



Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Électrotechnique
Spécialité : Énergie et environnement

Présenté par : HAFDI Chakib Nadir et GHELLAI Abdelkader Souhil

Thème

La commande scalaire d'un moteur
asynchrone linéaire

Soutenu publiquement, le 22/06/2026, devant le jury composé de :

Mme. KHERBOUCHE Djamila	MCA	ESSA Tlemcen	Présidente
M. TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA Tlemcen	Directeur de mémoire
M. KERBOUA Abdelfatah	MCA	ESSA Tlemcen	Examineur 1
M. BOUKLI HACENE Lotfi Fazil	MAA	ESSA Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2025 / 2026

Remerciements

Tout d'abord, nous adressons nos sincères remerciements à notre Créateur, Dieu Tout-Puissant, qui nous a donné la force, le courage et la patience nécessaires pour mener ce travail à son terme.

Nous exprimons également notre profonde gratitude à l'administration ainsi qu'à l'ensemble du corps enseignant de l'école supérieure en sciences appliquées de Tlemcen pour leurs efforts constants visant à assurer la qualité et la continuité de notre formation.

Nous tenons à remercier particulièrement Monsieur TAHOUR Ahmed, notre encadrant, pour son accompagnement, ses précieux conseils, ses orientations pertinentes ainsi que ses encouragements tout au long de la réalisation de ce travail.

Nous adressons également nos sincères remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce mémoire.

Dédicace

À l'issue de ce travail, je dédie ce mémoire à toutes les personnes qui ont illuminé mon parcours et m'ont accompagné, de près ou de loin, dans cette aventure académique et humaine.

À ma mère, source inépuisable d'amour et de tendresse, dont les prières, les sacrifices et les encouragements constants ont été mon refuge et ma force dans les moments les plus éprouvants.

À mon père, modèle de courage et de persévérance, qui n'a jamais cessé de se sacrifier pour me permettre d'avancer et d'atteindre ce niveau de réussite.

À mes frères et sœurs, pour leur affection, leur soutien indéfectible et leur présence précieuse tout au long de mon parcours.

À toute ma famille, proche et éloignée, pour leur confiance et leur bienveillance qui m'ont toujours accompagné.

À mon binôme GHELLAI Abdelkader Souhil, pour son engagement, sa rigueur et la qualité du travail que nous avons accompli ensemble avec sérieux et dévouement.

À mes enseignants, pour la richesse de leur enseignement, la justesse de leurs conseils et la valeur du savoir transmis durant mon cursus.

À mes amis et collègues, pour leur soutien constant, leur aide et leur présence qui ont rendu ce chemin plus léger.

Et enfin, au lecteur de ce mémoire, à qui je confie ces pages comme le témoignage humble d'un parcours de travail, de persévérance et de passion.

HAFDI Chakib Nadir

*Je dédie ce mémoire à mes êtres les plus chers,
À mes très chers parents, chère sœur, chère tante et toute ma
chère famille,
pour votre amour inconditionnel, vos sacrifices, votre patience et
votre soutien constant tout au long de mon parcours académique.
Grâce à votre confiance et à vos encouragements permanents,
j'ai pu poursuivre mes études et réaliser cette réussite. Vous êtes
ma plus grande source d'inspiration et de motivation.*

*À mes amis et collègues,
merci pour votre présence, votre soutien moral et vos
encouragements durant toutes ces années. Votre confiance en
moi a toujours été une véritable force. Merci mon ami RABAH
Abdenmour pour ton aide précieuse dans la réalisation de ce
projet.*

*Je dédie également ce travail à tous mes enseignants et à toutes
les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à ma
formation et à mon développement académique et professionnel.
Merci pour vos conseils, votre savoir et votre accompagnement.*

*À tous ceux qui ont contribué à mon parcours et à la réalisation
de ce mémoire, je vous adresse mes plus sincères remerciements.*

Merci à tous,

GHELLAI Abdelkader Souhil

الملخص

المحرك الحثي الخطي أحادي الجانب (SLIM – Single-Sided Linear Induction Motor) هو مشغل كهرومغناطيسي ناتج عن فرد المحرك الحثي الدوار التقليدي وتحويله إلى بنية خطية. فبينما يولد المحرك الدوار عزمًا يؤدي إلى دوران عمود الإدارة، فإن المحرك الخطي يولد مباشرة قوة دفع خطية تسمح بحركة جسم متحرك دون الحاجة إلى آليات نقل حركة وسيطة. يقدم هذا العمل دراسة معمقة للتحكم القياسي (Scalar Control) المطبق على المحرك الحثي الخطي أحادي الجانب (SLIM). وقد تم تطوير ومحاكاة ومقارنة استراتيجيتين للتحكم، وهما : التحكم القياسي بنسبة ثابتة V/f (الجهد إلى التردد)، والتحكم القياسي بنسبة ثابتة I/f (التيار إلى التردد). وتهدف هاتان الطريقتان إلى المحافظة على ثبات الفيض المغناطيسي في الفجوة الهوائية عبر مجال واسع من السرعات، مما يضمن تحقيق قوة دفع مثلى. كما تم وصف سلسلة التغذية الكهربائية بالكامل بالتفصيل، والتي تشمل المقوم الثنائي (RED)، ومرشح LC ، وعاكس الجهد ثلاثي الطور العامل بنمط الموجة الكاملة، بالإضافة إلى تقنيات تعديل عرض النبضة (PWM)، وخاصة تقنية PWM الحبيبية المثلثة.

وقد أُنجزت محاكاة منظومة المحرك الحثي الخطي مع العاكس ونظام التحكم باستخدام برنامج MATLAB/Simulink ، بالاعتماد على نموذج المحرك في المراجع (d,q) . كما تم تقديم مقارنة مفصلة بين استراتيجيتي التحكم المذكورتين، إلى جانب تحليل مقارنة مع التحكم القياسي للمحرك الحثي الدوار التقليدي.

الكلمات المفتاحية :

المحرك الحثي الخطي أحادي الجانب (SLIM)، التحكم القياسي، نسبة V/f الثابتة، نسبة I/f الثابتة، عاكس الجهد، تعديل عرض النبضة الحبيبية المثلثي (PWM)، MATLAB/Simulink .

Abstract

The Single-Sided Linear Induction Motor (SLIM) is an electromagnetic actuator derived from the unfolding of a conventional rotary induction motor into a linear structure.

While a rotary motor produces torque to rotate a shaft, the linear motor directly generates a propulsion force (thrust force) that enables the linear movement of a mobile element without the need for an intermediate transmission mechanism.

This thesis presents an in-depth study of scalar control applied to the Single-Sided Linear Induction Motor (SLIM). Two control strategies are developed, simulated, and compared : constant V/f scalar control (voltage-to-frequency ratio) and constant I/f scalar control (current-to-frequency ratio). These two methods aim to maintain a constant air-gap flux over a wide speed range, thereby ensuring optimal propulsion performance.

The entire power supply chain is described in detail, including the diode rectifier (RED), the LC filter, the three-phase voltage source inverter operating in full-wave mode, and the Pulse Width Modulation (PWM) techniques, particularly sinusoidal-triangular PWM. The simulation of the LIM–inverter–control system is carried out using MATLAB/Simulink, based on the SLIM model expressed in the (d,q) reference frame. A detailed comparison between the two control strategies, as well as a comparative analysis with the scalar control of the conventional rotary induction machine, is presented.

Keywords :

Single-Sided Linear Induction Motor (SLIM), scalar control, constant V/f, constant I/f, voltage source inverter, sinusoidal-triangular PWM, MATLAB/Simulink.

Résumé

Le moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM – Single-sided Linear Induction Motor) est un actionneur électromagnétique issu de la mise à plat du moteur asynchrone rotatif conventionnel.

Alors que le moteur rotatif produit un couple permettant la rotation d'un arbre, le moteur linéaire génère directement une force de propulsion (force de poussée) permettant le déplacement linéaire d'un mobile sans mécanisme de transmission intermédiaire.

Ce mémoire présente une étude approfondie de la commande scalaire appliquée au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM). Deux stratégies de commande sont développées, simulées et comparées : la commande scalaire à rapport V/f constant (tension sur fréquence), et la commande scalaire à rapport I/f constant (courant sur fréquence). Ces deux méthodes visent à maintenir le flux dans l'entrefer constant sur une large plage de vitesse, garantissant ainsi un effort de propulsion optimal.

L'ensemble de la chaîne d'alimentation est décrit en détail, comprenant le redresseur à diodes (RED), le filtre LC, l'onduleur de tension triphasé en mode pleine onde et les techniques de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) : MLI sinus-triangle. La simulation de l'association LIM-onduleur-commande est réalisée sous Matlab/Simulink, en utilisant le modèle du SLIM dans le référentiel (d,q) . Une comparaison détaillée entre les deux stratégies de commande et une analyse comparative avec la commande scalaire de la machine asynchrone rotative classique sont présentées.

Mots-clés :

Moteur linéaire asynchrone (SLIM), commande scalaire, V/f constant, I/f constant, onduleur de tension, MLI sinus-triangle, Matlab/Simulink.

Table des matières

List of Figures

List of Tables

Abbreviations list

Liste des abréviations

Liste des symboles

Introduction	1
1 Généralités sur les moteurs linéaires asynchrones	3
1.1 Introduction	3
1.2 Principe de fonctionnement	4
1.2.1 Classification des moteurs linéaires	4
1.2.2 Le moteur linéaire à simple face (SLIM) — Modèle étudié	6
1.2.3 Modèle mathématique du SLIM	6
1.2.4 Équations de tension du primaire	7
1.2.5 Équations de tension du secondaire	8
1.2.6 Équations des flux	8
1.2.7 Force électromagnétique	9
1.2.8 Équation mécanique	9
1.2.9 Phénomènes spécifiques au LIM — Effet d'extrémité	12
1.2.10 Prise en compte de l'effet d'extrémité	12
1.2.11 Applications industrielles	15
1.2.12 Conclusion	15

2	Généralités sur la Commande Scalaire	17
2.1	Introduction	17
2.2	Analogie avec le moteur à courant continu (MCC)	18
2.2.1	Rappel des équations fondamentales du MCC	18
2.2.2	Transposition au moteur linéaire asynchrone	19
2.2.3	Modèle en régime permanent et zones de fonctionnement	19
2.2.4	Calcul du modèle de la machine asynchrone en régime permanent	21
2.2.5	Force électromagnétique en régime permanent	23
2.2.6	Commande scalaire à flux constant	24
2.3	Types de Commande Scalaire	26
2.3.1	Commande Scalaire V/f en Boucle Ouverte	26
2.3.2	Commande V/f avec Zone de Défluxage (Survitesse)	27
2.3.3	Bloc de Saturation	28
2.3.4	Commande V/f en Boucle Fermée	28
2.3.5	Modèle dynamique du moteur linéaire asynchrone (LIM)	29
2.4	Commande Scalaire I/f (Commande en Courant)	31
2.4.1	Principe et modélisation	31
2.4.2	Génération des consignes triphasées	32
2.4.3	Principe du contrôle de flux par le courant statorique	32
2.4.4	Structure de la commande et génération des courants de référence	33
2.5	Comparaison synoptique des lois V/f et I/f	35
2.6	Conclusion	35
3	Résultats de simulation	37
3.1	Introduction	37
3.2	Résultats de simulation de la machine asynchrone linéaire avec effet d'extrémité	38
3.2.1	Interprétation des résultats de simulation du SLIM avec effet d'extrémité	40
3.3	Synthèse analytique du régulateur PI de vitesse	42
3.3.1	Modèle mécanique du SLIM	42
3.3.2	Relation entre la force électromagnétique et le glissement	43
3.3.3	Régulateur PI de vitesse	43
3.3.4	Fonction de transfert en boucle fermée	43
3.3.5	Détermination des gains du régulateur PI	44
3.4	Analyse et interprétation des résultats de simulation de la commande scalaire V/f du SLIM	44
3.4.1	Interprétation des résultats — Commande Scalaire en Tension V/f	47
3.5	résultats de simulation de la commande scalaire I/f du SLIM	49
3.5.1	Interprétation des résultats	52

3.6	Comparaison des deux commandes sur le SLIM	54
3.7	Conclusion	55
	Conclusion Générale et Perspectives	57

Table des figures

1.1	Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire [1]	3
1.2	Moteurs à induction linéaire (primaire simple) [2]	5
1.3	Moteur à induction linéaire (primaire double) [2]	5
1.4	Classement des moteurs linéaires selon leur géométrie [3]	6
1.5	Model triphasé de la machine asynchrone [4]	7
1.6	Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente	10
2.1	Principe du réglage [1]	17
2.2	Modèle électrique équivalent du MCC à excitation séparée [7]	18
2.3	Modèle en T par phase ramené au primaire d'un moteur linéaire asynchrone [7]	21
2.4	Caractéristiques de fonctionnement du Moteur Linéaire Asynchrone (LIM) sous contrôle scalaire [1]	26
2.5	Structure générale de la chaîne de puissance et de contrôle d'une commande scalaire V/f en boucle fermée [1]	30
2.6	générale de la chaîne de puissance et de contrôle d'une commande scalaire I/f en boucle fermée dédiée au LIM [12]	35
3.1	Évolution de la vitesse linéaire du SLIM en fonction du temps en présence de l'effet d'extrémité	38
3.2	Évolution de la force électromagnétique du SLIM en fonction du temps avec effet d'extrémité	38
3.3	Évolution de flux rotorique ϕ_{dr} en fonction du temps du SLIM	39
3.4	Évolution de flux rotorique ϕ_{qr} en fonction du temps du SLIM	39
3.5	Évolution des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} en fonction du temps	40
3.6	Évolution du courant statorique i_{as} en fonction du temps pour le SLIM avec effet d'extrémité	40
3.7	Boucle de régulation de vitesse du moteur linéaire asynchrone	44
3.8	Évolution de la vitesse linéaire du secondaire du LIM sous commande scalaire en tension V/f en boucle fermée	45

3.9	Évolution de la force électromagnétique de poussée développée par le LIM sous commande scalaire en tension V/f	45
3.10	Évolution du flux rotorique (ϕ_r) sous commande scalaire en tension V/f avec compensation de l'effet d'extrémité	46
3.11	Évolution des composantes de courant en axes d - q (i_{qs}) du LIM sous commande scalaire en tension V/f	46
3.12	Évolution des composantes de courant en axes d - q (i_{ds}) du LIM sous commande scalaire en tension V/f	47
3.13	Évolution du courant de phase statorique (i_{as}) du LIM sous commande scalaire en tension V/f	47
3.14	Évolution de la vitesse linéaire du secondaire du LIM en boucle fermée . .	50
3.15	Évolution de la force de poussée développée par le LIM sous commande scalaire I/f	50
3.16	Évolution du flux rotorique (ϕ_r) sous la commande scalaire en courant avec compensation de l'effet d'extrémité	51
3.17	Évolution des composantes de courant en axes d - q (i_{qs}) du LIM sous la commande scalaire en courant avec compensation de l'effet d'extrémité . .	51
3.18	Évolution des composantes de courant en axe d (i_{ds}) du LIM sous la commande scalaire en courant	52
3.19	Évolution du courant de phase statorique (i_{as}) du LIM sous commande scalaire en courant	52

Liste des tableaux

1.1	Correspondance entre la machine asynchrone rotative et le moteur linéaire asynchrone (SLIM)	14
2.1	Analogie entre le MCC et le moteur linéaire asynchrone sous commande scalaire	19
2.2	Analogie entre le MCC et le LIM sous commande scalaire.	25
2.3	Comparaison des caractéristiques de fonctionnement des lois V/f et I/f . .	35
3.1	Synthèse comparative des performances des commandes scalaires V/f et I/f appliquées au SLIM	55
3.2	Paramètres nominaux de la machine	60
3.3	Paramètres de la commande scalaire V/f	60
3.4	Paramètres de la commande scalaire I/f	61

Liste des abréviations

Abréviation	Signification
SLIM	Single-Sided Linear Induction Motor (Moteur Linéaire Asynchrone à Simple Face)
LIM	Linear Induction Motor (Moteur Linéaire Asynchrone)
DLIM	Double-Sided Linear Induction Motor (Moteur Linéaire Asynchrone à Double Face)
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Moteur à Courant Continu
RED	Redresseur à Diodes
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PWM	Pulse Width Modulation (Modulation de Largeur d'Impulsions)
PI	Régulateur Proportionnel-Intégral
THD	Total Harmonic Distortion (Taux de Distorsion Harmonique)
MATLAB	MATrix LABoratory
AC/DC/AC	Conversion Alternatif – Continu – Alternatif

Liste des symboles

Symbole	Signification	Unité
V_{dc}	Tension du bus continu	V
V_s	Tension statorique	V
V_a, V_b, V_c	Tensions statoriques triphasées	V
V_{ds}, V_{qs}	Composantes d-q des tensions statoriques	V
V_{dr}, V_{qr}	Composantes d-q des tensions rotoriques	V
I_s	Courant statorique	A
i_a, i_b, i_c	Courants statoriques triphasés	A
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Courants rotoriques triphasés	A
i_{ds}, i_{qs}	Composantes d-q des courants statoriques	A
i_{dr}, i_{qr}	Composantes d-q des courants rotoriques	A
R_s	Résistance statorique	Ω
R_r	Résistance rotorique	Ω
L_s	Inductance statorique	H
L_r	Inductance rotorique	H
L_{ls}	Inductance de fuite statorique	H
L_{lr}	Inductance de fuite rotorique	H
M	Inductance mutuelle	H
M_e	Inductance mutuelle avec effet au limites	H
ϕ_s	Flux statorique	Wb
ϕ_r	Flux rotorique	Wb
ϕ_{ds}, ϕ_{qs}	Flux statoriques dans le repère d-q	Wb
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotoriques dans le repère d-q	Wb
θ_s	Position électrique du champ statorique	rad
ω_s	Pulsation synchrone	rad/s
ω_r	Pulsation rotorique	rad/s
ω_{sl}	Pulsation de glissement	rad/s

f_s	Fréquence statorique	Hz
f_r	Fréquence rotorique	Hz
τ	Pas polaire	m
v_s	Vitesse synchrone du champ glissant	m/s
v	Vitesse linéaire du mobile	m/s
g	Glissement	–
F_e	Force électromagnétique de poussée	N
F_r	Force résistante	N
M_{mob}	Masse mobile	kg
p	Nombre de paires de pôles	–
Q	Facteur d'extrémité	–
$f(Q)$	Fonction de correction de l'effet d'extrémité	–
K_p	Gain proportionnel	–
K_i	Gain intégral	–
m_f	Indice de modulation en fréquence	–
m_a	Indice de modulation en amplitude	–
f_p	Fréquence de la porteuse PWM	Hz
V_p	Amplitude de la porteuse triangulaire	V
V_r	Amplitude du signal de référence	V
C_e	Couple électromagnétique	N.m
J	Moment d'inertie	kg.m ²
l	Longueur du primaire	m
t	Temps	s
α, β	Axes du repère de Clarke	–
d, q	Axes du repère de Park	–
x_d, x_q	Grandeurs projetées dans le repère d-q	–
σ	Coefficient de dispersion (ou facteur de fuite)	–

Introduction

L'évolution rapide de l'électronique de puissance et des systèmes de commande numériques a profondément transformé le domaine des entraînements électriques modernes. Grâce aux progrès réalisés dans les convertisseurs statiques, les microcontrôleurs et les techniques de modulation, les machines à courant alternatif ont progressivement remplacé les moteurs à courant continu dans de nombreuses applications industrielles nécessitant une variation de vitesse et une commande performante [1].

Parmi les différentes machines électriques utilisées dans l'industrie, la machine asynchrone occupe une place prépondérante grâce à ses nombreux avantages, tels que sa robustesse mécanique, sa simplicité de construction, son faible coût de maintenance ainsi que l'absence de collecteur et de balais. Ces caractéristiques lui permettent de fonctionner dans des environnements industriels sévères tout en garantissant une grande fiabilité. Aujourd'hui, la majorité des systèmes d'entraînement industriels reposent sur des moteurs asynchrones associés à des convertisseurs électroniques de puissance.

Cependant, la commande de la machine asynchrone reste plus complexe que celle du moteur à courant continu en raison du couplage existant entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Afin de surmonter cette difficulté, plusieurs stratégies de commande ont été développées. Parmi elles, la commande scalaire constitue l'une des méthodes les plus simples et les plus utilisées dans les applications industrielles ne nécessitant pas de performances dynamiques très élevées.

Le principe de la commande scalaire repose sur le maintien d'un rapport constant entre la tension et la fréquence d'alimentation (V/f), ou entre le courant et la fréquence (I/f), afin de conserver un flux magnétique pratiquement constant dans l'entrefer de la machine. Cette technique offre une structure de commande simple, robuste et facile à implémenter dans les variateurs industriels [2].

Parallèlement aux machines rotatives classiques, les moteurs linéaires asynchrones ont connu un développement important dans les applications nécessitant un mouvement de translation directe sans système mécanique intermédiaire. Le moteur linéaire asynchrone à simple face (Single-Sided Linear Induction Motor — SLIM) représente l'analogue linéaire de la machine asynchrone rotative. Son fonctionnement repose sur la création d'un champ magné-

tique glissant généré par un système triphasé alimentant le primaire, produisant ainsi une force de propulsion sur le secondaire conducteur [1,2].

Les moteurs linéaires asynchrones sont aujourd'hui utilisés dans plusieurs domaines tels que les systèmes de transport ferroviaire, les convoyeurs industriels, les équipements de maintenance, les systèmes de positionnement de haute précision ainsi que certaines applications militaires et aéronautiques. Leur principal avantage réside dans la suppression des mécanismes mécaniques de transmission, ce qui améliore les performances dynamiques et réduit les pertes mécaniques.

Problématique et objectifs

L'objectif principal est d'adapter les lois de commande scalaire, traditionnellement utilisées pour les machines asynchrones rotatives, au cas particulier du moteur linéaire asynchrone.

La problématique principale de ce travail consiste à déterminer une stratégie de commande scalaire adaptée au moteur linéaire asynchrone permettant d'assurer un contrôle efficace de la vitesse tout en maintenant un flux magnétique constant dans l'entrefer afin d'optimiser la force électromagnétique développée par la machine.

Pour répondre à cette problématique, les objectifs suivants sont définis :

- Étudier le principe de fonctionnement des moteurs linéaires asynchrones et leurs particularités par rapport aux machines rotatives ;
- Développer la modélisation mathématique du moteur linéaire asynchrone ;
- Analyser la chaîne d'alimentation AC/DC/AC comprenant le redresseur, le filtre et l'onduleur ;
- Étudier les techniques de commande scalaire V/f et I/f ;
- Réaliser la simulation des différentes stratégies sous MATLAB/Simulink ;
- Comparer les performances obtenues pour les deux méthodes de commande.

Organisation du mémoire

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre présente les généralités sur les moteurs linéaires asynchrones, leur principe de fonctionnement, leurs différentes structures ainsi que leurs domaines d'application.
- Le deuxième chapitre traite des stratégies de commande scalaire appliquées au SLIM, notamment les commandes V/f et I/f , ainsi que les principes de régulation associés.
- Le troisième chapitre présente les modèles de simulation réalisés sous MATLAB/Simulink ainsi que les résultats obtenus et leur analyse comparative.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS SUR LES MOTEURS LINÉAIRES ASYNCHRONES

1.1 Introduction

La machine électrique linéaire constitue une réponse technologique élégante au problème du mouvement de translation. Dans les systèmes classiques, le mouvement linéaire est obtenu indirectement à partir d'un moteur rotatif associé à des mécanismes de conversion (vis-écrou, crémaillère, courroie).

Ces intermédiaires mécaniques introduisent des jeux, des frottements, une usure et limitent la précision du positionnement. Le moteur linéaire supprime ces intermédiaires en convertissant directement l'énergie électrique en force mécanique de translation [1].

Conceptuellement, on peut considérer que le moteur linéaire est le résultat de la mise à plat d'un moteur rotatif classique : si l'on coupe le stator et le rotor d'une machine rotative selon un plan radial et que l'on déplie les deux surfaces cylindriques, on obtient le « primaire » et le « secondaire » du moteur linéaire. Le terme « primaire » désigne l'élément actif portant les enroulements (analogue du stator) et le terme « secondaire » désigne l'élément passif (analogue du rotor) [2].

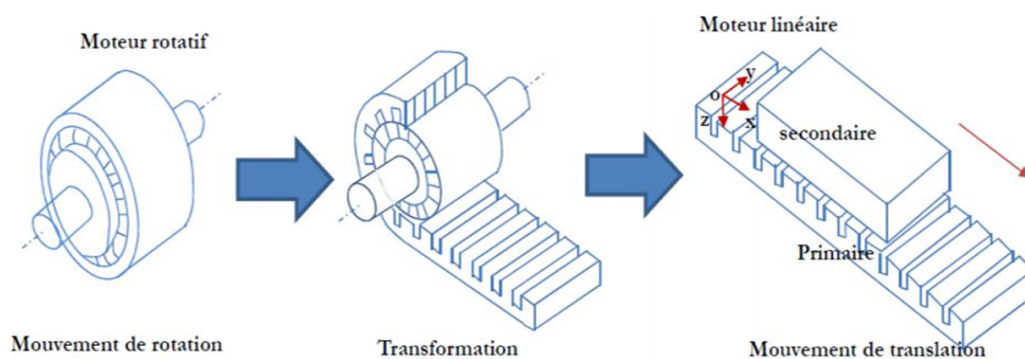


FIGURE 1.1 – Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire [1]

1.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du moteur linéaire asynchrone repose sur le même principe électromagnétique que celui du moteur asynchrone rotatif [3] :

la création d'un champ magnétique glissant par un système polyphasé de courants, l'induction de courants dans le secondaire ainsi que la génération d'une force électromagnétique par interaction entre les champs magnétiques, conformément aux lois de Faraday et de Lenz.

Lorsqu'un système triphasé équilibré alimente les enroulements du primaire, il produit un champ magnétique glissant se déplaçant linéairement le long de la machine à la vitesse de synchronisme donnée par :

$$v_s = 2\tau f_s \quad (1.1)$$

où :

- v_s : vitesse de synchronisme du champ glissant (m/s) ;
- τ : pas polaire du moteur (m) ;
- f_s : fréquence d'alimentation statorique (Hz).

Cette relation représente l'équivalent linéaire de la vitesse synchrone des machines rotatives.

Le secondaire, constitué généralement d'une plaque conductrice en aluminium montée sur un support ferromagnétique, est soumis à ce champ magnétique glissant. Selon la loi de Faraday, des courants induits apparaissent dans cette plaque conductrice. L'interaction entre ces courants induits et le champ magnétique du primaire engendre une force de Laplace qui entraîne le secondaire dans le sens du déplacement du champ glissant.

La vitesse réelle du secondaire v reste inférieure à la vitesse synchrone v_s . Cette différence est caractérisée par le glissement g , défini par :

$$g = \frac{v_s - v}{v_s} \quad (1.2)$$

Le glissement constitue un paramètre fondamental dans le fonctionnement du moteur linéaire asynchrone. Lorsque $g = 0$, aucun courant n'est induit dans le secondaire et la force de propulsion devient nulle. À l'inverse, lorsque $g = 1$, le secondaire est immobile et les courants induits atteignent leur valeur maximale.

1.2.1 Classification des moteurs linéaires

Les moteurs linéaires peuvent être classés selon plusieurs critères, notamment leur géométrie, la disposition des primaires et secondaires ainsi que la longueur relative des différentes parties actives [3].

Selon la géométrie

- **Moteur linéaire plat** : le primaire et le secondaire sont disposés sous forme de plans parallèles. Cette configuration est la plus utilisée dans les applications industrielles.
- **Moteur linéaire tubulaire** : le primaire entoure un secondaire cylindrique. Cette structure compacte est adaptée aux applications nécessitant des déplacements de faible course.

Selon la disposition des primaires

- **SLIM (Single-Sided Linear Induction Motor)** : le primaire est placé d'un seul côté du secondaire. Cette structure engendre une force normale d'attraction nécessitant un système de guidage mécanique adapté.

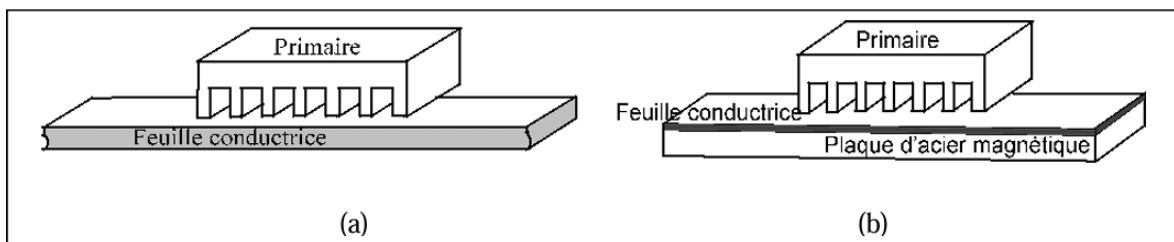


FIGURE 1.2 – Moteurs à induction linéaire (primaire simple) [2]

- **DLIM (Double-Sided Linear Induction Motor)** : deux primaires sont placés de part et d'autre du secondaire. Cette disposition permet d'équilibrer les forces normales et d'améliorer la stabilité mécanique.

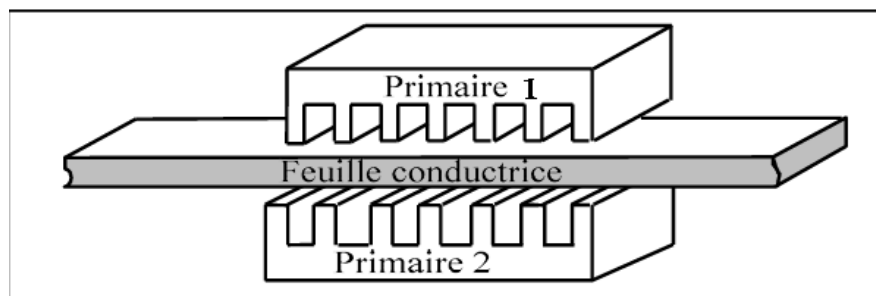


FIGURE 1.3 – Moteur à induction linéaire (primaire double) [2]

Selon la longueur du primaire

- **Primaire court et secondaire long** : le primaire constitue la partie mobile. Cette structure est principalement utilisée dans les systèmes de transport.
- **Primaire long et secondaire court** : le secondaire est mobile tandis que le primaire reste fixe. Cette configuration est adaptée aux applications industrielles à course limitée.

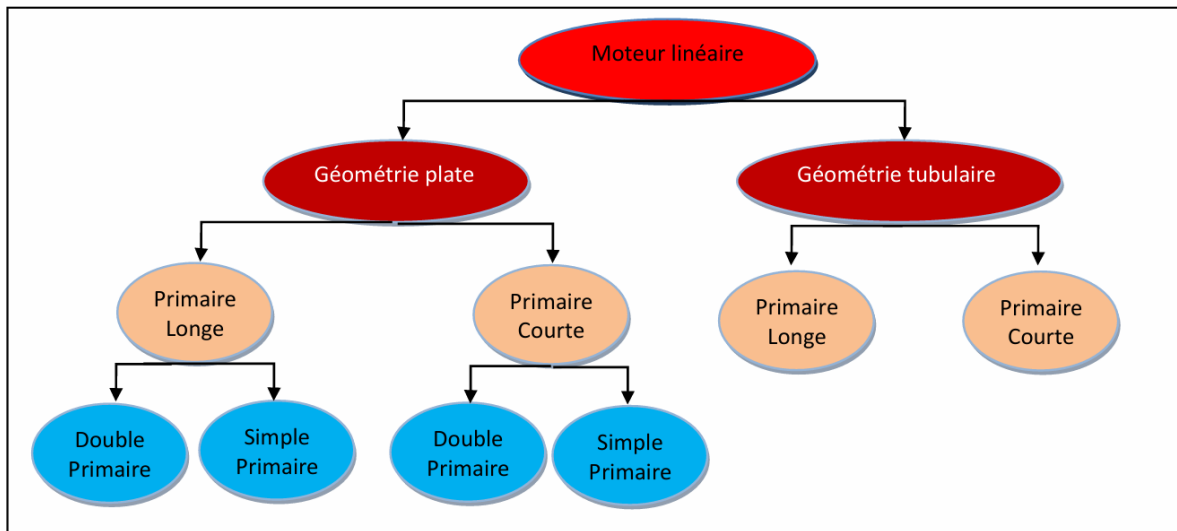


FIGURE 1.4 – Classement des moteurs linéaires selon leur géométrie [3]

1.2.2 Le moteur linéaire à simple face (SLIM) — Modèle étudié

Le moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM) constitue la structure étudiée dans ce mémoire. Cette configuration est largement utilisée en raison de sa simplicité de construction et de sa facilité d'intégration dans les systèmes industriels.

Le SLIM est essentiellement constitué des éléments suivants [3,4] :

- **Le primaire** : constitué d'un circuit magnétique ferromagnétique feuilleté comportant des enroulements triphasés alimentés par une source à tension et fréquence variables via un onduleur.
- **Le secondaire** : composé d'une plaque conductrice en aluminium associée à un support ferromagnétique (*back iron*) permettant d'améliorer le guidage du flux magnétique.
- **L'entrefer** : espace séparant le primaire et le secondaire, généralement de quelques millimètres à quelques centimètres selon l'application.

Comparé à la machine asynchrone rotative classique, le SLIM présente plusieurs particularités liées à sa structure ouverte et à son déplacement linéaire, notamment les effets d'extrémité, les variations du flux magnétique ainsi que la présence de forces normales importantes entre le primaire et le secondaire.

1.2.3 Modèle mathématique du SLIM

1.2.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier l'étude mathématique du moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM), plusieurs hypothèses classiques sont adoptées [3] :

- le circuit magnétique est supposé linéaire et non saturé ;
- la distribution du flux magnétique dans l'entrefer est considérée sinusoïdale ;

- les enroulements statoriques sont répartis sinusoïdalement dans l'espace ;
- l'effet de saillance est négligé ;
- les pertes ferromagnétiques ainsi que les effets d'encochage sont négligés.

Le modèle mathématique du SLIM est établi par analogie avec celui de la machine asynchrone rotative (MAS), en remplaçant :

- le couple électromagnétique C_e par la force de propulsion F ;
- la vitesse angulaire ω par la vitesse linéaire v .

1.2.3.2 Équations dans le référentiel triphasé (abc)

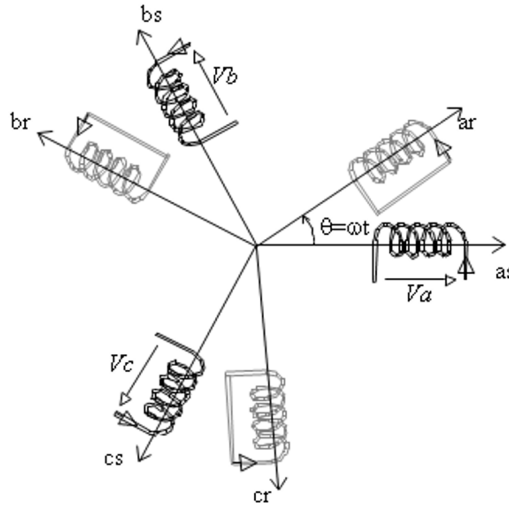


FIGURE 1.5 – Model triphasé de la machine asynchrone [4]

Dans le référentiel triphasé naturel (a, b, c), les équations électriques du moteur linéaire asynchrone sont exprimées directement à partir des grandeurs des trois phases du primaire et du secondaire [1,2].

1.2.4 Équations de tension du primaire

Les équations de tension du primaire s'écrivent :

$$V_a = R_s i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \quad (1.3)$$

$$V_b = R_s i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \quad (1.4)$$

$$V_c = R_s i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \quad (1.5)$$

où :

- V_a, V_b, V_c : tensions triphasées du primaire ;

- i_a, i_b, i_c : courants du primaire ;
- ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : flux du primaire ;
- R_s : résistance du primaire.

1.2.5 Équations de tension du secondaire

Le secondaire étant court-circuité, les tensions rotoriques sont nulles :

$$0 = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \quad (1.6)$$

$$0 = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \quad (1.7)$$

$$0 = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \quad (1.8)$$

où :

- i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : courants du secondaire ;
- $\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$: flux du secondaire ;
- R_r : résistance du secondaire.

1.2.6 Équations des flux

Les équations des flux du primaire sont :

$$\phi_{as} = L_s i_a + M_s (i_{ar} + i_{br} + i_{cr}) \quad (1.9)$$

$$\phi_{bs} = L_s i_b + M_s (i_{ar} + i_{br} + i_{cr}) \quad (1.10)$$

$$\phi_{cs} = L_s i_c + M_s (i_{ar} + i_{br} + i_{cr}) \quad (1.11)$$

Les équations des flux du secondaire sont :

$$\phi_{ar} = L_r i_{ar} + M_r (i_a + i_b + i_c) \quad (1.12)$$

$$\phi_{br} = L_r i_{br} + M_r (i_a + i_b + i_c) \quad (1.13)$$

$$\phi_{cr} = L_r i_{cr} + M_r (i_a + i_b + i_c) \quad (1.14)$$

où :

- L_s : inductance du primaire ;
- L_r : inductance du secondaire ;
- M : inductance mutuelle.

1.2.7 Force électromagnétique

La force électromagnétique développée par le moteur linéaire asynchrone est donnée par :

$$F_e = \frac{3\pi}{\tau} M \left[(i_a i_{br} - i_b i_{ar}) + (i_b i_{cr} - i_c i_{br}) + (i_c i_{ar} - i_a i_{cr}) \right] \quad (1.15)$$

où :

- τ : pas polaire du moteur ;
- F_e : force de propulsion électromagnétique.

1.2.8 Équation mécanique

L'équation mécanique du mouvement de translation est :

$$F_e - F_r = M_{mob} \frac{dv}{dt} \quad (1.16)$$

avec :

- F_e : force électromagnétique ;
- F_r : force résistante ;
- M_{mob} : masse du mobile ;
- v : vitesse linéaire.

Limites du référentiel (abc)

Le référentiel triphasé (abc) représente directement les grandeurs physiques réelles de la machine. Cependant, les équations sont fortement couplées et plus complexes à manipuler.

Pour cette raison, on préfère généralement utiliser les transformations de Clarke et de Park afin de passer aux référentiels :

- (α, β) fixe ;
- (d, q) tournant.

Ces transformations permettent de simplifier l'analyse et la commande du moteur linéaire asynchrone.

1.2.3.3 Équations dans le référentiel tournant (d, q)

Déterminer les composantes $[d, q]$ associées au système triphasé $[a, b, c]$ en appliquant la transformation appropriée, selon la figure ci-dessous.

Après l'application de la transformation de Park, les équations du moteur linéaire asynchrone sont exprimées dans le référentiel tournant (d, q) .

Les indices utilisés sont :

- ds, qs : axes direct et en quadrature du stator ;
- dr, qr : axes direct et en quadrature du rotor.

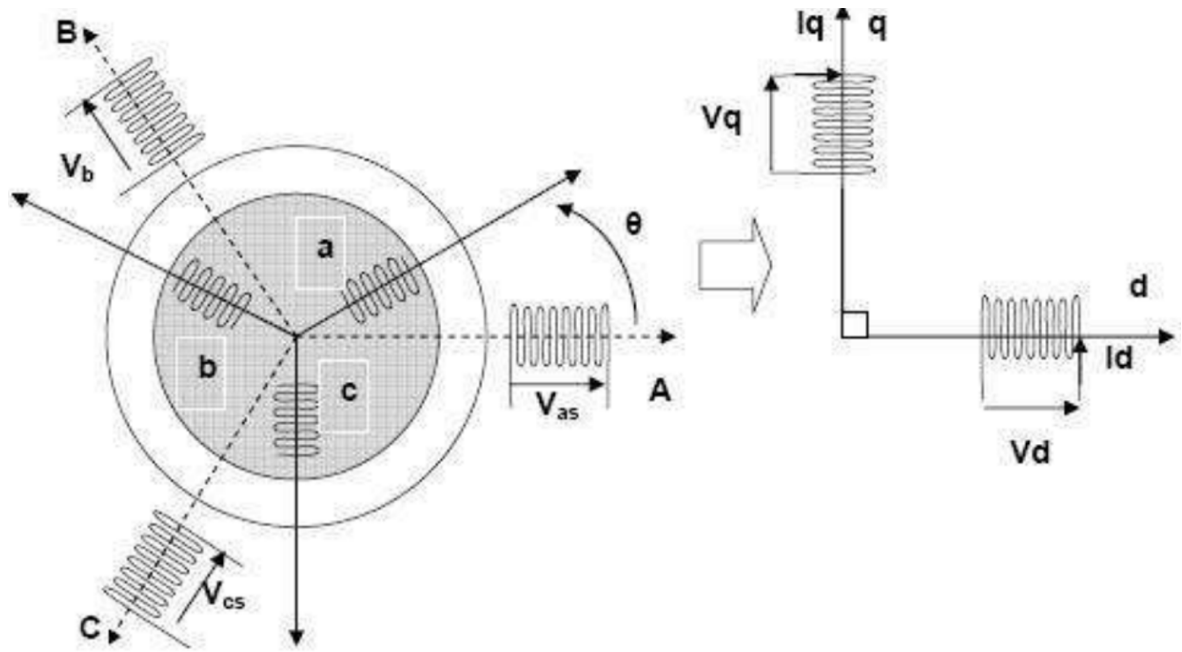


FIGURE 1.6 – Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente

Transformation de Park

La transformation de Park permet de passer du système triphasé (a, b, c) au système (d, q) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

où x peut représenter tension, courant ou flux.

Équations de tension du stator

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (1.4)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (1.5)$$

où :

- V_{ds}, V_{qs} : tensions statoriques ;
- i_{ds}, i_{qs} : courants statoriques ;
- ϕ_{ds}, ϕ_{qs} : flux statoriques ;
- R_s : résistance statorique ;
- ω_s : pulsation synchrone.

Équations de tension du rotor

Le secondaire étant court-circuité :

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (1.6)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (1.7)$$

avec :

$$\omega_r = \frac{\pi v}{\tau} \quad (1.8)$$

où :

- R_r : résistance rotorique ;
- ω_r : pulsation rotorique ;
- v : vitesse linéaire ;
- τ : pas polaire.

Équations des flux

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (1.9)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (1.10)$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (1.11)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (1.12)$$

où :

- L_s : inductance statorique ;
- L_r : inductance rotorique ;
- M : inductance mutuelle.

Force électromagnétique

La force électromagnétique du SLIM est donnée par :

$$F_e = \frac{3P\pi}{4\tau} \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.13)$$

Équation mécanique

L'équation mécanique de translation est

$$F_e - F_r = M_{mob} \frac{dv}{dt} \quad (1.14)$$

où :

- F_e : force électromagnétique ;
- F_r : force résistante ;
- M_{mob} : masse du mobile ;
- v : vitesse linéaire.

1.2.9 Phénomènes spécifiques au LIM — Effet d'extrémité

L'effet d'extrémité (*End Effect*) constitue l'un des phénomènes les plus caractéristiques du moteur linéaire asynchrone (LIM). Contrairement à la machine asynchrone rotative, dont le stator forme une structure fermée et périodique, le primaire du moteur linéaire possède une longueur finie. Cette discontinuité géométrique entraîne des perturbations du champ magnétique aux extrémités du primaire [2,3].

Lorsque l'onde magnétique glissante pénètre dans le secondaire au niveau de l'extrémité d'entrée ou le quitte au niveau de l'extrémité de sortie, des phénomènes transitoires apparaissent :

- **À l'extrémité d'entrée** : la variation rapide du flux magnétique induit des courants transitoires dans le secondaire, générant une force opposée au mouvement.
- **À l'extrémité de sortie** : les courants induits persistent après la disparition du champ magnétique, ce qui provoque également une force freinante.

Ces perturbations entraînent une diminution de la force de poussée utile ainsi qu'une augmentation des pertes électriques, particulièrement à grande vitesse.

Afin de prendre en compte ce phénomène dans la modélisation, un facteur correctif Q peut être introduit afin de modifier les paramètres du circuit équivalent du moteur.

Pour les faibles vitesses ($Q \rightarrow 1$), l'effet d'extrémité devient négligeable et le moteur linéaire se comporte de manière proche d'une machine asynchrone rotative équivalente. En revanche, à haute vitesse ($Q < 1$), les performances du moteur se dégradent sensiblement en raison de l'augmentation des effets transitoires.

1.2.10 Prise en compte de l'effet d'extrémité

Dans le moteur linéaire asynchrone (LIM), l'effet d'extrémité est un phénomène spécifique dû à la longueur finie du primaire. Contrairement à la machine rotative, le champ magnétique n'est pas parfaitement périodique le long de l'axe de déplacement [4][5].

Cet effet provoque :

- une diminution du flux magnétique ;
- une réduction de la force électromagnétique ;
- une augmentation des pertes ;
- une déformation des courants secondaires.

Pour modéliser ce phénomène, on introduit un coefficient correctif dépendant du facteur d'extrémité Q .

Facteur d'extrémité Q

Le facteur d'extrémité est défini par :

$$Q = \frac{lR_r}{L_r v} \quad (1.15)$$

où :

- l : longueur du primaire ;
- R_r : résistance rotorique ;
- L_r : inductance rotorique ;
- v : vitesse linéaire du mobile.

Le facteur Q représente l'influence du temps de passage du secondaire sous le primaire.

Fonction de correction $f(Q)$

L'effet d'extrémité est introduit à travers la fonction :

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (1.16)$$

Cette fonction modifie l'inductance mutuelle du moteur :

$$M_e = M(1 - f(Q)) \quad (1.17)$$

où :

- M_e : inductance mutuelle effective ;
- M : inductance mutuelle nominale.

Lorsque la vitesse augmente :

- Q diminue ;
- $f(Q)$ augmente ;
- le couplage magnétique devient plus faible.

Équations des flux avec effet d'extrémité

Les équations des flux deviennent :

$$\phi_{ds} = L_{ls}i_{ds} + M_e(i_{ds} + i_{dr}) \quad (1.18)$$

$$\phi_{qs} = L_{ls}i_{qs} + M_e i_{qr} \quad (1.19)$$

$$\phi_{dr} = L_{lr}i_{dr} + M_e(i_{ds} + i_{dr}) \quad (1.20)$$

$$\phi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + M_e i_{qs} \quad (1.21)$$

Équations de tension avec effet d'extrémité

Les équations statoriques deviennent :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (1.22)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (1.23)$$

Les équations rotoriques deviennent :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (1.24)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (1.25)$$

Force électromagnétique avec effet d'extrémité

La force de propulsion devient :

$$F_e = \frac{3P\pi M (1 - f(Q))}{4\tau (L_r - Mf(Q))} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.26)$$

Cette relation montre directement l'influence de l'effet d'extrémité sur la diminution de la force électromagnétique lorsque la vitesse augmente.

Machine Asynchrone Rotative (MAS)	Moteur Linéaire Asynchrone (SLIM)
Stator (enroulements fixes)	Primaire (enroulements actifs)
Rotor (cage ou bobinage)	Secondaire (plaque conductrice)
Couple C_e [N.m]	Force de poussée F [N]
Vitesse angulaire ω_r [rad/s]	Vitesse linéaire v [m/s]
Vitesse de synchronisme ω_s [rad/s]	Vitesse du champ $v_s = 2\tau f_s$ [m/s]
Nombre de paires de pôles p	Pas polaire τ [m] (π/τ remplace p)
Glissement $g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$	Glissement $g = \frac{v_s - v}{v_s}$
Moment d'inertie J [kg.m ²]	Masse mobile M_{mob} [kg]
Pas d'effet d'extrémité	Effet d'extrémité (<i>End Effect</i>)
Entrefer uniforme et fermé	Entrefer variable, structure ouverte

TABLE 1.1 – Correspondance entre la machine asynchrone rotative et le moteur linéaire asynchrone (SLIM)

1.2.11 Applications industrielles

Les moteurs linéaires asynchrones trouvent aujourd'hui de nombreuses applications dans différents secteurs industriels grâce à leurs performances dynamiques élevées, leur précision de positionnement et l'absence de mécanismes mécaniques intermédiaires [5][6].

- **Transport ferroviaire** : propulsion des trains à grande vitesse tels que le *Maglev* au Japon et le *Transrapid* en Allemagne, ainsi que les systèmes de métro automatique comme le *SkyTrain* de Vancouver et le métro de Toronto.
- **Automatisation industrielle** : convoyeurs à grande vitesse, tables de déplacement linéaire pour machines-outils CNC, robots industriels et systèmes de positionnement précis.
- **Défense et recherche** : accélérateurs électromagnétiques (*railguns*) et systèmes de catapultage électromagnétique des avions embarqués (*EMALS*) utilisés sur les porte-avions modernes.
- **Bâtiment et domotique** : portes automatiques coulissantes à haute vitesse, systèmes de déplacement linéaire et ascenseurs à entraînement direct.
- **Manutention et logistique** : systèmes de tri postal, convoyeurs automatisés et dispositifs de tri des bagages dans les aéroports.

1.2.12 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de présenter les bases théoriques, structurelles et technologiques du moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM), qui constitue l'objet principal de cette étude. À travers l'analogie établie avec la machine asynchrone rotative classique, il a été montré que le SLIM repose sur les mêmes principes électromagnétiques fondamentaux, tout en se distinguant par sa structure ouverte et son mouvement de translation directe.

Le principe de fonctionnement du moteur linéaire asynchrone a été détaillé en mettant en évidence la création du champ magnétique glissant par les enroulements triphasés du primaire, l'induction des courants dans le secondaire conducteur ainsi que la génération de la force de propulsion résultant de l'interaction électromagnétique. Les notions de vitesse de synchronisme, de glissement et de force de poussée ont également été introduites, car elles jouent un rôle essentiel dans l'analyse dynamique et la commande de la machine.

Les différentes classifications des moteurs linéaires ont ensuite été présentées selon la géométrie, la disposition des primaires et secondaires ainsi que la longueur des parties actives. Une attention particulière a été portée au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM), largement utilisé dans les applications industrielles modernes grâce à sa simplicité de construction, sa robustesse et ses bonnes performances dynamiques.

Ce chapitre a également permis de mettre en évidence les phénomènes spécifiques aux moteurs linéaires, notamment l'effet d'extrémité (*End Effect*), qui constitue l'une des principales différences par rapport à la machine rotative. Ce phénomène, lié à la longueur finie du

primaire, influence directement la répartition du flux magnétique, la force de propulsion et le rendement global de la machine, particulièrement à grande vitesse.

Par ailleurs, plusieurs domaines d'application des moteurs linéaires asynchrones ont été présentés, tels que le transport ferroviaire, les systèmes de convoyage, l'automatisation industrielle, les machines-outils, les ascenseurs linéaires et les systèmes de propulsion électromagnétique. Ces applications montrent l'intérêt croissant porté aux entraînements linéaires dans les systèmes industriels modernes.

L'ensemble des notions développées dans ce chapitre constitue une base essentielle pour la compréhension et l'analyse du moteur linéaire asynchrone.

Le chapitre suivant est dédié à l'étude et à la modélisation mathématique des différentes stratégies de commande scalaire, à travers le développement des équations qui en régissent le comportement dynamique.

CHAPITRE 2

GÉNÉRALITÉS SUR LA COMMANDE SCALAIRE

2.1 Introduction

La commande scalaire représente la méthode de commande la plus simple et la plus utilisée pour la variation de vitesse des machines asynchrones. Elle est dite « scalaire » car elle agit uniquement sur l'amplitude des grandeurs électriques (tension ou courant) ainsi que sur la fréquence d'alimentation, sans prendre en compte l'orientation spatiale du flux magnétique. Contrairement à la commande vectorielle (FOC), qui permet un contrôle indépendant du flux et du couple dans un référentiel tournant, la commande scalaire repose sur une approche plus simple basée sur le régime permanent sinusoïdal [1,2].

Cette technique dépend principalement du type de convertisseur utilisé, notamment les onduleurs de tension (VSI) ou de courant (CSI), l'onduleur de tension étant le plus répandu dans les applications de faible et moyenne puissance. Parmi les stratégies employées, la loi V/f constant demeure la plus utilisée dans le domaine industriel [3].

Dans ce chapitre, les différentes stratégies de commande scalaire appliquées à la machine asynchrone seront étudiées. Une attention particulière sera portée aux deux principales approches utilisées dans les entraînements électriques :

- la commande à rapport tension/fréquence constant (V/f);
- la commande à rapport courant/fréquence constant (I/f).

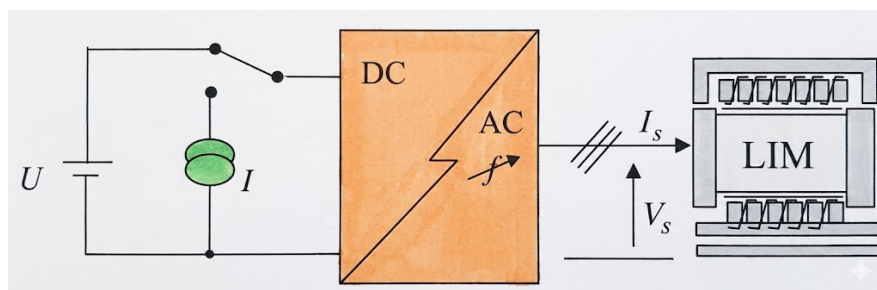


FIGURE 2.1 – Principe du réglage [1]

2.2 Analogie avec le moteur à courant continu (MCC)

2.2.1 Rappel des équations fondamentales du MCC

Le moteur à courant continu (MCC) à excitation séparée est historiquement la référence en matière de commande de vitesse à haute performance, grâce au découplage naturel entre le flux et le couple. Ses équations fondamentales sont régies par les relations suivantes [5][6] :

— **Circuit d'excitation (flux) :**

$$V_e = R_e \cdot I_e + L_e \cdot \frac{dI_e}{dt} \quad \rightarrow \quad \Phi = k_e \cdot I_e \quad (2.1)$$

— **Circuit d'induit (couple) :**

$$V_a = R_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + E \quad \text{avec} \quad E = k_E \cdot \Phi \cdot n \quad (2.2)$$

— **Couple et dynamique mécanique :**

$$C_e = k_T \cdot \Phi \cdot I_a \quad \text{et} \quad C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.3)$$

Le découplage est ici naturel : le flux Φ est commandé par le courant d'excitation I_e indépendamment de I_a , tandis que le couple C_e est piloté de manière linéaire par I_a pour un flux Φ donné.

Dans la zone de fonctionnement à flux constant ($0 \leq n \leq n_n$), la loi de commande s'exprime par :

$$V_a = k_E \cdot \Phi_n \cdot n + R_a \cdot I_a \quad \rightarrow \quad \frac{V_a}{n} \approx \text{cste} \quad (\text{pour } R_a \cdot I_a \text{ négligeable}) \quad (2.4)$$

Ce rapport constant $\frac{V_a}{n}$ constitue l'analogie direct du rapport $\frac{V_s}{f_s}$ exploité par la commande scalaire des machines alternatives.

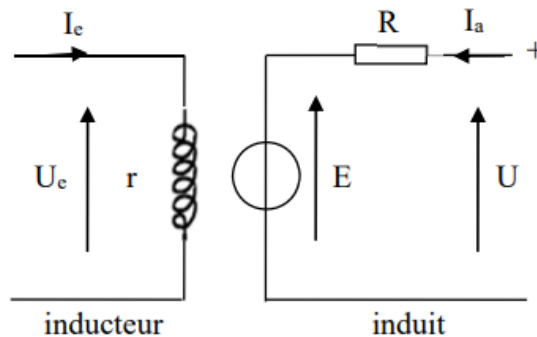


FIGURE 2.2 – Modèle électrique équivalent du MCC à excitation séparée [7]

2.2.2 Transposition au moteur linéaire asynchrone

Dans le moteur linéaire asynchrone (LIM), le flux magnétique dans l'entrefer est directement lié à la tension appliquée au primaire et à la fréquence d'alimentation. En régime permanent, et en négligeant la chute de tension statorique, le flux statorique peut être approximé par [7][8] :

$$\phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{V_s}{2\pi f_s} \quad (2.5)$$

Afin de maintenir le flux magnétique à sa valeur nominale, il est nécessaire de conserver constant le rapport entre la tension statorique et la fréquence d'alimentation. On obtient ainsi la loi fondamentale de la commande scalaire :

$$\frac{V_s}{f_s} = \frac{V_{s_nom}}{f_{s_nom}} = \text{constante} \quad (\text{Loi } V/f \text{ constant}) \quad (2.6)$$

De manière analogue, il est également possible de contrôler le flux à partir du courant statorique, ce qui conduit à la stratégie de commande en I/f .

Le tableau suivant présente l'analogie entre le moteur à courant continu (MCC) et le moteur linéaire asynchrone sous commande scalaire.

Moteur à Courant Continu (MCC)	Moteur Linéaire Asynchrone (LIM)
Flux Φ contrôlé par le courant d'excitation I_e	Flux ϕ_s contrôlé par le rapport V_s/f_s
Couple $C_e = k\Phi I_a$	Force de poussée F_e contrôlée par le glissement
Variation de vitesse par la tension d'induit V_a	Variation de vitesse par la fréquence f_s
Flux constant : $V_a/n = \text{cste}$	Flux constant : $V_s/f_s = \text{cste}$
Défluxage par diminution du flux	Défluxage par augmentation de f_s avec $V_s = V_{s_max}$
Mouvement rotatif	Mouvement linéaire
Couple mécanique	Force de propulsion

TABLE 2.1 – Analogie entre le MCC et le moteur linéaire asynchrone sous commande scalaire

2.2.3 Modèle en régime permanent et zones de fonctionnement

2.2.3.1 Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

En régime permanent sinusoïdal, les grandeurs électriques de la machine asynchrone varient de manière périodique à la pulsation statorique ω_s . Dans ce cas, les dérivées temporelles

deviennent nulles dans le référentiel tournant synchronisé, ce qui permet de simplifier les équations du modèle [9].

Les équations de tension statorique dans le repère dq s'écrivent :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \quad (2.7)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \quad (2.8)$$

Comme le secondaire est court-circuité, les tensions rotoriques sont nulles :

$$0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (2.9)$$

$$0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (2.10)$$

où :

- R_s : résistance statorique ;
- R_r : résistance rotorique ;
- ω_s : pulsation synchrone ;
- ω_r : pulsation rotorique.

Les équations des flux sont données par :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (2.11)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (2.12)$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (2.13)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (2.14)$$

avec :

- L_s : inductance statorique ;
- L_r : inductance rotorique ;
- M : inductance mutuelle.

Le glissement de la machine est défini par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.15)$$

Le modèle équivalent en régime permanent permet d'obtenir l'expression de la force électromagnétique du moteur linéaire asynchrone :

$$F_e = \frac{3p\pi}{\tau\omega_s} \frac{V_s^2 \frac{R_r}{g}}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + (L_r\omega_s)^2} \quad (2.16)$$

où :

- F_e : force électromagnétique (N);
- p : nombre de paires de pôles;
- V_s : tension statorique (V);
- g : glissement;
- ω_s : pulsation synchrone (rad/s);
- R_r : résistance rotorique ramenée au stator (Ω);
- L_r : inductance rotorique (H);
- τ : pas polaire de la machine linéaire (m);
- π/τ : facteur de conversion du modèle rotatif vers le modèle linéaire.

Pour de faibles valeurs du glissement, la force devient approximativement proportionnelle au glissement :

$$F_e \approx \frac{3p\pi}{\tau R_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 g \omega_s \quad (2.17)$$

Cette relation montre que la force électromagnétique dépend du glissement lorsque le rapport V_s/f_s est maintenu constant. Ce principe constitue la base de la commande scalaire des moteurs asynchrones et des moteurs linéaires asynchrones.

2.2.3.2 Modèle en régime permanent

En régime permanent sinusoïdal, le moteur linéaire asynchrone est représenté par un circuit équivalent analogue à celui de la machine asynchrone rotative [10] :

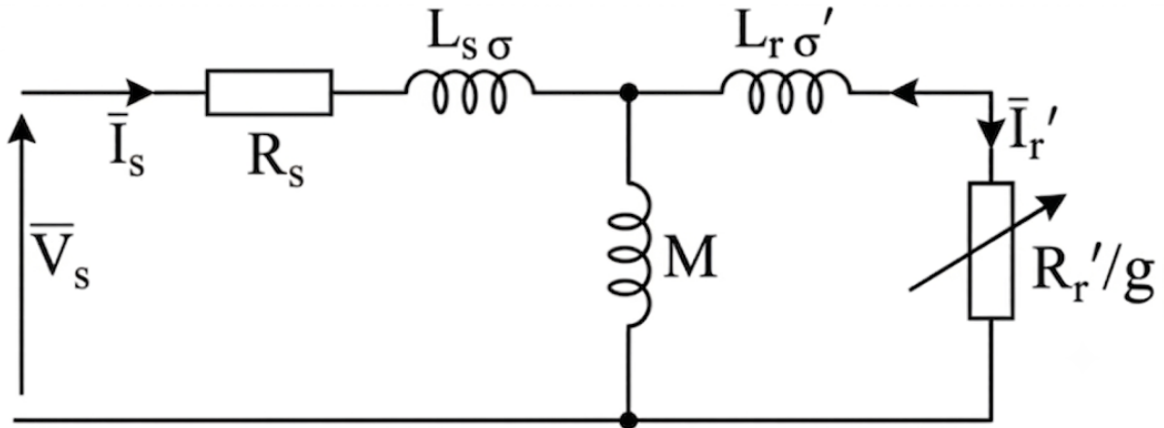


FIGURE 2.3 – Modèle en T par phase ramené au primaire d'un moteur linéaire asynchrone [7]

2.2.4 Calcul du modèle de la machine asynchrone en régime permanent

Dans cette étude, le modèle de la machine asynchrone en régime permanent est établi dans le référentiel tournant dq . Les tensions statoriques triphasées équilibrées sont données par [10] :

$$V_{ds} = V_s \quad ; \quad V_{qs} = 0 \quad (2.18)$$

En utilisant la notation complexe :

$$\bar{X} = X_d + jX_q \quad (2.19)$$

les équations électriques de la machine peuvent être écrites sous la forme :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\phi}_s \quad (2.20)$$

En régime permanent sinusoïdal, le terme dérivé devient nul, d'où :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\phi}_s \\ 0 = R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (2.21)$$

où g représente le glissement de la machine.

Les flux statorique et rotorique sont donnés par :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (2.22)$$

En remplaçant les expressions des flux dans les équations de tension, on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \omega_s \bar{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + jL_r \omega_s \bar{I}_r + jM \omega_s \bar{I}_s \end{cases} \quad (2.23)$$

Afin de simplifier le schéma équivalent, les paramètres rotoriques sont ramenés au stator. Les inductances de fuite sont regroupées au rotor en introduisant :

$$N_r = L_r \sigma \quad (2.24)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (2.25)$$

Les grandeurs ramenées au stator sont définies par :

$$\begin{cases} N'_r = \frac{N_r}{m^2} \\ R'_r = \frac{R_r}{m^2} \\ \bar{I}'_r = m \bar{I}_r \end{cases} \quad (2.26)$$

où :

$$m = \frac{M}{L_s} \quad (2.27)$$

Les équations électriques deviennent alors :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j L_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j N'_r \omega_s \bar{I}'_r + j L_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases} \quad (2.28)$$

2.2.5 Force électromagnétique en régime permanent

La puissance transmise au rotor est donnée par [10] :

$$P_{tr} = 3 \frac{R'_r}{g} |I'_r|^2 \quad (2.29)$$

Le courant rotorique ramené au stator est :

$$I'_r = \frac{V_s}{\frac{R'_r}{g} + j N'_r \omega_s} \quad (2.30)$$

La force électromagnétique développée par le moteur linéaire asynchrone est alors :

$$F_e = \frac{3p}{\omega_s} \frac{\pi}{\tau} \frac{V_s^2 \frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \quad (2.31)$$

La tension statorique et le flux statorique sont liés par :

$$V_s \approx j \omega_s \phi_s \quad (2.32)$$

La force électromagnétique peut donc s'exprimer en fonction du flux statorique :

$$F_e = \frac{3\pi p R'_r \phi_s^2 \omega_s}{\tau [R_r'^2 + (g N'_r \omega_s)^2]} \quad (2.33)$$

Elle peut également être exprimée en fonction du flux rotorique :

$$F_e = \frac{3\pi p \omega_r \phi_r^2}{\tau R_r} \quad (2.34)$$

Ces expressions montrent que la force électromagnétique dépend principalement :

- du flux statorique ou rotorique ;
- de la pulsation rotorique ;
- du glissement.

2.2.6 Commande scalaire à flux constant

Le principe de la commande scalaire consiste à maintenir le rapport tension/fréquence constant afin de conserver un flux magnétique constant dans la machine [10] :

$$\frac{V_s}{f_s} = \text{constante} \quad (2.35)$$

À basse vitesse, la chute de tension dans la résistance statorique devient importante. Une compensation de tension est alors ajoutée :

$$V_s^* = V_0 + K f_s \quad (2.36)$$

où :

- V_0 : tension de compensation ;
- K : constante de la loi V/f .

Le contrôle indirect du flux conduit finalement à la loi de commande suivante :

$$V_s = \phi_s^* \sqrt{(\omega_s L_s)^2 + (R_s)^2} \quad (2.37)$$

Cette relation constitue la base de la commande scalaire du moteur linéaire asynchrone utilisée dans cette étude.

2.2.6.1 Zones de fonctionnement

Le fonctionnement du moteur linéaire asynchrone se divise en deux régions principales.

Zone 1 : fonctionnement à flux constant Pour :

$$0 \leq f_s \leq f_{s_nom}$$

le rapport V_s/f_s reste constant, ce qui impose :

$$\phi_s = \phi_{s_nom} = \text{constante}$$

Dans cette région, la force maximale reste pratiquement constante tandis que la vitesse augmente proportionnellement à la fréquence.

Zone 2 : fonctionnement en défluxage Lorsque :

$$f_s > f_{s_nom}$$

la tension statorique atteint sa valeur maximale imposée par l'onduleur :

$$V_s = V_{s_max}$$

Le flux diminue alors inversement avec la fréquence :

$$\phi_s = \frac{V_s}{2\pi f_s}$$

Par conséquent, la force maximale décroît progressivement, tandis que la puissance mécanique reste approximativement constante[8].

2.2.6.2 Compensation de la chute de tension à basse vitesse

À basse fréquence, la chute de tension dans la résistance statorique $R_s I_s$ devient importante devant la force contre-électromotrice. L'application stricte de la loi V/f provoque alors un sous-fluxage de la machine et une diminution de la force de démarrage [11].

Pour compenser ce phénomène, une tension supplémentaire appelée *boost de tension* est ajoutée :

$$V_s^* = \frac{V_{s_nom}}{\omega_{s_nom}} \omega_s + V_0 \quad (2.38)$$

où V_0 représente la tension de compensation à basse vitesse.

Moteur à Courant Continu (MCC)	LIM — Commande scalaire
Flux ϕ contrôlé par I_e (excitation)	Flux ϕ_s contrôlé par V_s/f_s
Couple $C_e = k_T \cdot \Phi \cdot I_a$ — contrôlé par I_a	Force F contrôlée par ω_{sl} (glissement)
Variation de vitesse : varier V_a	Variation de vitesse : varier f_s
Flux constant $\leftrightarrow V_a/n = \text{cste}$	Flux constant $\leftrightarrow V_s/f_s = \text{cste}$
Défluxage : $V_a = V_{a_max}$, diminuer I_e	Défluxage : $V_s = V_{s_max}$, augmenter f_s
Découplage naturel flux/couple	Découplage partiel (régime permanent)
Régulateur de courant d'induit	Régulateur de vitesse (PI)
Trans. f. méc. : couple $\rightarrow$ rotation (rotatif)	Trans. f. méc. : force $\rightarrow$ translation (linéaire)

TABLE 2.2 – Analogie entre le MCC et le LIM sous commande scalaire.

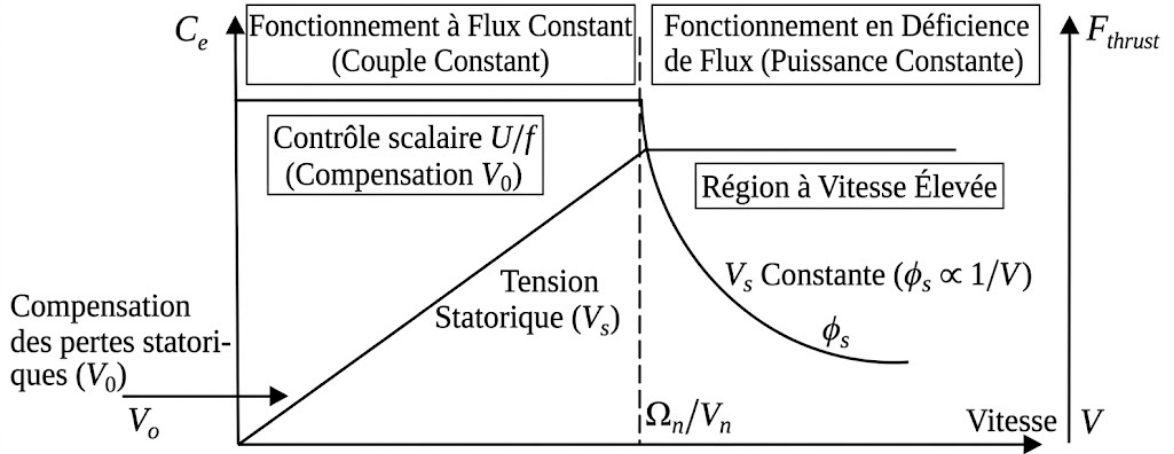


FIGURE 2.4 – Caractéristiques de fonctionnement du Moteur Linéaire Asynchrone (LIM) sous contrôle scalaire [1]

2.3 Types de Commande Scalaire

2.3.1 Commande Scalaire V/f en Boucle Ouverte

2.3.1.1 Principe fondamental

En régime permanent sinusoïdal, si l'on néglige la chute de tension aux bornes de la résistance statorique R_s , la tension simple d'alimentation par phase V_s s'exprime en fonction du flux statorique Φ_s et de la pulsation électrique ω_s par la relation suivante [12] :

$$V_s \approx \omega_s \cdot \Phi_s = 2\pi f_s \cdot \Phi_s \quad (2.39)$$

Il découle directement de cette approximation que le module du flux statorique est proportionnel au rapport entre la tension et la fréquence d'alimentation :

$$\Phi_s \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V_s}{f_s} \quad (2.40)$$

Ainsi, pour maintenir le flux magnétique à sa valeur nominale (Φ_{sn}) et éviter tant la saturation du circuit magnétique (source d'échauffements et de distorsions harmoniques) que son sous-fluxage (qui altère la capacité de couple de la machine), il est nécessaire de maintenir ce rapport constant sur toute la plage de vitesse :

$$\frac{V_s}{f_s} = \text{cste} = \frac{V_{sn}}{f_{sn}} = k \quad (2.41)$$

où V_{sn} et f_{sn} représentent respectivement la tension et la fréquence nominales de la machine.

La loi de commande linéaire qui en découle est définie par :

$$V_s^* = k \cdot f_s \quad (2.42)$$

2.3.1.2 Limitation à basse vitesse et compensation (Boost de tension)

L'hypothèse $V_s \approx \omega_s \Phi_s$ n'est plus vérifiée à basse fréquence. En effet, lorsque f_s tend vers zéro, la tension V_s diminue proportionnellement et devient du même ordre de grandeur que la chute ohmique aux bornes de la résistance statorique ($R_s I_s$). L'équation réelle de la tension s'écrit :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s \vec{\Phi}_s \quad (2.43)$$

À basse fréquence ($R_s I_s \gg \omega_s \Phi_s$), la majeure partie de la tension appliquée est absorbée par la résistance R_s . Le flux statorique s'effondre, ce qui réduit drastiquement le couple maximal disponible et peut empêcher le démarrage du moteur en charge.

Pour pallier ce problème, une technique dite de *Boost de tension* est injectée dans la loi de commande. Elle consiste à imposer une tension résiduelle minimale V_0 à fréquence nulle :

$$V_s^* = k \cdot f_s + V_0 \quad (2.44)$$

La valeur de V_0 est dimensionnée empiriquement ou par calcul pour compenser exactement le terme $R_s I_s$ au démarrage, garantissant ainsi un couple suffisant dès les basses vitesses.

2.3.2 Commande V/f avec Zone de Défluxage (Survitesse)

Lorsque la fréquence d'alimentation dépasse la fréquence nominale de la machine ($f_s > f_{sn}$), la tension requise par la loi $V_s = k \cdot f_s$ dépasserait la tension maximale assignée à l'onduleur ou tolérée par les isolants du stator (V_{max}).

Dès lors, la tension est plafonnée à sa valeur nominale :

$$V_s^* = V_{sn} = V_{max} \quad (2.45)$$

Dans cette zone de fonctionnement, appelée zone de *défluxage* ou d'affaiblissement de flux, le flux statorique décroît de manière inversement proportionnelle à la pulsation :

$$\Phi_s \propto \frac{1}{\omega_s} \quad (2.46)$$

La formulation globale du flux de référence sur l'ensemble de la plage de vitesse se résume ainsi :

$$\Phi_s^* = \begin{cases} \Phi_{sn} & \text{si } \omega_s \leq \omega_{sn} \quad (\text{Zone à couple constant}) \\ \Phi_{sn} \frac{\omega_{sn}}{\omega_s} & \text{si } \omega_s > \omega_{sn} \quad (\text{Zone à puissance constante}) \end{cases} \quad (2.47)$$

Le couple maximal décroît dans cette zone, mais cette méthode permet d'étendre la plage de vitesse du moteur au-delà de ses limites nominales.

2.3.3 Bloc de Saturation

Le bloc *Saturation* de MATLAB/Simulink est utilisé pour limiter les signaux de commande aux valeurs maximales et minimales autorisées par le système. Son rôle est de garantir que la sortie du régulateur reste compatible avec les contraintes de l'onduleur et de la machine.

Le fonctionnement du bloc est défini par :

$$y(t) = \begin{cases} U_{\max}, & \text{si } u(t) > U_{\max}, \\ u(t), & \text{si } U_{\min} \leq u(t) \leq U_{\max}, \\ U_{\min}, & \text{si } u(t) < U_{\min}. \end{cases} \quad (2.48)$$

où :

- $u(t)$: signal d'entrée ;
- $y(t)$: signal de sortie ;
- $U_{\max}$: limite supérieure ;
- $U_{\min}$: limite inférieure.

Dans ce travail, ce bloc est placé à la sortie du régulateur PI afin de limiter la fréquence (ou la pulsation de glissement) de référence. Il protège l'onduleur contre les commandes excessives et améliore la stabilité du système en évitant la saturation du régulateur.

NB : Le bloc *Saturation* de Simulink ne modélise pas la saturation magnétique de la machine ; il sert uniquement à limiter numériquement les signaux de commande.

2.3.4 Commande V/f en Boucle Fermée

Bien que la commande en boucle ouverte soit satisfaisante pour des applications de ventilation ou de pompage, elle s'avère imprécise face à des impacts de charge variables. En effet, le glissement de la machine augmente avec le couple résistant, ce qui entraîne une baisse de la vitesse réelle.

Pour y remédier, une boucle de régulation de vitesse est implantée. La structure générale utilise la mesure de la vitesse mécanique Ω_r (via un encodeur) pour la comparer à la consigne Ω_r^* .

2.3.3.1 Génération du glissement et de la pulsation

L'erreur de vitesse $e(t) = \Omega_r^* - \Omega_r$ est traitée par un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) qui génère la pulsation de glissement de référence ω_{sl}^* nécessaire pour compenser la charge :

$$\omega_{sl}^*(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.49)$$

La pulsation statorique de commande ω_s est ensuite reconstruite en sommant la vitesse électrique du rotor (multipliée par le nombre de paires de pôles p) et cette pulsation de glissement :

$$\omega_s = p \cdot \Omega_r + \omega_{sl}^* \quad (2.50)$$

Cette structure de commande permet de maintenir la vitesse de rotation parfaitement stable, indépendamment des perturbations mécaniques appliquées sur l'arbre.

2.3.3.2 Commande Scalaire avec Estimation du Flux Statorique

Pour s'affranchir de la dépendance stricte aux caractéristiques statiques de la loi V/f , des structures plus évoluées estiment en temps réel le flux interne à partir des mesures de tensions et de courants statoriques.

En utilisant les transformations de Concordia ou de Park, les composantes du flux statorique dans le repère fixe (α, β) sont calculées par intégration temporelle directe :

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (2.51)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (2.52)$$

Le module du flux statorique estimé est alors défini par :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.53)$$

Cette estimation permet de concevoir une boucle fermée de régulation de flux, ajustant dynamiquement la tension de l'onduleur pour maintenir $|\Phi_s| = \Phi_{sn}$, éliminant ainsi les approximations liées au Boost de tension fixe V_0 . Elle reste toutefois sensible à la dérive de l'intégrateur pur à très basse fréquence.

2.3.5 Modèle dynamique du moteur linéaire asynchrone (LIM)

Le bloc final représente les équations d'état électriques et mécaniques du LIM. À partir des tensions réelles fournies par l'onduleur, il simule le comportement dynamique de la machine et renvoie les grandeurs de sortie : les courants statoriques, la force de poussée

électromagnétique F_e , ainsi que la vitesse linéaire réelle v qui reboucle le système.

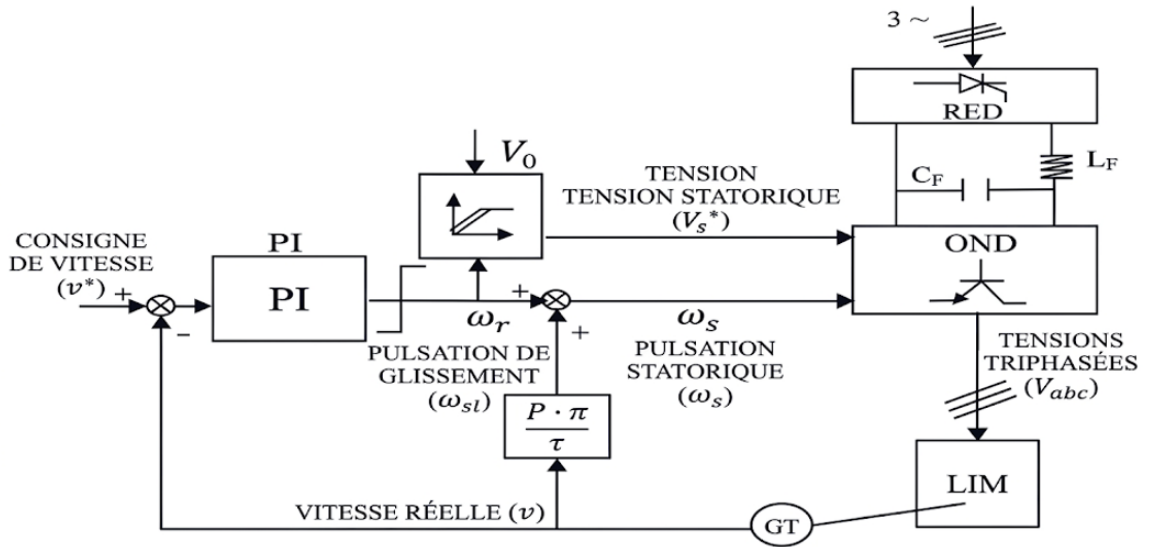


FIGURE 2.5 – Structure générale de la chaîne de puissance et de contrôle d'une commande scalaire V/f en boucle fermée [1]

2.3.4.1 Bloc de défluxage et synthèse du régulateur de vitesse

Le bloc fonctionnel de défluxage adapte en temps réel l'amplitude de la tension de consigne V_{ref} injectée à l'onduleur. Son rôle principal est d'assurer la transition entre les deux régions fondamentales de fonctionnement de la machine :

- la zone à flux constant, correspondant au fonctionnement nominal ;
- la zone de défluxage, correspondant aux vitesses supérieures à la vitesse nominale.

Dans la première région, le rapport V/f est maintenu constant afin de conserver le flux magnétique dans l'entrefer à sa valeur nominale. Lorsque la fréquence d'alimentation dépasse la fréquence nominale, la tension maximale disponible à la sortie de l'onduleur devient limitée par la tension du bus continu. Il n'est alors plus possible d'augmenter simultanément la tension et la fréquence.

Le fonctionnement en défluxage consiste donc à maintenir la tension à sa valeur maximale tout en augmentant la fréquence statorique. Le flux magnétique décroît alors progressivement selon une loi inversement proportionnelle à la fréquence :

$$\phi_s = \frac{V_s}{2\pi f_s}$$

Cette stratégie permet d'étendre la plage de vitesse du moteur tout en maintenant une puissance approximativement constante.

Pour la synthèse du régulateur de vitesse, la dynamique électrique du moteur est considérée beaucoup plus rapide que la dynamique mécanique. Dans cette hypothèse, le comportement

du système peut être approximé par un modèle du premier ordre défini par la masse mobile M_{mob} et le coefficient de frottement visqueux B_v .

La fonction de transfert mécanique simplifiée reliant la vitesse linéaire à la pulsation de glissement de référence s'écrit :

$$\frac{v(s)}{\omega_{sl}^*(s)} = \frac{K_{\text{mec}}}{1 + \tau_m s}$$

avec :

$$\tau_m = \frac{M_{\text{mob}}}{B_v}$$

où :

- K_{mec} représente le gain mécanique global ;
- τ_m est la constante de temps mécanique du système ;
- M_{mob} désigne la masse du mobile ;
- B_v représente le coefficient de frottement visqueux.

Le correcteur PI est ensuite dimensionné afin d'obtenir :

- une réponse rapide ;
- une bonne stabilité dynamique ;
- une erreur statique nulle en régime permanent.

L'action proportionnelle améliore la rapidité de correction des écarts de vitesse, tandis que l'action intégrale compense les perturbations permanentes telles que les variations de charge mécanique ou les forces résistantes appliquées au mobile.

Cette structure de commande assure ainsi un suivi satisfaisant de la vitesse de référence tout en maintenant un flux magnétique compatible avec les conditions de fonctionnement du moteur linéaire asynchrone.

2.4 Commande Scalaire I/f (Commande en Courant)

2.4.1 Principe et modélisation

La commande I/f constitue une alternative robuste où l'on choisit d'imposer directement le courant statorique plutôt que la tension. Le principe repose sur le fait que le flux est intimement lié à la composante magnétisante du courant. En maintenant un rapport constant entre l'amplitude du courant statorique I_s et sa fréquence, on stabilise le flux de manière indirecte :

$$\frac{I_s}{f_s} = \text{cste} \implies I_s^* = I_{sn} \cdot \frac{f_s}{f_{sn}} \quad (2.54)$$

En approximant le comportement magnétique par l'inductance mutuelle principale L_m ,

le lien flux-courant se simplifie sous la forme :

$$\Phi_s \approx L_m \cdot I_s \propto \frac{I_s}{f_s} = \text{cste} \quad (2.55)$$

2.4.2 Génération des consignes triphasées

À partir du module I_s^* calculé et de l'angle statorique obtenu par intégration de la pulsation ($\theta_s = \int \omega_s dt$), le système génère les trois courants sinusoïdaux de référence en quadrature spatiale :

$$i_a^* = \sqrt{2}I_s^* \cdot \sin(\theta_s) \quad (2.56)$$

$$i_b^* = \sqrt{2}I_s^* \cdot \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.57)$$

$$i_c^* = \sqrt{2}I_s^* \cdot \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.58)$$

Ces consignes sont ensuite imposées physiquement aux enroulements de la machine via un régulateur de courant (généralement à hystérésis ou MLI intersective) pilotant l'onduleur. Cette approche offre une protection native du système contre les surintensités.

2.4.3 Principe du contrôle de flux par le courant statorique

La stratégie de commande scalaire à I/f constant constitue une alternative à la commande classique à V/f constant. Contrairement à cette dernière, où le flux est contrôlé indirectement à travers la tension statorique, la commande I/f agit directement sur l'amplitude du courant statorique afin d'imposer un flux d'entrefer quasi constant.

Cette approche repose sur le fait que le courant statorique comporte une composante magnétisante directement responsable de la création du flux dans la machine. En régime permanent, la relation entre le courant statorique et le flux peut être écrite sous la forme :

$$I_s = \frac{\phi_s}{L_s} \sqrt{1 + (\omega_r \tau_r)^2} \quad (2.59)$$

avec :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.60)$$

où :

- I_s : courant statorique ;
- ϕ_s : flux statorique ;
- L_s : inductance statorique ;
- L_r : inductance rotorique ;
- R_r : résistance rotorique ;

- ω_r : pulsation rotorique ;
- τ_r : constante de temps rotorique.

Cette relation montre que le courant nécessaire au maintien du flux dépend de la vitesse et du glissement de la machine. Lorsque le glissement reste faible, le courant statorique se réduit essentiellement à sa composante magnétisante, ce qui conduit à l'approximation :

$$I_s^* \approx \frac{\phi_{s,nom}}{L_s} \quad (2.61)$$

Ainsi, pour conserver le flux magnétique à sa valeur nominale, la commande impose une référence de courant pratiquement constante dans la zone nominale de fonctionnement.

Cependant, les variations de température, les phénomènes de saturation magnétique et les variations paramétriques de la machine modifient les conditions réelles de fonctionnement. Afin de compenser ces effets, la loi I/f introduit une correction dépendant de la vitesse rotorique :

$$I_s^* = \frac{\phi_{s,nom}}{L_s} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_r L_r}{R_r} \right)^2} \quad (2.62)$$

Cette expression permet d'adapter automatiquement le courant statorique afin de maintenir le flux d'entrefer pratiquement constant sur toute la plage de fonctionnement du moteur linéaire asynchrone.

La commande I/f présente plusieurs avantages importants :

- un meilleur contrôle du flux magnétique ;
- une réduction des effets liés aux variations de résistance statorique ;
- une meilleure stabilité à basse vitesse ;
- une amélioration de la qualité du courant absorbé ;
- une réduction des ondulations de force électromagnétique.

En revanche, cette stratégie nécessite une mesure ou une estimation plus précise du courant et du flux, ce qui augmente légèrement la complexité de la commande.

2.4.4 Structure de la commande et génération des courants de référence

La mise en oeuvre de la commande scalaire à I/f constant repose sur un onduleur de tension triphasé alimentant le primaire du moteur linéaire asynchrone. L'onduleur est piloté par une boucle interne de régulation de courant permettant d'imposer les courants statoriques de référence générés par l'algorithme de commande.

L'architecture fonctionnelle de la simulation comprend plusieurs sous-systèmes interconnectés assurant respectivement [11][12] :

- la génération de la vitesse de référence ;
- la régulation de vitesse ;
- l'estimation du flux ;

- la génération des courants de référence ;
- la modulation de l'onduleur ;
- la simulation dynamique du SLIM.

Le système débute par un générateur de consigne fournissant la vitesse linéaire de référence du mobile. Cette consigne est comparée à la vitesse réelle mesurée, ce qui produit une erreur de vitesse appliquée à un régulateur PI.

Le régulateur PI de vitesse élabore alors la pulsation de glissement de référence nécessaire à la production de la force électromagnétique. Cette grandeur permet de contrôler directement la poussée développée par le moteur.

Un bloc d'estimation de flux calcule ensuite le flux rotorique à partir des courants statoriques, notamment de la composante directe i_{ds} . Le flux estimé est comparé à une consigne de flux constante afin de maintenir le moteur dans sa zone nominale de fonctionnement.

La boucle de régulation de flux génère alors l'amplitude optimale du courant statorique de référence I_s^* , permettant de maintenir le flux magnétique constant malgré les perturbations mécaniques et les variations de charge.

Les courants triphasés de référence sont ensuite synthétisés à partir de l'amplitude I_s^* et de la position instantanée du champ tournant θ_s . Les références de courant sont données par :

$$\begin{cases} i_a^* = \sqrt{2}I_s^* \sin(\theta_s) \\ i_b^* = \sqrt{2}I_s^* \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c^* = \sqrt{2}I_s^* \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.63)$$

Ces courants de référence sont ensuite comparés aux courants réels mesurés dans les phases du moteur. L'erreur obtenue alimente le modulateur de courant qui génère les signaux logiques de commande des interrupteurs IGBT de l'onduleur.

La technique de modulation utilisée peut être une commande par hystérésis, une MLI sinus-triangle ou une modulation vectorielle SVPWM selon les performances recherchées.

L'onduleur synthétise alors les tensions triphasées appliquées au primaire du moteur linéaire. Le bloc représentant le SLIM calcule enfin l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la machine :

- courants statoriques et rotoriques ;
- flux magnétiques ;
- force électromagnétique ;
- vitesse linéaire du mobile ;
- position du secondaire.

Cette structure de commande permet d'obtenir une meilleure maîtrise du flux magnétique et une amélioration significative des performances dynamiques du moteur linéaire asynchrone, particulièrement à basse vitesse et lors des variations de charge.

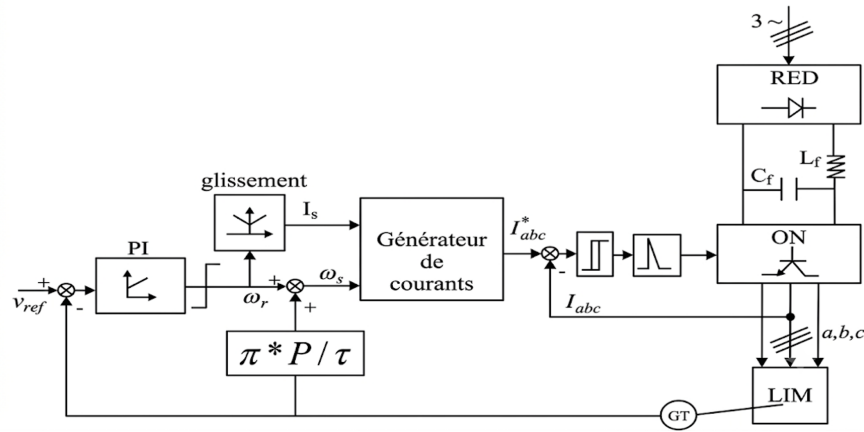


FIGURE 2.6 – générale de la chaîne de puissance et de contrôle d'une commande scalaire I/f en boucle fermée dédiée au LIM [12]

2.5 Comparaison synoptique des lois V/f et I/f

Le tableau 2.3 présente une analyse comparative détaillée des deux structures de commande scalaire appliquées au moteur linéaire asynchrone.

Critère	Loi V/f constant	Loi I/f constant
Principe	Contrôle tension / fréquence	Contrôle courant / fréquence
Grandeur imposée	$V_s = K f + V_0$	$I_s = f(\text{flux}_{ref}, \omega_r)$
Qualité du flux	Approximativement constant	Parfaitement régulé en boucle fermée
Basse vitesse	Dégradée (compensation V_0)	Excellente (dynamique directe)
Réponse dynamique	Relativement lente	Rapide (boucle interne de courant)
Sensibilité	Sensible à la résistance R_s	Sensible aux inductances L_r, R_r
Pertes globales	Harmoniques de courant élevés	Atténuées

TABLE 2.3 – Comparaison des caractéristiques de fonctionnement des lois V/f et I/f .

2.6 Conclusion

Ce deuxième chapitre a permis d'établir les fondements théoriques nécessaires à la compréhension et à l'analyse des différentes stratégies de commande scalaire appliquées au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM).

À partir de l'analogie avec la machine asynchrone rotative, le principe de production de la force électromagnétique et le rôle du flux dans l'entrefer ont été mis en évidence. Cette analyse a montré que le contrôle du comportement dynamique du moteur repose essentiellement sur

la régulation du flux magnétique, ainsi que sur l'adaptation de la fréquence et de l'amplitude de l'alimentation.

Deux principales approches ont été étudiées dans ce chapitre : la commande scalaire à tension/fréquence constante (V/f) et la commande scalaire à courant/fréquence constante (I/f). La première méthode repose sur une loi simple permettant de maintenir approximativement constant le flux statorique, tandis que la seconde agit directement sur la composante magnétisante du courant, offrant ainsi une meilleure précision de contrôle du flux.

L'étude comparative entre ces deux stratégies a permis de mettre en évidence leurs différences en termes de performance dynamique et de robustesse. En particulier, la commande I/f présente de meilleures performances à basse vitesse ainsi qu'une meilleure maîtrise du flux, au prix d'une complexité de mise en œuvre légèrement supérieure.

Par ailleurs, les différentes zones de fonctionnement de la machine ont été analysées, notamment la région à flux constant et la zone de défluxage à haute vitesse, où la limitation de la tension impose une réduction progressive du flux magnétique.

L'ensemble de ces développements constitue une base théorique indispensable pour la mise en œuvre et la simulation des lois de commande scalaire du SLIM sous MATLAB/Simulink. Le chapitre suivant sera consacré à l'implémentation numérique des stratégies V/f et I/f , ainsi qu'à l'analyse comparative des résultats obtenus en termes de vitesse, de flux, de courants et de force de propulsion électromagnétique.

CHAPITRE 3

RÉSULTATS DE SIMULATION

3.1 Introduction

Ce chapitre constitue le cœur applicatif de ce mémoire. Il présente la mise en œuvre, sous l'environnement MATLAB/Simulink, des stratégies de commande scalaire appliquées au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM), tout en mettant en évidence les performances obtenues dans différentes conditions de fonctionnement.

La transition d'un modèle rotatif classique vers une topologie linéaire impose la prise en compte de spécificités physiques importantes. Parmi celles-ci, les effets d'extrémité (*end effects*) occupent une place essentielle, car ils influencent directement les performances électromagnétiques et dynamiques du moteur. Une attention particulière est donc accordée à leur modélisation ainsi qu'à leur intégration dans le modèle de simulation.

L'organisation de ce chapitre est structurée comme suit :

- **Résultats de simulation du moteur linéaire asynchrone avec effet d'extrémité :** analyse du comportement dynamique du SLIM en présence des effets d'extrémité afin de mettre en évidence les caractéristiques intrinsèques du système.
- **Synthèse analytique des correcteurs PI :** présentation de la méthode de calcul et de réglage des correcteurs proportionnel–intégral utilisés dans les différentes boucles de commande.
- **Analyse et interprétation des résultats de simulation de la commande scalaire V/f :** étude des performances obtenues en termes de vitesse, de flux magnétique et de réponse dynamique.
- **Analyse et interprétation des résultats de simulation de la commande scalaire I/f :** évaluation du comportement du système sous commande courant/fréquence et comparaison des performances obtenues.
- **Comparaison des stratégies de commande :** comparaison des performances des commandes V/f et I/f afin d'identifier leurs avantages et leurs limites respectives.

3.2 Résultats de simulation de la machine asynchrone linéaire avec effet d'extrémité

La simulation a été réalisée à l'aide de l'environnement Simulink sous Matlab.

Dans cette partie, nous présentons la simulation numérique d'une machine à induction linéaire, basée sur le modèle élaboré à partir des équations mathématiques développer précédemment.

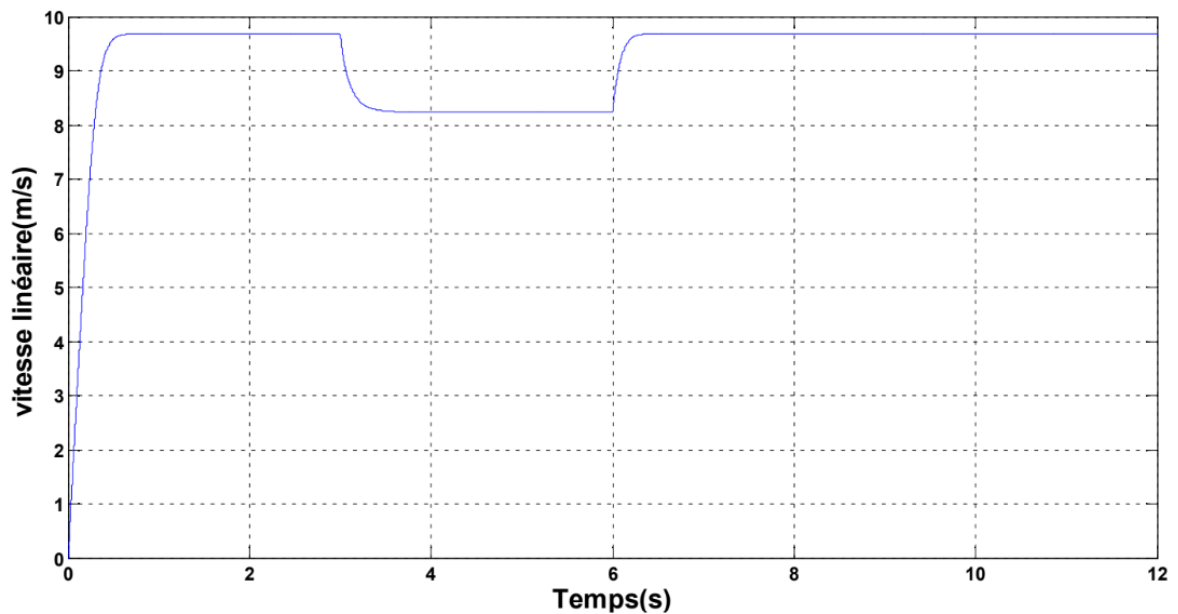


FIGURE 3.1 – Évolution de la vitesse linéaire du SLIM en fonction du temps en présence de l'effet d'extrémité

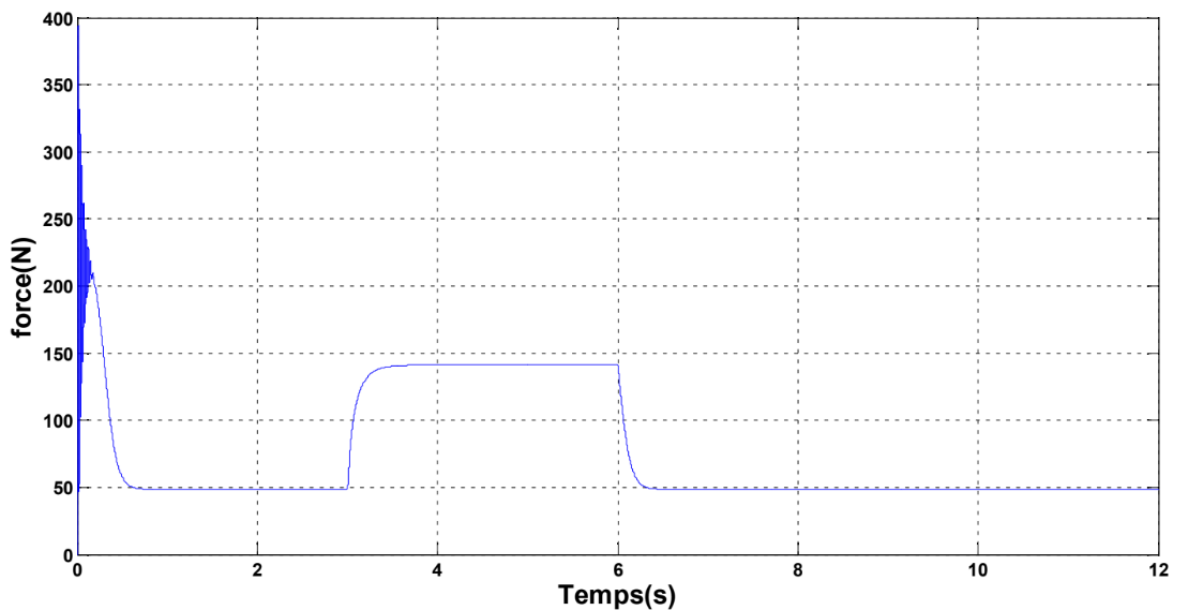
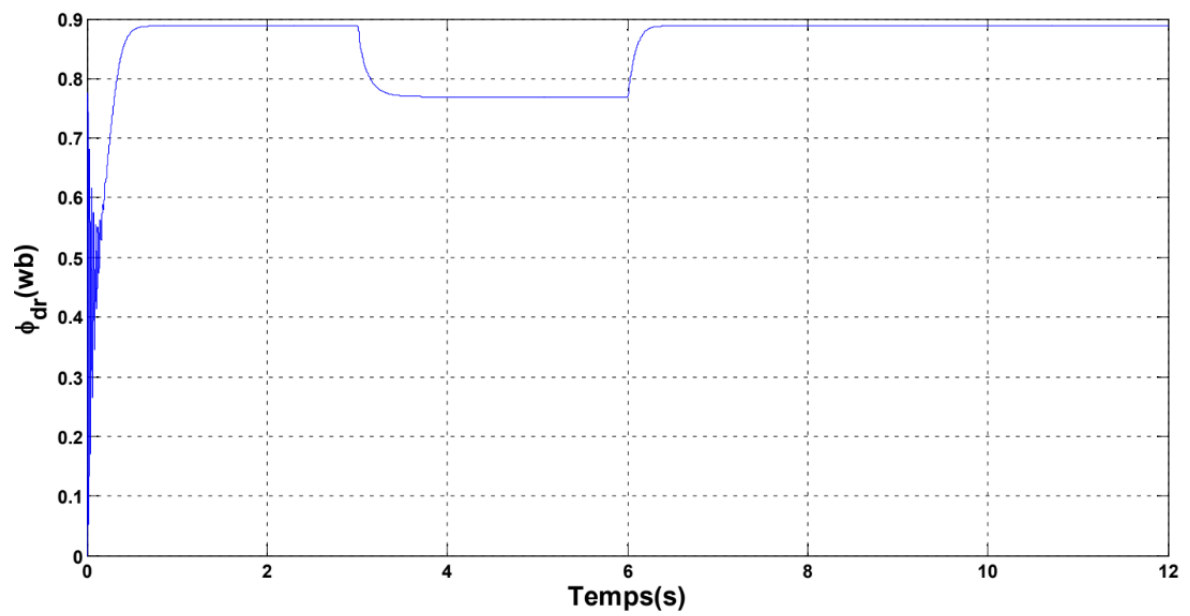
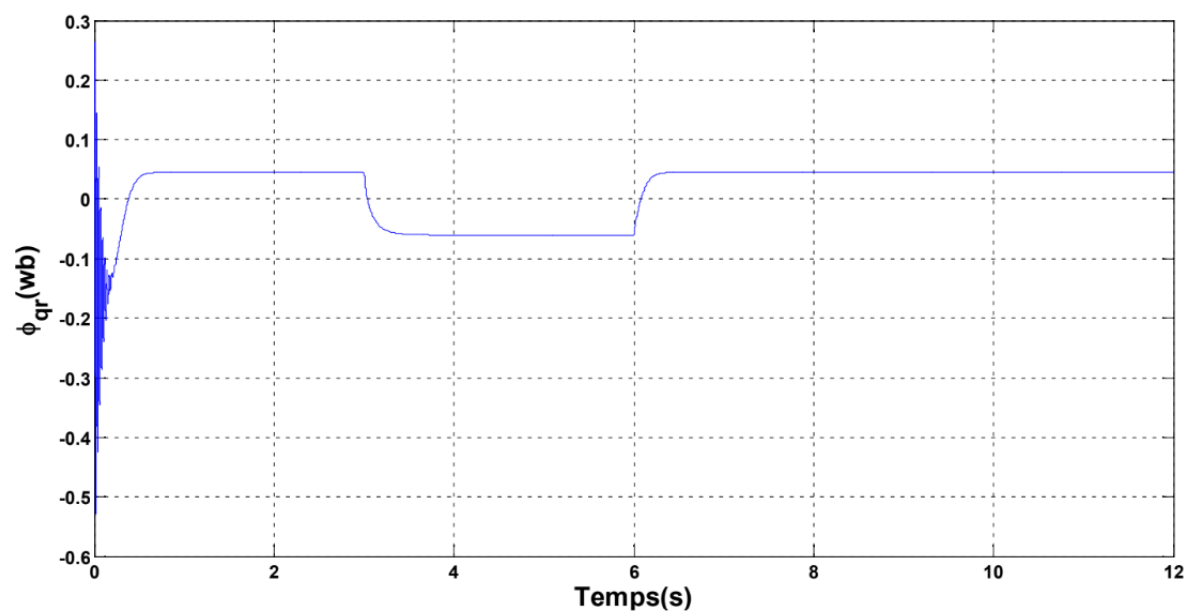
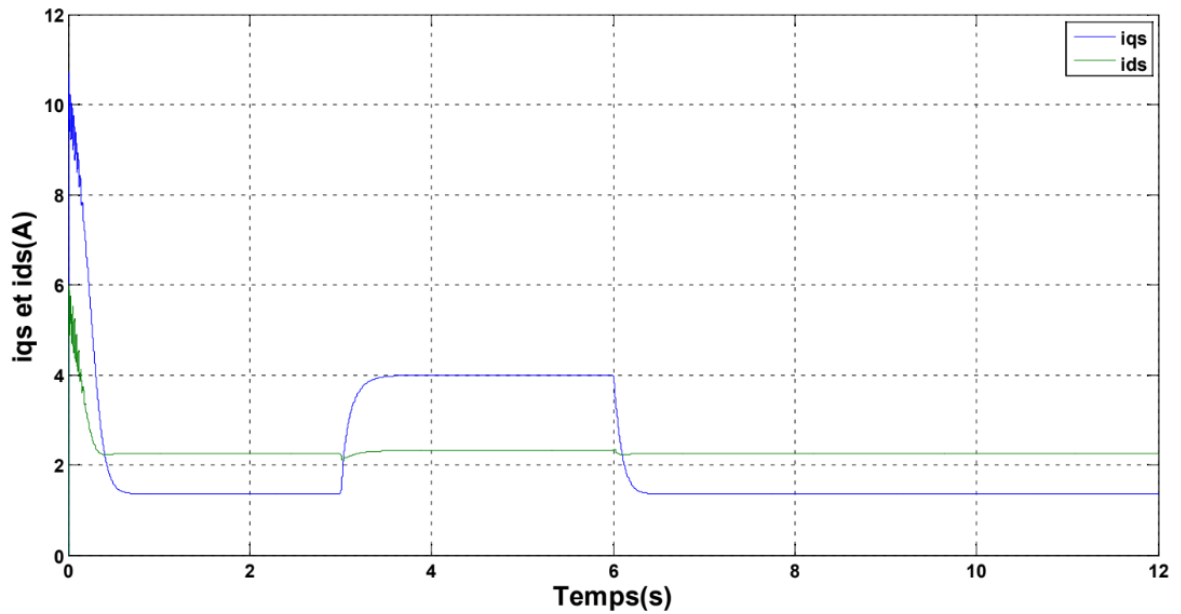
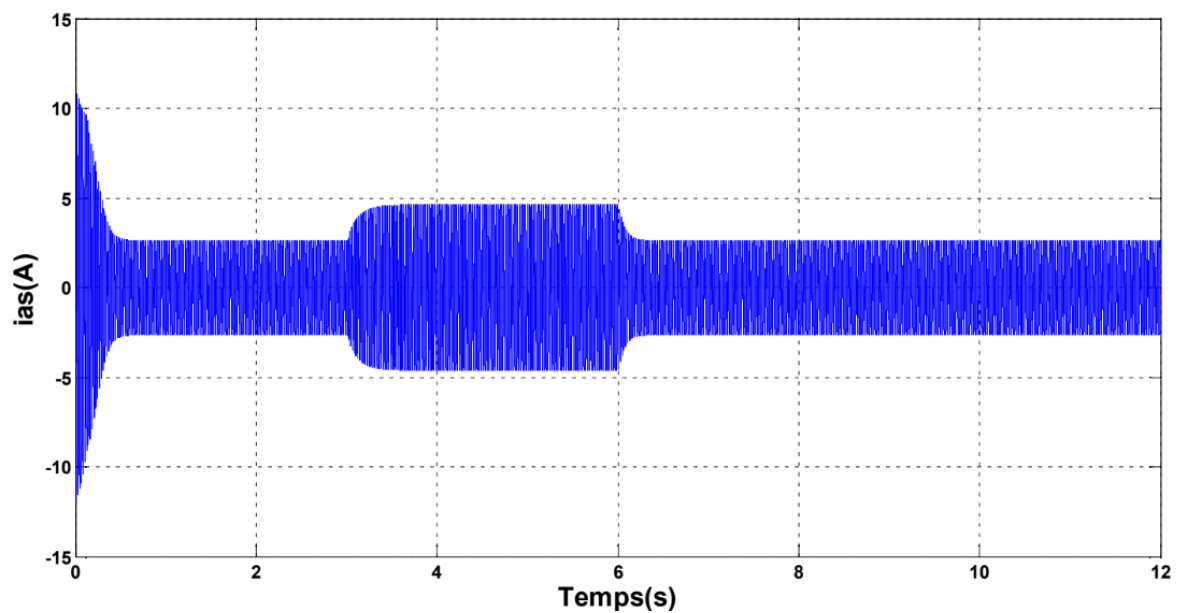


FIGURE 3.2 – Évolution de la force électromagnétique du SLIM en fonction du temps avec effet d'extrémité

FIGURE 3.3 – Évolution de flux rotorique ϕ_{dr} en fonction du temps du SLIMFIGURE 3.4 – Évolution de flux rotorique ϕ_{qr} en fonction du temps du SLIM

FIGURE 3.5 – Évolution des courants statoriques i_{ds} et i_{qs} en fonction du tempsFIGURE 3.6 – Évolution du courant statorique i_{as} en fonction du temps pour le SLIM avec effet d'extrémité

3.2.1 Interprétation des résultats de simulation du SLIM avec effet d'extrémité

Évolution de la vitesse linéaire $v(t)$

La vitesse du SLIM présente une évolution directement influencée par les sollicitations mécaniques. Au démarrage (0–3 s), la vitesse augmente progressivement jusqu'à environ 9.5 m/s, sous l'effet direct de l'alimentation et des caractéristiques propres de la machine.

Cette phase traduit une montée en vitesse continue dictée uniquement par les paramètres électriques et mécaniques du système. Lors de la phase de perturbation (3–6 s), une chute de vitesse est observée, atteignant environ 8 m/s, ce qui correspond à l'application d'une charge résistante sur la machine. Cette variation met en évidence la sensibilité du système aux changements de conditions mécaniques. Enfin, durant la phase finale (6–12 s), la vitesse remonte partiellement vers sa valeur initiale suite au retrait de la charge. L'ensemble de ces résultats met en évidence une dynamique fortement dépendante des sollicitations mécaniques ainsi que de l'effet d'extrémité.

Évolution de la force électromagnétique $F_e(t)$

La force de poussée est directement déterminée par les grandeurs électriques sans correction externe. Au démarrage, elle présente un pic transitoire important nécessaire pour initier le mouvement de la masse mobile. Ensuite, en régime initial, elle se stabilise autour de 50 N. Lors de la phase de perturbation (3–6 s), la force augmente jusqu'à environ 140 N, mais cette augmentation est principalement la conséquence naturelle de la variation du glissement. Après la perturbation, la force redescend progressivement, tout en restant moins bien stabilisée qu'en régime initial. Ainsi, la force électromagnétique suit passivement les variations de charge, sans action de correction externe.

Flux magnétique ϕ_{dr} et ϕ_{qr}

flux direct ϕ_{dr} augmente rapidement au démarrage jusqu'à environ 0.9 Wb, puis subit une diminution lors de la perturbation. Il présente ensuite des fluctuations plus marquées et ne revient pas parfaitement à une valeur strictement stable, ce qui montre que le flux n'est pas maintenu constant.

Le flux quadratique ϕ_{qr} reste globalement proche de zéro en moyenne, mais il présente des oscillations notamment au démarrage ainsi que lors de la variation de charge. Ces variations traduisent un couplage non maîtrisé entre les axes d et q .

Courants de commande i_{ds} et i_{qs}

Les courants statoriques dans le repère synchronisé présentent un comportement typique d'un fonctionnement en boucle ouverte. Le courant i_{ds} varie légèrement autour de sa valeur nominale (environ 2 A), ce qui traduit l'absence de régulation précise du flux. En revanche, le courant i_{qs} présente des variations plus importantes : il reste faible au démarrage, augmente lors de la perturbation, puis diminue partiellement après le retour à des conditions de fonctionnement plus stables. Ces évolutions montrent que le courant de couple dépend directement des perturbations mécaniques et des conditions de charge appliquées au système.

Courant statorique i_{as}

Le courant statorique présente une dynamique fortement non maîtrisée. Au démarrage, son amplitude reste modérée, puis elle augmente de manière significative lors de la phase de perturbation. Ensuite, des oscillations plus marquées apparaissent par rapport à un fonctionnement stabilisé. L'ensemble de ces variations met en évidence une forte sensibilité du courant aux conditions de charge, ce qui entraîne une consommation énergétique moins optimisée et un comportement globalement instable.

3.3 Synthèse analytique du régulateur PI de vitesse

La commande scalaire du moteur linéaire asynchrone repose sur une boucle externe de régulation de vitesse. Cette boucle permet de générer la pulsation de glissement de référence ω_r^* nécessaire à la production de la force électromagnétique assurant le déplacement du mobile [13].

3.3.1 Modèle mécanique du SLIM

L'équation dynamique du moteur linéaire asynchrone s'écrit :

$$M \frac{dv}{dt} + Dv = F_e - F_L \quad (3.1)$$

où :

- M : masse mobile du secondaire ;
- D : coefficient de frottement visqueux ;
- F_e : force électromagnétique ;
- F_L : force résistante ;
- v : vitesse linéaire.

La force résistante étant considérée comme une perturbation externe, elle est négligée lors de la synthèse du régulateur PI.

L'équation (3.1) devient alors :

$$M \frac{dv}{dt} + Dv = F_e \quad (3.2)$$

Après transformation de Laplace :

$$(Ms + D)V(s) = F_e(s) \quad (3.3)$$

d'où :

$$V(s) = \frac{1}{Ms + D} F_e(s) \quad (3.4)$$

3.3.2 Relation entre la force électromagnétique et le glissement

Sous l'hypothèse d'un flux magnétique constant, la force électromagnétique développée par le moteur est proportionnelle à la pulsation de glissement :

$$F_e = K_f \omega_r \quad (3.5)$$

où K_f représente la constante électromécanique du moteur.

En remplaçant (3.5) dans (3.4), on obtient :

$$V(s) = \frac{K_f}{Ms + D} \omega_r(s) \quad (3.6)$$

La fonction de transfert du procédé est alors :

$$G(s) = \frac{V(s)}{\omega_r(s)} = \frac{K_f}{Ms + D} \quad (3.7)$$

3.3.3 Régulateur PI de vitesse

L'erreur de vitesse est définie par :

$$e(t) = v^*(t) - v(t) \quad (3.8)$$

Le régulateur PI est choisi sous la forme :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.9)$$

La pulsation de glissement de référence est alors :

$$\omega_r^*(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) e(s) \quad (3.10)$$

3.3.4 Fonction de transfert en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$FTBO(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{K_f}{Ms + D} \quad (3.11)$$

Après simplification :

$$FTBO(s) = \frac{K_f(K_p s + K_i)}{s(Ms + D)} \quad (3.12)$$

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$FTBF(s) = \frac{K_f(K_p s + K_i)}{Ms^2 + (D + K_f K_p)s + K_f K_i} \quad (3.13)$$

3.3.5 Détermination des gains du régulateur PI

On impose au système un comportement du second ordre :

$$FTBF_d(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.14)$$

Par identification des coefficients du dénominateur de (3.13) avec ceux du modèle désiré (3.14), on obtient :

$$\frac{D + K_f K_p}{M} = 2\xi\omega_n \quad (3.15)$$

$$\frac{K_f K_i}{M} = \omega_n^2 \quad (3.16)$$

Finalement :

$$K_p = \frac{2\xi\omega_n M - D}{K_f} \quad (3.17)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2 M}{K_f} \quad (3.18)$$

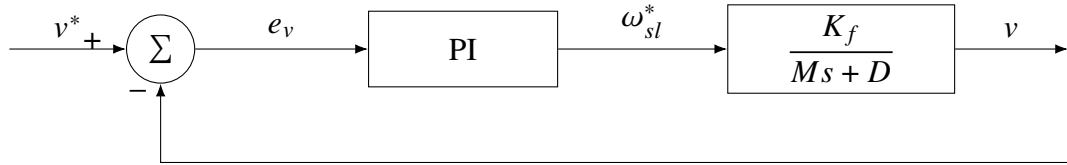


FIGURE 3.7 – Boucle de régulation de vitesse du moteur linéaire asynchrone

3.4 Analyse et interpretation des resultats de simulation de la commande scalaire V/f du SLIM

Dans cette section, le comportement de la machine à induction linéaire est étudié par simulation en utilisant une stratégie de commande scalaire V/f .

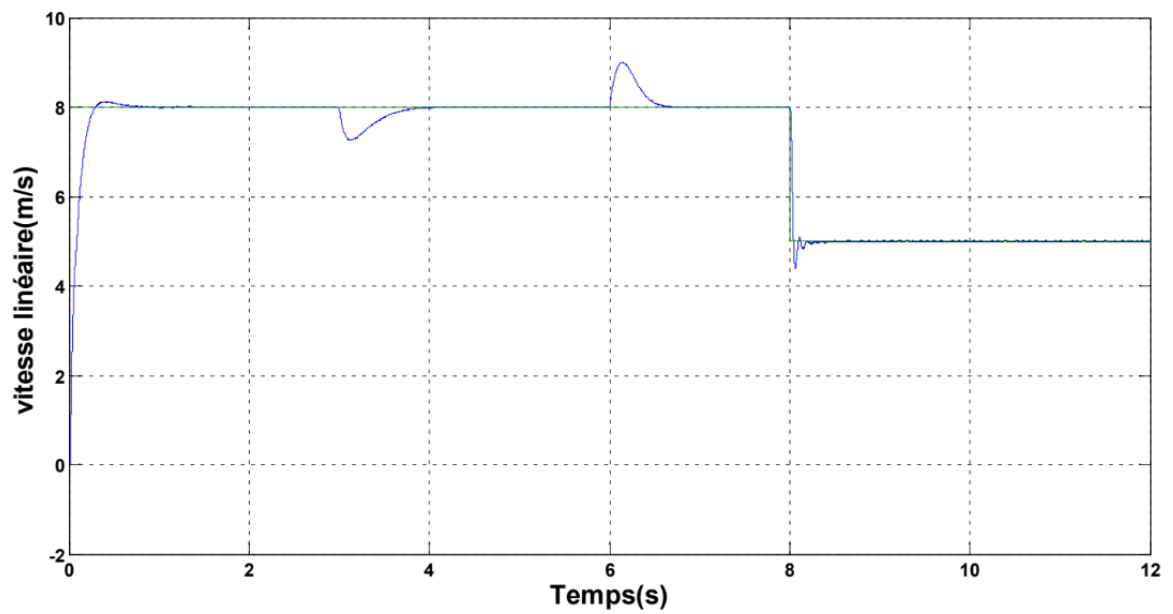


FIGURE 3.8 – Évolution de la vitesse linéaire du secondaire du LIM sous commande scalaire en tension V/f en boucle fermée

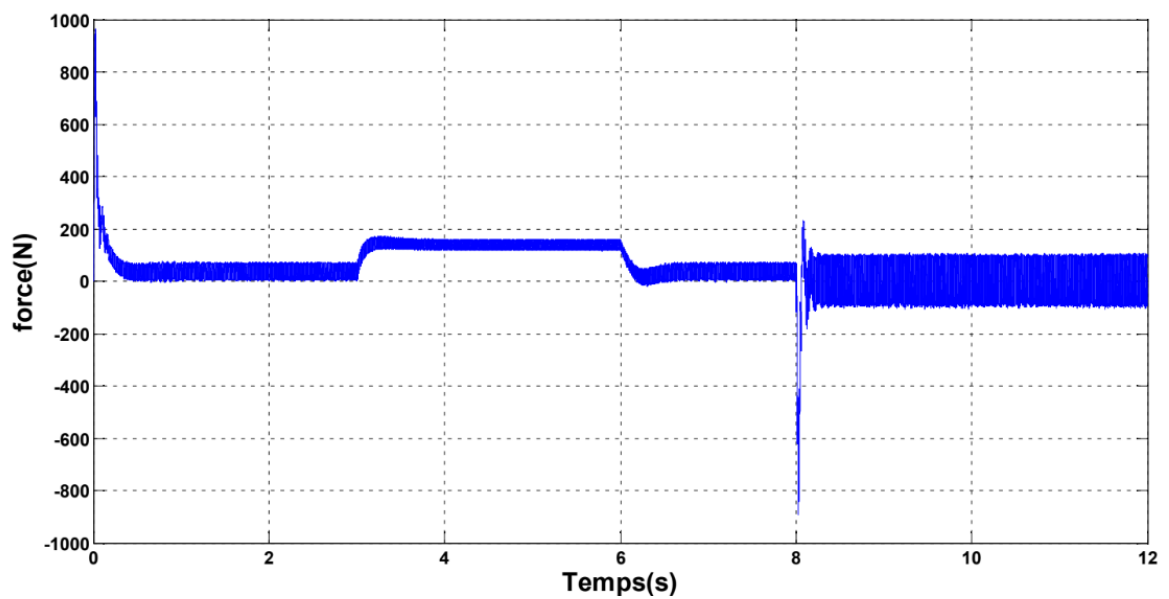


FIGURE 3.9 – Évolution de la force électromagnétique de poussée développée par le LIM sous commande scalaire en tension V/f

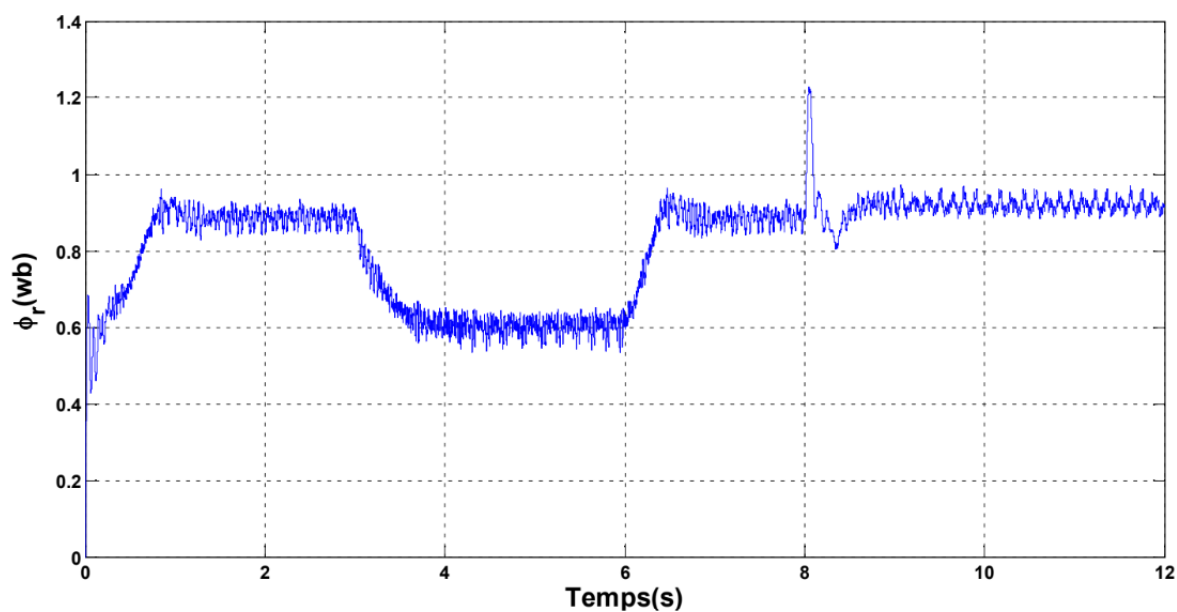


FIGURE 3.10 – Évolution du flux rotorique (ϕ_r) sous commande scalaire en tension V/f avec compensation de l'effet d'extrémité

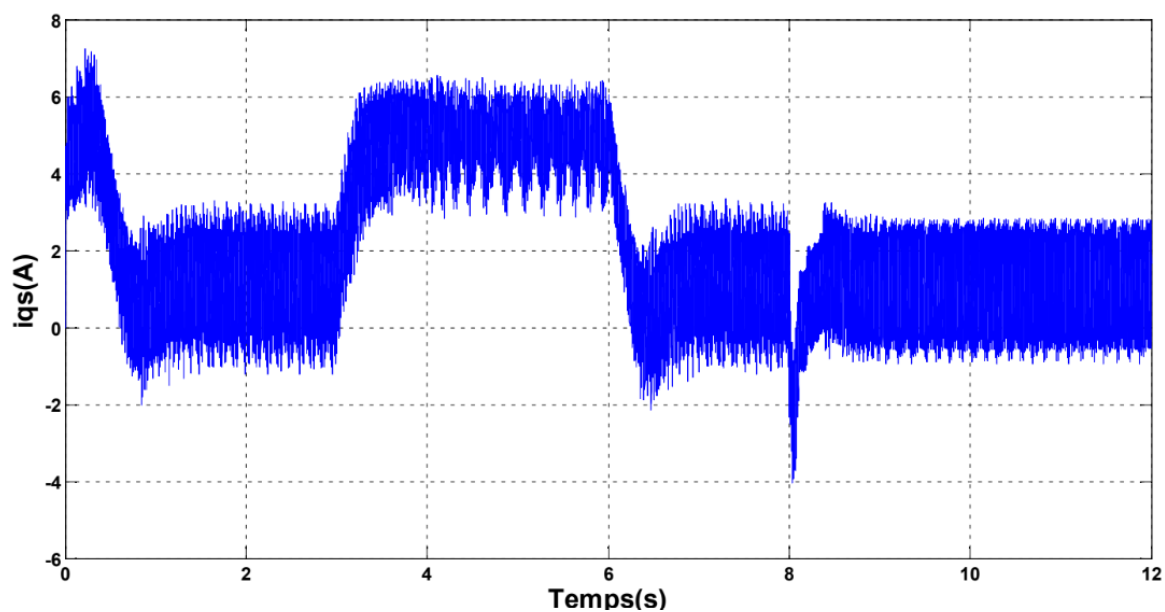


FIGURE 3.11 – Évolution des composantes de courant en axes d - q (i_{qs}) du LIM sous commande scalaire en tension V/f

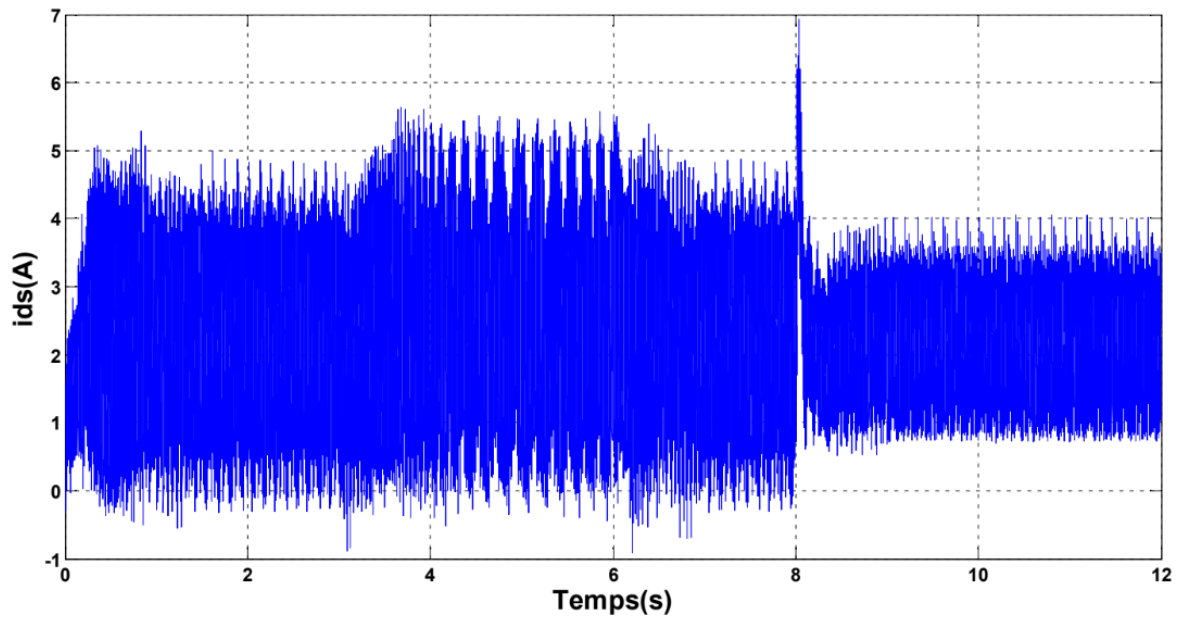


FIGURE 3.12 – Évolution des composantes de courant en axes d - q (i_{ds}) du LIM sous commande scalaire en tension V/f

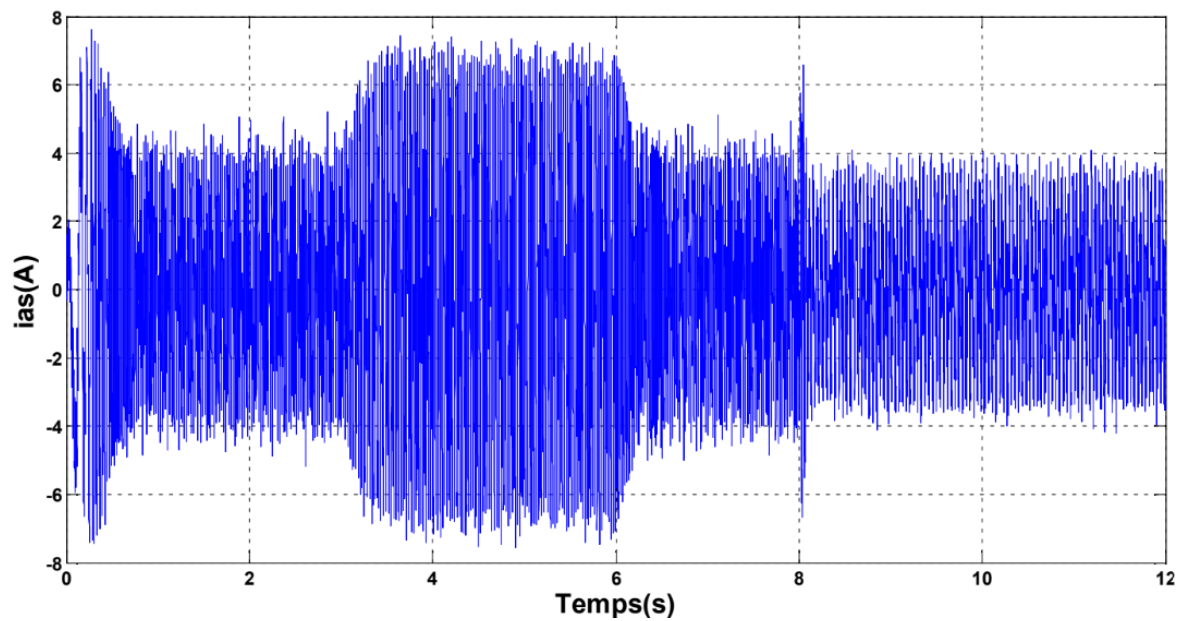


FIGURE 3.13 – Évolution du courant de phase statorique (i_{as}) du LIM sous commande scalaire en tension V/f

3.4.1 Interprétation des résultats — Commande Scalaire en Tension V/f

Les résultats de simulation illustrent le comportement dynamique du moteur asynchrone linéaire à simple face (SLIM) en présence de l'effet d'extrémité, soumis à une commande

scalaire en tension (V/f). Cette stratégie de commande assure le suivi de la vitesse en imposant simultanément la tension statorique V_s^* et la pulsation statorique ω_s , tout en maintenant un rapport V/f constant afin de préserver le flux de magnétisation.

Évolution de la vitesse linéaire

La vitesse linéaire suit globalement la consigne imposée avec une précision satisfaisante. Au démarrage, la vitesse augmente rapidement pour atteindre la valeur de référence d'environ 8 m/s, avec un léger dépassement transitoire. Durant la phase de perturbation appliquée autour de $t = 3$ s, la vitesse présente des fluctuations plus prononcées avant de revenir progressivement à la consigne, révélant une sensibilité accrue aux variations de charge par rapport à la commande I/f . À partir de $t = 8$ s, une nouvelle consigne de vitesse est appliquée et la machine effectue la transition vers la valeur de 5 m/s avec une décroissance stable, confirmant la capacité du régulateur PI à assurer le suivi des changements de référence. Ces résultats témoignent d'une régulation fonctionnelle, bien que les oscillations transitoires restent plus importantes.

Évolution de la force électromagnétique

La force électromagnétique présente un comportement directement lié aux variations de vitesse et de charge mécanique. Au démarrage, un pic transitoire très élevé apparaît, atteignant près de 2000 N, afin de fournir l'effort nécessaire à l'accélération de la partie mobile du LIM. Ce pic est nettement plus important que celui obtenu avec la commande en courant, ce qui s'explique par l'absence de limitation directe du courant dans la stratégie V/f . En régime permanent, la force se stabilise autour d'une valeur moyenne modérée, cohérente avec la charge appliquée. Lors de l'application de la perturbation mécanique, la force augmente temporairement pour compenser la résistance de charge, puis revient à sa valeur de régime après disparition de celle-ci. À partir de $t = 8$ s, la force devient négative lors de la décélération, traduisant un fonctionnement en mode de freinage actif. Cette évolution met en évidence la capacité de la commande à adapter la force de poussée aux exigences mécaniques, tout en soulignant la nécessité d'une limitation du courant au démarrage pour les applications industrielles.

Évolution des flux rotoriques ϕ_r

Le flux ϕ_r présente des oscillations marquées au démarrage, liées au régime transitoire d'établissement du flux magnétique. Il converge ensuite vers une valeur stable en régime permanent. Toutefois, la stabilité atteinte en régime permanent montre que la compensation de l'effet d'extrémité intégrée à la commande assure correctement le maintien du flux de magnétisation.

Évolution des courants statoriques i_{ds} et i_{qs}

Le courant i_{ds} , représentatif de la composante de magnétisation, reste globalement stable autour de sa valeur de régime, confirmant le maintien du flux magnétique grâce au rapport V/f constant imposé par la commande.

Le courant i_{qs} , représentatif de la composante de force, varie en fonction des conditions de fonctionnement. Il augmente significativement lors des perturbations mécaniques et des changements de consigne de vitesse pour produire la force électromagnétique nécessaire, puis se stabilise après retour au régime permanent. À partir de $t = 8$ s, on observe une variation notable de i_{qs} correspondant au changement de point de fonctionnement. Cette évolution illustre l'adaptation du courant de couple aux sollicitations mécaniques imposées au système, bien que la séparation entre les axes d et q soit moins rigoureuse que dans une commande vectorielle.

Évolution du courant statorique i_{as}

Le courant statorique i_{as} présente une forme alternative périodique dont l'amplitude varie selon les phases de fonctionnement. Au démarrage, l'amplitude est élevée, cohérente avec le pic de force observé, avant de diminuer et de se stabiliser en régime permanent autour de ± 7 à 8 A. Lors des perturbations mécaniques, l'amplitude augmente temporairement avant de retrouver un comportement stable. À partir de $t = 8$ s, le changement de consigne entraîne une légère augmentation de l'amplitude du courant correspondant au nouveau point de fonctionnement à 5 m/s. Les oscillations observées restent limitées en régime permanent, ce qui traduit un fonctionnement électrique acceptable de l'onduleur MLI et confirme que la commande scalaire V/f assure une alimentation de qualité suffisante pour le LIM, malgré des performances dynamiques légèrement inférieures à celles de la commande scalaire en courant.

3.5 résultats de simulation de la commande scalaire I/f du SLIM

Dans cette section, une étude par simulation du comportement de la machine à induction linéaire est réalisée à l'aide d'une commande scalaire de type I/f , afin d'évaluer ses performances dynamiques

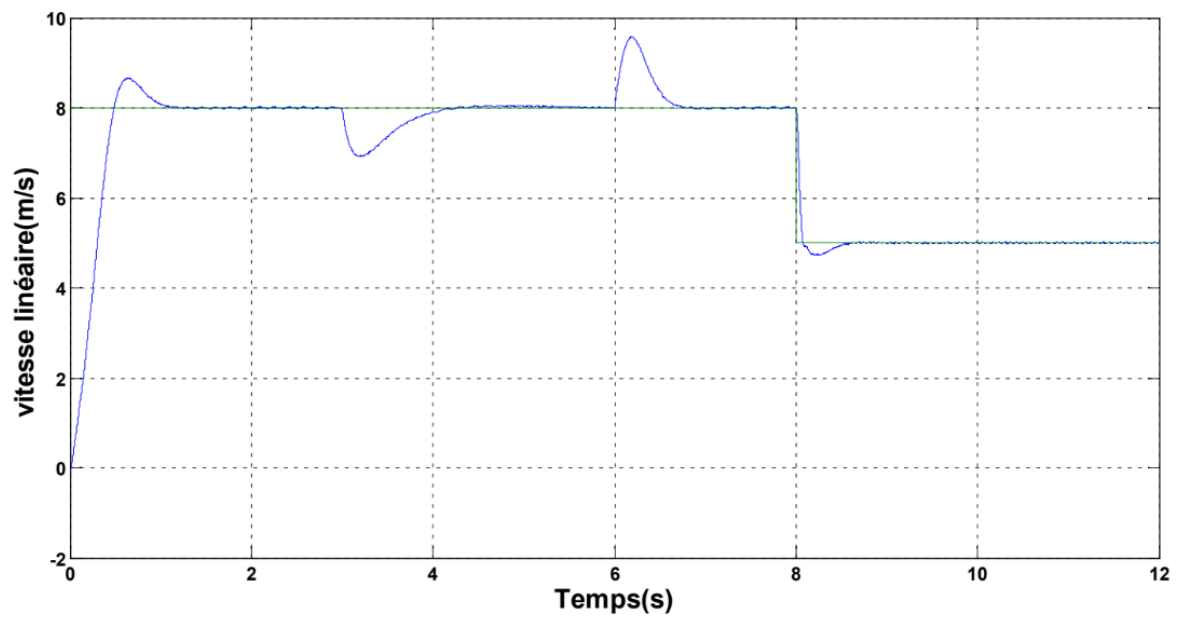
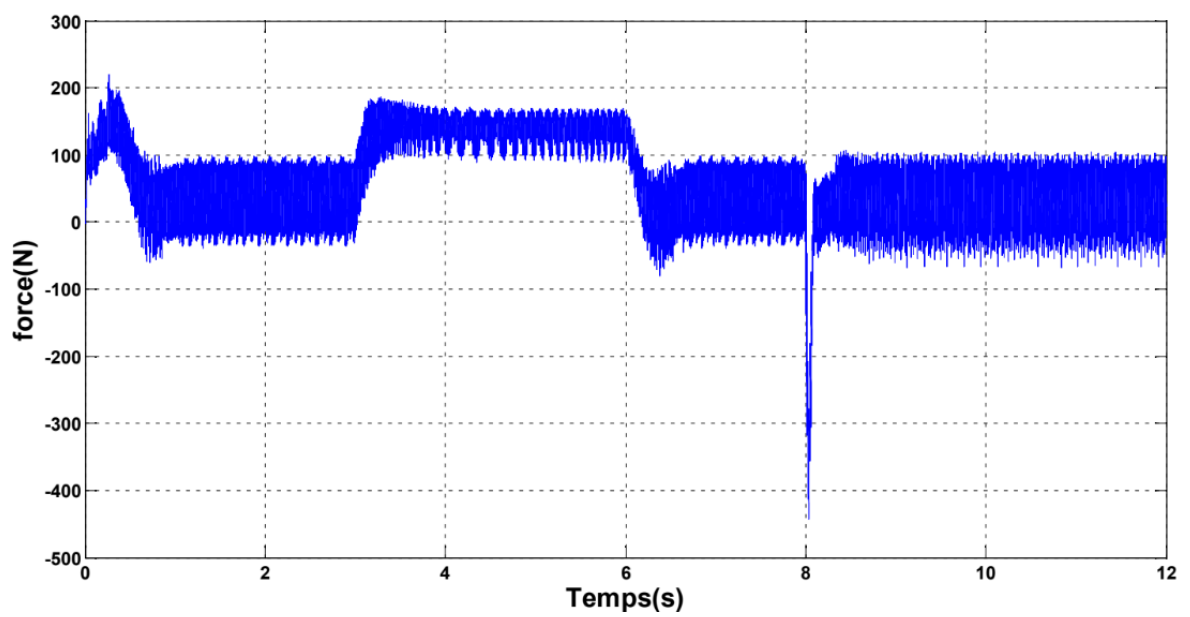


FIGURE 3.14 – Évolution de la vitesse linéaire du secondaire du LIM en boucle fermée

FIGURE 3.15 – Évolution de la force de poussée développée par le LIM sous commande scalaire I/f

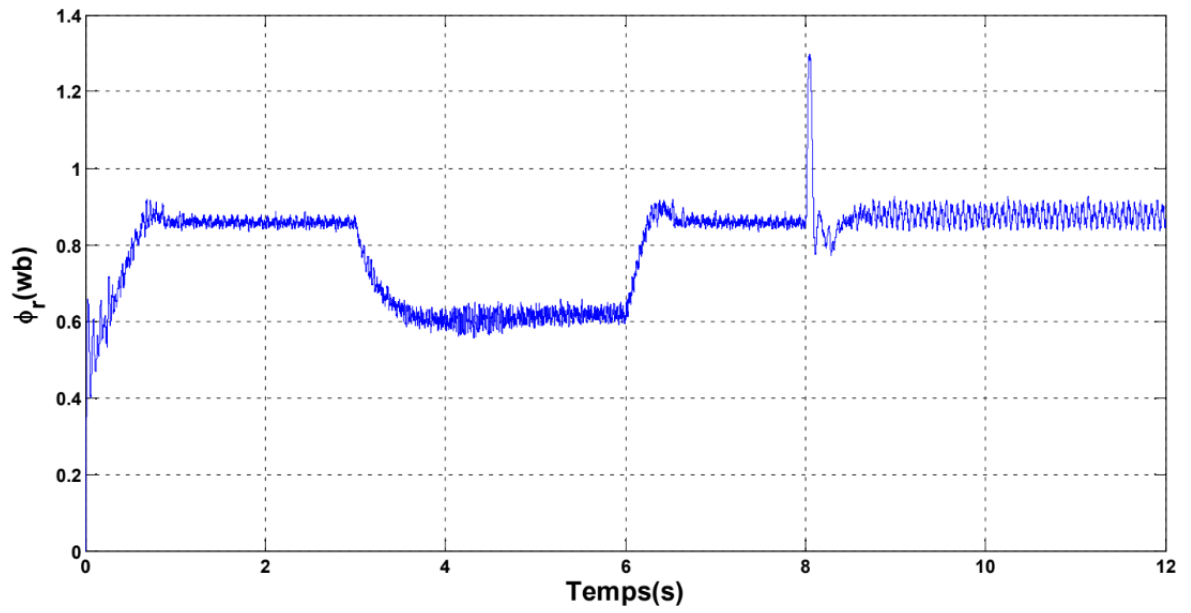


FIGURE 3.16 – Évolution du flux rotorique (ϕ_r) sous la commande scalaire en courant avec compensation de l'effet d'extrémité

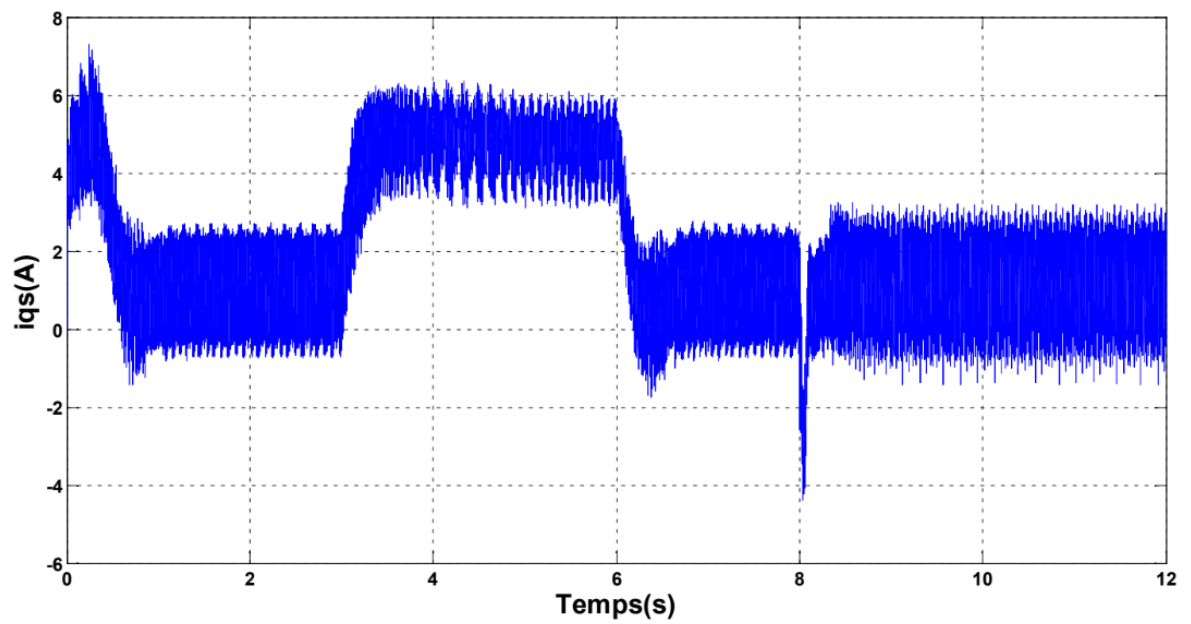


FIGURE 3.17 – Évolution des composantes de courant en axes d - q (i_{qs}) du LIM sous la commande scalaire en courant avec compensation de l'effet d'extrémité

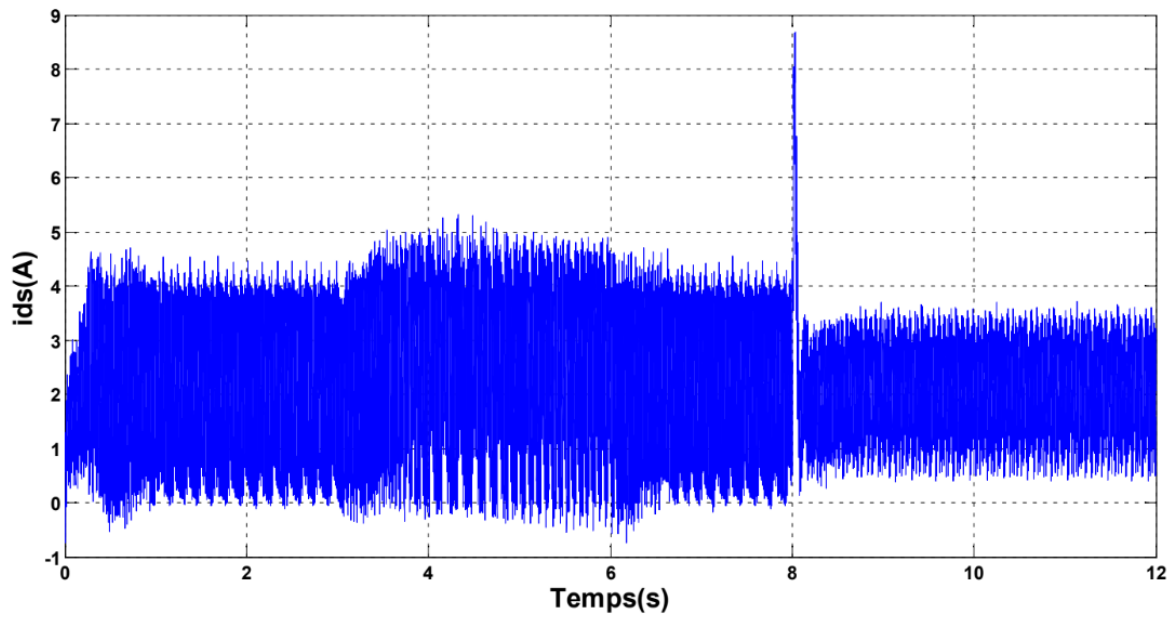


FIGURE 3.18 – Évolution des composantes de courant en axe d (i_{ds}) du LIM sous la commande scalaire en courant

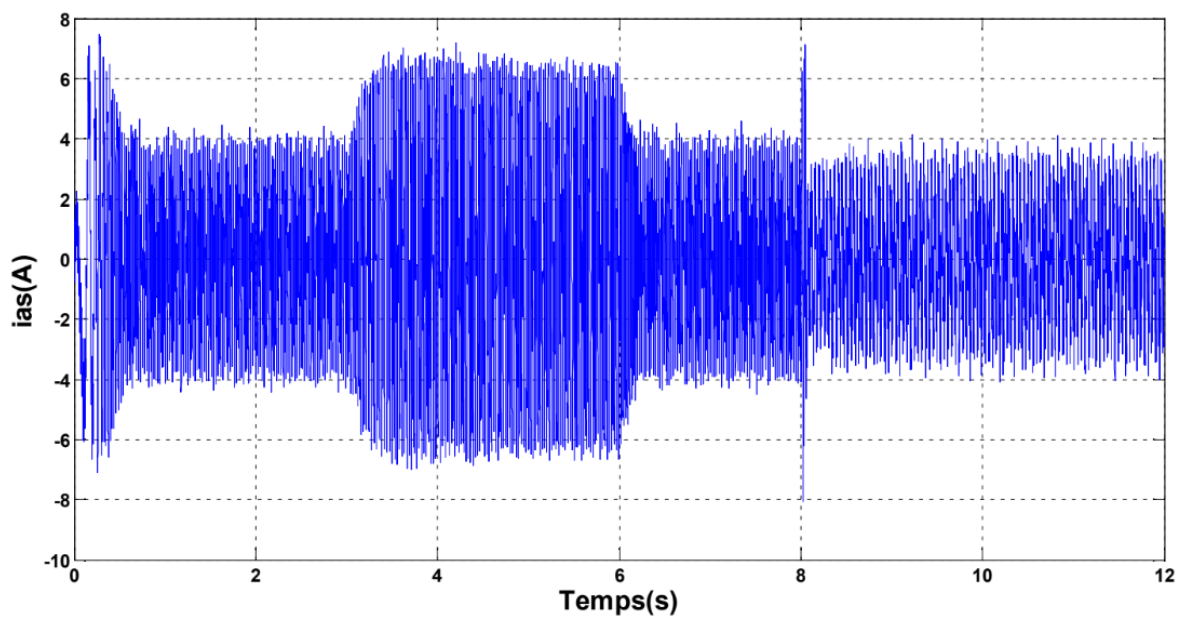


FIGURE 3.19 – Évolution du courant de phase statorique (i_{as}) du LIM sous commande scalaire en courant

3.5.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation illustrent le comportement dynamique du moteur asynchrone linéaire à simple face (SLIM) en présence de l'effet d'extrémité, soumis à une commande scalaire en courant (I/f). Cette stratégie de commande permet d'assurer un bon suivi de la vitesse tout en maintenant la stabilité des grandeurs électriques et magnétiques du système malgré les variations de charge.

Évolution de la vitesse linéaire

La vitesse linéaire suit globalement la consigne imposée avec une bonne précision. Au démarrage, la vitesse augmente rapidement jusqu'à atteindre la valeur de référence d'environ 8 m/s avec un dépassement très limité, traduisant une bonne dynamique transitoire. Lors de la phase de perturbation, la vitesse reste proche de la consigne malgré de légères fluctuations, ce qui montre une bonne capacité du système à supporter les variations de charge. À partir de 8 s, une nouvelle consigne de vitesse est appliquée, et la machine suit correctement cette variation avec une transition stable et sans oscillations importantes. Ces résultats mettent en évidence la robustesse et la stabilité de la commande scalaire en courant.

Évolution de la force électromagnétique

La force électromagnétique présente un comportement cohérent avec les variations de vitesse et de charge mécanique. Au démarrage, un pic transitoire important apparaît afin de fournir l'effort nécessaire à l'accélération de la partie mobile. Ensuite, la force se stabilise autour d'une valeur moyenne en régime permanent. Lors de l'application de la perturbation, la force augmente afin de compenser la charge appliquée, puis se stabilise rapidement après disparition de celle-ci. Cette évolution montre la capacité de la commande à adapter efficacement la force de poussée aux exigences mécaniques du système.

Évolution des flux rotoriques ϕ_r

Le flux reste globalement stable autour de sa valeur nominale, avec de faibles variations transitoires lors des changements de régime. Cela indique un bon maintien du flux de magnétisation malgré la présence de l'effet d'extrémité.

Évolution des courants statoriques i_{ds} et i_{qs}

Le courant i_{ds} reste relativement stable autour de sa valeur de référence, ce qui confirme le maintien correct du flux magnétique. En revanche, le courant i_{qs} varie selon les conditions de fonctionnement du moteur. Il augmente lors des perturbations mécaniques et des changements de vitesse afin de produire la force électromagnétique nécessaire, puis se stabilise après retour au régime permanent. Cette évolution montre l'adaptation efficace du courant de couple aux sollicitations mécaniques appliquées au système.

Évolution du courant statorique i_{as}

Le courant statorique i_{as} présente une forme alternative périodique avec une amplitude relativement stable en régime permanent. Lors des perturbations mécaniques et des variations de consigne, son amplitude augmente temporairement avant de retrouver un comportement

stable. Les oscillations observées restent limitées, ce qui traduit une amélioration notable de la qualité du fonctionnement électrique par rapport au cas sans régulation.

3.6 Comparaison des deux commandes sur le SLIM

L'étude comparative entre les commandes scalaires V/f et I/f appliquées à la machine asynchrone linéaire à simple face (SLIM) met en évidence des différences significatives sur plusieurs critères de performance issus des simulations numériques.

Sur le plan de l'asservissement cinématique, les deux stratégies permettent d'atteindre la vitesse de consigne en régime permanent. Toutefois, la commande V/f présente un comportement transitoire moins performant, caractérisé par un dépassement de vitesse important (10 à 12 %), un temps de réponse d'environ 0,4 s et une sensibilité élevée aux perturbations de charge, entraînant des chutes de vitesse et un temps de récupération plus long. En comparaison, la commande I/f améliore nettement la dynamique avec un dépassement limité à moins de 5 %, un temps de réponse réduit à environ 0,35 s et un rejet quasi instantané des variations de charge.

Concernant le flux magnétique, la commande V/f assure un contrôle indirect du flux rotorique, mais elle présente des oscillations transitoires au démarrage et lors des variations de charge. Le flux rotorique ϕ_r obtenu sous commande V/f présente une stabilité limitée et des ondulations non négligeables, particulièrement à basse fréquence, en raison de l'influence de la chute de tension ohmique $R_s I_s$. À l'inverse, la commande I/f assure une régulation plus précise et plus stable du flux rotorique, avec une magnétisation rapide et un maintien efficace de ϕ_r autour de sa valeur de référence. Cette stratégie garantit ainsi une meilleure maîtrise du flux sur l'ensemble de la plage de fonctionnement, ce qui contribue à améliorer les performances dynamiques et la robustesse du système.

Sur le plan électromécanique, la commande V/f entraîne un pic de force de propulsion très élevé au démarrage, pouvant atteindre environ 2000 N, ainsi que des surintensités importantes dans les courants statoriques (oscillations de ± 10 à 15 A). Ces phénomènes peuvent engendrer des contraintes mécaniques et électriques non désirées. En revanche, la commande I/f permet de limiter efficacement ce pic de force à environ 300 N grâce à la régulation directe du courant, tout en assurant une meilleure limitation des courants de phase.

Critères d'évaluation	Commande scalaire V/f	Commande scalaire I/f
Principe de contrôle	Indirect (Rapport V/f constant)	Direct (Rapport I/f constant)
Dépassement de vitesse	Limité ($< 5\%$)	Important ($> 10\%$)
Temps de réponse (τ_r)	$\approx 0,4$ s	$\approx 0,35$ s
Pic d'effort au démarrage	Élevé (≈ 2000 N)	Maîtrisé (≈ 300 N)
Régulation du flux rotorique	Approximative (sensible à $R_s I_s$)	Précise et stable (boucle fermée)
Immunité aux perturbations	Moyenne	Élevée
Robustesse (effet d'extrémité)	Partielle et sensible	Bonne (compensation active)
Complexité algorithmique	Très faible	Modérée
Coût d'implémentation	Économique (sans capteurs)	Supérieur (capteurs précis)
Domaines d'application visés	Convoyage, traction faible dynamique	Positionnement, machines-outils

TABLE 3.1 – Synthèse comparative des performances des commandes scalaires V/f et I/f appliquées au SLIM

3.7 Conclusion

Ce troisième chapitre a été consacré à la mise en œuvre numérique et à la validation des stratégies de commande scalaire appliquées au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM) sous l'environnement MATLAB/Simulink. À travers les différentes simulations réalisées, il a été possible d'analyser le comportement dynamique du moteur en présence de l'effet d'extrémité ainsi que d'évaluer les performances des lois de commande étudiées dans le chapitre précédent.

Dans un premier temps, la commande scalaire à tension/fréquence constante (V/f) a été implémentée afin d'assurer le contrôle de la vitesse du moteur tout en maintenant approximativement constant le flux magnétique. Les résultats obtenus ont montré que cette stratégie permet un fonctionnement stable et relativement simple à mettre en œuvre. Le suivi de la vitesse de référence reste globalement satisfaisant malgré la présence de dépassements transitoires et d'oscillations plus marquées lors des phases de démarrage, des changements de consigne ou des perturbations mécaniques. Les simulations ont également mis en évidence l'importance du boost de tension à basse fréquence pour compenser la chute de tension dans la résistance statorique et préserver le flux magnétique.

Dans un second temps, la commande scalaire à courant/fréquence constante (I/f) a été étudiée et comparée à la stratégie précédente. Cette méthode, basée sur le contrôle direct du courant magnétisant et l'estimation du flux, a démontré des performances dynamiques supérieures. Les résultats de simulation ont montré une meilleure stabilité de la vitesse,

une réduction significative des oscillations transitoires ainsi qu'un meilleur maintien du flux rotorique, même en présence de perturbations mécaniques et de variations de charge. Le contrôle direct du courant a également permis une limitation plus efficace des surintensités au démarrage et une amélioration globale de la qualité des grandeurs électriques.

Enfin, l'ensemble des résultats obtenus valide la pertinence des modèles développés ainsi que l'efficacité des stratégies de commande étudiées pour le contrôle du moteur linéaire asynchrone.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Ce mémoire a présenté une étude complète et structurée de la commande scalaire appliquée au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM — *Single-sided Linear Induction Motor*), couvrant les modélisations théoriques initiales jusqu'à leur validation par simulation numérique sous Matlab/Simulink.

Modélisation et spécificités du SLIM (Chapitre I) Ce chapitre a permis d'établir les fondements théoriques et analytiques du moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM).

L'analogie avec la machine asynchrone rotative a été mise en évidence tout en soulignant les particularités propres au fonctionnement linéaire, notamment l'effet d'extrémité, la présence des forces de propulsion linéaires ainsi que l'introduction du pas polaire τ dans les équations de modélisation.

Les équations électriques, magnétiques et mécaniques du SLIM ont été développées dans les référentiels (a, b, c) et tournants (d, q) , afin d'obtenir un modèle dynamique adapté à l'analyse et à la commande de la machine.

Une attention particulière a également été portée à la prise en compte de l'effet d'extrémité à travers le facteur correctif $f(Q)$, permettant de représenter l'influence des phénomènes transitoires sur le couplage magnétique et la force électromagnétique.

Ce modèle constitue ainsi la base théorique nécessaire à l'élaboration et à l'étude des stratégies de commande scalaire développées dans les chapitres suivants.

Commande scalaire du SLIM (Chapitre II) Ce chapitre a été consacré à l'étude des stratégies de commande scalaire appliquées au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM).

Les principes fondamentaux des lois de commande V/f et I/f ont été développés en mettant en évidence le rôle central du flux magnétique dans la production de la force électromagnétique et dans le contrôle de la dynamique du moteur.

Les différentes structures de commande ont été présentées, incluant la génération de la pulsation de glissement, la synthèse des références triphasées, les boucles de régulation PI ainsi que les mécanismes d'estimation du flux statorique et rotorique.

L'étude comparative des lois V/f et I/f a permis de mettre en évidence leurs caractéristiques respectives en termes de simplicité, robustesse, qualité de régulation du flux et performances dynamiques, notamment à basse vitesse. L'ensemble des modèles et structures de commande développés dans ce chapitre constitue ainsi la base de l'implémentation numérique et de l'analyse des résultats de simulation présentés dans le chapitre suivant.

Résultats de simulation et validation des commandes scalaires du SLIM (Chapitre III)

Ce chapitre a été consacré à l'implémentation sous MATLAB/Simulink des stratégies de commande scalaire appliquées au moteur linéaire asynchrone à simple face (SLIM), ainsi qu'à l'analyse comparative de leurs performances dynamiques en présence de l'effet d'extrémité.

Les simulations ont permis d'évaluer le comportement du moteur à travers l'évolution de la vitesse linéaire, de la force électromagnétique, des flux rotoriques et des courants statoriques dans différentes conditions de fonctionnement et de perturbation mécanique.

Les résultats obtenus avec la commande scalaire V/f montrent une structure simple et fonctionnelle capable d'assurer le suivi de la vitesse de référence tout en maintenant approximativement constant le flux magnétique grâce au rapport tension/fréquence imposé. Toutefois, cette stratégie présente des dépassements transitoires plus importants, des oscillations plus marquées des courants et du flux ainsi qu'une sensibilité plus élevée aux perturbations mécaniques, particulièrement lors des phases de démarrage et de variation de charge.

En revanche, la commande scalaire I/f a démontré des performances dynamiques supérieures grâce au contrôle direct du courant magnétisant et à une meilleure régulation du flux. Les simulations mettent en évidence une amélioration du suivi de vitesse, une réduction des oscillations transitoires, une meilleure stabilité du flux rotorique ainsi qu'une limitation plus efficace des variations de courant et de force électromagnétique. Cette stratégie offre ainsi un fonctionnement plus robuste, notamment à basse vitesse et en présence de perturbations mécaniques.

L'ensemble des résultats confirme également l'influence importante de l'effet d'extrémité sur les performances du SLIM, en particulier sur la force de propulsion et la stabilité du flux magnétique. L'introduction du facteur correctif lié à l'effet d'extrémité dans le modèle dynamique a permis d'obtenir une représentation plus réaliste du comportement de la machine.

Enfin, cette étude comparative met en évidence le compromis existant entre simplicité de mise en œuvre et performances dynamiques : la commande V/f reste simple et adaptée aux applications ne nécessitant pas une grande précision, tandis que la commande I/f apparaît plus performante et mieux adaptée aux applications industrielles exigeant robustesse, stabilité et qualité de régulation élevées.

Perspectives de recherche

Les conclusions de ce travail ouvrent la voie à plusieurs axes de recherche et d'approfondissement scientifique :

1. **Commande vectorielle (FOC) et commande directe de la force (DTC) :** Étendre l'étude vers des commandes hautes performances à orientation du flux rotorique ou à contrôle direct du flux et de la poussée (DTC linéaire), afin de s'affranchir des limitations du régime permanent propre aux lois scalaires.
2. **Contrôle sans capteur (Sensorless) :** Concevoir un algorithme d'observation de vitesse (type observateur de Luenberger ou filtre de Kalman étendu) pour éliminer les capteurs mécaniques de position, réduisant ainsi les coûts et augmentant la fiabilité du système en milieu industriel.
3. **Validation expérimentale et applications industrielles :** Concrétiser ces résultats par une implémentation pratique sur un banc d'essai expérimental dédié au SLIM, en vue d'analyser le comportement des lois scalaires lors de la propulsion de systèmes de transport ou de navettes de convoyage à forte variabilité de charge.

Annexe : Paramètres nominaux de la machine

Désignation	Symbole	Valeur
Tension nominale	V_n	220 V
Facteur de puissance nominal	$\cos \varphi$	0,8
Fréquence nominale	f	50 Hz
Courant nominal	I_n	3,8 A
Résistance statorique	R_s	13,2 Ω
Résistance rotorique	R_r	11,78 Ω
Inductance cyclique statorique	L_s	0,42 H
Inductance cyclique rotorique	L_r	0,42 H
Inductance mutuelle	M	0,4 H
Nombre de paires de pôles	p	2
Coefficient de frottement	D	10 kg/s
Pas polaire	τ	0,102 m
Masse	M_{mob}	12,775 kg
Puissance nominale	P_n	1,16 kW
Longueur de la partie mobile	l	0.45 m

TABLE 3.2 – Paramètres nominaux de la machine

Paramètre	Symbole	Valeur
Gain proportionnel du régulateur PI de vitesse	K_p	2
Gain intégral du régulateur PI de vitesse	K_i	15
Vitesse de référence	v_{ref}	8m/s
Fréquence nominale	f_n	50HZ
Tension nominale	V_n	220V
Rapport V/f	$\frac{V_n}{f_n}$	–
Indice de modulation	m_a	0.9
Fréquence de découpage PWM	f_p	1 KHZ
Temps d'échantillonnage	T_s	1×10^{-5} s

TABLE 3.3 – Paramètres de la commande scalaire V/f

Paramètre	Symbole	Valeur
Gain proportionnel du régulateur PI de vitesse	K_p	3
Gain intégral du régulateur PI de vitesse	K_i	15
Courant nominal	I_n	3.8 A
Fréquence nominale	f_n	50 hz
Rapport I/f	$\frac{I_n}{f_n}$	–
Indice de modulation	m_a	0.9
Fréquence de découpage PWM	f_p	1 KHZ
Temps d'échantillonnage	T_s	1×10^{-5} s

TABLE 3.4 – Paramètres de la commande scalaire I/f

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Meroufel, *Contrôle de la machine asynchrone : Commande scalaire, Commande vectorielle, Commande directe du couple — Simulation avec le logiciel Matlab/Simulink*, Cours et exercices, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Département d'Électrotechnique, ICEPS Laboratory, 2008/2009.
- [2] I. Boldea and S. A. Nasar, *Linear Electric Actuators and Generators*, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1997.
- [3] I. Boldea and S. A. Nasar, *Linear Motion Electromagnetic Devices*, Taylor Francis, New York, 2001.
- [4] G. W. McLean, "Review of Recent Progress in Linear Motors," *IEEE Proceedings B — Electric Power Applications*, vol. 135, no. 6, pp. 380–416, Nov. 1988. DOI : 10.1049/ip-b.1988.0052.
- [5] R. Krishnan, *Electric Motor Drives : Modeling, Analysis, and Control*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [6] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, 2002.
- [7] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd Edition, Springer-Verlag, Berlin, 2001.
- [8] T. Wildi, *Machines électriques et électronique de puissance*, 4e édition, ERPI, Québec, 2005.
- [9] D. Fodorean, "Linear Induction Motor — Design and Modeling for a Transportation Application," *OPTIM Conference*, 2008.
- [10] J. F. Gieras, Z. J. Piech, B. Tomczuk, *Linear Synchronous Motors — Transportation and Automation Systems*, CRC Press, 2012.
- [11] M. Bendjebbar et al., "Commande scalaire d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension à MLI," *Revue des Énergies Renouvelables*, 2008.
- [12] Y. Ould Kaddour et N. Bounaceur, *Modélisation d'un moteur à induction linéaire (MIL) par la méthode des réseaux de réductances*, Mémoire de Master, Université de Mostaganem, 2019.
- [13] K. Himour, *Commande scalaire d'une machine asynchrone*, Support de cours, Université de M'sila, 2026.