle, Commande par Backstepping, Matlab, Simulink

Abstract

This work deals with the vector control of the Five-Phase Asynchronous Machine (MASP), widely adopted in the industry for its superior performance compared to other types of motors. The first part deals with vector control using a PI regulator. The second part focuses on the development of nonlinear control, based on a Backstepping type approach and reinforced by the integration of integral actions to increase its robustness. In conclusion, a summary of the main results obtained in this study is presented.

Key words : Five-phase induction machine (FPIM), Flux oriented control, Backstepping command, Matlab, Simulink

ملخص

يتناول هذا العمل التحكم في ناقلات الحركة للألة غير المتزامنة ذات خمس مراحل (MASP) ، المعتمدة على نطاق واسع في الصناعة لأدائها المتفوق مقارنة بأنواع المحركات الأخرى. الجزء الأول يتناول مكافحة ناقلات الأمراض باستخدام منظم PI ويركز الجزء الثاني على تطوير التحكم غير الخطي، استنادا إلى نهج نوع Backstepping ومعزز بتكامل الإجراءات المتكاملة لزيادة قوتها. وفي الختام تم عرض ملخص لأهم النتائج التي تم الحصول عليها في هذه الدراسة.

الكلمات المفتاحية: آلة خماسية غير متزامنة (MASP) التحكم في الناقلات، تحكم عن طريق، Backstepping

Matlab, Simulink

Sommaire

N°	Intitulé	page
	REMERCIEMENTS.....	.I
	DEDICACEII
	RESUME.....	.III
	SOMMAIRE.....	.IV
	LISTE DES FIGURESV
	LISTE DES SYMBOLES.....	.VI
	INTRODUCTION GENERAL.....	1
	 CHAPITRE I : Généralités, Modélisation de la Machine Asynchrone pentaphasée (à cinq Phases)	
I.	Introduction.....	3
I.2	Généralités.....	3
I.2.1	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone pentaphasée.....	3
I.2.2	Avantages et Inconvénients des machines polyphasées.....	4
I.2.3	Domaines d'applications des machines polyphasées.....	5
I.3	Modélisation de La machine asynchrone pentaphasée.....	5
I.3.1	Description de la MASP	5
I.3.2	hypothèses simplificatrices.....	6
I.3.3	Equations électriques.....	6
I.3.4	Puissance de la machine.....	7
I.3.5	Equations de flux statoriques et rotorique.....	8
I.3.6	Equation mécanique.....	8
I.4	Modélisation de la MASP dans la base de découplage.....	9
I.4.1	Matrice de changement de base.....	9
I.4.2	Transformation de Park.....	10
I.4.3	Choix du référentiel.....	10
I.4.3.1	Référentiel lié au champ tournant (d-q)	10

I.4.3.2 Référentiel lié au rotor (x-y)	11
I.4.3.3 Référentiel lié au stator (α - β)	11
I.5 Modèle de la MAS sous forme de représentation d'état.....	11
I.6 simulation de la machine à cinq phases par Matlab.....	12
I.6.1 Résultats et interprétations.....	13
I.6.2 Essai de chute de phase.....	14
I.7 Conclusion.....	15
CHAPITRE II : Modélisation de l'alimentation de la Machine Asynchrone pentaphasée (à cinq Phases)	
II.1 Introduction.....	16
II.2 Modélisation générale de l'alimentation de la MASP.....	16
II.2.1 Modélisation du Redresseur à cinq phases.....	17
II.2.2 Modélisation du filtre.....	19
II.2.3 Modélisation de l'Onduleur pentaphasée.....	21
II.2.3.1 Hypothèses.....	21
II.2.3.2 Fonctions de connexion des interrupteurs.....	22
II.2.3.3 Tensions simples de l'onduleur.....	22
II.2.3.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	24
II.3 l'alimentation de la Machine Asynchrone pentaphasée.....	25
II.3.1 Schéma de simulation.....	25
II.3.2 Résultats de la simulation.....	26
II.3.3 Interprétation des résultats.....	27
II.4 Conclusion.....	27
CHAPITRE III : Commande vectorielle avec réglage de vitesse par Backstepping	
III.1 Introduction :	28
III.2 Principe de la commande vectorielle à flux orienté	28
III.3 Types de la commande vectorielle	29
III.3.1 Commande vectorielle directe.....	29
III.3.2. Commande vectorielle indirecte.....	30

III.4 Principe de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté.....	31
III.4.1. Principe du découplage par compensation	31
III.4.2. Détermination de \varnothing_{ret} et ω_s	32
III.5. Calcul des coefficients des régulateurs :	33
III.5.1. Régulateurs de courant :	33
III.5.2. Régulateur du flux rotorique :	34
III.5.3 Régulateur de vitesse.....	35
III.6 Résultats et Interprétation de simulation :	37
III.6.1 Essai à vide avec variation de charge	37
III.6.2 Essai en charge avec variation de vitesse	39
III.7 Commande par BACKSTEPPING.....	40
III.8 Méthodes de Lyapunov :	40
III.8.1 Première méthode de Lyapunov :	40
III.8.2 Deuxième méthode de Lyapunov :	41
III.9 Principe du Backstepping :	41
III.10 Réglage de vitesse par Backstepping de la MASP.....	42
III.11 Résultats et Interprétation de simulation.....	44
III.12 Etude comparative.....	46
III.13 Conclusion.....	47
Conclusion générale	52
Référence Bibliographie.....	56
Annexe :	58

Liste des figures

CHAPITRE I : Généralités, Modélisation de la Machine Asynchrone pentaphasée (à cinq Phases)

Figure (I.1) : Représentation symbolique d'une machine asynchrone pentaphasée.....	6
Figure (I.2) : Représentation de la machine pentaphasée dans le repère (d,q).....	11
Figure (I.3) : Le schéma bloc de la Machine asynchrone à cinq phases sous Matlab.....	12
Figure (I.4) : Résultat de simulation de la MASP pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1.5s$	13
Figure (I.5) : vitesse de rotation en fonction du temps en cas de chute de phase.....	14

CHAPITRE II : Modélisation de l'alimentation de la Machine Asynchrone pentaphasée (à cinq Phases)

Figure (II.1) : Alimentation de la machine asynchrone à cinq phases.....	16
Figure (II.2) : Représentation du redresseur cinq phase à diodes.....	17
Figure (II.3) : Schéma bloc de simulation du redresseur à cinq phases.....	18
Figure (II.4) : Formes des tensions d'alimentation et redressée.....	18
Figure (II.5) : Représentation du filtre R.L.C passe-bas.....	19
Figure (II.6) : Schéma bloc de simulation du filtre RLC.....	20
Figure (II.7) : Tension filtrée.....	20
Figure (II.8): Schéma structurel de l'onduleur pentaphasée.....	21
Figure (II.9) : Schéma bloc de simulation de l'onduleur cinq phase.....	23
Figure (II.10): Méthodologie de la commande MLI.....	24
Figure (II.11) : Modèle Simulink de la commande MLI.....	24
Figure (II.12) : Tensions de références et de porteuse.....	25
Figure (II.13) : Alimentation d'une MASP.....	25

Figure (II.14) : démarrage l'alimentant de la machine à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1.5s$	26
---	----

CHAPITRE III : Commande vectorielle direct avec réglage de vitesse par Backstepping de la machine asynchrone pentaphasée

Figure (III.1) : Orientation du flux rotorique.....	29
Figure (III.2) : Régulation des courants en boucle fermée.....	33
Figure (III.3) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.....	34
Figure (III.4) : Régulation de vitesse en boucle fermée.....	36
Figure (III.5) : Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MASP....	37
Figure (III.6) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée au MAS pour un fonctionnement à vide avec variation de charge.....	38
Figure (III.7): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée au MAS pour un fonctionnement en charge avec inversion de vitesse.....	39
Figure (III.8) : Schéma bloc globale de la commande par Backstepping appliqué à la MASP.....	47
Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande de vitesse par Backstepping appliquée au MASP pour un fonctionnement à vide avec variation de charge.....	48
Figure (III.10) : Résultats de simulation de la commande de vitesse par Backstepping appliquée au MASP pour un fonctionnement en charge avec inversion de vitesse.....	49
Figure. (III.11) : Résultats de simulation de la commande vectorielle.....	50
Figure. (III.12) : Résultats de simulation de la commande backstepping.....	50

Liste des symboles

(r):	indice grandeurs rotoriques
(s):	indice grandeurs statoriques
(α ; β):	Axes liée au stator.
(x; y):	Axes liée au rotor.
(d; q):	Axes liée par rapport au champ tournant.
p :	nombre de paires de pôles
R_s :	résistance statorique
L_s :	inductance statorique
R_r :	résistance rotorique
L_r :	inductance rotorique
V_{ds} :	tension statorique sur l'axe d
V_{qs} :	tension statorique sur l'axe q
I_{sd} :	courant statorique direct
I_{sq} :	courant statorique transversale
\emptyset_{sd} :	flux statorique direct
\emptyset_{sq} :	flux statorique transversale
J:	moment d'inertie des pièces tournantes
Ω :	vitesse angulaire du moteur
$X_{ref}(X^*)$:	référence de x
A^t :	Transposée de la matrice.
[Vs]:	Vecteur tension statorique
[Is]:	Vecteur courant statorique
[\emptyset_s]:	Vecteur flux statorique
[Rs]:	Matrice résistance du stator
[Ls]:	Matrice inductance du stator
[Ls]:	Matrice d'inductance statorique.
[Lr]:	Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]=[M_{rs}]$:	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.
$[R_s]$:	Résistance propre d'une phase statorique.
$[R_r]$:	Résistance propre d'une phase rotorique.
θ :	Angle de charge
ω :	Pulsation électrique
Ω :	La vitesse de rotor
P:	Nombre de paire de pole
C_{em} :	Couple électromagnétique
C_r :	Couple résistant
V_{eff} :	Valeur efficace des tensions d'alimentation.
K_p :	Facteur de proportionnalité.
K_i :	Facteur d'intégral.
T_s, T_r :	Constantes de temps statorique et rotorique

PI : Proportionnel- Intégrale

M.L.I : Modulation par Largeur d'Impulsion

MASP : Machine Asynchrone pentaphasée

Introduction générale

Les machines polyphasées réduisent les contraintes sur les interrupteurs et les bobinages par rapport aux machines asynchrones classiques. Augmenter le nombre de phases divise la puissance totale sur un plus grand nombre de bras, diminuant ainsi la puissance par bras. De plus, ce type de machines permet de réduire les ondulations de couple et d'augmenter leur fréquence. La multiplication des phases assure également un fonctionnement stable même en cas de défaillance d'une ou plusieurs phases [1].

Les techniques de commande des machines asynchrones, telles que la commande scalaire, la commande par mode glissant et la commande vectorielle, posent des défis pour assurer la stabilité en raison de la non-linéarité et du couplage élevé du modèle de base, malgré la simplicité de leur structure [2]. De plus, les paramètres du moteur asynchrone sont généralement approximatifs et peuvent varier avec le temps. Dans notre travail, pour améliorer la commande de la machine, nous avons adopté une approche basée sur le Backstepping.

La commande de vitesse par Backstepping pour une machine asynchrone à cinq phases représente une avancée significative en électrotechnique, visant à optimiser les performances des systèmes de commande des machines électriques. Cette méthode non linéaire permet d'ajuster en temps réel les paramètres de contrôle pour une gestion précise de la vitesse, en décomposant le système complexe en sous-systèmes plus simples [3].

En résumé, la commande de vitesse par Backstepping pour une machine asynchrone à cinq phases est un domaine de recherche en évolution constante, offrant des possibilités prometteuses pour améliorer les performances des machines électriques dans divers secteurs industriels. Les efforts continus de recherche et développement dans ce domaine sont essentiels pour relever les défis technologiques présents et futurs [4].

Dans ce mémoire, nous commençons par une approche de la commande vectorielle pour la commande initiale de la machine asynchrone à cinq phases, puis nous introduisons une amélioration de cette approche basée sur le Backstepping.

Le mémoire est structuré en trois chapitres :

Premier chapitre : Nous étudierons la machine asynchrone à cinq phases et développerons un modèle réaliste de la MASP, en passant d'abord par un modèle à deux phases basé sur la transformation de Park. Nous aborderons ensuite l'alimentation de la machine à partir de sources pentaphasées et discuterons des résultats des simulations.

Deuxième chapitre : Ce chapitre présentera la modélisation du système d'alimentation de la machine, y compris le réseau électrique, le redresseur, le filtre RLC et les onduleurs de tension contrôlés par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Nous conclurons par des simulations du système complet de la machine et de son alimentation.

Troisième chapitre : Ce chapitre expliquera le principe de la commande vectorielle de la MASP pour le contrôle de vitesse, en utilisant un régulateur proportionnel intégral (PI) et une régulation par Backstepping.

En conclusion, nous comparerons les approches de commande vectorielle et de commande par Backstepping pour évaluer leurs performances respectives.

**CHAPITRE I : Généralités,
Modélisation de la Machine
Asynchrone pentaphasée**

I.1 Introduction :

On s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases. Ces machines portent plusieurs appellations (machines à grand nombre de phases) ou (machines polyphasées) et cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. Il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue. Plus on augmente le nombre de phases plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [1].

Ces machines sont utilisées dans des secteurs à haute puissance tels que la marine, l'aviation et l'industrie automobile. Notre étude se concentre sur la machine asynchrone pentaphasée (MAS pentaphasée), très prisée dans les applications industrielles pour sa robustesse électromagnétique, son coût réduit et sa standardisation élevée [1].

Les machines asynchrones pentaphasées sont envisagées comme une alternative aux machines triphasées, surtout dans les applications à haute puissance et nécessitant une régulation critique de la vitesse, où elles peuvent être contrôlées à l'aide d'onduleurs.

I.2 Généralités :

Les machines asynchrones polyphasées sont une classe de moteurs électriques qui se distinguent par un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines présentent plusieurs avantages importants, tels qu'une répartition améliorée des contraintes thermiques et mécaniques, les rendant idéales pour des applications industrielles exigeantes. Leur conception polyphasée offre également une plus grande flexibilité dans la gestion de la puissance et améliore la fiabilité en cas de défaillance d'une phase.

La modélisation et la commande de ces machines sont des domaines de recherche actifs, visant à optimiser leur performance et leur intégration dans des systèmes complexes.

I.2.1 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone polyphasée :

Dans une machine asynchrone, le champ magnétique évolue sous la forme d'un champ tournant généré dans le stator. Au démarrage, ce champ tournant parcourt les conducteurs à une vitesse angulaire connue sous le nom de vitesse de synchronisme. Le rotor, mis en rotation, tente de rattraper ce champ tournant. La vitesse du rotor est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation de la machine. Cette vitesse est calculée de la manière suivante:

$$\Omega_s [\text{rad/s}] = \frac{f_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Tels que :

- Ω_s : représente la vitesse du champ tournant (vitesse de synchronisme).
- f_s : est la fréquence de l'alimentation.
- p : est le nombre de paires de pôles.

Ce champ tournant créé par les enroulements du stator induit des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi ces derniers vont donner naissance à des forces électromotrices induisent une rotation du rotor à une vitesse Ω_r inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s . Dans ce cas-là ; on peut dire que le rotor va se glisser par rapport au champ tournant créé par le stator exprimé comme suit [2].

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

I.2.2 Avantages et Inconvénients des machines polyphasées :

A. Avantages

Les machines asynchrones polyphasées présentent plusieurs avantages, notamment [3] :

- Robustesse : Elles sont réputées pour leur robustesse et leur capacité à maintenir leur performance dans des conditions de fonctionnement difficiles.
- Coût réduit : Comparativement à d'autres types de machines, elles sont souvent moins coûteuses à produire et à maintenir.
- Efficacité améliorée : L'efficacité énergétique peut être considérablement améliorée avec l'ajout de phases supplémentaires dans ces machines.
- Réduction des contraintes : Elles permettent de réduire les contraintes mécaniques et électriques sur le système.
- Qualité de sortie supérieure : Effectivement, la conception polyphasée de ces machines peut conduire à une meilleure qualité de sortie, réduisant ainsi les fluctuations de tension et de couple.
- Adaptabilité : Elles sont particulièrement adaptées à des domaines spécifiques où un nombre réduit de phases pourrait être un handicap, comme dans les systèmes embarqués ou les applications de forte puissance.

Ces caractéristiques rendent les machines asynchrones polyphasées idéales pour une variété d'applications industrielles et commerciales.

B. Inconvénients

Il est vrai que les machines polyphasées présentent des avantages significatifs en termes de qualité de sortie et d'efficacité, mais elles ne sont pas sans inconvénients [3]. Voici quelques points à considérer :

- **Courants harmoniques avec onduleur de tension** : Lorsqu'elles sont alimentées par un onduleur de tension, les machines polyphasées peuvent générer des courants harmoniques. Cela peut poser des problèmes de qualité de l'alimentation électrique et nécessiter des filtres supplémentaires pour les atténuer.
- **Coût accru avec le nombre de phases** : Le nombre de semi-conducteurs nécessaires dans l'onduleur augmente avec le nombre de phases de la machine. Cela peut augmenter le coût global du système convertisseur-machine.
- **Non-linéarité et complexité de la commande** : La relation entre le couple et le flux dans les machines polyphasées est non linéaire, ce qui rend la commande plus complexe. De plus, la multiplication des semi-conducteurs avec une structure dynamique ajoute à cette complexité, rendant la conception et la mise en œuvre de la commande plus exigeantes.

I.2.3 Domaines d'applications des machines polyphasées :

En effet, les machines polyphasées sont particulièrement adaptées aux applications où la puissance, la fiabilité et la précision de contrôle sont primordiales, ce qui en fait un choix préférentiel pour les applications de puissances élevées dans divers secteurs industriels, par exemple on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment [4].

I.3.1 Description de la MASP :

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil. Elle est composée par deux parties. Cette machine comprend un stator et un rotor, chacun formé de 5 enroulements identiques décalés de $2\pi/5$ radians dans l'espace. Ces derniers sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

Les cinq enroulements statoriques et rotoriques sont notés respectivement (A, B, C, D, E) et (a, b, c, d, e), l'angle θ est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.

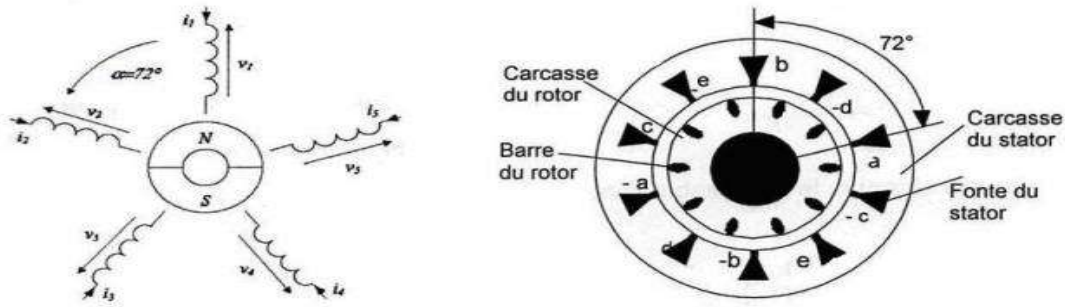


Figure (I.1) : Représentation symbolique d'une machine asynchrone pentaphasée

I.3.2 hypothèses simplificatrices :

Pour pouvoir élaborer le modèle électrique équivalent de la machine, il est nécessaire de considérer certaines hypothèses simplificatrices :

- L'effet de peau est négligeable.
- L'effet d'encoche est négligeable et l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Les courants de Foucault et la saturation du circuit magnétique et sont négligés.
- La F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.3.3 Equations électriques :

En appliquant la loi de Faraday au niveau de chaque enroulement des deux armatures de la MASP ; on aura les équations vectorielles des tensions statoriques et rotorique comme suit :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s]\vec{I}_s + \frac{d}{dt}\vec{\Phi}_s \\ \vec{V}_r = [R_r]\vec{I}_r + \frac{d}{dt}\vec{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{I. 3})$$

Tels que :

- \vec{V}_s et \vec{V}_r : sont respectivement les vecteurs tensions statoriques et rotoriques.
- \vec{I}_s et \vec{I}_r : sont respectivement les vecteurs courants statoriques et rotoriques.
- $\vec{\phi}_s$ et $\vec{\phi}_r$: sont respectivement les vecteurs flux statoriques et rotoriques.
- $[R_s]$ et $[R_r]$ sont respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques qui sont des matrices diagonales d'ordre 5.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 4})$$

I.3.4 Puissance de la machine :

La puissance de la MASP est obtenue par le produit scalaire entre le vecteur tension et le vecteur courant :

$$P = \vec{V}_s \cdot \vec{I}_s \quad (\text{I. 5})$$

En remplaçant la tension \vec{V}_s par son expression (I. 3) on aura :

$$P = [R_s] (\vec{I}_s)^2 + \left(\frac{d}{dt} \vec{\phi}_s \right) \vec{I}_s \quad (\text{I. 6})$$

Cette puissance est la somme entre les pertes par effet de Joule et la puissance magnétique

Tels que :

- $P = [R_s] (\vec{I}_s)^2$: Représente les pertes par effet de joule.
- $\left(\frac{d}{dt} \vec{\phi}_s \right) \vec{I}_s$: Représente la puissance magnétique.

I.3.5 Equations de flux statoriques et rotorique :

On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{\phi}_s = [L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \\ \vec{\phi}_r = [L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s \end{cases} \quad (\text{I. 7})$$

En remplaçant les expressions des flux dans l'équation (I. 3) on obtient :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r) \\ \vec{V}_r = 0 = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s) \end{cases} \quad (\text{I. 8})$$

Tels que :

$$\bullet [L_{ss}] = \begin{bmatrix} m_{s1s1} & m_{s1s2} & m_{s1s3} & m_{s1s4} & m_{s1s5} \\ m_{s2s1} & m_{s2s2} & m_{s2s3} & m_{s2s4} & m_{s2s5} \\ m_{s3s1} & m_{s3s2} & m_{s3s3} & m_{s3s4} & m_{s3s5} \\ m_{s4s1} & m_{s4s2} & m_{s4s3} & m_{s4s4} & m_{s4s5} \\ m_{s5s1} & m_{s5s2} & m_{s5s3} & m_{s5s4} & m_{s5s5} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 9})$$

$$\bullet [L_{rr}] = \begin{bmatrix} m_{r1r1} & m_{r1r2} & m_{r1r3} & m_{r1r4} & m_{r1r5} \\ m_{r2r1} & m_{r2r2} & m_{r2r3} & m_{r2r4} & m_{r2r5} \\ m_{r3r1} & m_{r3r2} & m_{r3r3} & m_{r3r4} & m_{r3r5} \\ m_{r4r1} & m_{r4r2} & m_{r4r3} & m_{r4r4} & m_{r4r5} \\ m_{r5r1} & m_{r5r2} & m_{r5r3} & m_{r5r4} & m_{r5r5} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 10})$$

$$\bullet [M_{sr}] = \begin{bmatrix} m_{s1r1} & m_{s1r2} & m_{s1r3} & m_{s1r4} & m_{s1r5} \\ m_{s2r1} & m_{s2r2} & m_{s2r3} & m_{s2r4} & m_{s2r5} \\ m_{s3r1} & m_{s3r2} & m_{s3r3} & m_{s3r4} & m_{s3r5} \\ m_{s4r1} & m_{s4r2} & m_{s4r3} & m_{s4r4} & m_{s4r5} \\ m_{s5r1} & m_{s5r2} & m_{s5r3} & m_{s5r4} & m_{s5r5} \end{bmatrix}, [M_{sr}] \\ = [M_{sr}]^t \quad (\text{I.11})$$

I.3.6 Equation mécanique :

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (\text{I. 12})$$

Tels que :

- C_r : désigne le couple résistant appliqué par une charge.
- J : désigne le moment d'inertie de la MASP.
- F : désigne le coefficient de frottement visqueux ou coefficient de friction.

Il est important de noter que la modélisation de la MASP dans la base naturelle devient complexe en présence d'un fort couplage entre les différents enroulements, ce qui rend nécessaire la transition vers une autre base où les contraintes de couplage sont absentes. Pour ce faire, nous utiliserons les matrices de changement de bases que nous avons obtenues [5].

I.4 Modélisation de la MASP dans la base de découplage :

Nous avons vu précédemment que les propriétés de circularité et de symétrie des matrices inductances nous ont permis de diagonaliser ces dernières dans l'espace euclidien en déterminant les valeurs propres et les vecteurs propres à coefficients réels ; ainsi la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage qui est celle de la matrice de Concordia d'ordre 5 [6].

I.4.1 Matrice de changement de base :

On rappelle que la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage est la matrice de Concordia qui s'écrit de la manière suivante :

$$T = \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 13})$$

I.4.2 Transformation de Park :

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée, Cette transformation facilite la conversion d'un système à cinq phases de composantes (a, b, c, d, e) vers un système équivalent à deux phases (d, q). Elle est réalisée à l'aide d'une matrice de transformation $T(\theta)$, où θ représente l'angle de rotation rotorique par rapport aux axes de référence.

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 14})$$

Tels que :

θ : Angle entre l'axe magnétique et l'axe longitudinale.

$\sqrt{\frac{2}{5}}$: est facteur pour conserver la puissance électrique instantanée.

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique et magnétique et permet d'obtenir les équations suivantes :

I.4.3 Choix du référentiel :

Il existe plusieurs possibilités pour le choix l'orientation de référentiel d'axe biphasé qui dépend de la vitesse de rotation de repère choisi [7].

Selon le choix de ω_{obs} on distingue :

I.4.3.1 Référentiel lié au champ tournant (d-q) : La vitesse du référentiel de Park est celle du champ tournant $\omega_{obs} = \omega_s$.

Dans ce repère, les grandeurs : tensions, courants et flux de la machine sont transformées du système pentaphasée au système biphasé (d-q) lié au champ magnétique tournant.

Ce référentiel car il présente l'avantage de transformer les grandeurs en constantes, c'est-à-dire des grandeurs continues, ce qui facilite leur régulation en cas de commande.

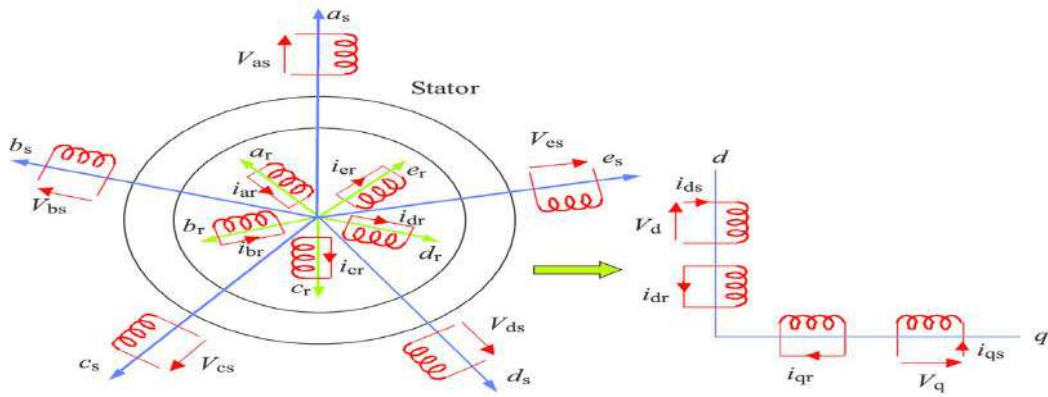


Figure (I.2) : Représentation de la machine pentaphasée dans le repère (d, q).

Les équations électriques de la machine dans le repère de Park deviennent [8]

$$\begin{cases} V_{ds} = [R_s] \vec{I}_{ds} - \omega_s \vec{\Phi}_{qs} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{ds} \\ V_{qs} = [R_s] \vec{I}_{qs} - \omega_s \vec{\Phi}_{ds} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{qs} \end{cases} \quad (I. 15)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = [R_r] \vec{I}_{dr} - \omega_r \vec{\Phi}_{qr} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{dr} \\ V_{qr} = [R_r] \vec{I}_{qr} - \omega_r \vec{\Phi}_{dr} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{qr} \end{cases} \quad (I. 16)$$

I.4.3.2 Référentiel lié au rotor (x-y) : Il se traduit par la condition $\omega_{obs} = \omega_r$.

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \vec{I}_{sx} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{sx} - \omega \vec{\Phi}_{sy} \\ V_{sy} = R_s \vec{I}_{sy} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{sy} + \omega \vec{\Phi}_{sx} \\ 0 = R_r \vec{I}_{rx} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{rx} \\ 0 = R_r \vec{I}_{ry} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{ry} \end{cases} \quad (I. 17)$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines asynchrones.

I.4.3.3 Référentiel lié au stator (α - β) : Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de Park est $\omega_{\text{obs}} = \omega_s = 0$.

Les équations du système prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \vec{I}_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \vec{I}_{s\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{s\beta} \\ 0 = R_r \vec{I}_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{r\alpha} + \omega \vec{\Phi}_{r\beta} \\ 0 = R_r \vec{I}_{r\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{r\beta} - \omega \vec{\Phi}_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I. 18})$$

Les équations des flux s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = (L_s) I_{s\alpha} + L_m I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = (L_s) I_{s\beta} + L_m I_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I. 19})$$

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = (L_r) I_{r\alpha} + L_m I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = (L_r) I_{r\beta} + L_m I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I. 20})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{5pL}{2Lr} (\phi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{I. 21})$$

I.5 Modèle de la MAS sous forme de représentation d'état :

Peut écrire les équations électriques et les équations mécaniques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I. 22})$$

Avec :

$$[X] = [I_{s\alpha} I_{s\beta} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta}]^t \quad \text{et} \quad [U] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^t$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\delta L_s} & 0 & \frac{L_m}{\delta L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\delta L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\delta L_s} & -\frac{L_m}{\delta L_s L_r} \omega & \frac{L_m}{\delta L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} - \omega & \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ou:

$$\delta = -\frac{L_m^2}{\delta L_s L_r} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = R_s + \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

I.6 simulation de la machine à cinq phases par Matlab :

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes.

$$\begin{cases} V1 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t) \\ V2 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{5}) \\ V3 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{5}) \\ V4 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{6\pi}{5}) \\ V5 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{8\pi}{5}) \end{cases} \quad (I. 23)$$

La simulation de la MASP est réalisée à l'aide du logiciel Simulink sous Matlab. La machine dont les paramètres sont donnés en Annexe A, est alimentée directement par le réseau pentaphasée.

La simulation sera faite dans le référentiel (α, β) pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide. La figure (I.3) représente le schéma de modélisation de la MASP.

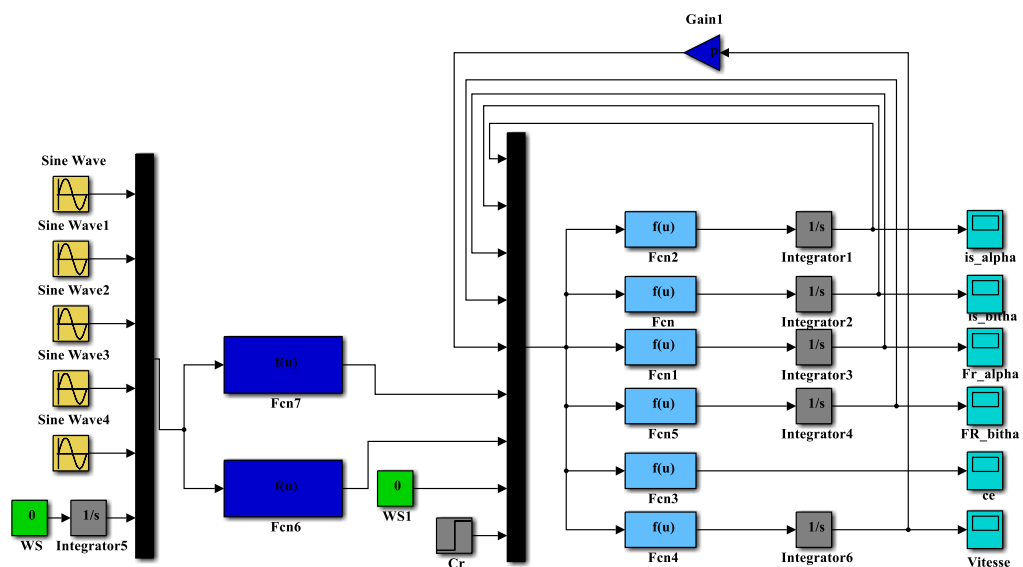


Figure (I.3) : Le schéma bloc de la Machine asynchrone à cinq phases sou Matlab/Simulink

I.6.1 Résultats et interprétations :

Les résultats de simulation donnés par la figure (I.4) illustrent l'évolution des principales grandeurs de la machine asynchrone, à savoir : la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotoriques. La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t = 1.5$ s.

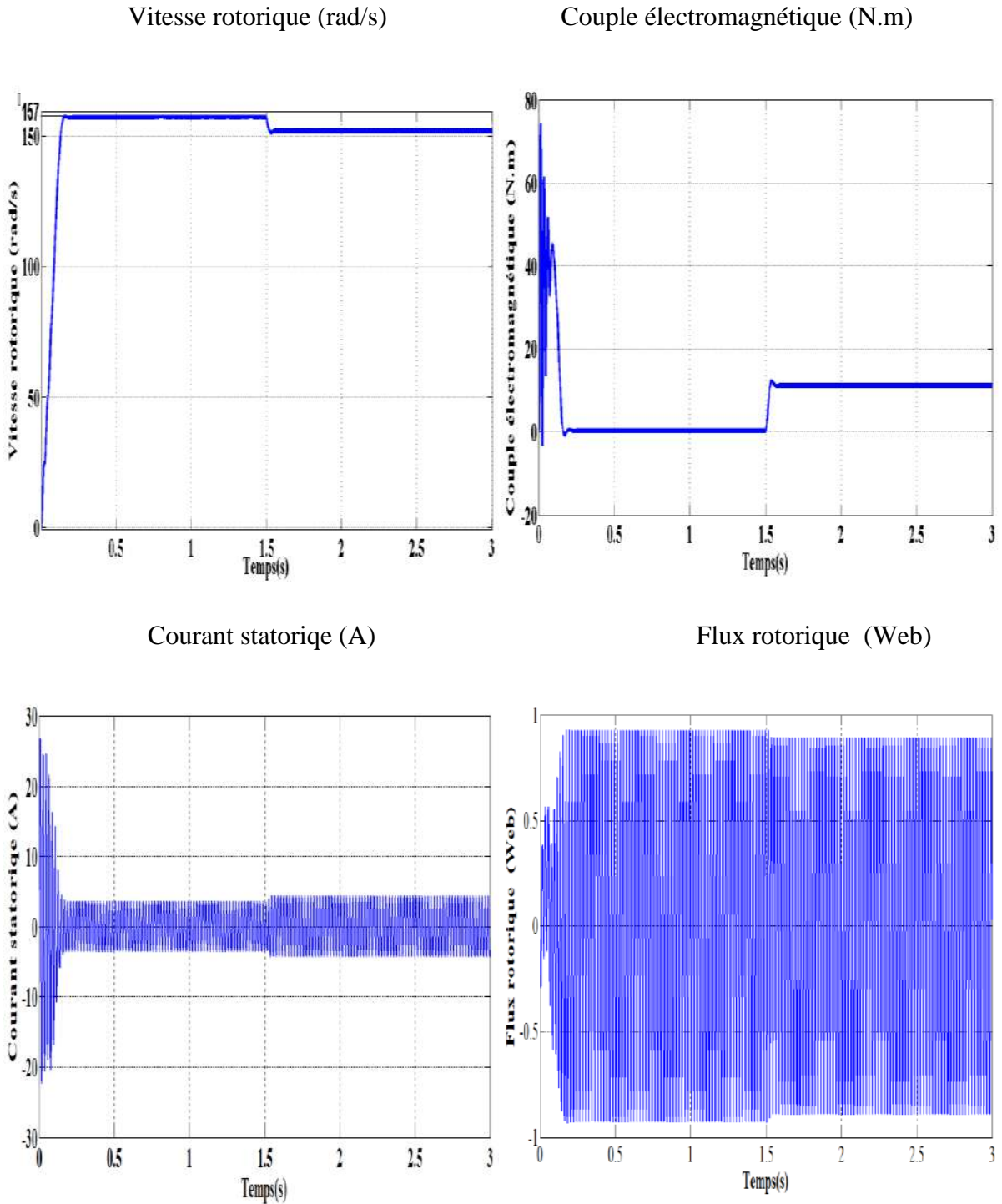


Figure (I.4) : Résultat de simulation de la MASP pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t = 1.5$ s

- Interprétation :

Les résultats de simulation révèlent que la vitesse augmente de manière linéaire avant de se stabiliser à une valeur proche de la vitesse synchrone, à 157 rad/s, on remarque aussi que le couple électromagnétique atteint une valeur maximale au régime de démarrage qui entraîne un fort appel des courants, puis il diminue jusqu'à sa valeur finale dans le cas à vide.

Au moment où la charge est appliquée, on observe une diminution de la vitesse, tandis que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur correspondant à la charge appliquée.

I.6.2 Essai de chute de phase :

Dans cette étape, nous allons annuler une phase pour tester l'efficacité de la Machine asynchrone à cinq phases dans ce cas.

- Résultats et interprétations :

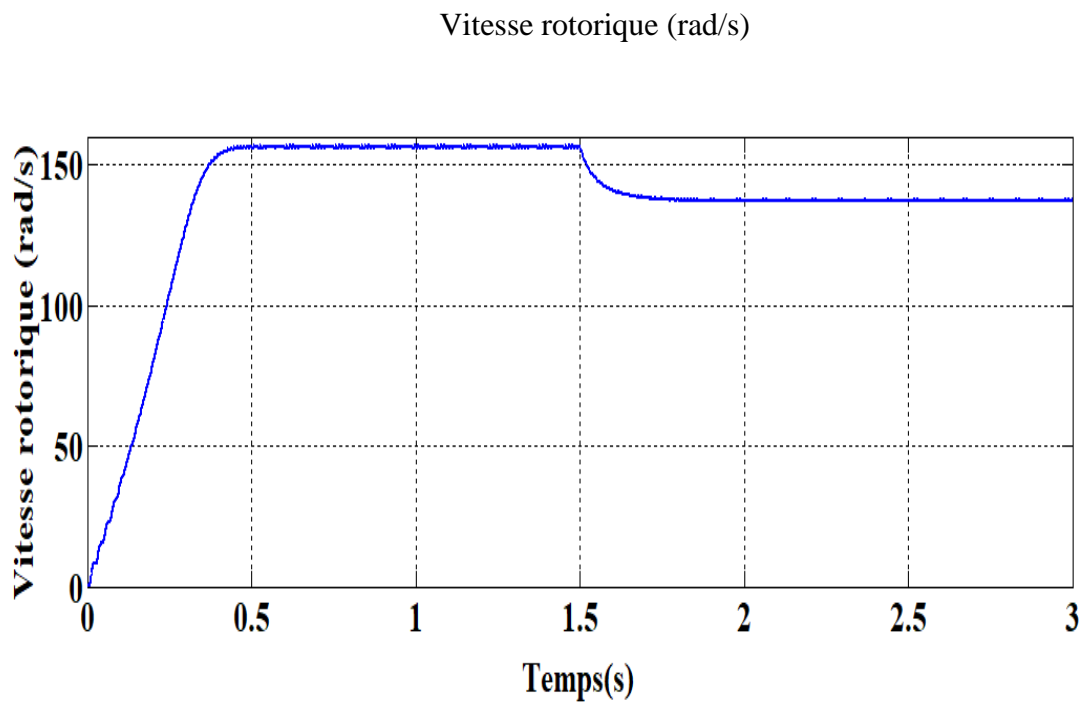


Figure (I.5) : vitesse de rotation en fonction du temps en cas de chute de phase.

On remarque un retard au démarrage du moteur, et il y a commotion cérébrale et instabilité dans la vitesse de rotation du moteur.

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous présentons la généralité du MAS en cinq étapes. Cela nous permet de développer un modèle de Park qui simplifie le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équations. Nous avons constaté que la modélisation de la machine dans la base naturelle est très complexe. Pour résoudre cela, nous avons utilisé les propriétés des matrices d'inductance de la machine (circulaires et symétriques), ce qui nous a conduits à modéliser la machine dans la base de découplage, où les matrices d'inductance deviennent diagonales.

De point de vue de simulation, on peut constater que l'efficacité du moteur en cas de chute de phase.

CHAPITRE II :
Modélisation de
l'alimentation de la
Machine Asynchrone
pentaphasée (à cinq
Phases)

II.1 Introduction :

Ce chapitre traite de la modélisation générale de l'alimentation pentaphasée de la Machine Asynchrone à cinq phases (MASP). L'alimentation pentaphasée représente une avancée notable dans le domaine de l'électronique de puissance, offrant des avantages substantiels en matière d'efficacité et de performance. Par exemple, ils peuvent être des onduleurs lorsqu'ils sont connectés à une source de tension continue, comme des panneaux photovoltaïques ou des batteries. Si la source est une source de tension alternative, comme les réseaux électriques ou les générateurs, ils se comportent comme des onduleurs avec des redresseurs.

Cette modélisation nous permettra d'analyser en détail le fonctionnement de la MASP alimentée par une alimentation pentaphasée, d'identifier les défis techniques associés à ce processus et de proposer des solutions pour les surmonter. Nous explorerons également comment ces différents éléments interagissent pour fournir une alimentation efficace et stable à la MASP [9].

II.2 Modélisation générale de l'alimentation de la MASP :

Un moteur asynchrone est généralement conçu pour fonctionner à une fréquence fixe (c'est-à-dire la fréquence du réseau) ; pour pouvoir fonctionner à une vitesse variable, il doit être alimenté à une fréquence variable.

Le schéma de la figure (II.1) illustre le principe de l'alimentation électrique à fréquence variable utilise un convertisseur statique dont le convertisseur est constitué d'un redresseur, d'un filtre passe-bas et d'un onduleur.

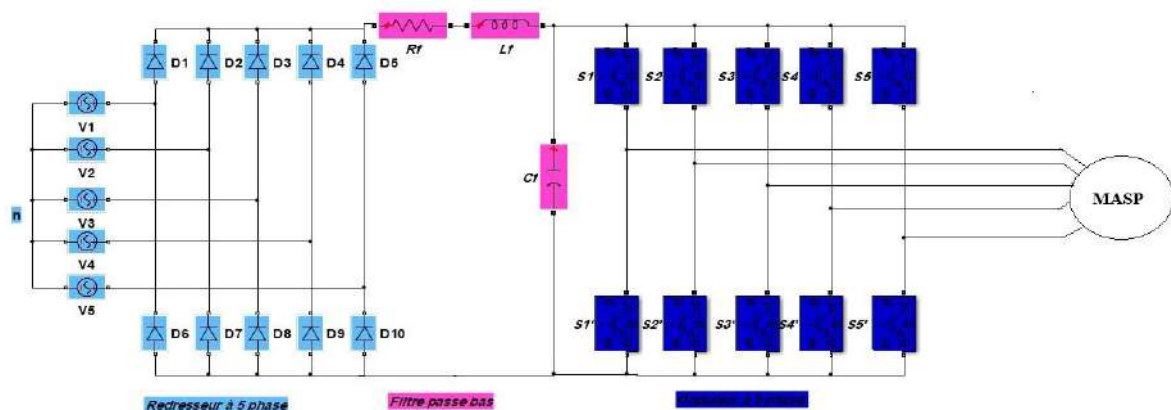


Figure (II.1) : Alimentation de la machine asynchrone à cinq phases

Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [10], pour assurer :

- Un couple présentant une ondulation minimale, tout en étant contrôlable à l'aide d'un nombre minimal de variables, à la fois en régime dynamique et en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

II.2.1 Modélisation du Redresseur à cinq phases :

Un redresseur à cinq phases à diodes, aussi appelé redresseur à pont de diodes cinq phases, est un dispositif électronique crucial pour la conversion de l'énergie électrique. Il est largement utilisé dans divers domaines industriels pour convertir le courant alternatif (AC) pentaphasée en courant continu (DC).

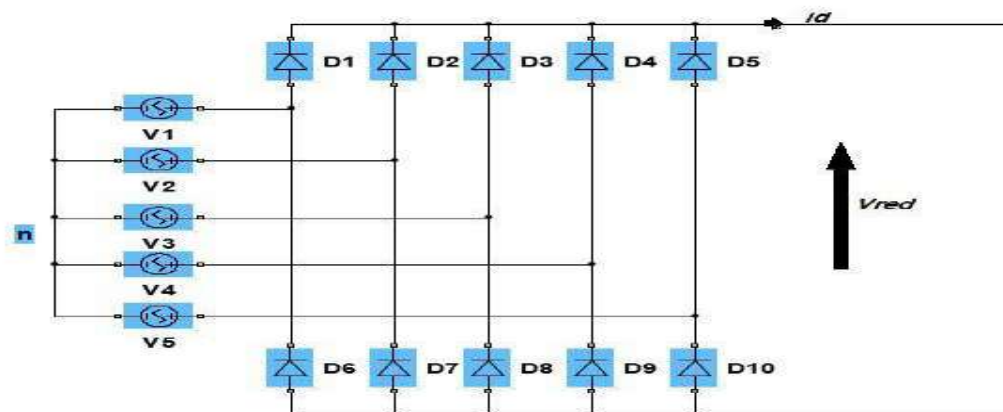


Figure (II.2) : Représentation du redresseur cinq phase à diodes.

Nous faisons l'hypothèse que la source d'alimentation pentaphasée est équilibrée, avec des tensions et une fréquence constante. Nous ignorons également les chutes de tension dues à l'empiètement anodique ainsi que les pertes dans les diodes. En conséquence, le redresseur est alimenté par le système pentaphasée suivant :

$$\begin{cases} V1 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t) \\ V2 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{5}) \\ V3 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{5}) \\ V4 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{6\pi}{5}) \\ V5 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \sin(\omega \cdot t - \frac{8\pi}{5}) \end{cases} \quad (II.1)$$

Tels que :

- $\omega = 2 \pi f$: Pulsation du réseau.
- f : Fréquence du réseau.
- V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par :

$$V_{red} = \max[V_1(t), V_2(t), V_3(t), V_4(t), V_5(t)] - \min[V_1(t), V_2(t), V_3(t), V_4(t), V_5(t)] \quad (II.2)$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du redresseur :

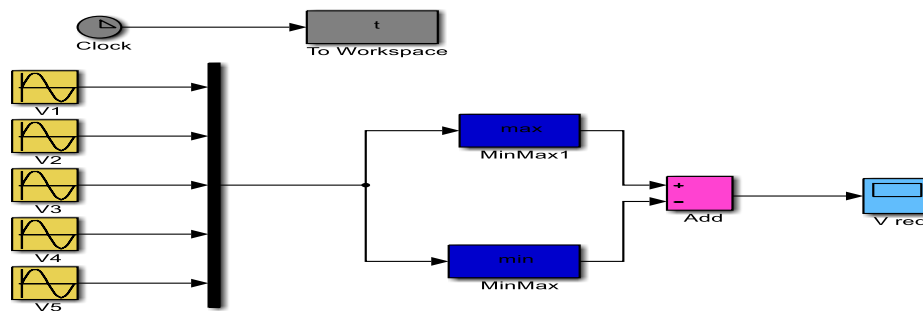


Figure (II.3) : Schéma bloc de simulation du redresseur à cinq phases

Le résultat de simulation de la tension redressée est donné par la figure :

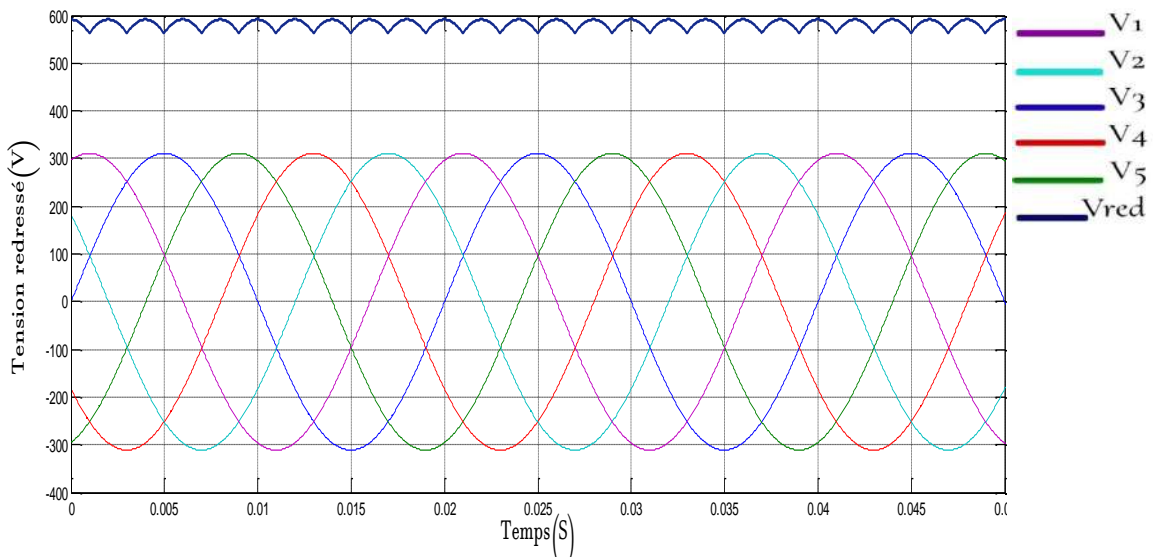


Figure (II.4) : Formes des tensions d'alimentation et redressée.

II.2.2 Modélisation du filtre :

Pour filtrer la tension redressée, un filtre passe-bas avec les paramètres R_f , L_f et C_f est inséré à l'entrée de l'onduleur. Ce filtre absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_d , éliminant ainsi les variations brusques de tension V_f lors de la commutation. D'autre part, pour réduire l'ondulation du courant I_d , on connecte l'inductance de lissage en série avec la résistance. L'ensemble constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la figure:

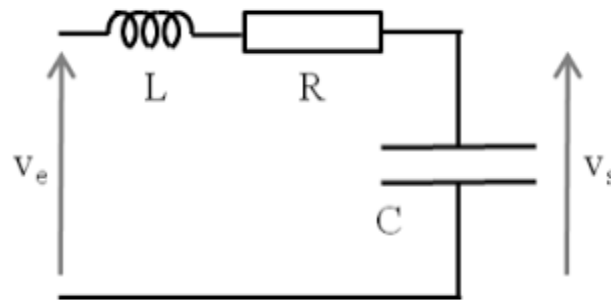


Figure (II.5) : Représentation du filtre R.L.C passe-bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$U_{red} = R_f I_f + L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{fil}(t) \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{dU_{fil}(t)}{dt} = (I_d(t) - U_{fil}(t)) \quad (\text{II.4})$$

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert du filtre :

$$F(s) = \frac{v_{fil}}{v_{red}} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad (\text{II.5})$$

On voit bien que c'est un filtre du second ordre dont la pulsation de coupure est la suivante :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II.6})$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du filtre :

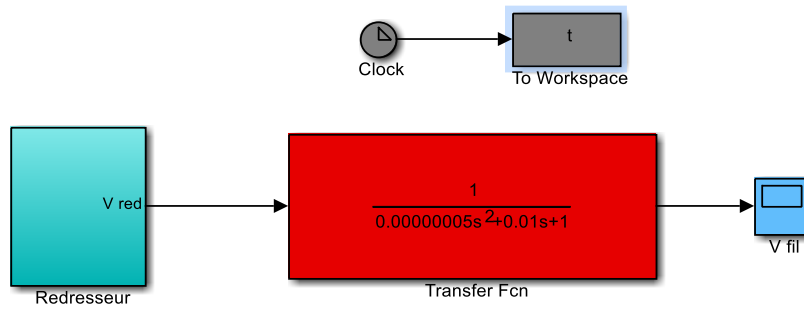


Figure (II.6) : Schéma bloc de simulation du filtre RLC.

La figure représente la forme de tension filtrée :

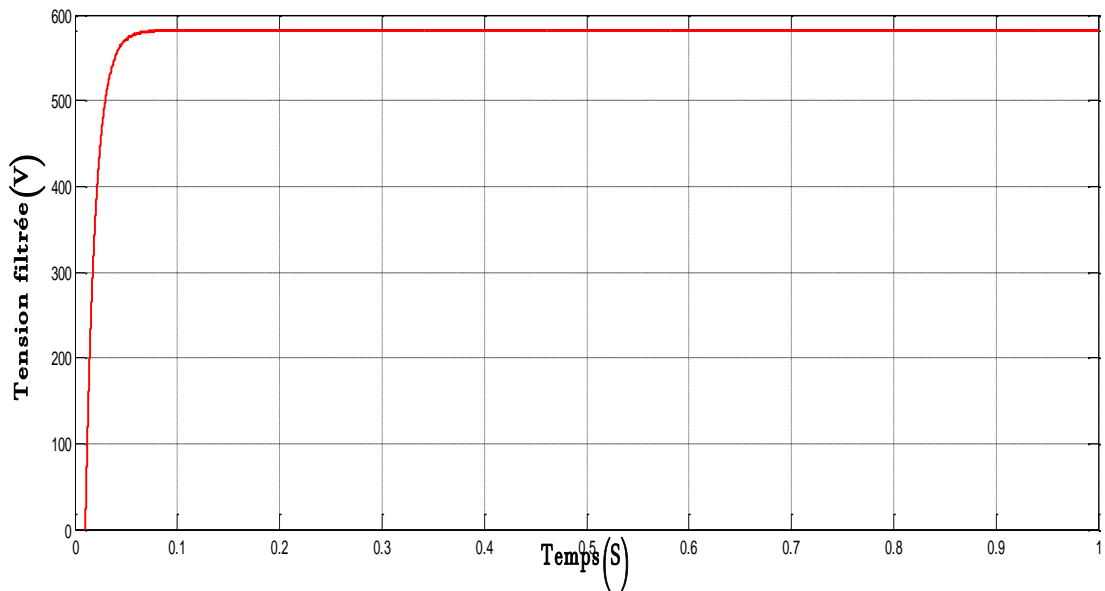


Figure (II.7) : Tension filtrée

II.2.3 Modélisation de l'Onduleur pentaphasée :

Au cœur de notre machine à cinq phases, l'onduleur se déploie tel un ensemble de cinq bras, chacun équipé d'interrupteurs électroniques sélectionnés pour leur robustesse et leur capacité à opérer avec agilité au rythme des fréquences. Sur chaque bras, deux complices de puissance, la diode et son jumeau complémentaire, s'alignent en parallèle. Et dans ce monde de l'onduleur, deux héros se distinguent :

- Réflecteur de courant.
- Transformateurs de tension.

Ainsi ; l'onduleur utilisé dans notre travail ; est un onduleur à deux niveaux dont le schéma structurel est présenté par la figure comme suit :

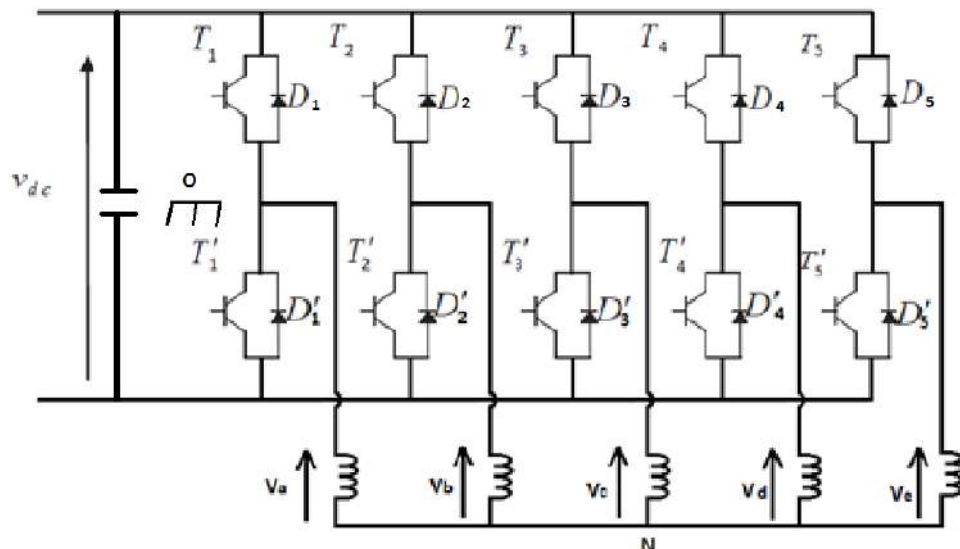


Figure (II.8): Schéma structurel de l'onduleur pentaphasée

Les interrupteurs de chaque bras doivent être commandés de façon complémentaire afin d'éviter le court-circuit de la source d'une part et d'assurer la continuité de l'alimentation de la charge en courant alternatif d'autre part.

II.2.3.1 Hypothèses :

En raison de symétrie des bras de l'onduleur ; on peut simplifier l'étude de ce dernier en considérant les hypothèses suivantes [11] :

- On néglige la chute de tension aux bornes des interrupteurs.
- La commutation des interrupteurs est supposée instantanée.
- On considère une charge pentaphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé.
- On considère que chaque couple transistor-diode est assimilé à un interrupteur bidirectionnel commandé.

II.2.3.2 Fonctions de connexion des interrupteurs :

$B_k = \overline{B'_k}$, si seulement l'un des deux est commandé à la fermeture, si non ils peuvent être commandés à l'ouverture au même temps

Avec B_k le signal de la commande du transistor T_k du bras k

Donc, on définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_k comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

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

Avec : k est le numéro du bras de l'onduleur ($k=1, 2, 3, 4, 5$)

II.2.3.3 Tensions simples de l'onduleur :

Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point fictif (O) sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{array}{ll} V_{AO} = V_{AN} + V_{NO} = F_1 \cdot U_{dc} & V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BO} = V_{BN} + V_{NO} = F_2 \cdot U_{dc} & V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CO} = V_{CN} + V_{NO} = F_3 \cdot U_{dc} & \longrightarrow V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \quad (\text{II.7}) \\ V_{DO} = V_{DN} + V_{NO} = F_4 \cdot U_{dc} & V_{DN} = V_{DO} - V_{NO} \\ V_{EO} = V_{EN} + V_{NO} = F_5 \cdot U_{dc} & V_{EN} = V_{EO} - V_{NO} \end{array}$$

Les tensions $V, V_{BN}, V_{CN}, V_{DN}, V_{EN}$ forment un système de tensions pentaphasée équilibré :

$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} + V_{DN} + V_{EN} = 0$ donc:

$$V_{N0} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + V_{DO} + V_{EO}}{5} \tag{II.8}$$

$$V_{AN} = \frac{4V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \tag{II.9}$$

$$V_{BN} = \frac{-V_{AO} + 4V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \tag{II.10}$$

$$V_{CN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} + 4V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \tag{II.11}$$

$$V_{DN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} + 4V_{DO} - V_{EO}}{5} \tag{II.12}$$

$$V_{EN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} + 4V_{EO}}{5} \tag{II.13}$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \\ F_{41} \\ F_{51} \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

La figure (II.8) est un schéma de simulation de l'onduleur :

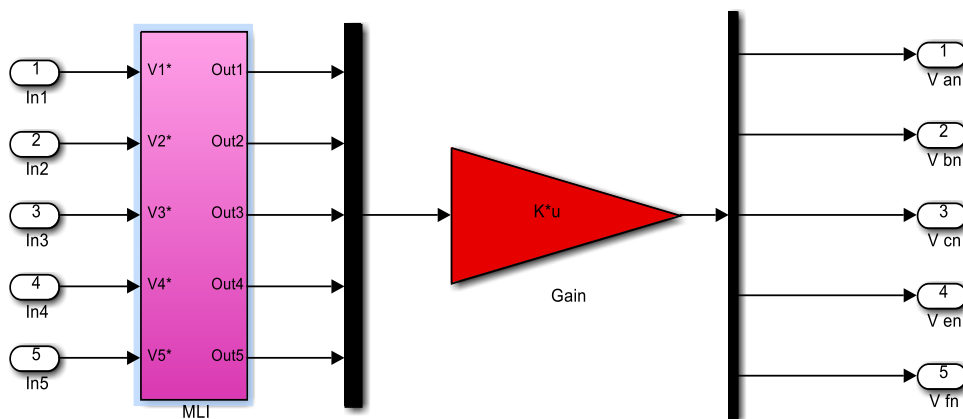


Figure (II.9) : Schéma bloc de simulation de l'onduleur cinq phase

II.2.3.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence (modulatrice), représente l'image de la sinusoïde souhaitée à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- Le second, appelé signal de porteuse (triangulaire), détermine la fréquence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences par rapport au signal de référence.

Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité du courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires [1].

La figure (II.10) illustre la méthodologie de la commande MLI.

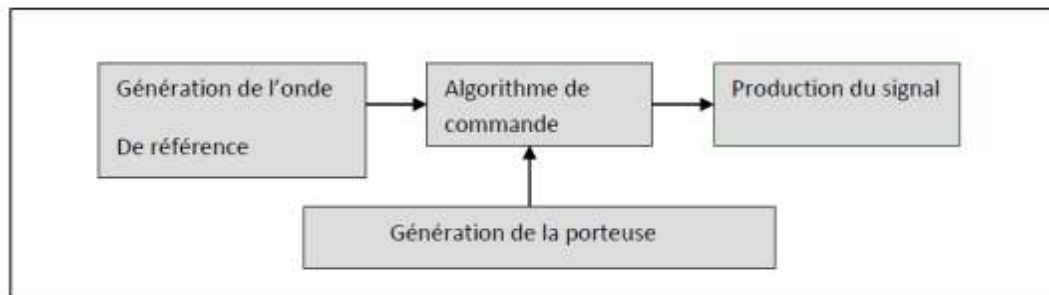


Figure (II.10): Méthodologie de la commande MLI

La figure (II. 11) représente Modèle Simulink de la commande MLI

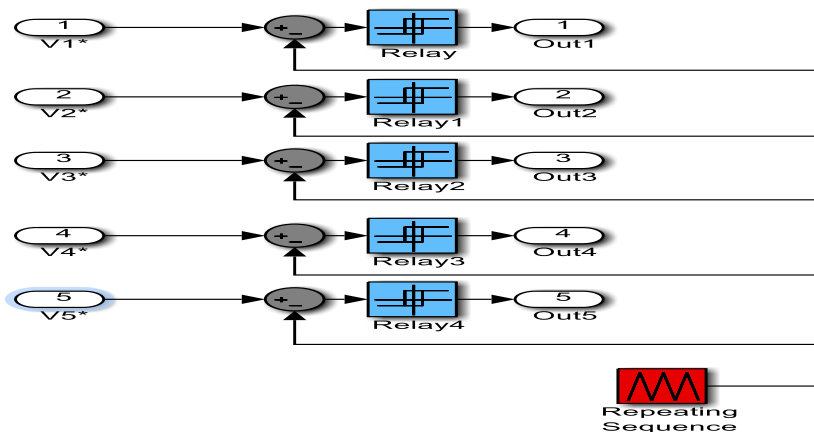


Figure (II.11) : Modèle Simulink de la commande MLI

Parmi les avantages du Commande MLI

- Variation de la fréquence de la tension de sortie .
- Elimination de certaines harmoniques de tension .
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

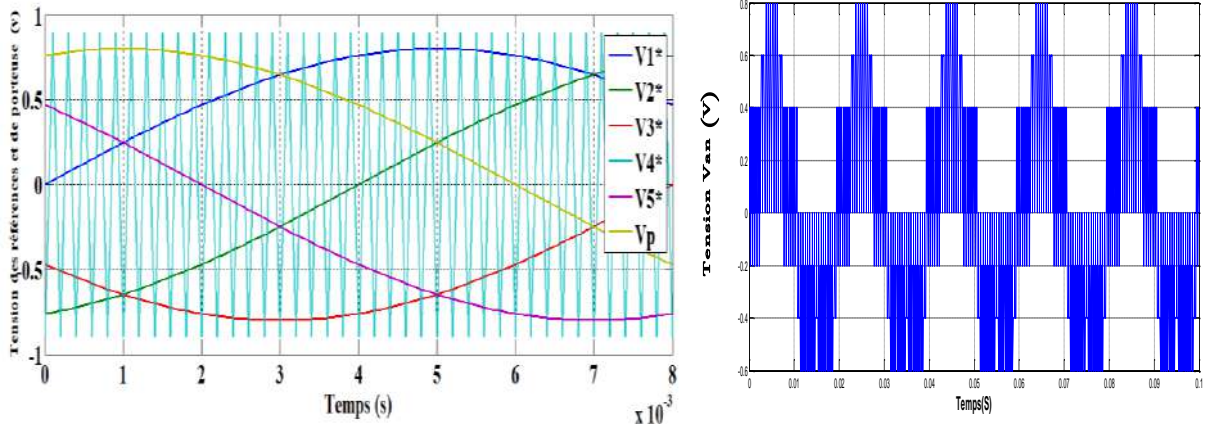


Figure (II.12) : Tensions de références et de porteuse.

II.3 l'alimentation de la Machine Asynchrone pentaphasée :

II.3.1 Schéma de simulation :

Nous allons simuler l'association alimentation avec la machine asynchrone à cinq phases à vide puis en charge équilibré de fréquence $f = 50\text{Hz}$. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

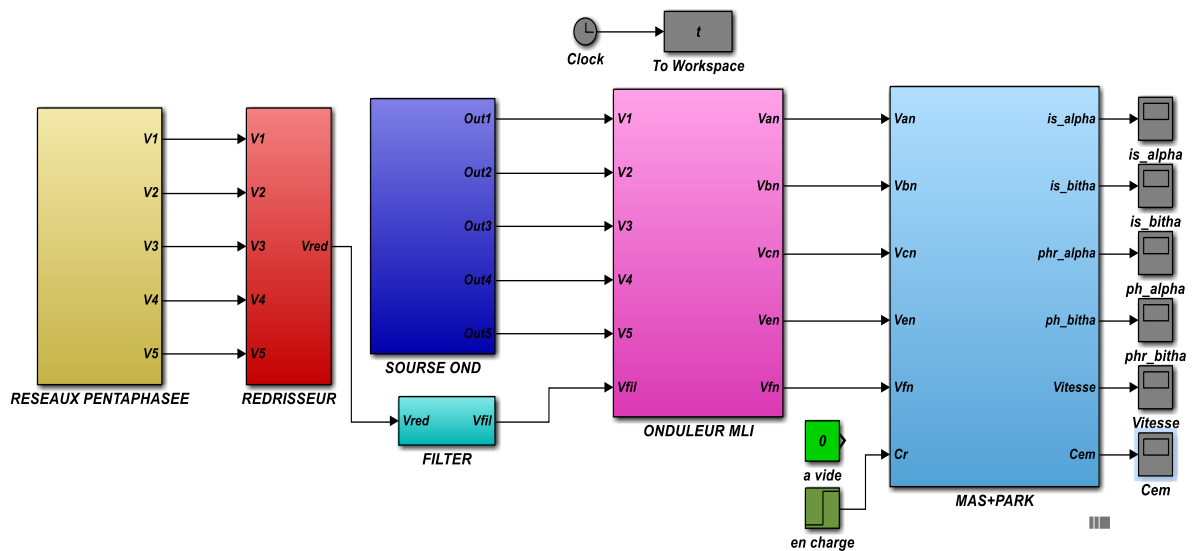


Figure (II.13) : Alimentation d'une MASP

II.3.2 Résultats de la simulation :

Les résultats de simulation sont donnés en figure (II.14) , la première partie donne le démarrage l'alimentant de la machine à vide et la deuxième donne le démarrage l'alimentant de la machine en charge .

On insert un couple résistant de valeur nominale de 5N.m à l'instant ($t = 1.5s$) .

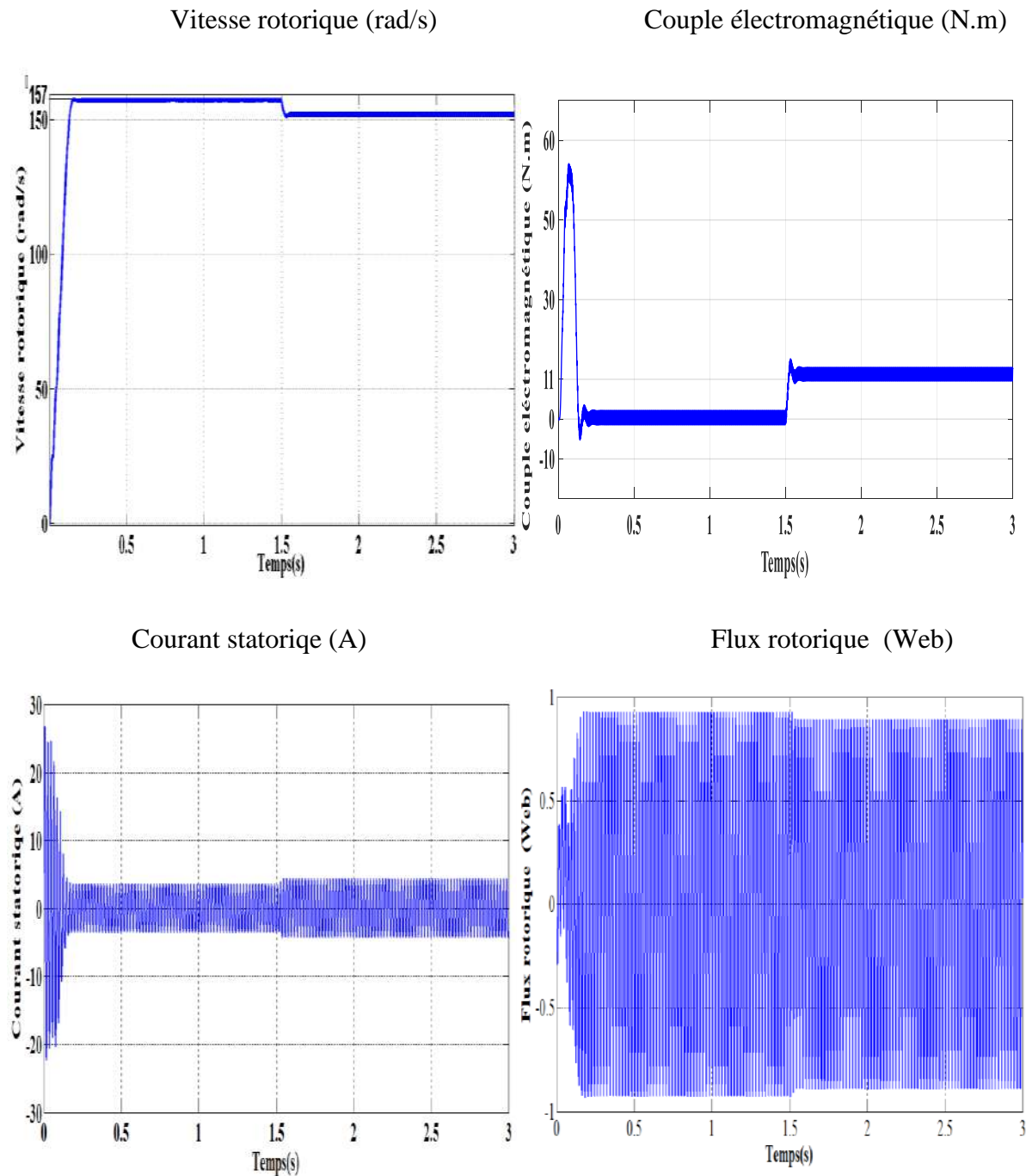


Figure (II.14) : démarrage l'alimentant de la machine à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1.5s$

II.3.3 Interprétation des résultats :

Lors d'un démarrage à vide, les résultats montrent que la vitesse augmente de manière quasi linéaire avant d'atteindre une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s).

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, puis il se stabilise à une valeur de la charge à vide. Les flux rotoriques et statoriques prennent des formes sinusoïdales avec des amplitudes presque constantes. En fin de compte, les courants affichent des oscillations successives au démarrage, lesquelles diminuent après la phase transitoire.

Lors de l'application d'une charge nominale $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1,5 \text{ s}$, on observe une diminution de la vitesse qui se stabilise ensuite à la valeur nominale. Le couple électromagnétique augmente avec l'ajout du couple résistant, puis se stabilise à la valeur nominale de ce couple résistant. Les flux rotoriques et statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de leurs modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

On observe une ondulation du couple électromagnétique et du flux, causée par l'alimentation qui affecte la machine et génère des harmoniques d'ordre supérieur.

II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons développé le modèle de la machine asynchrone à cinq phases ainsi que de son système d'alimentation.

La simulation d'un fonctionnement pour une machine asynchrone à cinq phases a été mise en évidence dans notre travail. Simulation a utilisé l'ensemble du réseau pentaphasée redresseur-filtre RLC et de l'onduleur pentaphasée pour alimenter la MASP.

On a également fait la technique de commande d'un onduleur et leurs avantages et leurs inconvénients en particulier la commande MLI.

Dans ce chapitre, la MASP fonctionne dans son régime nominal, afin de contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons appliquer une commande vectorielle, qui sera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III :
Commande vectorielle
direct avec réglage de
vitesse par
Backstepping de la
machine asynchrone
pentaphasée

III.1 Introduction :

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blaschke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformée de Park, l'évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique [12].

Dans ce chapitre, on va appliquer la commande vectorielle directe sur la MASP. Cependant, on va présenter au premier lieu un rappel sur le principe et les types de la commande vectorielle, puis on va donner l'application de ces dernières sur la MASP, et nous allons enfin appliquer la commande vectorielle, associée au réglage de vitesse par backstepping.

III.2. Principe de la commande vectorielle à flux orienté

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

La loi de la commande vise à transformer un système initial présentant une double non linéarité structurelle en un système linéaire, assurant ainsi une indépendance entre la génération du flux et la production du couple, similaire au fonctionnement d'une machine à courant continu à excitation séparée. La commande par orientation du flux implique le réglage du flux à l'aide d'une composante de courant et du couple à l'aide d'une autre composante. Ce processus nécessite l'adoption d'un système de coordonnées « d, q ».

Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère « d, q » entraîne l'alignement de l'axe « d » sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (III.1).

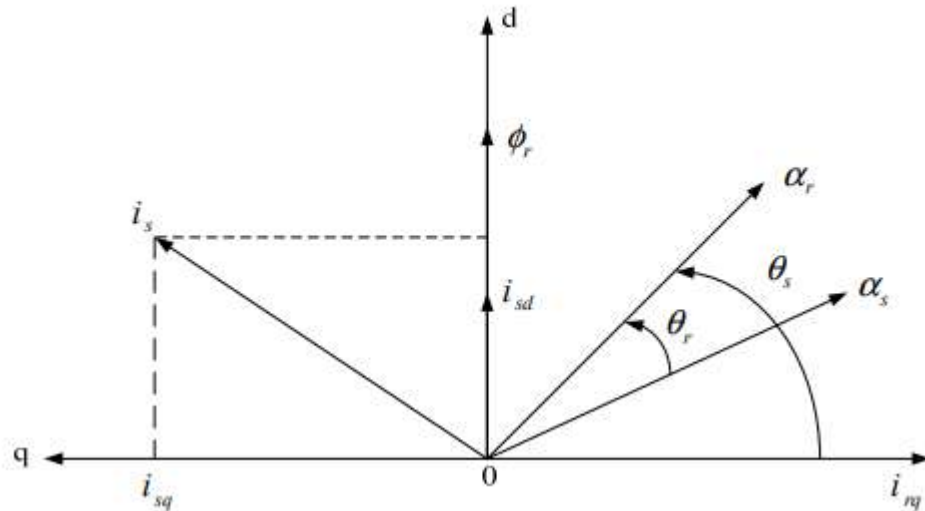


Figure (III.1) : Orientation du flux rotorique.

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- Orientation du Flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_r$ et $\phi_{qs} = 0$
- Orientation du Flux d'entrefer : $\phi_{ed} = \phi_r$ et $\phi_{eq} = 0$

Dans ces trois cas le couple électromagnétique est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. L'orientation du flux du rotor influe sur la génération d'un couple de démarrage significatif et requiert la compréhension des paramètres du rotor.

III.3 Types de la commande vectorielle

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes :

- Directe qui a été développée par F. Blaschke.
- Indirecte développée par k. Hasse.

III.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa position. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- Mesurer le flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur.
- Estimer le flux à l'aide de méthodes mathématiques.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- Le non fiabilité de la mesure du flux :
 - Difficulté à filtrer le signal mesuré.
 - Précision de la mesure altérée par les variations de température (échauffement de la machine) et de saturation.
- Le coût de production élevé (capteur + filtre).

III.3.2. 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 les deux groupes principaux :

- Le vecteur de flux rotorique est déterminé de manière indirecte à partir des mesures des courants et des tensions au stator.
- Le vecteur de flux rotorique est estimé en utilisant les mesures des courants statoriques et la vitesse du rotor, en appliquant les équations du circuit rotorique d'un moteur asynchrone dans un système de référence tournant synchronisé avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers 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 [13].

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à trois niveaux.

III.4 Principe de la commande vectorielle direct à flux rotorique orienté

Notre approche de commande vectorielle à flux rotorique orienté repose sur l'alignement du système d'axes tournants (d, q) de manière à ce que l'axe -d- soit aligné avec la direction du flux rotorique Φ_r , assurant ainsi que le flux Φ_r est orienté le long de l'axe d.

Donc après le passage par une transformation de Laplace notre système est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd} = \delta L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} - \delta L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \delta L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} - \delta L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \\ \Phi_r = T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + L_m \cdot I_{sd} \\ \omega_r = \frac{L_m I_{sq}}{\Phi_r T_r} \\ C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} + \Phi_r \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

III.4.1. Principe du découplage par compensation

Le but est de réduire autant que possible l'impact d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Parmi les différentes techniques, il existe :

- Un découplage utilisant un régulateur.
- Un découplage par retour d'état.
- Un découplage par compensation, auquel nous intéressons.

Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que V_{sd1} n'agit que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_q \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Donc e_d et e_q sont donnés par :

$$\begin{cases} e_d = \delta L_s \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_r \\ e_q = \delta L_s \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Tel que :

$$\delta = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion ;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique ;}$$

e_d : FEM de rotation créée par I_{sd} .

e_q : FEM de rotation créée par I_{sq} .

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \delta L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} \\ V_{sq1} = \delta L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.4.2. Détermination de ϕ_r et ω_s

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût [7]. Le flux peut être reconstitué par :

- Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées,
- Estimateurs utilisés en boucle ouverte.

Les flux rotorique ($\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$) peuvent être estimés comme suite :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \omega_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \omega_{r\beta} + \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Le module flux rotorique est estimée par :

$$\begin{cases} |\phi_r| = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La pulsation statorique s'écrit :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \phi_r} \quad (\text{III.7})$$

III.5. Calcul des coefficients des régulateurs :

Le schéma bloc de la commande vectorielle présente quatre régulateurs de flux, de vitesse et de deux composantes du courant statorique. Dans ce qui suit on calculera les coefficients de chaque régulateur par la méthode de compensation de pôles ou par imposition de pôles [14].

III.5.1. Régulateurs de courant :

A partir de l'équation (III.4) on peut d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \delta L_s \cdot s} \\ \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \delta L_s \cdot s} \end{cases} \quad (III.8)$$

L'expression de la fonction du régulateur est :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \leftrightarrow PI(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} + 1}{s} \quad (III.9)$$

Le schéma bloc de la régulation du courant est donné par la figure III.2

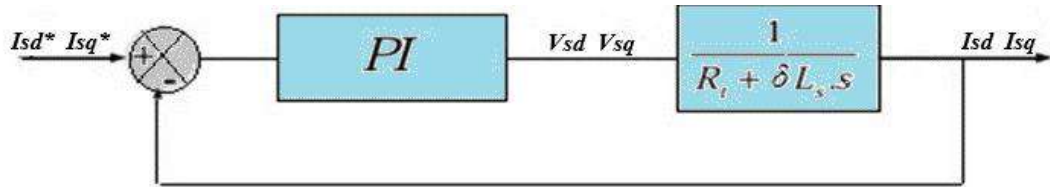


Figure (III.2) : Régulation des courants en boucle fermée.

La FTBO est donnée par :

$$FTBO(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} + 1}{s} \frac{1}{R_t + \delta L_s \cdot s} \quad (III.10)$$

La méthode de compensation de pôle nous permet d'écrire :

$$\frac{\delta L_s}{R_t} = \frac{K_p}{K_i} \quad (III.11)$$

Donc la FTBF est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO+1} = \frac{1}{\frac{R_t}{K_i \cdot s + 1}} \quad (III.12)$$

Avec :

$$\tau_i = \frac{R_t}{K_i} \quad (\text{III.13})$$

Alors :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_t}{\tau_i} \\ K_p = \frac{\delta L_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Numériquement : on choisit : $\tau_i = 0.001 \text{ s}$.

III.5.2. Régulateur du flux rotorique :

A partir de la troisième équation du système (III.1) on peut écrire :

$$\frac{\phi_r}{I_{sd}} = \frac{L_m}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{III.15})$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure III.3 :

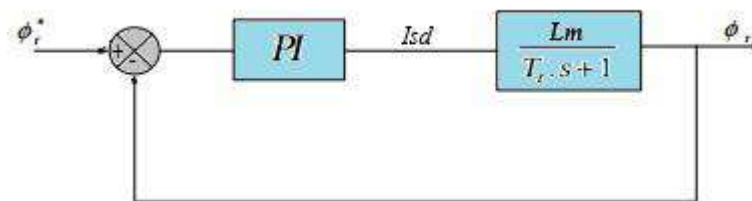


Figure (III.3) : Régulation du flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO(s) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} + 1}{s} \frac{L_m}{T_r s} \quad (\text{III.16})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{III.17})$$

Donc la FTBO sera écrite comme suivant :

$$FTBO(s) = \frac{1}{\frac{s}{L_m K_i}} \quad (\text{III.18})$$

Donc la FTBF est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO+1} = \frac{1}{\frac{s}{L_m K_i} + 1} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{L_m K_i}$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{L_m \tau_\phi} \\ K_p = \frac{T_r}{L_m \tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Numériquement : on choisit $\tau_\phi = 3\tau_i$

III.5.3 Régulateur de vitesse

A partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{III.21})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot s + f} \quad (\text{III.22})$$

La figure ci-dessous représente la boucle de régulation de la vitesse.

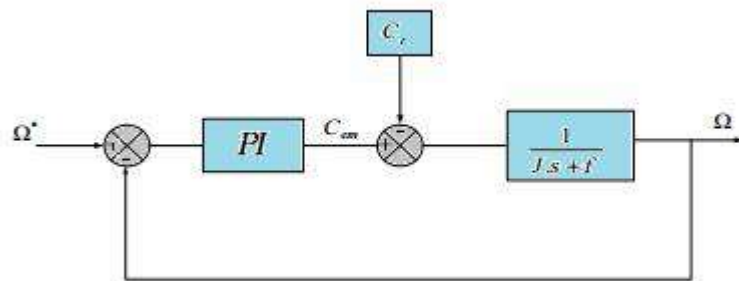


Figure (III.4) : Régulation de vitesse en boucle fermée.

Lorsqu'on utilise le régulateur PI la vitesse peut être écrite :

$$\Omega = \frac{1}{J.s+f} \frac{K_p.sK_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{J.s+f} \quad (\text{III.23})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p.s+1}{K_i}}{\frac{J}{K_i}s^2 + \frac{K_p+1}{K_i}s+1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{J}{K_i}s^2 + \frac{K_p+1}{K_i}s+1} C_r \quad (\text{III.24})$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2^{ème} ordre.

Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{III.25})$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_i = J \omega_n^2 \\ K_p = 2. \zeta. \omega. J - f \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Pour la simulation on choisit : l'amortissement critique $\zeta = 1$ et une pulsation $\omega_n = 17$ rad/s

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau.s}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse.

Le schéma de principe présenté dans la figure III.5 illustre la structure de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée.

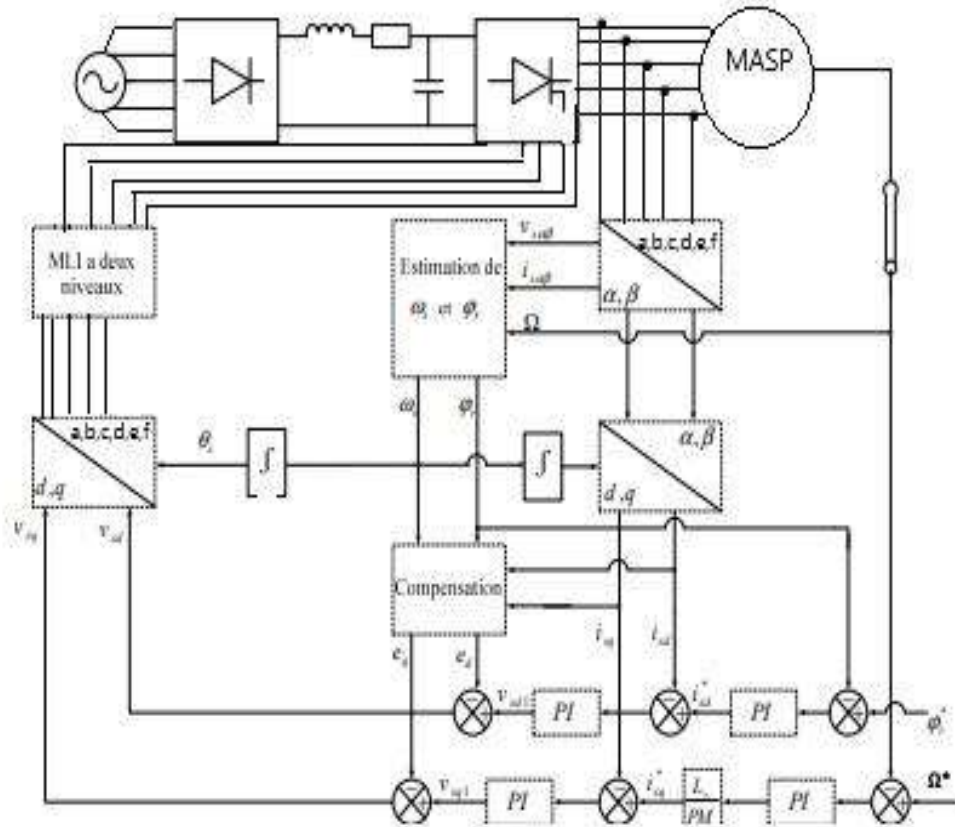


Figure (III.5) : Schéma global de la commande vectorielle directe appliquée à la MASP.

III.6 Résultats et Interprétation de simulation :

Dans cette section, nous allons simuler la commande vectorielle directe d'un Moteur Asynchrone à Simple Puits (MASP) alimenté par un onduleur à deux niveaux. La simulation est réalisée avec les paramètres suivants : débit de référence de 1,2 Weber, vitesse de référence de 100 rad/s. Nous effectuerons les tests suivants :

III.6.1 Essai à vide avec variation de charge

Les résultats de simulation des changements de charge sont présentés dans la Figure III.6. Au début du test, la vitesse de référence est égale à 100rad/s et un couple de charge d'une valeur de 5Nm est appliqué à 1,5s.

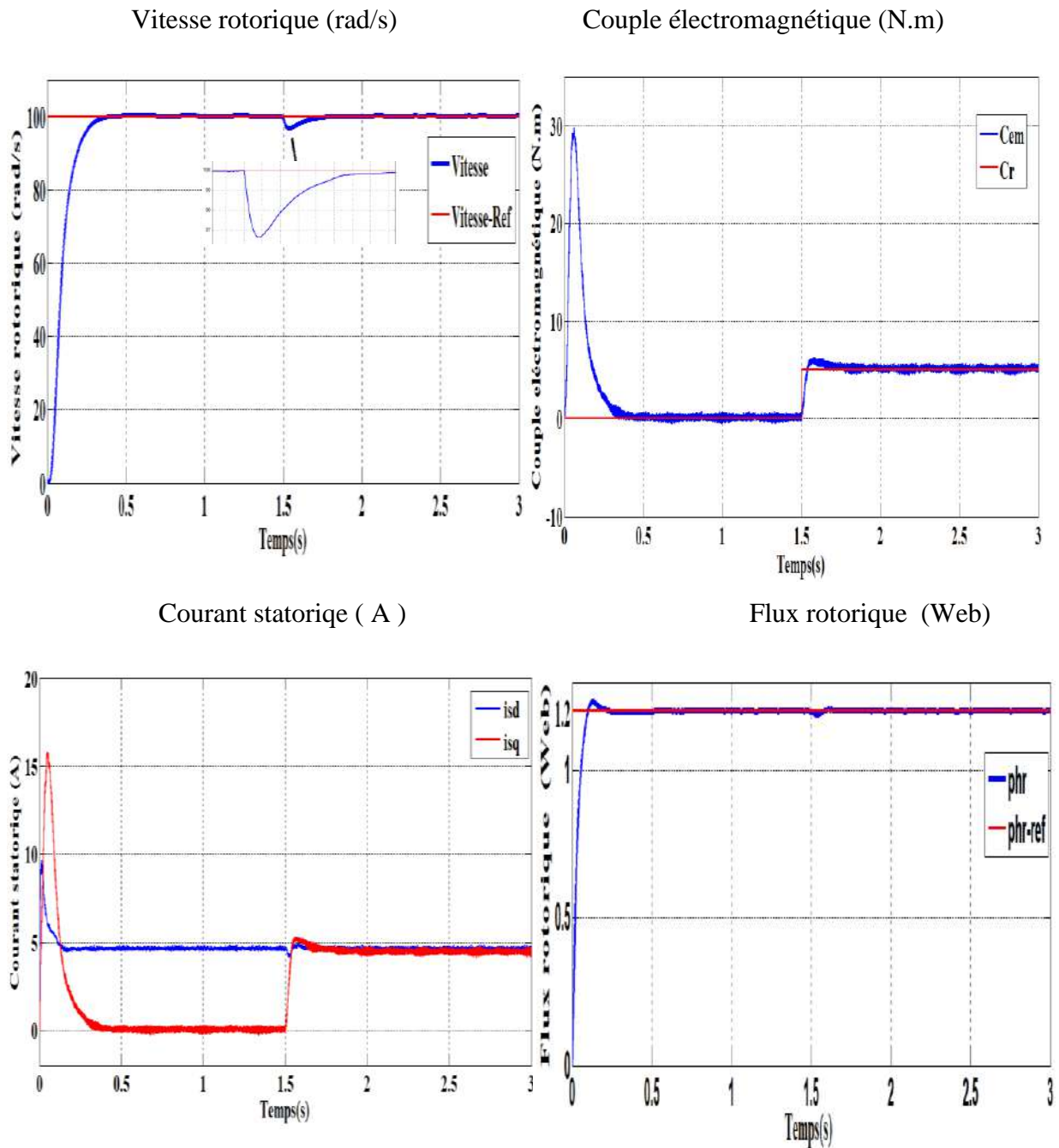


Figure (III.6): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée au MAS pour un fonctionnement à vide avec variation de charge.

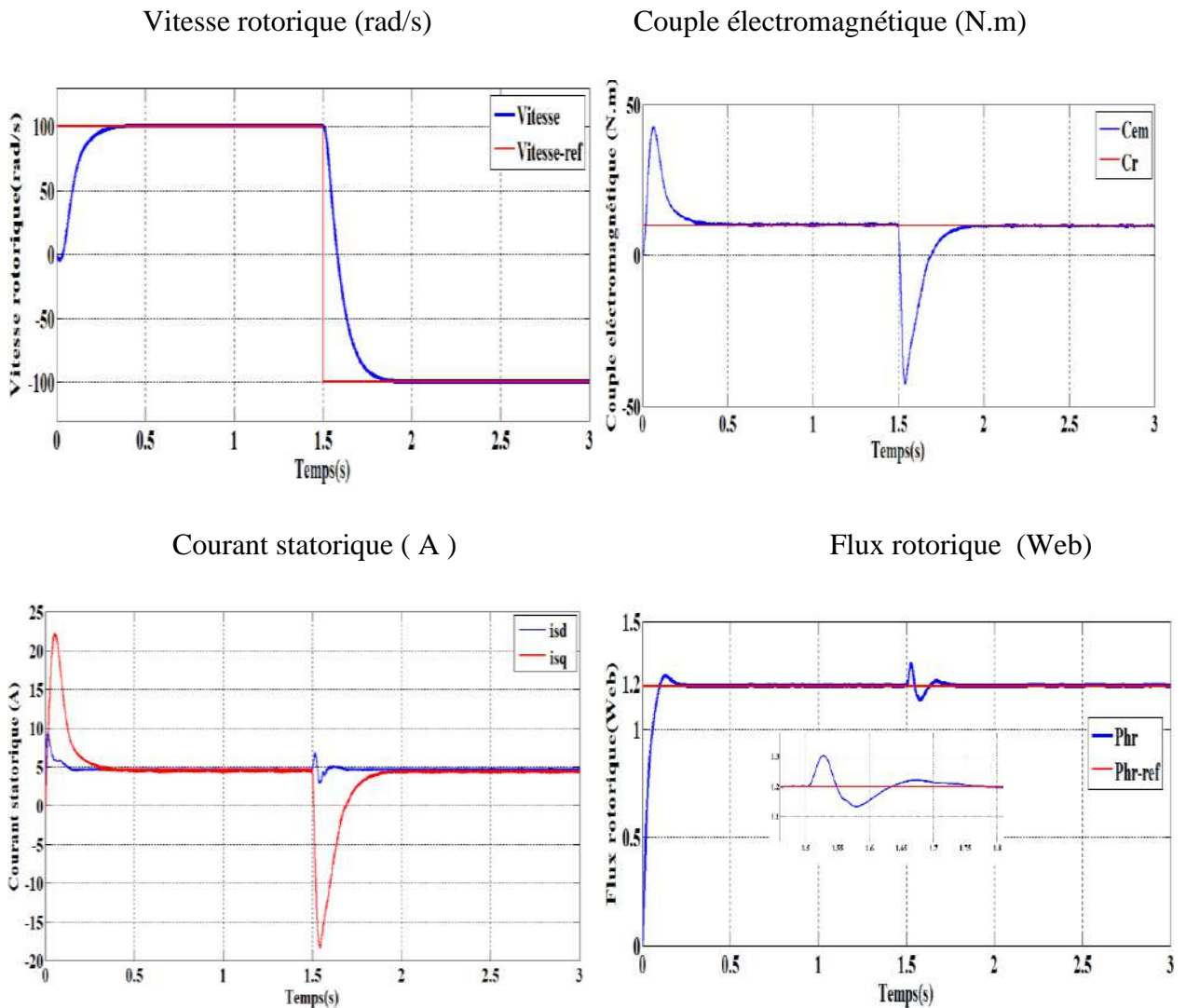
La vitesse est observée en suivant sa valeur de référence, elle diminue légèrement puis reprend sa valeur lors de l'application de la charge.

Le couple moteur atteint d'abord un maximum, puis il se stabilise au zéro pendant le régime continu. Une fois que la charge est appliquée, le couple est légèrement dépassé avant de revenir à sa valeur finale.

La valeur finale de la composante directe du flux rotorique se stabilise. La partie directe du courant statorique correspond au flux rotorique, tandis que la partie quadrature correspond au couple électromagnétique. Cela signifie qu'il y a un décalage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

III.6.2 Essai en charge avec variation de vitesse

La figure III.7 présente les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse. Dans les premiers instants de ce test, la vitesse de référence est de 100rad/s pour un fonctionnement en charge. À l'instant 1.5s, on fait tourner la machine en sens inverse, à -100rad/s, à l'instant $t=1.5s$.



(III.7): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée au MAS pour un fonctionnement en charge avec inversion de vitesse.

Selon les résultats présentés, il est observé que la vitesse est atteinte sans dépasser la limite malgré la dynamique du flux. Par la suite, cela démontre que l'approche analytique suggérée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureux.

Au démarrage, nous remarquons également une augmentation du couple électromagnétique en raison de l'initialisation du flux.

Il est évident que le système réussit ce test et que le recoupement entre le flux et le couple est confirmé.

Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la vitesse rotorique.

III.7. Commande par BACKSTEPPING

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La méthode du Backstepping représente une avancée récente dans ce domaine. Elle repose sur la décomposition du système de commande global, souvent multi-variable (MIMO) et de haut ordre, en une série de sous-systèmes de commande de premier ordre en cascade. Cependant, l'application de la technique du Backstepping est restreinte à certaines catégories de systèmes.

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Ce schéma offre une dynamique de contrôle du couple améliorée tout en contournant les désavantages liés à l'alimentation en courant.

III.8 Méthodes de Lyapunov :

La commande des systèmes non linéaires repose sur deux approches principales. La première consiste à linéariser le système à contrôler, tandis que la deuxième approche cherche à identifier une fonction de commande de Lyapunov assurant des performances spécifiques pour le système en boucle fermée.

III.8.1 Première méthode de Lyapunov :

L'objectif est de linéariser le système à contrôler, afin de pouvoir appliquer les techniques adaptées aux systèmes linéaires. Cette approche permet d'analyser la stabilité locale mais ne fournit pas d'information sur la stabilité globale [15]. Avec cette méthode il n'est pas

possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires cause des approximations de la linéarisation.

III.8.2 Deuxième méthode de Lyapunov :

L'approche consiste à identifier une fonction de commande de Lyapunov assurant des performances spécifiques pour le système en boucle fermée. La technique du Backstepping permet de trouver de telles fonctions pour des systèmes d'ordre élevé. [7].

III.9 Principe de la commande Backstepping :

Principe du backstepping consiste à calculer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction de Lyapunov définie positive et que cette dérivée soit négative. L'approche implique de décomposer le système en plusieurs sous-systèmes imbriqués de manière hiérarchique. La méthode consiste ensuite à calculer récursivement la fonction de Lyapunov en commençant par le noyau central du système. Dans cette première partie, afin de se familiariser avec la commande par backstepping, nous allons développer sa théorie en l'appliquant à des systèmes de deuxième et troisième ordre.

L'analyse de la stabilité d'un système décrit par un vecteur d'état x implique la recherche d'une fonction $V(x)$ (représentant l'énergie) qui soit définie positive, et dont la dérivée dV/dt soit semi-définie négative dans le même domaine. Les systèmes dans ce cas doivent être sous forme triangulaire. La forme générale du système à analyser est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3, \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u \end{cases} \quad (\text{III. 27})$$

Telle que :

$$x = [x_1, x_2 \dots x_n]^t \in R^n, \text{ et } x \in R$$

Variable d'erreur du sous-système est définie par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III. 28})$$

Ainsi sa dérivé est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0$$

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{III. 29})$$

Pour un tel sous-système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III. 30})$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (\text{III.31})$$

Assurait la stabilité Pour la dynamique de (III.29). Pour cela, prenons $x_2 = \alpha_1$, telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III. 32})$$

$k_1 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.29) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 - \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III. 33})$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III. 34})$$

III.10 Réglage de vitesse par Backstepping de la MASP

La méthode de commande backstepping appliquée à la MASP est conçue pour maintenir une structure générale similaire à celle d'une commande vectorielle de flux, assurant ainsi des performances élevées tout en régulant et limitant les courants efficacement.

La vitesse rotorique est nos grandeurs de régulation, on va définir l'erreur de régulation par :

$$e_1 = \omega_{ref} - \omega \quad (\text{III.35})$$

Cette équation dynamique de l'erreur :

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}_{ref} - \mu \phi_{rd} I_{sq} - \frac{T_L}{J} \quad (\text{III.36})$$

Pour exiger que l'erreur convergent vers zéro, et aussi pour exiger que le courant doit être régulé et limité, on peut satisfaire la condition en choisissant i_{sq} pour commander e_1 :

Donc, on utilise la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{III.37}$$

La dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 \left[\dot{\omega}_{ref} - \mu \phi_{rd} I_{sq} - \frac{T_L}{J} \right] = -k_1 e_1^2 - k_1 e_1^2 + e_1 \left[-k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} - \mu \phi_{rd} I_{sq} - \frac{T_L}{J} \right] \end{aligned} \tag{III.38}$$

Alors que, k_1 est constantes positives. Les commandes virtuelles sont choisies comme :

$$(I_{sq})_{ref} = \frac{1}{\mu \phi_{rd}} \left[-k_1 e_1 + \dot{\omega}_{ref} + \frac{T_L}{J} \right] \tag{III.39}$$

On obtient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 \leq 0$$

La figure suivante représente la commande de vitesse par Backstepping de la machine asynchrone pentaphasée.

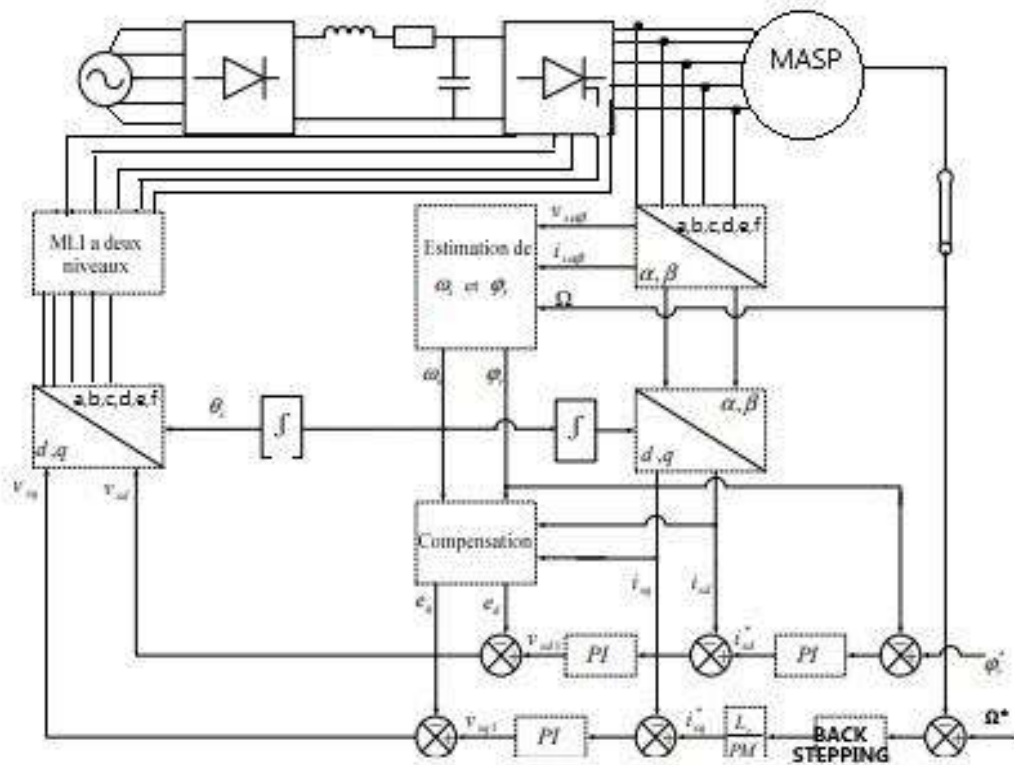


Figure (III.8) : Schéma bloc globale de la commande par Backstepping appliqué à la MASP.

III.11 Résultats et Interprétation de simulation

Les résultats de la simulation de la commande par Backstepping de la MASP sont illustrés dans la figure (III.8). La MASP est une fonction avec une vitesse de référence de 100rad/s, et à l'instant $t=1.5s$, une charge nominale de 5Nm est appliquée.

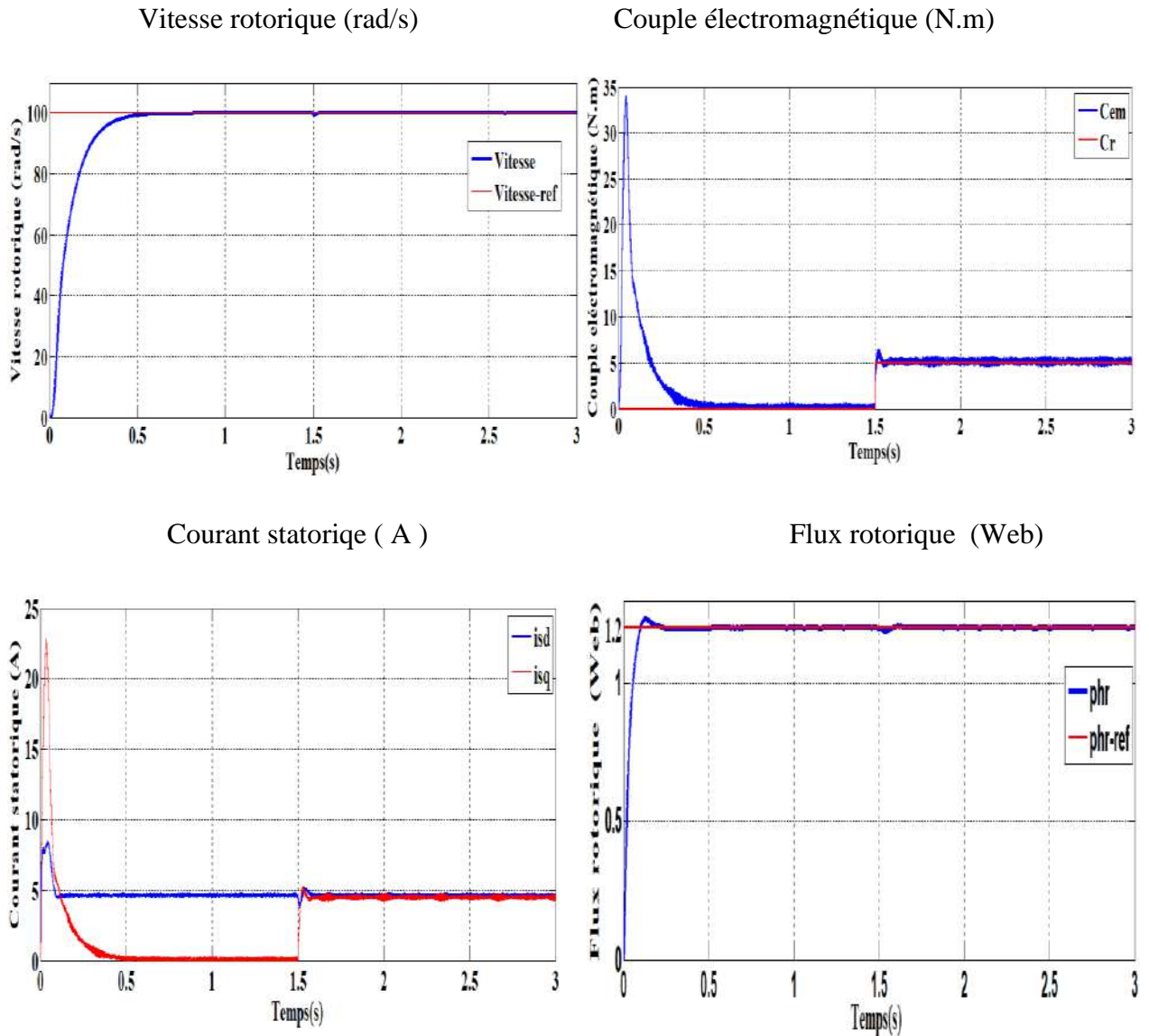


Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande de vitesse par Backstepping appliquée au MASP pour un fonctionnement à vide avec variation de charge.

Les résultats de la simulation illustrés dans la figure (III.9) montrent une commande par Backstepping pour un test d'inversion de sens de la machine. Au début, la machine est entraînée à une vitesse de 100rad/s. À l'instant $t=1s$, le sens de rotation de la machine est inversé.

Ce test est effectué en utilisant la charge nominale pendant toute la durée de la simulation.

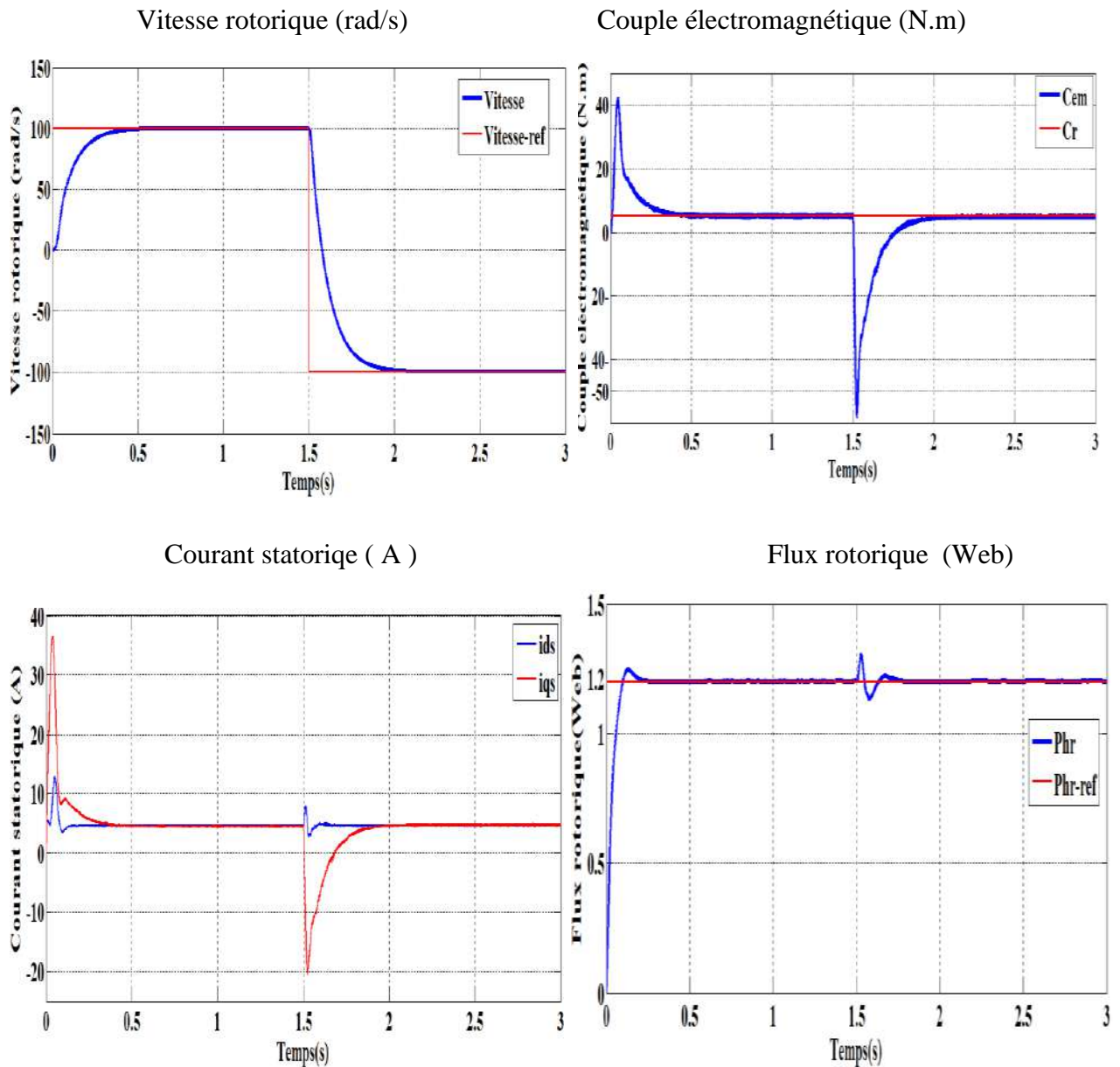


Figure (III.10) : Résultats de simulation de la commande de vitesse par Backstepping appliquée au MASP pour un fonctionnement en charge avec inversion de vitesse.

Selon les résultats de la simulation, il est observé que la vitesse suit sa référence, le couple électromagnétique présente une augmentation considérable au démarrage puis rejoint sa valeur finale, le courant quadrature est l'image du couple, le flux est confondu sur sa référence, cette montre que le découplage est maintenu.

À l'instant d'application de la charge on remarque que la vitesse ne présente aucune chute, et le couple rejoint la valeur de la charge rapidement.

III.12 Etude comparative

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux commandes vectorielle et mode backstepping la MASP une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.

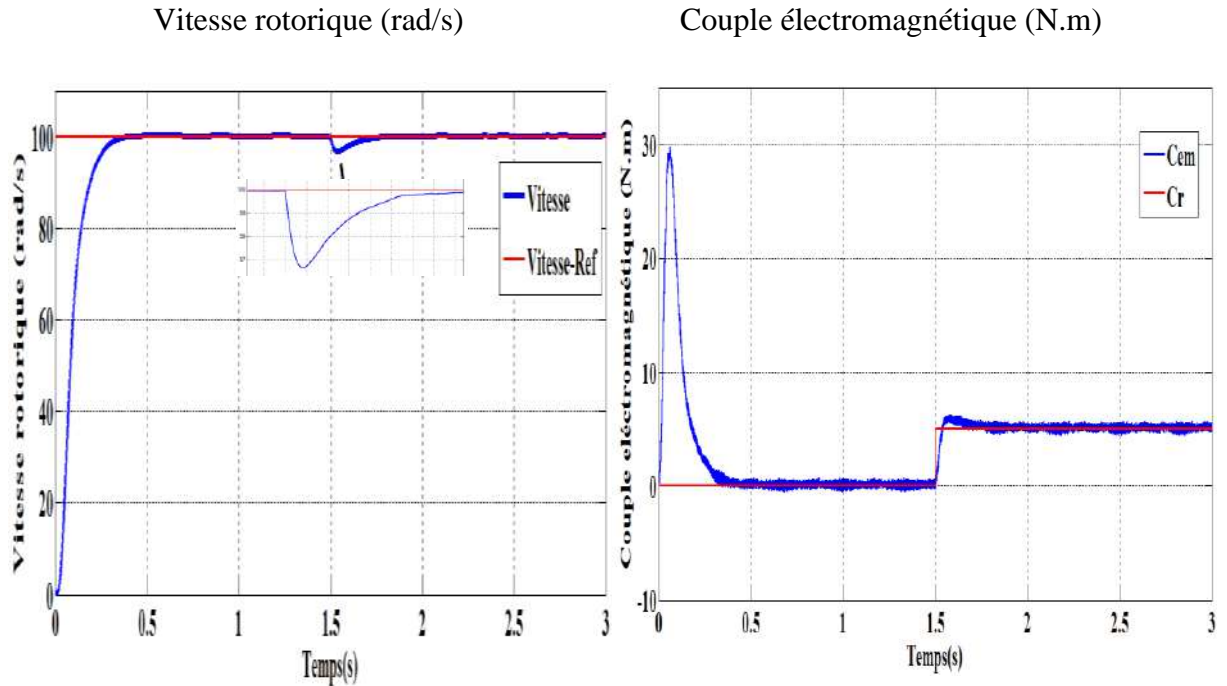


Figure. (III.11) : Résultats de simulation de la commande vectorielle.

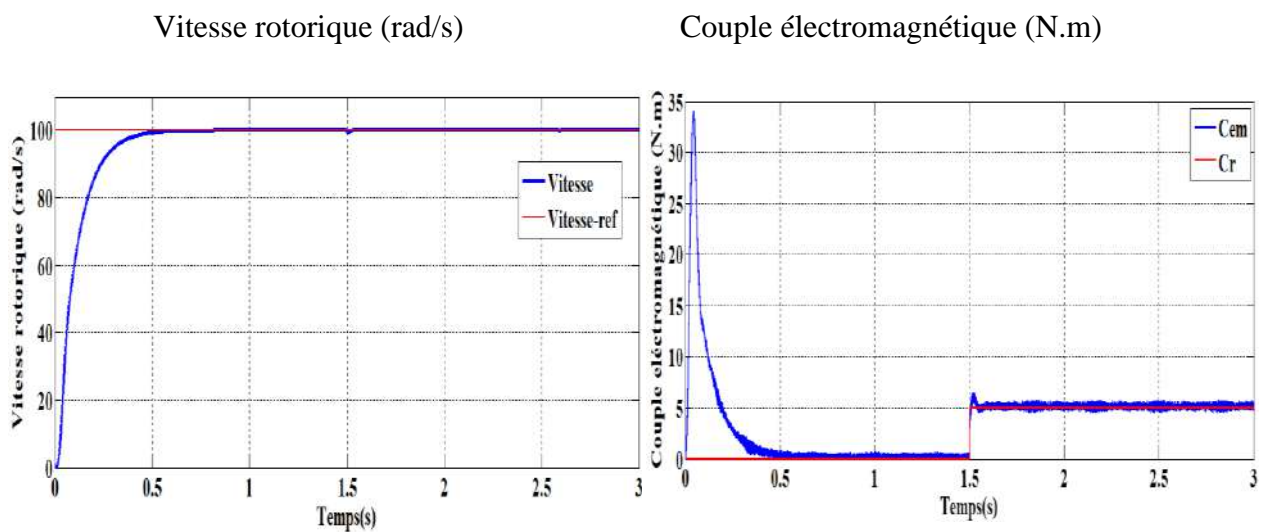


Figure. (III.12) : Résultats de simulation de la commande backstepping.

Les résultats de simulation montrent que à l'instant de l'application de la charge la vitesse subit à une diminution rejetée par la suite dans le cas de la commande vectorielle, par contre dans la commande par backstepping la vitesse ne subit à aucune chute, on remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulé dans le cas de la commande vectorielle. Donc on peut dire que la commande par backstepping rejette la perturbation et minimise les ondulations du couple électromagnétique mieux comparativement avec la commande vectorielle.

III.13 Conclusion

Dans ce chapitre, une loi de commande de vitesse par backstepping est appliquée au MASP, qui repose sur le principe de la commande vectorielle. Les résultats obtenus relative au régulateur par Backstepping avec pour le contrôle de la vitesse de la MASP ont été discutés et comparés avec ceux obtenus par le régulateur proportionnel - intégral (PI).

En conclusion, lorsque les mêmes conditions d'alimentation sont appliquées à la machine, il est évident que la commande par Backstepping produit de meilleurs résultats que la commande vectorielle. Les simulations montrent clairement l'efficacité de cette approche. Ainsi, parmi les méthodes de commande évaluées, la commande par Backstepping se distingue comme la plus performante, que ce soit pour assurer un découplage efficace entre le flux et le couple de la machine ou pour s'adapter de manière optimale aux variations des paramètres au cours du fonctionnement.

Conclusion générale

L'analyse des caractéristiques dynamiques et statiques de la MASP nécessite une modélisation mathématique précise qui décrit de manière appropriée son comportement, comme présenté dans le premier chapitre. Tout examen de la commande de la machine doit inclure une référence essentielle au convertisseur qui lui est associé.

Dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord proposé le modèle de la machine asynchrone pentaphasée, ce modèle mathématique est obtenu par des transformations de passage d'un système pentaphasée à un système biphasé.

Après un rappel des concepts initiaux nécessaires à la compréhension de la machine polyphasée, nous présentons les caractéristiques et les applications de la machine polyphasée, Cette modélisation permet de créer un modèle mathématique de cette machine dont la complexité est réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons donc utilisé la méthode de Park.

Dans le chapitre deux, Nous avons fait un modèle pour l'onduleur de tension, en tenant compte des redresseurs qui contrôlent les charges dynamiques et de la mise en œuvre pratique du filtre. Suite à cela, nous avons procédé à la simulation de l'association MASP.

Dans le dernier chapitre, nous avons exploré la commande vectorielle directe. Les résultats obtenus ont démontré un découplage parfait, mais ce dernier est sensible aux variations de charge, constituant ainsi l'inconvénient majeur de cette méthode de commande. Ensuite, nous avons introduit la technique de commande par backstepping, qui élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov à vérifier à chaque instant. Des tests de robustesse face aux fluctuations de charge et de vitesse ont mis en évidence la qualité de ce type de contrôle. L'idée fondamentale est l'application de la théorie de Lyapunov à la machine asynchrone. En conclusion de ce travail, nous présentons une synthèse des résultats et des simulations obtenus, ainsi que les perspectives futures envisagées.

Une analyse comparative entre le contrôle vectoriel et le contrôle par backstepping a révélé que l'approche backstepping présente des performances statiques excellentes et des capacités dynamiques remarquables. Elle permet un rejet efficace des perturbations et réduit au minimum les fluctuations du couple et du flux direct du rotor lors des régimes transitoires. De plus, cette méthode offre des avantages significatifs par rapport aux autres approches.

Compte tenu de l'importance de cette machine dans de nombreux secteurs, il est impératif que nous utilisions les méthodes les plus efficaces pour évaluer avec précision ses capacités et identifier tout défi ou obstacle potentiel.

Tout en reconnaissant que la méthode du backstepping est fiable, il est important de reconnaître qu'il peut exister d'autres approches encore plus optimales.

Référence Bibliographie

- [1] MECHIKI ABDELMOUNAIME, (*commande de la machine asynchrone polyphasée*)
Thèse de Master en Génie ELECTRONIQUE, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF -
M'SILA (Année universitaire : 2018 /2019).
- [2] Z. Mohamed et Z. Lounis. «Modélisation d'une machine asynchrone pentaphasée.
»Mémoire de Master en génie électrique, université de Tizi-Ouzou. Octobre 2015.
- [3] Mehenni hicham ,Mouhoub addellatif Commande d'une machine asynchrone pentaphasée
alimentée par un convertisseur matriciel indirect). Thèse de master Université A/Mira de
Bejaia-2017
- [4] NEKMOUCHE YOUNES, MOUSSAOUI BACHIR «Modélisation des
moteursasynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-
spires.Application aux moteurs pentaphasée et double étoile» Thèse de Magister ENGENIE
ELECTRIQUE, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou
- [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] M.F. BENKHORIS, M. MERABTENE, F. MEYBODY-TABAR, B. DAVAT, E.SEMAIL,
«Approches de Modélisation de la Machine Synchrone Double Étoile Alimentée par des
Onduleurs de Tension en Vue de la Commande», RIGE, pages 5-6, vol.6, 2003.
- [7] B. Nour el islam et B. Mimouna, «Commande par backstepping d'un moteur asynchrone
alimenté par un onduleur à trois niveaux.», Thèse de master académique, Université de Ouargla,
2017
- [8] Alia Salim, GueddaSmail- «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction»Thèse de
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE, Université EchahidHamma Lakhdar d'El-Oued,
Soutenu en Mai 2018.
- [9] B.S. Boumediene. « Études de différentes techniques de Commandes non linéaires à un
moteur asynchrone à double étoile sans capteur de vitesse» thèse de doctorat en
électrotechnique. Université de Mascara. 2018-2019.

- [10]: H, Tamrabet,"Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une Machine Asynchrone." Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [11] B. Boubakr, «Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux avec une application sur la Machine Heptaphasée » mémoire de Magister en automatique à l'école nationale polytechnique, Alger, Octobre 2010.
- [12] F. Kadri, «Développement d'une commande intelligente d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension PWM. »Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [13] P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [14] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine a induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [15] A. Benniskeur « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires », Thèse Ph.D, Univ Laval Quebec, Fevrier 2000.
- [16] Philippe Ladoux « Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif », Cours surSite (www.google.fr), Variateur de Vitesse d'une Machine Asynchrone).

Annexe :

Paramètres de la Machine asynchrone pentaphasée :

❖ PARAMETRES ELECTRIQUES :

$R_s = 4.85\Omega$ Résistance du stator

$R_r = 3.805\Omega$ Résistance du rotor

$L_r = 0.274H$ Inductance du stator

$L_s = 0.274H$ Inductance du rotor

$L_m = 0.258H$ Inductance mutuelle

$P=1.08KW$ Puissance électrique

$v_s = 220 /380V$ Tension du stator

❖ PARAMETRES MECANIQUES :

$J = 0.031Kg\,m^2$Moment d'inertie

$f = 0.0014$ Coefficient de frottement

❖ PARAMETRES ELECTOMAGNETIQUES :

$C_{em}=5Nm$Couple électromagnétique

$p= 2$ Nombre de paire de pôles