

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 :

Bada Mohammed Limam

Bougoffa Mohammed

Thème:

**COMMANDE VECTORIELLE DIRECT
DU MIL
ALIMENTE PAR UN ONDULEUR MLI**

Soutenu publiquement

Le : 04/06/2024

Devant le jury :

Mr Taibi Djamel

MAA

Président

UKM Ouargla

Mr Khettache Laid

MCA

Encadreur

UKM Ouargla

Mr Khadoum Abdellatif

MCA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2023 /2024

Remerciement

Nous remercions tout d'abord Allah le tout puissant d'avoir nous aider et nous donner patience et courage durant ces longues et dures années d'études.

Nous tenons à exprimer notre plus profonde gratitude :

A notre estimé enseignant, Mr. KHETTACHE Laid, pour son encadrement exceptionnel, ses recommandations avisées, ainsi que ses précieux conseils méthodologiques et académiques, qui ont été indispensables à la réalisation de ce travail.

A tous les enseignants du département pour leurs efforts qu'ils fournissent afin d'assurer notre réussite académique

En fin, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à tous les membres de nos familles pour leur soutien inestimable. Nous adressons également nos sincères remerciements à toutes les personnes qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation de ce modeste travail

Dédicace

À mes chers parents,

Pour vos enseignements précieux et les sacrifices que vous avez consentis, vous avez été mes phares dans la vie. Chaque défi relevé, chaque succès remporté, je vous dois à vous deux. Merci pour votre amour inconditionnel et votre dévouement infini.

À mes professeurs, amis, et collègues,

Votre soutien et votre encouragement ont été essentiels dans mon parcours.

Merci pour votre inspiration et votre aide

Ce projet est ma modeste manière de vous exprimer toute ma reconnaissance

[Bada M^{ED} Limam]

Dédicace

À ma mère et à mon père

pour l'éducation qu'ils m'ont prodiguée avec tous les moyens possibles et au prix de nombreux sacrifices, ainsi que pour le sens du devoir qu'ils m'ont inculqué dès mon enfance.

À mes chères sœurs

À tous mes amis et collègues que j'ai rencontrés depuis mon enfance

À tous les professeurs qui m'ont accompagné tout au long de mon parcours.

À tous ceux qui m'aiment et à tous ceux que j'aime.

Je vous dédie ce modeste travail

[Bougoffa Mohammed]

TABLE DES MATIERES

Remerciement

Dédicace

TABLE DES MATIERES

LISTES DES FIGURES

NOMENCLATURE

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I: MODELISATION DU MOTEUR A INDUCTION LINEAIRE (MIL)

I.1	Introduction.....	3
I.2	Modélisation du moteur linéaire	3
I.2.1	Les équations de tension	3
I.2.2	Les equations du flux	4
I.2.3	Equation mécanique.....	5
I.3	Transformation de Park.....	6
I.3.1	Application de la Transformation de Park à la MIL	6
I.4	Modèle de (MIL) en vue de sa commande	9
I.5	Simulation du moteur à induction linéaire.....	9
I.6	Résultats de simulation	10
I.7	Interprétation des résultats	11
I.8	Conclusion	12

CHAPITRE II COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DU MOTEUR A INDUCTION LINEAIR

II.1	Introduction.....	13
II.2	Commande vectorielle par orientation du flux:	13
II.3	Commande vectoriel direct avec orientation du flux rotorique'DRFO' [3] [4].....	14
II.3.1	Équations de tension:	14
II.3.2	Équations de la commande 'DRFO'	14
II.3.3	Estimation de la force électromagnétique.....	15

II.4	Découplage par compensation	16
II.5	Régulation	16
II.5.1	Régulateur de vitesse	16
II.5.2	Régulateur de courant	18
II.6	Schéma de simulation de la commande DRFO du MIL	20
II.7	Résultats de la simulation	21
II.8	Interprétation des résultats	22
II.9	Conclusion	22

CHAPITRE III: COMMANDE VECTORIELLE DIRECT DU MIL ALIMENTE PAR UN ONDULEUR MLI

III.1	Introduction.....	24
III.2	Modélisation de l'onduleur de tension MLI	24
III.2.1	Modèle mathématique de l'onduleur de tension	24
III.3	Commande de l'onduleur de tension.....	26
III.3.1	La technique de modulation «Sinus-triangle» (STPWM).....	26
III.4	Schéma de simulation	28
III.5	Résultats de la simulation	28
III.6	Interprétation des résultats	29
III.7	Conclusion	30

CONCLUSION GENERALE	31
----------------------------------	-----------

Références bibliographiques

ANNEXE

Résume

LISTES DES FIGURES

CHAPITRE I: MODELISATION DU MOTEUR A INDUCTION LINEAIRE (MIL)

Figure I-1 Bloc de simulation d'un moteur à induction linéaire	9
Figure I-2 Résultats de simulation d'un moteur à induction linéaire	10

CHAPITRE II: COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR A INDUCTION LINEAIR

Figure II-1 Boucle de regulation de la vitesse.	16
Figure II-2 Boucle de regulation de courant ids	18
Figure II-3 Schéma de simulation de la CV direct du MIL	20
Figure II-4 Résultats de simulation de CV direct du MIL	21

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DIRECT DU MIL ALIMENTE PAR UN

ONDULEUR MLI

Figure III-1 schéma bloc de la MLI sinus-triangle	26
Figure III-2 Principe de la commande M.L.I sinus-triangle	27
Figure III-3 Schéma de simulation de la CV du MIL Alimenté par un onduleur MLI	28
Figure III-4 résultats simulation de la CV du MIL Alimenté par un onduleur MLI.....	29

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Nomenclature
MIL	Moteur à Induction Linéaire
DRFO	Direct Rotor Flux Orientation
Φ	Flux magnétique
H	Champ magnétique
F	Force électromagnétique
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases
s, r	Indices relatif au stator et rotor respectivement
d, q	Axes associés au référentiel lié au champ tournant
V_s	tension statorique [V]
V_r	tension rotorique [V]
V_{as}, V_{bs}, V_c	Les tensions imposées aux trois enroulements statoriques
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Les courants circulant à travers les trois enroulements statoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Les flux totaux à travers ces enroulements
R_s	Résistance d'une phase statorique
R_r	Résistance d'une phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
L_{ss}	Matrice des inductances statoriques
L_{rr}	Matrice des inductances rotoriques
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
Q	Coefficient lié à la longueur linéaire
D	longueur du rotor (m)
M_{ss}	Matrice des inductances mutuelles statoriques.
M_{rs}	Matrice des inductances mutuelles rotoriques
ϕ_s	Flux statorique [Wb]
ϕ_r	Flux rotorique [Wb]
Fem	force électromagnétique [N]
Mg	masse du moteur
V	vitesse linéaire
L_m	inductance mutuelle cyclique
ω_r	la vitesse angulaire linéaire
r_p	le pas polaire
θ_r	angle entre les vecteurs flux stator et rotor

U_{DC}	Tension continue
ζ	coefficient d'amortissement
STPWM	sinusoidal-triangle Pulse Width Modulation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
U_{DC}	Tension continue
r	Le coefficient de réglage en tension
m	L'indice de modulation

INTRODUCTION GENERALE

La commande vectorielle des machines à induction linéaires (MIL) avec un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) représente une approche avancée pour contrôler et optimiser les performances de ces systèmes électromécaniques. Cette méthode sophistiquée s'appuie sur une manipulation précise des grandeurs électriques et magnétiques, ce qui permet d'atteindre des niveaux élevés d'efficacité, de précision et de dynamisme dans diverses applications industrielles et de transport.

La commande vectorielle se distingue par sa capacité à contrôler séparément les composantes directe et quadratique du courant et de la tension, ainsi que le flux magnétique dans la machine électrique. Cette approche permet de simuler le fonctionnement d'une machine à courant continu, offrant ainsi un contrôle précis du couple et de la vitesse.

L'intégration d'un convertisseur MLI ajoute une dimension supplémentaire à cette technique en permettant une régulation fine de la tension et de la fréquence d'alimentation de la MIL. La modulation de largeur d'impulsion offre un contrôle précis sur la tension et la fréquence appliquées à la machine, ce qui permet d'adapter le fonctionnement de la MIL aux exigences spécifiques de la charge et de l'application.

Dans ce contexte, ce mémoire est organisé comme suit :

Chapitre I: présente un modèle mathématique du moteur linéaire dans un référentiel de Park associé au champ tournant, suivi d'une simulation réalisée sur Matlab/Simulink dans le but de réaliser la commande de ce moteur au chapitre suivant.

Chapitre II: commence par une étude théorique de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, ainsi que les équations de découplage et les boucles de régulation, suivie d'une simulation et d'une interprétation des résultats.

Chapitre III : dans ce chapitre en présentant la modélisation d'un onduleur MLI ainsi que sa technique de commande sinus-triangle. Par la suite, nous alimentons cet onduleur avec le même bloc réalisé dans le chapitre précédent, avant de procéder à une simulation et à une interprétation des résultats.

CHAPITRE I

MODELISATION DU MOTEUR A INDUCTION LINEAIRE (MIL)

I.1 Introduction

Le moteur linéaire est un moteur électrique spécial conçu pour produire une force en ligne droite, le MIL est conçu pour des applications à forte force et à déplacement, telles que la manipulation et les systèmes de transport de matériaux. Souvent, un MIL se déplace le long d'un rail linéaire directement, ce qui permet une précision dans les performances de suivi de position et une raideur dynamique élevée avec un arrêt dur lorsqu'il est équipé d'un codeur linéaire et de méthodes de commande en boucle fermée [1]

Ce chapitre aborde la présentation d'un modèle mathématique global du moteur linéaire dans un référentiel de Park liée au champ tournant, suivi de la simulation de ce moteur

I.2 Modélisation du moteur linéaire

La modélisation de la machine à induction linéaire repose sur plusieurs hypothèses simplificatrices notamment [2] :

- L'entrefer est supposé uniforme en épaisseur
- L'impact des encoches est ignoré.
- Le circuit magnétique est considéré comme non saturé et ayant une perméabilité constante
- Les résistances des enroulements sont considérées comme constantes, peu importe la température de fonctionnement, et l'effet de peau est également négligé.

I.2.1 Les équations de tension

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I-1)$$

Avec

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tension statorique
 $[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courant statorique
 $[V_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tension rotorique
 $[I_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courant rotorique
 $[\Phi_s] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$: Vecteur flux statorique

$[\Phi] = [\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T$: Vecteur flux rotorique

$$\text{Avec } R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

I.2.2 Les Equations du flux

Les relations linéaires entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rs}][I_s] + [M_{rs}][I_r] \end{cases} \quad (I-3)$$

Tel que :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (I-4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

Avec :

- L_s : Inductance propre d'une phase statorique.
- L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.
- M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.
- M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques
- $[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statorique
- $[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotorique.

Pour le stator :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (I-6)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rs}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{rabc}] \quad (I-7)$$

Avec

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Tel que

M_0 : Valeur maximale des inductances mutuelles entres phases statorique et rotorique

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator

$[M_{sr}]$: Matrices des inductances mutuelles stator-rotor.

I.2.3 Equation mécanique :

$$F_e - F_r = \frac{mdv}{dt} \quad (I-9)$$

Tel que

F_e : Force électromagnétique.

F_r : Force résistance.

m : Masse du moteur

V : Vitesse

I.3 Transformation de Park :

Elle s'appelle souvent la transformation des deux axes qui fait correspondre aux variables Réelles de la machine (flux, courants et tensions) leurs composantes relatives d'axe direct

« d », d'axe en quadratique « q » et homopolaire « o ». Ceci permet d'obtenir des inductances mutuelles constantes entre les différents Enroulements,

La Transformation d'un système triphasé [abc] en un système à deux phases [d, q] en incluant une composante homopolaire, tel que spécifié dans l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_{dq0} = [P][V_{RST}] \\ I_{dq0} = [P][I_{RST}] \\ \Phi_{dq0} = [P][\Phi_{RST}] \end{cases} \quad (I-10)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit à la forme suivante

$$[P] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

$$[P]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

I.3.1 Application de la Transformation de Park à la MIL

On utilise le repère (d, q), L'avantage d'utiliser ce repère est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent, il est alors plus aisé de faire la régulation

Donc les équations s'écrivent à la forme suivante :

a) Equations de tension

$$\begin{aligned}
 \text{S} \quad & V_{ds} = R_s i_{ds} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\
 \text{I} \quad & V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\
 \text{(} \quad & 0 = V_{dr} = R_r i_{dr} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
 \text{I} \quad & 0 = V_{qr} = R_s i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I-13}$$

b) Equations des flux :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_m (1 - f(Q))(i_{ds} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\
 \phi_{dr} &= L_{lr} i_{dr} + L_m (1 - f(Q))(i_{ds} + i_{dr}) \\
 \text{I} \quad \phi_{qr} &= L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{I-14}$$

c) Equation mécanique :

$$Q = \frac{DR_r}{(L_m + L_{lr})v} \tag{I-15}$$

La conversion de la vitesse linéaire du MIL en vitesse angulaire est exprimée par :

$$\omega_r = \frac{\pi}{\tau_p} v \tag{I-16}$$

Avec ω_r : la vitesse angulaire linéaire

Et on a

$$\hat{L}_m = L_m [1 - f(Q)] \tag{I-17}$$

Tel que :

$$f(Q) = \frac{1 - e^Q}{Q} \quad (I-18)$$

$$\hat{R} = R_r f(Q) \quad (I-139)$$

$$\begin{cases} L_s = L_{ls} + \hat{L}_m \\ L_r = L_{lr} + \hat{L}_m \end{cases} \quad (I-20)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - \hat{L}_m}{L_r} \quad (I-21)$$

$$\sigma' = \frac{L_s L_r - \hat{L}_m}{L_r} \quad (I-22)$$

Avec

$\hat{L}_m$ est directement proportionnel au mutuel stator-rotor.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

L'équation dynamique de MIL est exprimée par :

$$Mv + Dv + T_L \quad (I-23)$$

d) Expression de la force électromagnétique

L'expression de la force électromagnétique à partir de l'équation mécanique de la machine :

$$F_e = \frac{3\pi P}{2\tau_p} (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (I-24)$$

e) Expression de la force mécanique

$$F_e = \frac{3\pi P}{2\tau_p} \frac{L_m(1 - f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) = Mv + Dv + T_L \quad (I-25)$$

r_p : est le pas polaire

I.4 Modèle de (MIL) en vue de sa commande

La machine à induction linéaire peut avoir différents modèles d'états, La différence entre ces modèles réside dans le choix du vecteur d'état X et dans l'orientation du référentiel (d, q).

La forme d'équation d'état de la MIL s'écrit :

$$X' = AX + BU \quad (I-26)$$

En considérant le cas de la machine alimentée en tension, et en utilisant le référentiel lié au champ tournant le vecteur dont on s'intéresse c'est le :

$$X = [isd \ isq \ \varphi_{rd} \ \varphi_{rq}]^T \quad (I-27)$$

Et le vecteur d'entrée :

$$U = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \quad (I-28)$$

I.5 Simulation du moteur à induction linéaire

Le logiciel "Simulink" sous "Matlab" a été utilisé pour effectuer la simulation, Cette section mettra en lumière la simulation numérique d'une machine à induction linéaire,

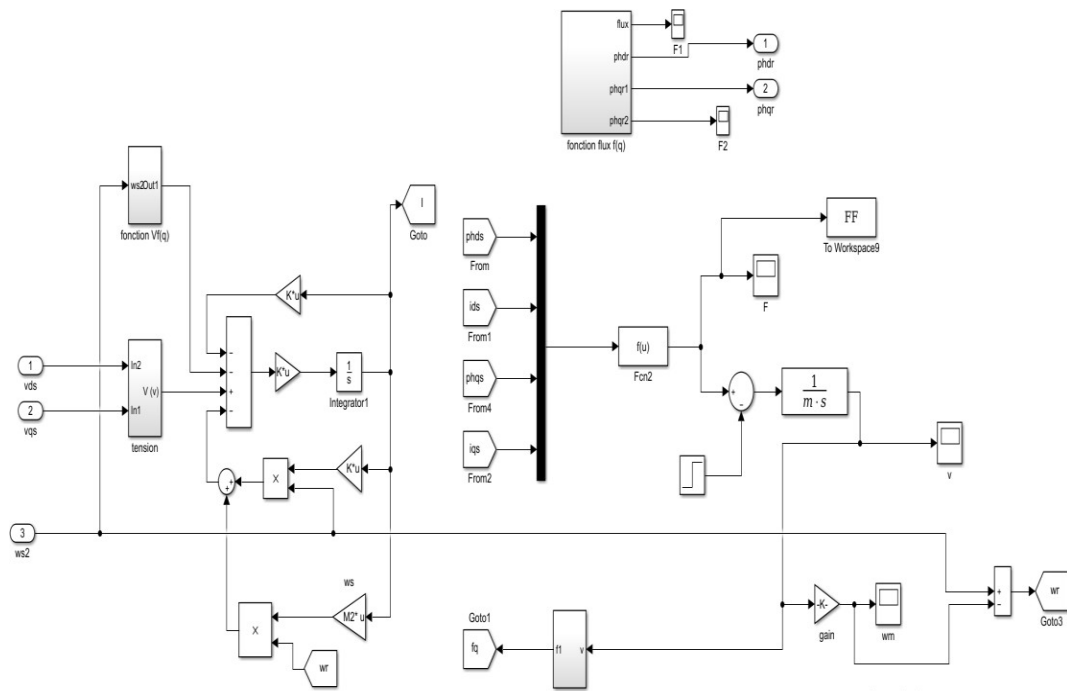


Figure I-1 : Bloc de simulation d'un moteur à induction linéaire

I.6 Résultats de simulation

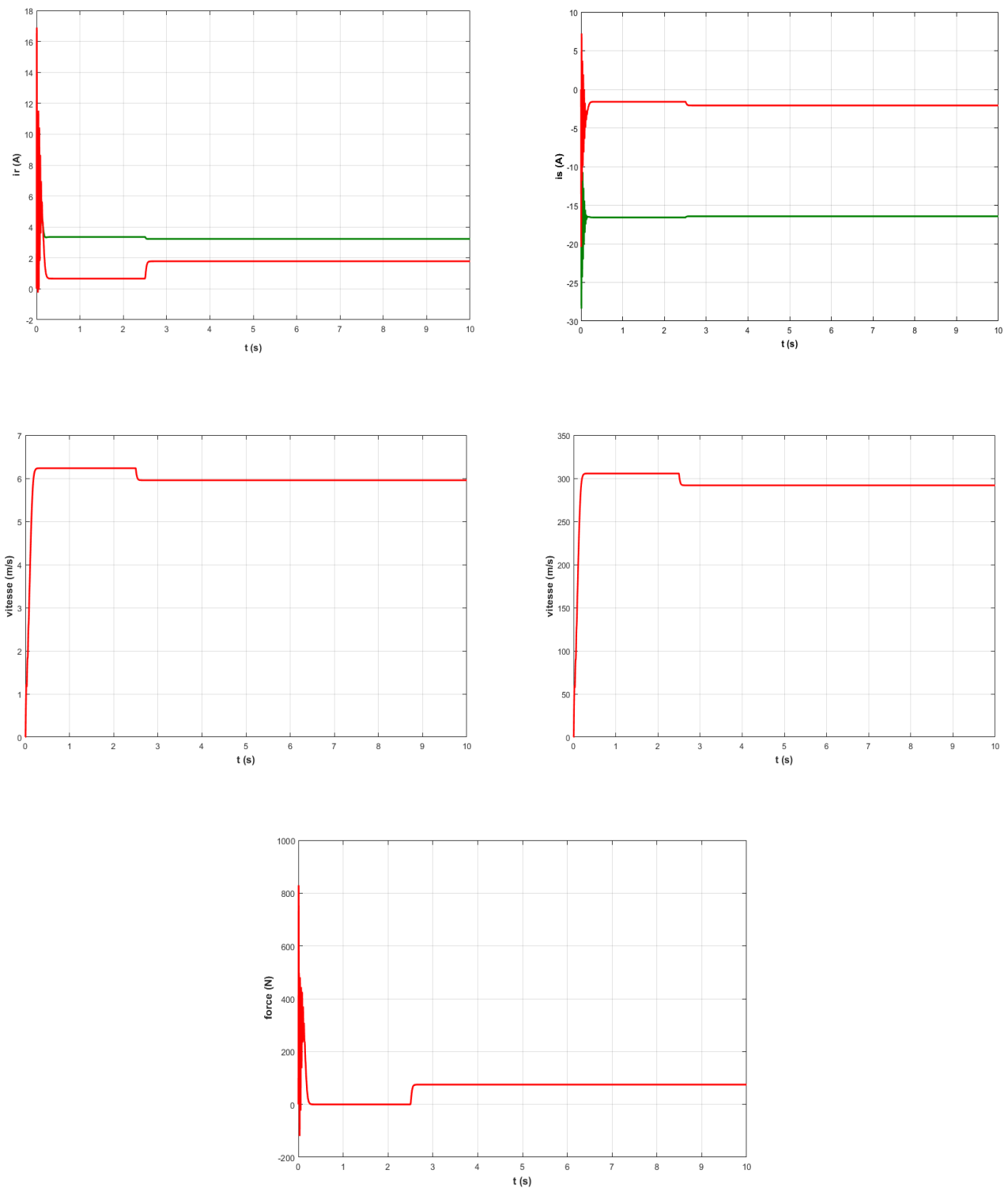


Figure I-2 : Résultats de simulation d'un moteur à induction linéaire

I.7 Interprétation des résultats

Les performances de la machine sont illustrées par les résultats de simulation donnée par les graphes ci-dessus, on a deux cas :

- **A vide :**

- La vitesse atteint 6.2 m /s après un court instant de démarrage équivalent à 0,2 s, puis elle se stabilise à sa valeur de référence
- la force présente des fluctuations intenses au démarrage puis il tend vers zéro
- au démarrage les courants statoriques et rotoriques sont très pulsatiles, ensuite elles stabilisent on certain valeur.

- **en charge**

À l'instant 2.5 s on applique une charge de 75 N.M

- La vitesse a chuté à 5.9 m/s avant de se stabiliser à cette valeur
- la force tend vers 75 N puis il stabilise à cette valeur
- Le courant statorique direct augmente légèrement, tandis que le courant statorique en quadrature diminue de la même valeur.
- le courant rotorique direct, i_{dr} , diminue légèrement, tandis que le courant rotorique en quadrature, i_{qr} , augmente d'une valeur différente.

I.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone linéaire. Cette démarche nous a permis de développer un modèle dynamique précis du moteur linéaire, utilisé ensuite pour étudier en profondeur les comportements dynamiques de la machine et pour concevoir diverses stratégies de commande. Les résultats issus des simulations nous offrent une vision détaillée du comportement électrique et des caractéristiques de la machine.

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR A INDUCTION LINEAIRE

II.1 Introduction

Pour optimiser les performances d'un moteur linéaire, il est essentiel de développer une commande vectorielle adaptée au MIL. Cela permettra de mieux contrôler les caractéristiques de fonctionnement de la machine, notamment sa vitesse, son Force et sa réponse dynamique, L'idée fondamentale derrière la commande orientée de champ est de découpler le flux et la force de poussée d'un MIL

Dans ce chapitre on va développer en premier lieu l'étude théorique de la commande vectorielle direct par orientation de flux rotorique d'un MIL, puis nous procéderons à sa simulation

II.2 Commande vectorielle par orientation du flux

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone linéaire à une machine à courant continu à excitation séparée, par maintenir le flux linéaire de l'axe d constant et de rendre nul l'axe q.

Suivant le choix du flux à orienter sur l'axe d du repère de Park trois types de commande sont possibles :

- Commande avec orientation du flux rotorique
- Commande avec orientation du flux statorique
- Commande avec orientation du flux d'entrefer

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix, dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant

Lorsque le flux du rotor est orienté, il se trouve aligné avec l'axe d du cadre orienté d-q du flux du rotor, permettant ainsi l'expression des équations du flux du rotor de la manière suivante :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r = \text{cte} \quad \text{Et} \quad \Phi_{qr} = 0$$

$$i_{dr} = \frac{\Phi_r - \hat{L}_m \cdot i_{ds}}{L_r} \quad (\text{II-1})$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m \cdot i_{qs}}{L_{lr} + L_m} \quad (\text{II-2})$$

$$L_r = L_{lr} + L_m[1 - f(Q)] \quad (\text{II-3})$$

II.3 Commande vectoriel direct avec orientation du flux rotorique 'DRFO' [3] [4]

II.3.1 Équations de tension

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + \hat{R}_r - \frac{K_m}{L_r}) i_{ds} + \frac{K_m}{L_r} \omega_r \phi_r + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma' i_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma' \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{\hat{L}_m}{L_r} \phi_r \end{aligned} \quad (II-4)$$

Avec

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{\hat{L}_m}{L_s L_m} \\ \sigma' &= (L_s + L_m) - \frac{L_m^2}{(L_r + L_m)} \end{aligned} \quad (II-5)$$

Et

$$L_s = L_{ls} + \hat{L}_m \quad (II-6)$$

II.3.2 Équations de la commande 'DRFO'

$$F_e^* = k_f^* i_{qs}^* \quad (II-5)$$

$$K_f = \frac{3\pi}{2\tau_p} \frac{P}{2} \frac{L_m(1-f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} \phi_{dr}^* \quad (II-6)$$

$$i_{qs}^* = \frac{4\tau_p}{3\pi p} \frac{L_r - L_m f(Q)}{L_m} \frac{F_e^*}{\phi_{dr}^*} \quad (II-7)$$

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} (1 + \tau_p P) \phi_{dr}^* \quad (II-8)$$

La caractéristique transitoire de ψ_d^e . D'un MIL est :

$$\psi_{dr}^e = \frac{(L_m - L_r f(Q)) R_r}{(L_r - L_m f(Q)) p + R_r (1 + f(Q))} i_{ds}^e \quad (II-11)$$

Tels que

$$i'_{ds} = \frac{1}{L_m} (1 + T_r P) \lambda'_{dr} \quad (II-12)$$

$$I'_{qs} = \frac{4\tau}{3p\pi} \frac{f' L_r - L_m f(Q)}{\lambda'_{dr} L_m (1 - f(Q))} \quad (II-13)$$

La fréquence de glissement est exprimée de la manière suivante :

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{qr}^e}{\psi_{dr}^e} = \frac{1}{T_r} \frac{L_m}{\psi_{dr}^e} i_{qs}^e \quad (II-14)$$

La fréquence angulaire primaire est exprimée de la manière suivante :

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (II-15)$$

Avec

$$\omega_r = \frac{\pi}{r} v \quad (II-16)$$

L'angle de position de flux :

$$\theta_e = \int \omega_r dt + \int \omega_{sl} dt \quad (II-17)$$

II.3.3 Estimation de la force électromagnétique

En adoptant la méthode de commande vectorielle indirecte, les équations ci-dessous peuvent être employées pour modéliser la force :

$$F_e = k \cdot i_q \quad (II-18)$$

$$F_e = M \frac{dv}{dt} + Dv + F_l \quad (II-19)$$

Et on a

$$F_e = \frac{3nP\pi\hat{l}_m}{2\hat{h}L_r} (I_{s\beta}\psi_{r\alpha} - I_{s\alpha}\psi_{r\beta}) \quad (II-20)$$

Donc

$$F_e = k(\lambda_{ds}I_{qs} - \lambda_{qs}I_{ds}) = M \frac{dv}{dt} + Dv + F_l \quad (II-21)$$

Avec : $k = 3P\pi / 4\tau$

II.4 Découplage par compensation

La technique de découplage par compensation permet de découpler la régulation du Couple et celle du flux

Posons :

$$\begin{aligned} E_d &= -\frac{\hat{R}}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma' i_{qs} \\ E_q &= -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \omega_s \frac{\hat{L}_m}{L_r} \phi_r \end{aligned} \quad (II-22)$$

En définissant deux variables de commande v'_{ds} et v'_{qs} telles que :

$$\begin{cases} v_{ds} = v'_{ds} - E_d \\ v_{qs} = v'_{qs} - E_q \end{cases} \quad (II-9)$$

Donc :

$$\begin{aligned} V'_{ds} &= \left(R_s + \hat{R}_r - \frac{k \cdot L_m}{L_r} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ V'_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma' \frac{di_{qs}}{dt} \end{aligned} \quad (II-24)$$

II.5 Régulation

II.5.1 Régulateur de vitesse :

La régulation externe de la vitesse est représentée par la boucle suivante :

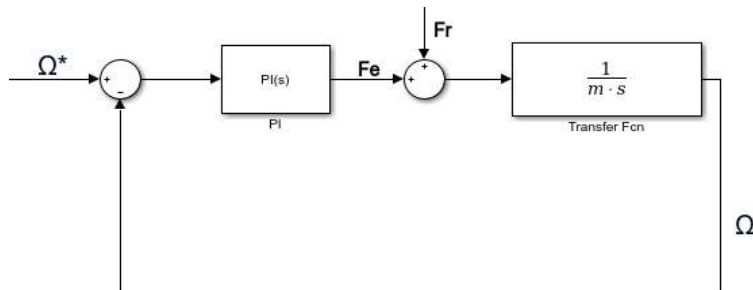


Figure II-1 Boucle de regulation de la vitesse.

La fonction de transfert du régulateur PI de la vitesse est :

$$PI_{\Omega}(S) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II-25)$$

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

$$FTBO(S) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{(ms)} \quad (II-26)$$

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

$$FBTF(S) = \frac{\frac{K_i}{ms} s + 1}{\left(\frac{m}{K_i} \right) s^2 + \left(\frac{K_p}{K_i} \right) s + 1} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\omega_n^2} \right) s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n} \right) s + 1} \quad (II-27)$$

En identifiant la FTBF avec un système de 2eme ordre on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{K_i}{ms} &= \frac{1}{\omega_n^2} \\ \left(\frac{K_p}{K_i} \right) &= \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{aligned} \quad (II-28)$$

Donc

$$\begin{cases} K_i = m\omega_n^2 \\ K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_n} \end{cases} \quad (II-29)$$

En choisissant un coefficient d'amortissement ζ selon le tableau suivant et le temps de réponse on aura :

ζ	$\omega_n t_{rep}(5\%)$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

II.5.2 Régulateur de courant

La régulation externe de courant i_{sd} est représentée par la boucle suivante :

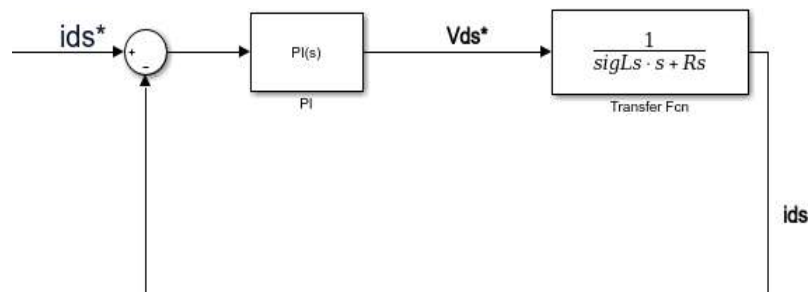


Figure II-2 Boucle de régulation de courant i_{ds}

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

$$FTBO(S) = K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + s \right)} \quad (II-30)$$

Par compensation la FTBO devient :

$$FTBO(S) = \frac{K_p}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (II-31)$$

Avec

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (II-10)$$

Donc La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est :

$$\frac{\frac{k_p}{\sigma L_s}}{1 + \frac{K_p + 1}{s \sigma L_s}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_p} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (II-33)$$

Avec :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p} \quad (II-34)$$

Donc :

$$\begin{cases} k_p = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ k_i = \frac{R_s}{\sigma L_s} k_p \end{cases} \quad (II-11)$$

Remarque : nous appliquons la même démarche pour déterminer les valeurs de k_p et k_i du régulateur de courant i_{qs} .

II.7 Résultats de la simulation

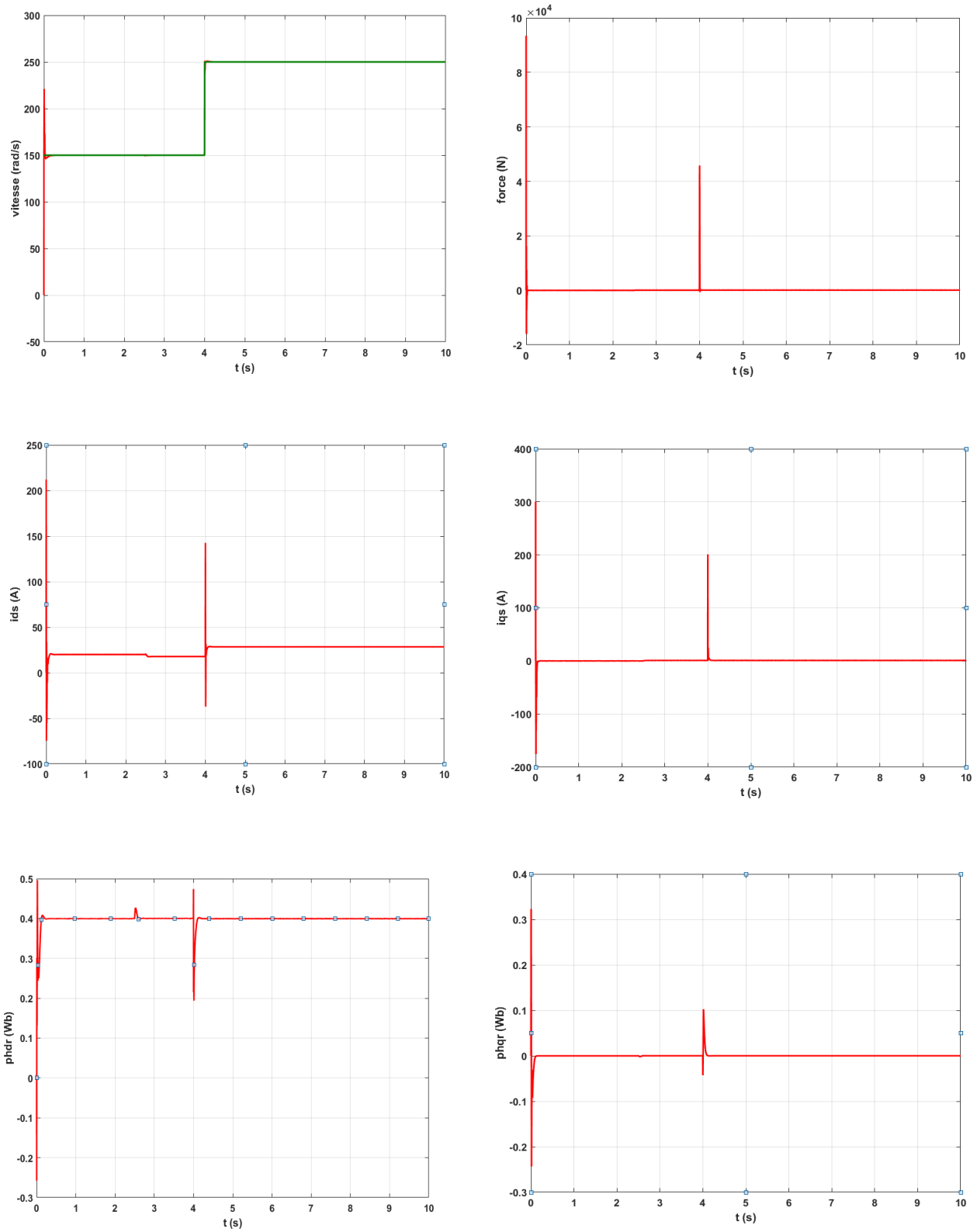


Figure II-4: Résultats de simulation de CV direct du MIL

II.8 Interprétation des résultats

Les performances de la commande vectorielle sont illustrées par les résultats de simulation donnée par les graphes ci-dessus :

On peut observer une petite perturbation dans la vitesse à $t = 2.5$ s puis la vitesse de référence du moteur est modifiée de 150 rad/s à 250 rad/s à $t = 4$ s

La force électromagnétique augmente pour atteindre la valeur de pointe de 8000 N (phénomènes de démarrage) et diminuent pour se rapprocher de la valeur zéro car le MIL fonctionne sans charge, A $t = 2.5$ S et Sous conditions de charge la valeur attient 75 N, ensuite on observer une valeur de pic à $t = 4$ s

Après le phénomène de démarrage on peut avoir que ϕ_{dr} converge vers la valeur 0.4 Wb tandis ϕ_{qr} est maintenue à zéro. On peut observer une petite perturbation dans Les flux de rotor direct et quadratique dans $t = 2.5$ s, des valeurs de pic des flux élevées sont observées à $t = 4$ s

Au démarrage Les courants i_{ds} et i_{qs} augmentent pour atteindre respectivement les valeurs de 200 A et 300 A, a $t = 2.5$ s on regarde que i_{ds} diminué et i_{qs} augmente par une petite valeur, Par la suite on observe des valeurs de pic dans les deux courants, ces valeurs sont dues à un changement de vitesse.

II.9 conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude et la simulation de la commande vectorielle de moteur à induction linéaire avec orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire entre le flux et la force, mais aussi de rendre le modèle de la machine similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi le système des équations devient linéaire

CHAPITRE III

**COMMANDE VECTORIELLE
DIRECT DU MIL**

**ALIMENTE PAR UN ONDULEUR
MLI**

III.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

L'association des onduleurs avec les machines à courant alternatif est rapidement devenue un standard dans l'industrie des systèmes d'entraînement à vitesse variable

Dans ce chapitre, nous entamerons tout d'abord la création d'un modèle mathématique pour l'onduleur (MLI) de tension, ainsi que l'étude de sa technique de commande MLI sinus-triangle. Ensuite, nous procéderons à son alimentation avec un MIL, suivi de la simulation pour évaluer ses performances

III.2 Modélisation de l'onduleur de tension MLI

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer au moteur des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard

III.2.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension

Les interrupteurs, supposés optimaux, peuvent être caractérisés par trois variables de commande booléennes S_k avec $k=a, b, c$, Dans ce cas :

$S_k = 1$: Interrupteurs haut fermés et interrupteurs bas ouverts.

$S_k = 0$: Interrupteurs haut ouverts et interrupteurs bas fermés.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions en fonction des signaux de commande S_k et en tenant compte du point fictif « 0 » :

$$V_{kn} = S_k V_{DC} - \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{III-1})$$

Soit le point neutre du côté alternatif du MIL, alors les trois tensions composées sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

La charge constituée par le moteur est équilibrée donc on aura :

$$\begin{cases} V_{ab} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bc} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{ca} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

En faisant apparaître le point « O », les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{co} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{ao} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{bo} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

En remplaçant (III-3) dans (III-4) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

Et on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Nous pouvons déduire le potentiel entre les points n et o comme suit :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{III-7})$$

L'utilisation de l'expression (III-1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

III.3 Commande de l'onduleur de tension

Le but de la commande d'un onduleur de tension est d'envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les moments de commande sont très diversifiés. Parmi les différentes méthodes de commande, mettons en avant la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) Et spécifiquement la technique MLI sinus-triangle (STPWM) Que nous utilisons pour notre étude

III.3.1 La technique de modulation «Sinus-triangle» (STPWM)

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (Comme illustré sur la figure Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.I-1). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de 120° à la même fréquence [5]

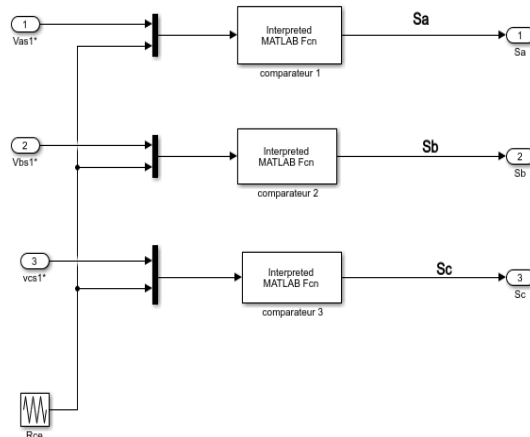


Figure III-1 : schéma bloc de la MLI sinus-triangle

Les deux principaux paramètres qui définissent cette technique est [6]:

- L'indice de modulation noté "m", exprime le rapport entre la fréquence de modulation et la fréquence de référence : $m = \frac{f_p}{f}$
- Le coefficient de réglage en tension, représenté par "r", indique le rapport entre l'amplitude de la tension de référence et la valeur crête de l'onde de modulation $r = \frac{V_m}{V_p}$

Le principe de la MLI sinus-triangle peut être illustré à l'aide du graphique suivant :

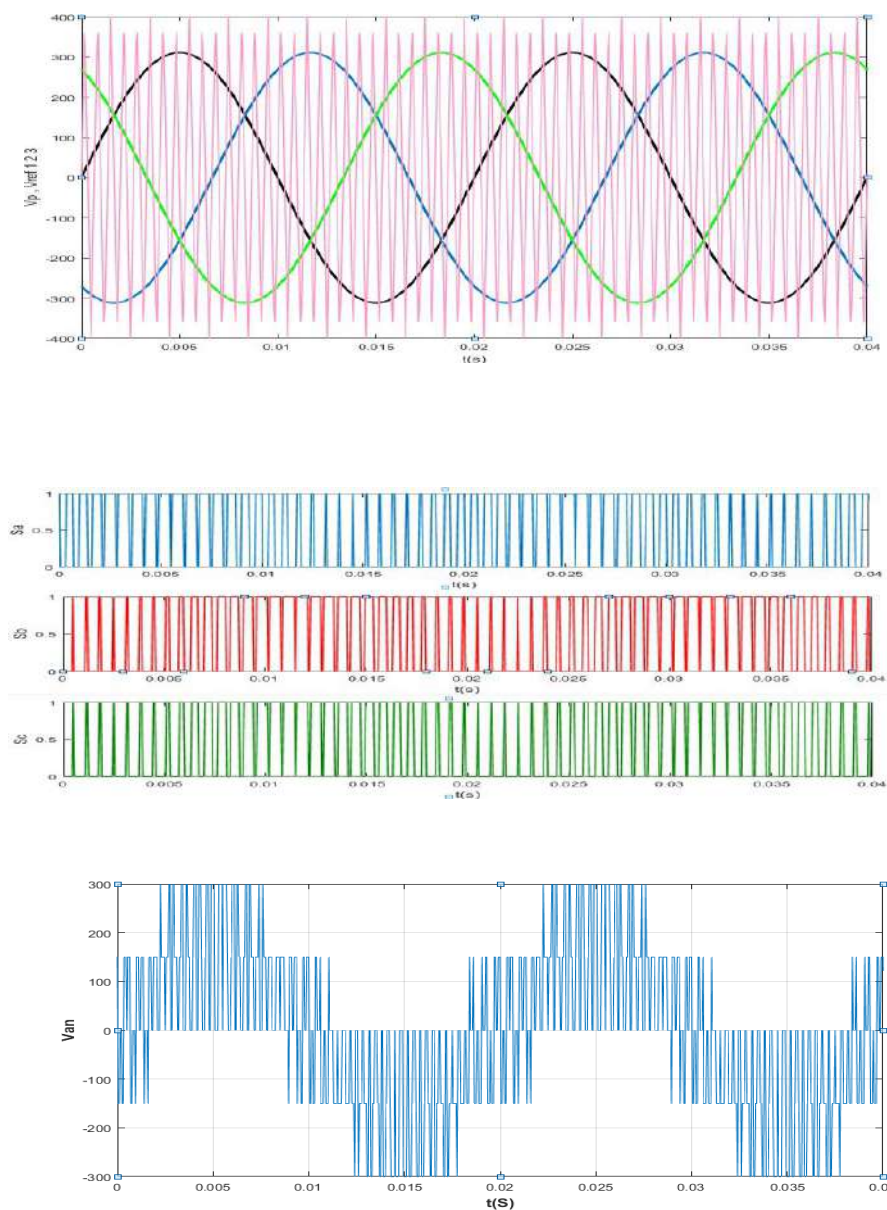


Figure III-2: Principe de la commande MLI sinus-triangle

III.4 Schéma de Simulation

Dans cette simulation on a associé le MIL et l'onduleur de tension Comme illustré dans la figure suivante :

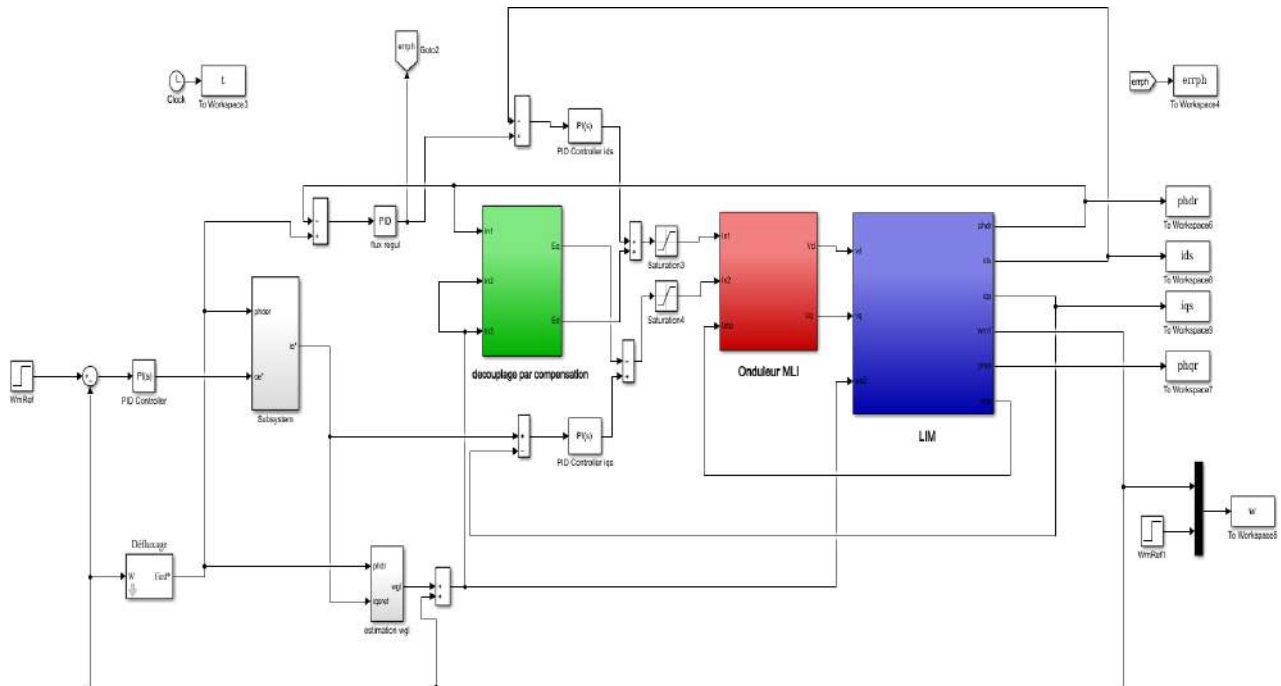
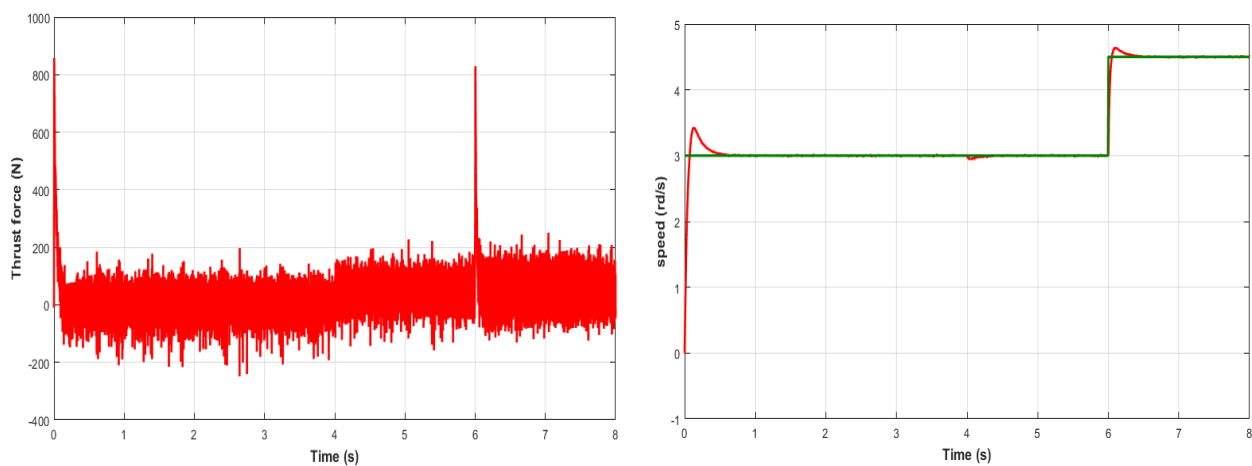


Figure III-3: Schéma de simulation de la CV du MIL Alimenté par un onduleur MLI.

III.5 Résultats de simulation



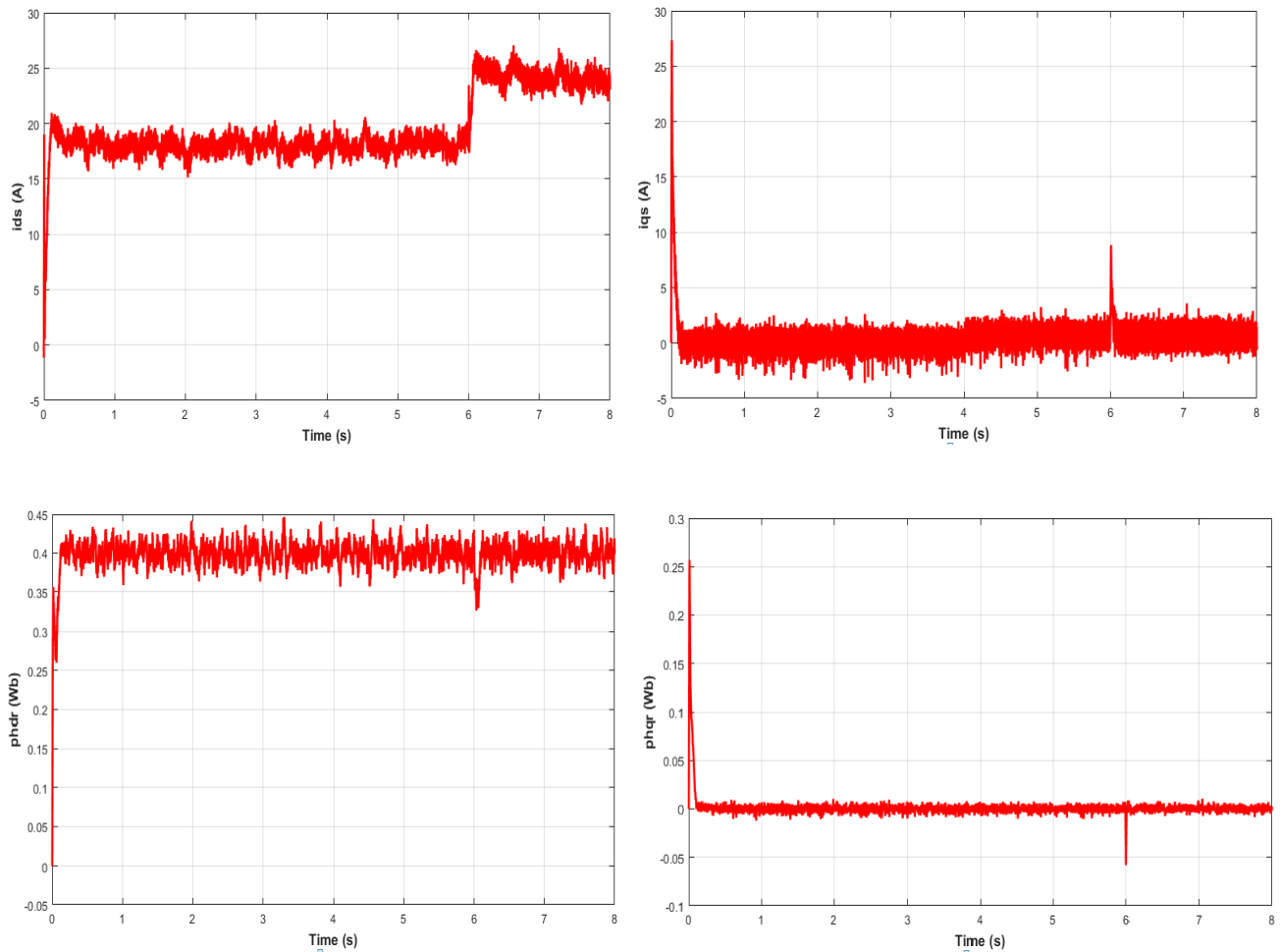


Figure III 4: résultats simulation de la CV du MIL Alimenté par un onduleur MLI

III.6 Interpretation des résultats :

Les résultats de simulation présentés ci-dessus illustrent les performances de la commande vectorielle d'un MIL alimenté par un onduleur à MLI

La principale observation de la technique réalisée dans ce chapitre est que l'utilisation d'un convertisseur statique génère des oscillations dans les courants statoriques et rotoriques ainsi que les flux et la force

À $t = 4$ s, une légère fluctuation de vitesse est détectée, suivie d'un changement de la vitesse de référence du moteur de 3 m/s à 4.5 m/s à $t = 6$ s

On observe des valeurs de pic dans les deux courants i_{ds} et i_{qs} ainsi dans les flux statorique et rotorique à $t = 6\text{ s}$ dues le changement de vitesse

La force électromagnétique augmente pour atteindre la valeur de pointe de 800 N et diminuent pour se rapprocher de la valeur zéro, On observe des oscillations dans la force et une valeur de pic à $t = 6\text{ s}$

III.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la modélisation d'un onduleur de tension ainsi que sa technique de commande MLI sinus-triangle. Ensuite nous avons examiné l'alimentation de ce convertisseur avec un MIL suivi d'une simulation, afin d'accomplir le même objectif présenté dans le chapitre précédent (la commande vectorielle directe) pour savoir la performance de MIL

CONCLUSION GENERALE

Ce travail est porté sur la commande vectorielle d'un moteur à induction linéaire (MIL) alimenté par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans un premier temps, nous avons établi le modèle du moteur à induction linéaire dans un référentiel de Park associé au champ tournant (d , q). Ensuite, nous avons exposé les principes fondamentaux de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, qui permet de conférer à la machine asynchrone linéaire un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Nous avons ensuite décrit la méthode de calcul des paramètres des régulateurs, suivi d'une simulation réalisée sur Matlab/Simulink.

Enfin, une fois que le modèle de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) a été établi, nous avons exploré sa méthode de commande sinus-triangle. Par la suite, nous l'avons alimenté avec le bloc de commande précédemment réalisé. Les résultats obtenus grâce à la commande vectorielle directe démontrent un découplage parfait. Cependant, l'alimentation de l'onduleur a entraîné des oscillations au niveau de la force et des courants.

Cette étude met en évidence l'efficacité de la commande vectorielle dans l'amélioration des performances des moteurs à induction linéaires, ainsi que l'importance d'une gestion précise de l'onduleur MLI pour minimiser les perturbations et optimiser le fonctionnement global du système. Des pistes d'amélioration peuvent être envisagées pour atténuer les oscillations observées et pour continuer à perfectionner la commande de ces systèmes électromécaniques.

Références bibliographiques

- [1] V. Rafalko, A. Rimmele, Q. Dong, and S. Biswas, “Dynamic Model Based Vector Control of Linear Induction Motor” *naval Engineers Journal*. 2013
- [2] M. Haffaf and R. Kadri, “Optimisation et Simulation du Moteur à Induction linéaire (MIL)”. UKM 2022
- [3] L. Khettache and R. Abdessemed, “A New Speed Control Approach of Linear Induction Motor Based on Robust RST Controller and Model Reference Adaptive System Estimator,” *International Journal of Engineering*, vol. 36, no. 4, pp. 630–639, 2023
- [4] R.Allaoua ET A.Bourenane ‘’ Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone linéaire (MIL)’’ UKM 2023
- [5] M.Benyaya ET L.Bensaadi ‘’ commande de vitesse par backstepping d'une machine asynchrone double étoile’’2022
- [6] M.Khali ET A.Sahraoui ‘’ Commande de la vitesse par mode glissant d’un moteur asynchrone’’ UKM 2022

ANNEXE

paramètres du moteur linéaire		
Liste de paramètre	Symbole	Valeur
Vitesse nominal	Ω_n	1450 Tr/min
Nombre de paires de pôles	p	4
Résistance statorique	R_s	1,25 Ω
Résistance rotorique	R_r	2,7 Ω
Inductance statorique	L_s	0,0401 H
Inductance rotorique	L_r	0,0331 H
Inductance mutuelle	L_m	0,0326 H
La longueur	D	0 ,286 m
La masse	m	8 kg

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire consiste en l'étude analytique et la simulation effectuées dans l'environnement Matlab/Simulink. Elles portent sur une stratégie de commande appliquée à un moteur asynchrone linéaire, alimenté par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de tension. Nous avons d'abord procédé à la modélisation du MIL dans un référentiel de Park associé au champ tournant. Ensuite, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle directe avec orientation de flux rotorique (DRFO) une fois le modèle mathématique finalisé. Enfin, nous avons exploré le modèle de l'onduleur ainsi que sa technique de commande MLI sinus-triangle (STPWM) pour alimenter ce convertisseur avec le moteur afin d'atteindre notre objectif : la commande vectorielle direct du MIL alimenté par un onduleur MLI

mots-clés : MIL, MLI, STPWM, MATLAB/SIMULINK, DRFO, moteur asynchrone linéaire, commande vectorielle

Abstract

The work presented in this thesis involves analytical study and simulation conducted in the Matlab/Simulink environment. They focus on a control strategy applied to a linear asynchronous motor, powered by a voltage pulse-width modulation (PWM) inverter. Initially, we modeled the Linear Induction Motor (MIL) in a Park's frame associated with the rotating field. Subsequently, we implemented direct vector control with rotor flux orientation (DRFO) once the mathematical model was finalized. Finally, we explored the inverter model and its sinusoidal-triangle PWM control technique (STPWM) to power this converter with the motor, aiming to achieve Our goal : direct vector control of the MIL powered by a PWM inverter.

Keywords : MIL, PWM, STPWM, MATLAB/SIMULINK, DRFO, linear asynchronous motor, vector control

ملخص

لعمل المقدم في هذا الأطروحة يمثل في الدراسة التحليلية والمحاكاة التي أجريت في بيئة Matlab/Simulink. نركز هذه الدراسة على استراتيجية التحكم المطبقة على محرك غير متزامن خطي، المغذى بواسطة محول تحويل عرض النبضات (MLI) للجهد. بدأنا أولاً بنمذجة MIL في إطار Park المرتبط بالحقول الدوار. بعد ذلك، قمنا بتنفيذ التحكم المباشر للمتجه مع توجيه تدفق الدوار (DRFO) بمجرد إكمال النموذج الرياضي. وأخيراً، نحصل على نموذج المحول وتطبيقه للتحكم بعرض النبضات (STPWM) sinus-triangle لتشغيل هذا المحول مع المحرك، بهدف تحقيق هدفنا: التحكم المباشر لـ MIL المغذى بمحول تحويل عرض النبضات.

الكلمات المفتاحية : محرك خطي غير متزامن , التحكم التجهزي