

R é p u b l i q u e A l g é r i e n n e D é m o c r a t i q u e e t P o p u l a i r e
Ministère de l ' Enseignement Supérieur et de la R e c h e r c h e S c i e n t i f i q u e



U n i v e r s i t é D r . T a h a r M o u l a y d e S a ï d a
F a c u l t é d e l a T e c h n o l o g i e
D é p a r t e m e n t d ' E l e c t r o t e c h n i q u e



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

Filière : AUTOMATIQUE

Intitulé :

**Estimations des résistances (secondaires et primaires) pour
la compensation de la commande d'un moteur à induction
(LIM).**

Présenté par :
ATTOU Ibtissem
BENFATMI Fatima zohra imene

Devant le jury composé de :

Dr. MOSTEFAI Mohamed
Dr. BENMOHAMED Fayssal
Pr. BOUROUINA Abdelkader
Dr. SEKOUR Mhamed

Président
Encadreur
Examineur
Examineur

Année universitaire 2018 /2019



Remerciment

Nous remercions a tout les professeurs du université du
DR. MOULAY TAHAR *exceptionnelle les*
professeurs de Faculté de la Technologie

Mes remerciement A

-Dr. BENMOHAMED Fayssal

Qui a bien voulu nous donner de son temps pour nous encadrer et
prendre en charge notre modeste travail Mes remerciement





DEDICACE

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude aux personnes
Que je porte dans mon cœur, aux clés de bonheur mon père et
ma mère*

A celui qui m'a encouragé et m'a soutenu tout au long de ce travail

*A celle qui m'a donné la tendresse, le courage et la volonté et pour le
sacrifice qu'elle a consenti pour que je puisse être une femme, la clé de
mon bonheur :*

A toute la famille

A mes chers frères

A mes amies

A mes collègues de la promotion en les souhaitant tous le succès.

Nomenclature

e

Symbole	Désignation	Unité
d et q	: Axes direct et en quadratique	—
x_d et x_q	: Composantes de la grandeur x dans le repère (d-q)	—
ϕ	: Flux	[Wb]
v_r^*	: Vitesse de référence	[rad/sec]
R_s et R_r	: Résistances primaire et secondaire.	[Ω]
L_s' et L_r'	: Inductances primaire et secondaire	[H]
L_m'	: Inductance mutuelle propre.	[H]
L_{s0} , L_{r0} et L_{m0}	: Inductances primaire, secondaire et mutuelle à vitesse nulle.	[H]
P	: Nombre de paire de pôles.	—
s	: Opérateur de LAPLACE	—
k_i	: Gain intégral du régulateur PI	—
k_p	: Gain proportionnel du régulateur PI	—
$\rho \cdot (-1 \pm j)$	: pôle désiré	—
τ_r et τ_s	: Constante du temps secondaire et primaire.	[sec]
G_r et G_s	: Inverse de la constante du temps secondaire et primaire.	—
$\mu(x)$	: Degré d'appartenance	—
$v_{s_{a,b,c}}$ et $v_{r_{a,b,c}}$	: Tensions de phases (stator et rotor)	[V]
$i_{s_{a,b,c}}$ et $i_{r_{a,b,c}}$	: Courants primaires et secondaires de phases	[A]
v_{ds} et v_{qs}	: Tensions primaires suivant les axes direct et en quadratique	[V]
i_{ds} et i_{qs}	: Courants primaires suivant les axes direct et en quadratique	[A]
x^*	: Grandeur de référence de la variable x	—
σ	: Coefficient de dispersion	—
ξ	: Perturbation à la sortie	—
v_r	: Vitesse ou vitesse linéaire du moteur	[m/sec]
v_e	: Vitesse de synchronisme linéaire	[m/sec]
v_{sl}	: Glissement de vitesse linéaire électrique	—
F_e	: Force électromagnétique	[N]
F_r	: Force résistante extérieure	[N]
D	: Coefficient de frottement	[Kg/s]
l	: Longueur de la partie mobile	[m]
h	: Pas polaire	[m]
M	: Masse totale de la partie mouvement du moteur linéaire	[Kg]
S	: Surface de glissement	—
r	: degré relatif	—

$f(Q)$	: Fonction des effets aux limites	—
P_1	: Puissance active instantané	[W]
Q_{rea}	: Puissance réactive instantané	[W]

LIM	: Moteur à induction linéaire (Linear Induction Motor)	—
IFOC	: Commande Vectorielle Indirecte (Indirect Field Oriented Control)	—
SMC	: Contrôleur Mode Glissant (Sliding Mode Controller)	—
MLI (PWM)	: Modulation par Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation)	—
TGV	: Train à Grande Vitesse	—
MAGLEV	: Lévitiation Magnétique (Magnetic Levitation)	—
MCC	: Machine à Courant Continu	—
MAS	: Machine Asynchrone	—
MRAS	: Model Reference Adaptive System	—

Table des matières

Nomenclatures.....	viii
Liste des figures	x
Introduction Générale.....	1

Chapitre 01 : Synthèse sur les Moteurs Linéaires.

Introduction	4
Historique	5
Les applications du moteur linéaire	6
Géométries et classification	6
Les différentes technologies existantes	9
Moteurs à course limitée	9
Moteur à bobine mobile	10
Moteur à aimants mobiles.....	10
Électro-aimants.....	10
Moteurs à course illimitée	11
Moteur synchrone à aimant permanents	11
Moteur synchrone à aimants permanents et bobinage d'entrefer.....	12
Moteur pas à pas.....	12
Moteur asynchrone linéaire	12
Les avantages et les inconvénients des machines linéaires	13
Les avantages.....	13
Les inconvénients	13
Développement des moteurs linéaires	13
Freins aux développements industriels des moteurs linéaires	13
La recherche actuelle sur les moteurs linéaires.....	14
Différents effets d'un moteur linéaire	14
Effet de bord (Edge effect).....	14
Effet de l'entrefer (Gap effect)	15
Effet de déroulement (Effect of unrolling)	15
Effets aux limites (End effects).....	15
Conclusion	16

Chapitre 02 : Modélisation du Moteur à Induction Linéaire.

Introduction	17
Principe de base.....	18
Modélisation du moteur à induction rotatif (asynchrones)	18
Constitution	18
Stator (l'inducteur)	18
Rotor (l'induit)	19
Glissement.....	19
Schéma équivalent à une phase de la machine.....	20
Schéma équivalent au rotor ouvert.....	20
Schéma équivalent au rotor fermé	20
Représentation schématique	21
Modèle de la MAS.....	22
Hypothèse simplificatrices	22
Équations de tension en grandeurs de phase.....	22
Équations de flux	22
Équation mécanique	23
Modèle de Park	23
Transformation de Park	23
Application de la transformation de Park	25
Équations des tensions.....	26
Équations des flux.....	26
Couple électromagnétique.....	27
Model d'état de la machine asynchrone.....	27
Modèle du Moteur à induction linéaire	28
Résultats de simulation.....	29
Effets aux limites dans un moteur à induction linéaire.....	30
Circuit équivalent dans le repère dq	32
Modèle du Moteur à induction linéaire avec effets aux limites	34
Résultats de la simulation.....	35
Modélisation du convertisseur statique	36
Principe de l'onduleur de tension.....	37

Principes des stratégies de la commande MLI.....	38
Commande par modulation de largeur d'impulsion (Modulation sinus-triangle)	38
Caractéristiques de la modulation.....	39
Modèle de l'onduleur.....	39
Résultats de simulation.....	40
Conclusion.....	42

Chapitre 03 :Étude de la Commande Vectorielle et la Commande par Linéarisation Entrée-Sortie.

Introduction.....	44
Principe de la commande vectorielle	45
Orientation du flux secondaire.....	46
Commande du LIM par la méthode directe.....	47
Calcul de ϕ_r	49
Calcul de v_e	49
Calcul des régulateurs.....	50
Régulateur du courant i_{qs}	50
Régulateur du courant i_{ds}	51
Régulateur du flux.....	51
Régulateur de vitesse.....	52
Test de découplage.....	53
Résultats de simulation.....	54
Commande du LIM par la méthode indirecte	56
Calcul des régulateurs.....	57
Régulateur du courant i_{qs}	57
Régulateur du courant i_{ds}	58
Calcul du régulateur de vitesse	59
Test de découplage.....	59
Résultat de simulation	60
Commande par linéarisation entrée-sortie	62
Degré relatif	64
Calcule de degré relatif des sorties.....	64

Construction de la Loi de commande	65
Résultat de simulation	66
Conclusion.....	67

Introduction Générale

L'apparition récente des techniques de l'usinage à grande vitesse a conféré au moteur linéaire à induction une place prépondérante par rapport aux motorisations rotatives conventionnelles. Les machines assurant ce type d'usinage, connues sous le label UGV, sont à dynamique rapide et nécessitant des motorisations à entraînements directs. Le moteur linéaire à induction est alors un actionneur de choix qui permet de satisfaire à ces impératifs [1,2,5,12]. Il est présenté comme l'une des plus grandes innovations technologiques. Cependant, son réel essor ne date que du début des années 90.

Le moteur à induction linéaire (LIM) est une machine rotative coupée et déroulée, et qui convertit l'énergie électrique directement en énergie mécanique d'un mouvement linéaire. Son principe de fonctionnement est similaire à un moteur asynchrone rotatif. Les enroulements primaire et secondaire correspondent respectivement au stator et au rotor d'un moteur asynchrone rotatif. Le terme de moteur linéaire recouvre en fait une très grande variété de systèmes. En effet, il y a, par exemple, des moteurs de type asynchrone ou synchrone, avec des géométries de type plat, tubulaire ou annulaire, et différentes topologies. Grâce à ses avantages et sa simplicité, il s'est procuré place dans pas mal d'applications, de la machine outil jusqu'au transport (la traction électrique : MAGLEV, TGV, Tramway, etc.). Le fait que le moteur linéaire possède des extrémités, il est le siège de divers effets indésirables qui influent sur ces performances, d'où la nécessité de prendre en considération ces effets pour une modélisation fine en vue de sa commande (objet de notre étude).

Il existe de nombreux principes de commande des machines asynchrones (rotatives et linéaires) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel). Elle se distingue comme étant un outil puissant et efficace dotant la machine de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celles obtenues avec une machine à courant continu. Cette méthode permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe de flux et un axe de force [26, 28, 29, 30]. Deux types seront abordés dans ce travail: les commandes directe et indirecte, avec et sans compensation des effets aux limites pour voir l'influence de ces derniers sur les performances de réglage. Les lois de commandes classiques par PI, quoique encore très utilisées, peuvent s'avérer insuffisantes ou peu adaptées à cause de la variation de certaines caractéristiques physiques du moteur linéaire qui peuvent être variés au cours du fonctionnement ce qui entraîne des variations paramétriques du modèle [3, 17, 18, 19].

Un grand effort a été déployé dans le développement des méthodes et des algorithmes d'estimation de ces paramètres afin d'estimer la valeur ou la variation des effets aux limites au cours de fonctionnement. Dans cette voie, nous allons proposer des méthodes d'estimation des paramètres qui ont une relation directe avec les effets aux limites : Il y'a celles qui dépendent du modèle de la machine s'appuyant notamment sur des techniques d'estimations basés sur le système adaptatif à modèle référence (*MRAS*), sur les techniques d'observations (observateur de Luenberger adaptatif et Luenberger-Sliding) ou celles qui s'appuie sur les techniques de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones artificiel et neurone-floue)

Cette thèse est composée de six chapitres :

- Le premier chapitre présente un bref historique de la technologie des moteurs linéaires. Les différentes familles et architectures d'actionneurs linéaires pour les systèmes à entraînement direct sont ensuite présentées. Une analyse de l'état de l'art montre d'une part l'essor récent des moteurs linéaires et, d'autre part, les freins technologiques actuels qui s'y rattachent, les divers effets caractérisant le moteur linéaires sont présentés.
- Dans le deuxième chapitre, un modèle mathématique du moteur linéaire à induction est élaboré en se basant sur le modèle du moteur rotatif, ce modèle est écrit en deux modes avec et sans effets aux limites.
- Le troisième traite la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande vectorielle de la machine linéaire (avec ses différentes méthodes d'orientation de flux secondaire). Une méthode de compensation est introduite pour subvenir aux effets aux limites pour les deux types de la commande, à savoir, vectorielle (directe et l'indirecte) et linéarisation entrée-sortie.

Finalement nous clôturons la thèse par une conclusion générale.

Chapitre Un :

Synthèse sur les Moteurs Linéaires.

Introduction

Le moteur linéaire à induction (LIM) occupe à nos jours une place importante dans de nombreuses applications industrielles telles que la traction électrique, les industries textiles et papetière ou encore la robotique mobile autonome [1,5,6]. Particulièrement, dans le domaine de l'usinage à grande vitesse (UGV), récemment paru, l'emploi de cette machine occupe une place de choix souvent irremplaçable par les alternatives faisant intervenir les machines rotatives associées aux oranges de transformation de mouvement.

Des interactions magnétique, électrique et mécanique se conjuguent donc pour produire les efforts de traction et de répulsion nécessaires pour la mise en mouvement de la partie mobile de cet actionneur dont la topologie favorise l'apparition des effets spéciaux presque absents dans les structures rotatives [5].

Ainsi, l'objet de ce chapitre est, tout d'abord, de présenter un bref historique de la technologie des moteurs linéaires, puis d'étudier les principales structures industrialisées de cette machine. Enfin, une étude comparative est envisagée pour la détermination aussi bien des similitudes et des différences avec le moteur asynchrone que des effets spéciaux intervenant dans la dégradation des performances des actionneurs linéaires à induction.

Historique

La conception du moteur linéaire est presque aussi vieille que celle d'un moteur électrique rotatif; elle dérive directement des expériences d'Arago et de Faraday et des dispositifs à champ glissant de Tesla et de Ferraris [7]. La première proposition de réalisation d'une machine linéaire date, à notre connaissance, de 1852 ; il s'agit d'un moteur à courant continu destiné à l'entraînement d'une machine à coudre. Le premier moteur linéaire était une machine à reluctance construite par Charles Wheatstone en 1845, pour être de près suivi d'une machine semblable par Henry Fox Talbert. Nicola Tesla a inventé le moteur à induction en 1888 [3,4]. En 1901, R.D. Mershon dépose un brevet concernant un moteur asynchrone à mouvement limité et en 1902, A. Zehden préconise l'emploi d'un dispositif similaire à la traction ferroviaire. Bien qu'il contienne peu d'informations sur la technologie du moteur linéaire, il présente le choix des moteurs linéaires asynchrones pour propulser des trains de passagers [2], (Fig. 1.1).

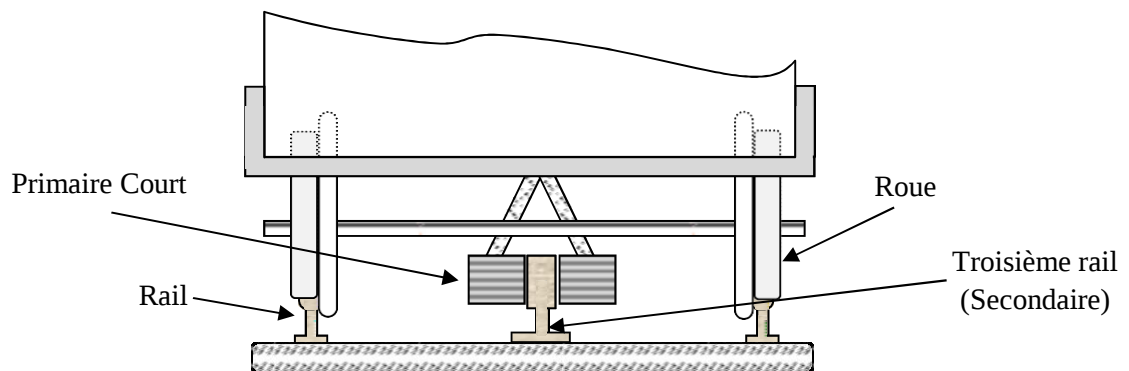


Fig. 1.1 : 1^{er} brevet de moteur linéaire.

En 1946, Westinghouse a construit un lanceur complet d'avion, qui était un moteur à induction avec un primaire mobile. C'était cette machine qui a inspiré E. R. Laithwaite pour commencer son propre travail sur les moteurs linéaires dans les années 50, depuis il y a eu des avancées rapides dans le domaine des machines à induction linéaires pour produire des forces d'arrêt, propulser les véhicules à grande vitesse et comme accélérateurs pour produire de l'énergie cinétique. En 1969, il y a eu une tentative de transport par moteur linéaire asynchrone avec l'aérotrain suburbain S44 [2], (Fig. 1.2). Il était sustenté et guidé par des coussins d'air horizontaux et verticaux, et glissait sur une voie en béton ayant la forme d'un T inversé.



Fig. 1.2 : L'aérotrain suburbain S44.

L'expérimentation du système de propulsion par moteur électrique linéaire a permis au S44 d'atteindre une vitesse de 170 km/h sur sa voie d'essais de 3 km, et depuis 1974, le S44 a cédé place au Train à Grande Vitesse (TGV).

Le développement industriel des moteurs linéaires dans d'autres domaines que le transport n'a pris son essor qu'à la fin des années 80 et connaît aujourd'hui une croissance annuelle de 20%. C'est un secteur en plein développement, qui s'étend actuellement à de nouveaux domaines d'applications.

Les applications du moteur linéaire

L'emploi de ces machines est très vaste et ne cesse de s'étendre aux secteurs les plus variés. L'évolution de l'électronique de commande et des performances des matériaux aimantables accroîtront sans doute d'avantage l'intérêt de celles-ci et pourront en faire un élément important des techniques de l'heure [3]. D'une manière générale leurs champs d'applications potentiels sont les domaines suivants.

- **Transport :**
 - Les métros automatiques.
 - Le système de Maglev.
 - TGV (train à grande vitesse)
- **Quelques applications à fort couple**
 - Ascenseurs.
 - Systèmes robotique.
 - les accélérateurs et les lanceurs
 - Les systèmes Industriels flexibles.
 - Les grands télescopes.
- **Quelques applications linéaires**
 - Fermetures ou ouvertures des rideaux.
 - Portes glissantes.
 - les bagages d'aéroport manipulant.

Géométries et classification

Il est possible de générer une force de déplacement linéaire à partir de l'action d'un champ glissant sur un métal non ferromagnétique à haute conductivité électrique .cette partie non ferromagnétique du secondaire est donc un circuit électrique conducteur de courant, tandis que la partie ferromagnétique est conductrice aussi bien pour le flux magnétique que pour le courant électrique .De telle organisation structurelle ,il résulte qu'en pratique les moteurs linéaires à primaire simple face et court et à secondaire massif forment la classe la plus répandue des machines linéaires à induction .De cette configuration sont dérivées plusieurs variantes dont on distingue principalement [5,7,12].

- Le moteur à primaire simple comportant un circuit magnétique de retour. (Fig 1.3)

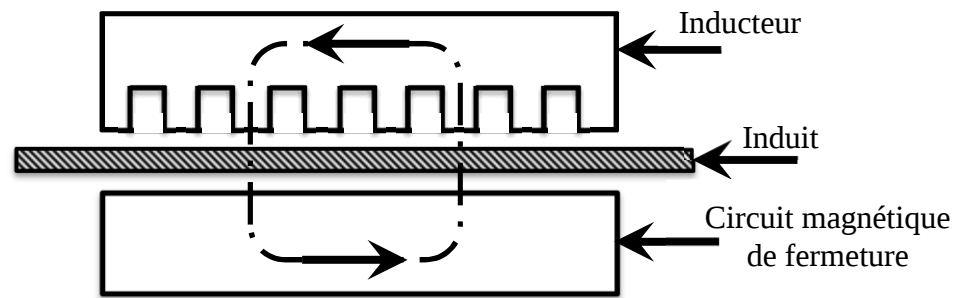


Fig 1.3 : Moteur linéaire à inducteur simple.

- Le moteur à primaire simple, sans circuit magnétique de retour, les lignes d'induction se fermant dans l'air, (Fig1.4).

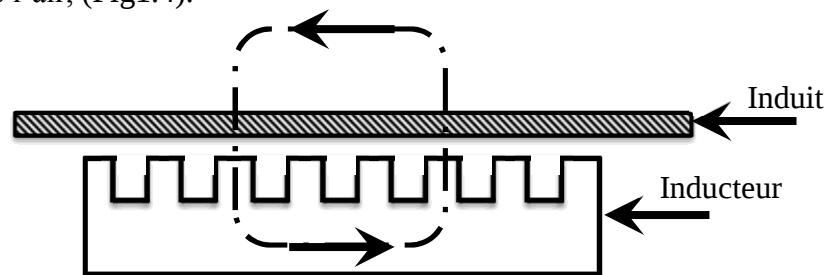


Fig 1.4 : Moteur linéaire à inducteur simple sans circuit magnétique de retour.

- Le moteur linéaire à secondaire en forme d'échelle (Fig 1.5), dans lequel on dispose, dans les encoches du secondaire ferromagnétique, une échelle conductrice dont les barreaux sont équivalents aux barres des moteurs à cage et les montants aux anneaux de court-circuit.

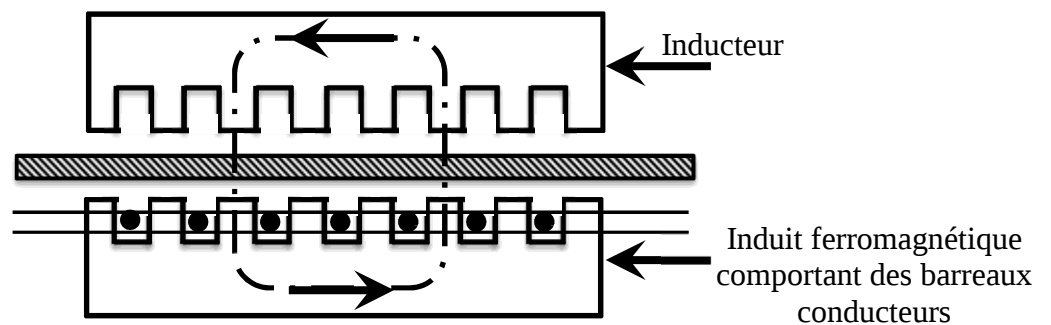


Fig 1.5 : Moteur linéaire à induit en forme d'échelle.

- Le moteur linéaire à secondaire composite (Fig 1.6), est constitué d'une feuille conductrice appliquée sur une plaque d'acier magnétique assurant le retour du flux.

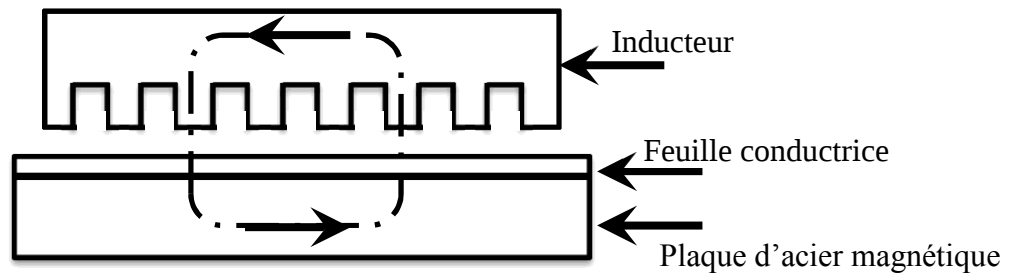


Fig 1.6 : Moteur linéaire à induit composite.

- Le moteur linéaire à secondaire magnétique massif, et dont le primaire peut être simple (Fig 1.7), soit double.

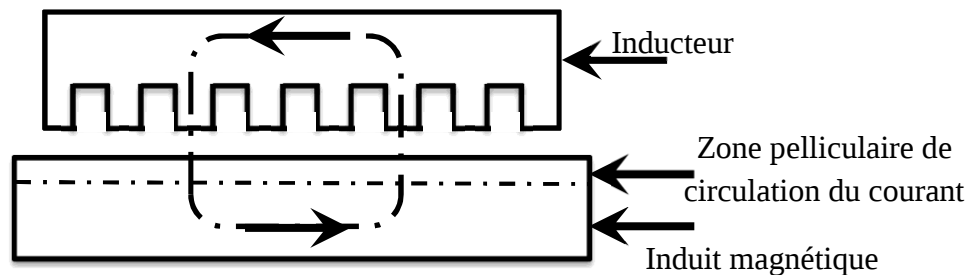


Fig1.7 : Moteur linéaire à induit magnétique massif.

- Parmi ces topologies linéaires, on cherche à réduire les efforts exercés sur le système de guidage. En effet, si la surface active d'entrefer est plane, les efforts normaux ne sont pas négligeables. Ils sont considérés comme parasites et peuvent atteindre des valeurs 100 fois supérieures à celles des efforts tangentiels qui constituent la composante utile [2,4,5,7]. Ainsi, deux géométries, l'une en U, l'autre tubulaire, permettent grâce à une compensation globale des composantes normales des efforts, de minimiser la force résultante sur le guidage (Fig 1.8).

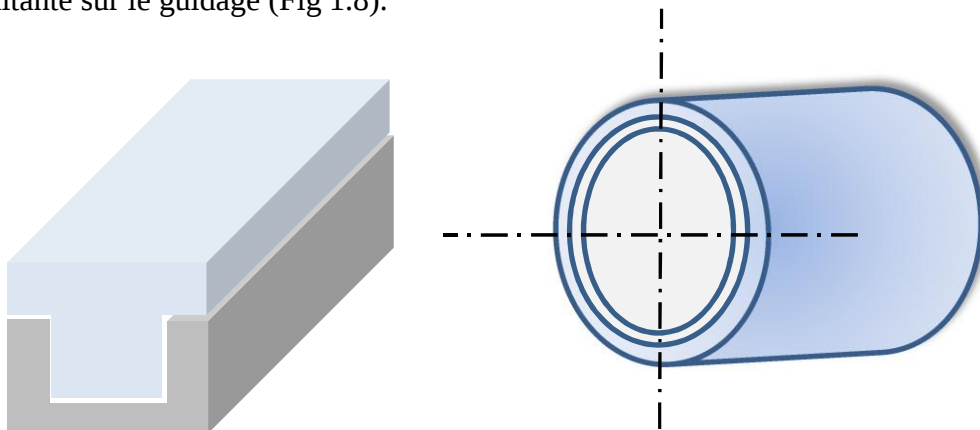


Fig. 1.8 : Géométrie en T et tubulaire.

- Pour doter le moteur linéaire d'un mouvement combiné assurant à la fois une translation longitudinale et transversale, le primaire de telle machine est constitué d'encoches sous forme de tableau d'encoches arrangées en parallèle à des distances appropriées et connectées magnétiquement par des liens ferromagnétiques perpendiculaires à la direction du flux. Cette structure de circuit magnétique offre la possibilité de juxtaposer deux voies perpendiculaires d'enroulement et multiphasique (Fig.9).

Ajustant le courant de chaque enroulement, le moteur linéaire à mouvements combinés peut se déplacer selon deux directions perpendiculaires. Ce type de moteur peut être à simple ou à double face [1,5].

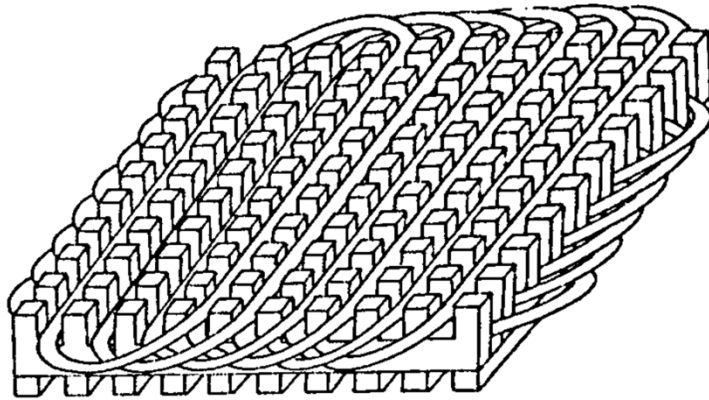


Fig 1.9 : le primaire d'un moteur linéaire de deux degrés de liberté.

Dans un moteur linéaire à induction à double face, la partie ferromagnétique du secondaire n'est pas nécessaire puisque le flux excité par un enroulement primaire, après passage par l'entrefer et le secondaire non ferromagnétique, est fermé par le fer du second primaire. Théoriquement, en comparaison avec un moteur linéaire à induction à simple face, celui à double face avec des enroulements primaires localisés sur les deux côtés, excite la même f.m.m, mais la force de propulsion est quatre fois plus intense tout en ayant les mêmes dimensions.

D'autre part le moteur linéaire à induction à double face possède un avantage très important c'est le fait que le secondaire est non ferromagnétique, élimine les forces d'attraction normales entre le primaire et le secondaire. Mais son inconvénient majeur est la difficulté technique de construction [5]. En fait, il est plus difficile de garder un entrefer à la fois petit et constant dans un moteur linéaire à induction à double face que dans un moteur linéaire à induction à simple face.

Les différentes technologies existantes

Il y a deux groupes principaux peuvent être considérés, les moteurs à course limitée (inférieure typiquement à 50 mm) et les moteurs dont la course n'est pas limitée du point de vue magnétique (moteurs à course illimitée), mais uniquement par des contraintes mécaniques d'intégration. Pour ces différentes technologies, diverses conceptions sont toujours envisageables (i.e. moteur tubulaire, à simple ou double inducteurs, à simple ou double action). Elles ne sont pas toutes reprises ci-après.

Finalement, toutes ces technologies ont un potentiel industriel qui leur est propre, dépendant notamment des performances de chaque technologie, de la facilité d'intégration dans un système et des coûts de productions [4,12].

Moteurs à course limitée

Les moteurs à course limitée sont généralement monophasés, apportant une légère simplification de l'électronique de contrôle. Bien que pour les spécialistes en motorisation la différence avec des systèmes polyphasés ne soit pas substantielle, cet avantage a contribué à un développement plus rapide de ces technologies, dans un monde industriel où ces compétences ne sont pas

toujours présentes. Pour des faibles courses, les technologies principalement utilisées sont les suivantes :

Moteur à bobine mobile

Différentes configurations sont envisageables [4,11,12,13]. La figure 1.4(a) présente les constituants principaux, également représentés sur la photographie de la figure 1.4(b) (motorisation d'un axe d'une machine textile).

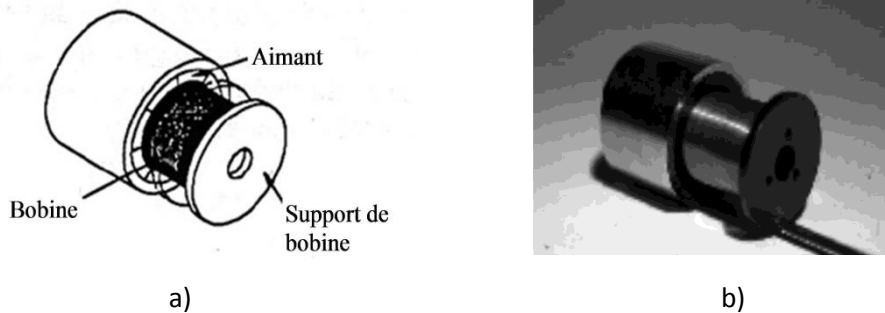


Fig. 1.9 : Bobine mobile
a) architecture, b) photographie

Moteur à aimants mobiles

La conception classique de ce type d'actuateurs [14] est donnée sur la figure 1.10(a). La photographie de la figure 1.10(b) est relative à un moteur à aimants mobiles utilisé pour le contrôle de fortes charges dans une machine outils.

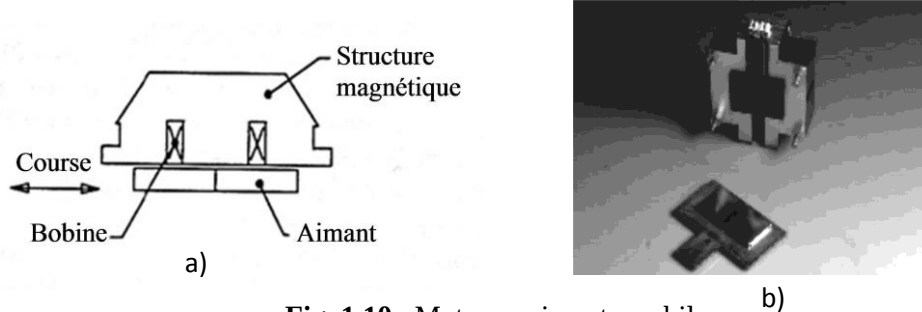


Fig. 1.10 : Moteur à aimants mobiles
a) architecture, b) photographie

Les deux aimants sont à l'avant de la figure 1.10(a), alors qu'un stator à doubles inducteurs est placé à l'arrière.

Comparée au moteur à bobine mobile, cette technologie offre un bien meilleur rapport force/masse.

Électro-aimants

Ce type d'actuateurs est généralement utilisé sur de très faibles courses (typiquement de 1 à 10 mm).

Ils sont souvent de type réluctant mais des variantes de conception de tous types peuvent être envisagées [4,14,15].



Fig. 1.11 : Électro-aimants.

La figure 1.11 est une photographie de trois actuateurs utilisés pour des missions spatiales, respectivement pour l'ouverture du couvercle de protection d'un télescope spatial infrarouge (ISO), du déblocage d'un bras robotique embarqué sur la sonde Huygens (Saturne) et du blocage d'un système optique durant les vibrations typiques au décollage d'un lanceur (SAX). Le potentiel industriel de cette technologie est depuis longtemps exploité.

Moteurs à course illimitée

Ces derniers sont forcément polyphasés (deux ou trois phases). Les technologies principalement utilisées sont les suivantes :

Moteur synchrone à aimant permanents

La structure de la machine est identique à celle du moteur synchrone à aimant permanent rotatif, la partie fixe étant généralement réalisée au moyen d'une voie d'aimants [9,10,14]. La figure 1.12 met bien en évidence les deux composants principaux, le chariot mobile qui inclut principalement le paquet de tôles bobiné, la voie d'aimant dont la longueur est directement fixée par la course.



Fig. 1.12 : Moteur synchrone à aimant permanents.

A ce jour, cette technologie est la plus utilisée dans les entraînements linéaires industriels où des fortes poussées sont requises. Son rendement élevé présente l'avantage de limiter l'énergie thermique à dissiper dans le système et la technologie se prête bien au réglage précis de la position (i.e. faible constante de temps). L'intégration mécanique est aisée en terme d'entrefer magnétique, dans ce cas relativement important (typiquement 0.6 mm), mais requière un soin particulier au vu des efforts magnétiques importants exercés entre les parties fixe et mobile.

Moteur synchrone à aimants permanents et bobinage d'entrefer

Cette technologie est la variante polyphasée du moteur à bobine mobile. Une bobine montée sur un support où autoportée est placée dans un entrefer magnétique où sont canalisés les flux d'une voie d'aimants (Fig 1.13) [9,10,14].

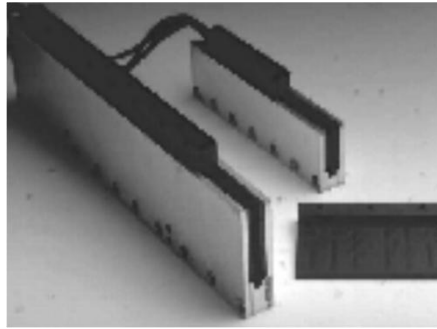


Fig. 1.13 : MSAP et bobinage d'entrefer.

Moteur pas à pas

Toutes les structures de moteurs pas à pas traditionnelles [11] peuvent à nouveau être considérées pour un moteur pas à pas linéaire [15]. La figure 1.13 donne un exemple de conception. Les avantages de la technologie sont la facilité de pilotage et le mouvement incrémental qui en résulte. Dans ce mode de fonctionnement, la précision de positionnement et la dynamique sont limitées.

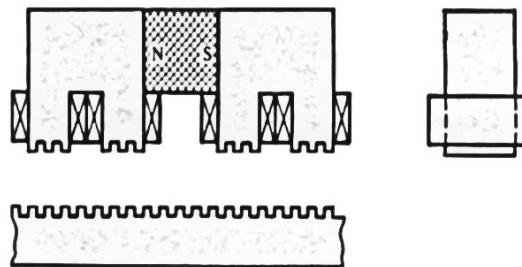


Fig. 1.14 : Moteur pas à pas.

Les inconvénients de cette technologie coïncident malencontreusement avec les avantages des entraînements directs (i.e. dynamique, précis).

D'autre part, les coûts de fabrication élevés et les problèmes de montage liés aux faibles entrefers n'en font pas une technologie généralement attractive. Un marché de niche demeure néanmoins pour cette technologie. Des produits industriels existent depuis de nombreuses années, développés à une époque où les technologies d'entraînement direct alternatives n'étaient pas encore au point, notamment au niveau des électroniques de commande.

Moteur asynchrone linéaire

La structure de la machine linéaire est identique à celle d'un moteur asynchrone rotatif classique, modifiée pour le cas particulier. Des structures tubulaires sont fréquemment considérées [7, 17].

Les avantages et les inconvénients des machines linéaires

Les avantages

En se limitant à des critères principalement techniques, l'attrait pour l'entraînement linéaire direct s'explique aisément par les avantages apportés par la technologie. Ces derniers sont principalement les suivants :

- Dynamique élevée par une réduction des masses;
- Entraînement direct et donc absence de jeu de transmission;
- Contacts réduit aux simples roulements, d'où une longue durée de vie;
- Grande précision de positionnement;
- Flexibilité et souplesse; etc.

Les inconvénients :

- Le glissement des machines linéaires est généralement supérieur à celui des dispositifs tournants et leur rendement est donc théoriquement plus faible.
- La capacité maximale de force d'un entraînement électromécanique linéaire direct est limitée par rapport à certaines technologies alternatives.
- L'entrefer rapporté au pas de déplacement est, par conséquent, plus élevé.
- Le jeu mécanique et les difficultés associées de précision de positionnement et le bruit acoustique élevé.

Développement des moteurs linéaires

Freins aux développements industriels des moteurs linéaires

Il existe principalement deux types de frein aux développements industriels des moteurs linéaires [2,4]:

- a) Des limitations liées à la fabrication des moteurs linéaires :

Le coût d'un moteur linéaire est étroitement lié au marché des aimants permanents. En effet, le frein principal au développement des moteurs linéaires est le coût initial élevé des matériaux. Un verrou important concerne donc la fabrication d'aimants permanents à moindre coût avec une valeur de $(B \cdot H)_{\max}$ élevée. Généralement, les aimants utilisés dans les moteurs linéaires synchrones à aimants permanents sont de type Néodyme-Fer-Bore. Ils présentent l'avantage d'avoir une courbe de démagnétisation de pente $\mu_r \neq 1,05$. Plusieurs raisons conditionnent le choix de la technologie Nd-Fe-B au détriment du Samarium-Cobalt (Sm-Co) ou de l'Aluminium-Nickel-Cobalt (Alnico) :

Un niveau d'induction rémanente suffisamment élevé, $B_r > 1.18T$, qui permet d'obtenir une puissance massique compétitive.

- b) Des limitations liées à la commande de ces technologies :

Dans un futur proche, le défi pour les nouvelles commandes de moteurs linéaires dans le domaine de la machine-outil, est d'atteindre, en termes de précision de positionnement, une valeur de référence de 0,01 mm. La difficulté majeure est de pouvoir atteindre cette qualité de précision avec des dynamiques de machines élevées. Il faut obtenir des systèmes ultra précis à dynamique élevée, ce qui nécessite une connaissance approfondie du système et donc une modélisation fine du moteur linéaire.

La recherche actuelle sur les moteurs linéaires

Depuis les années 1960, le Japon est le pays le plus innovateur dans le domaine des moteurs linéaires, notamment grâce aux financements investis dans la recherche via les études menées sur le MAGLEV.

Les études actuelles au Japon sont basées sur [2,4]:

- Les systèmes motorisés multidirectionnels;
- Les méthodes d'analyse systématique des systèmes à moteurs linéaires;
- Les méthodes de mesure et d'évaluation des moteurs linéaires industriels;
- La promotion des moteurs linéaires dans l'industrie médicale.

Actuellement, les activités de recherche pour les moteurs linéaires s'articulent autour des axes suivants [2]:

- Commandes permettant de réduire les perturbations extérieures (effort de coupe, etc.);
- Commandes limitant les variations de paramètres;
- Commandes et structures de machines réduisant les effets d'ondulation de force et de force de détente.

Différents effets d'un moteur linéaire

Il existe plusieurs effets caractérisant le moteur linéaire. Ces effets peuvent être minimisés le plus possible durant le design du moteur afin de subvenir aux dégradations qui peuvent affecter les performances. Parmi ces effets on trouve [4,7,8]:

Effet de bord (Edge effect)

Ces effets sont généralement décrits comme étant les effets d'avoir une largeur finie du moteur linéaire. Ces effets sont plus évidents avec les valeurs basses du rapport largeur à l'entrefer. La figure 1.15 illustre la variation de la densité de flux dans la direction transversale. La figure montre une descente au centre due aux effets de bord qui est très claire aux glissements élevés.

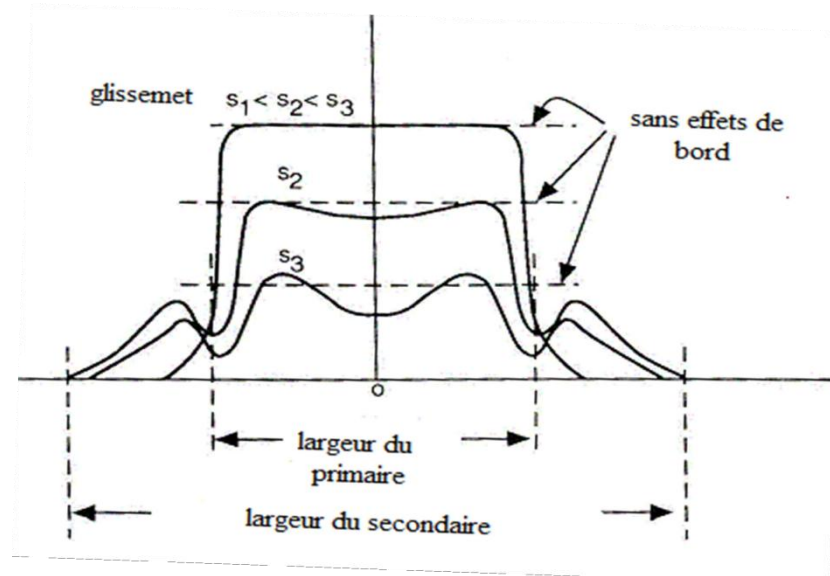


Fig. 1.15 : Effet de bord dans un moteur linéaire.

Effet de l'entrefer (Gap effect)

Les moteurs conventionnels tournants ont un entrefer très petit, de l'ordre de 2 mm ou moins. Ceci permet d'avoir une densité de flux élevée dans l'entrefer. Pour un moteur linéaire, l'entrefer peut être de l'ordre de 5 cm (traction électrique), et comme conséquence, moins de densité de flux et par la suite plus de pertes.

Effet de déroulement (Effect of unrolling)

Les chemins de flux dans une machine rotative 4-pôles, a un instant donné, est illustré dans la figure 1.16(a). Quand la machine est coupée et déroulée en machine linéaire, les chemins de flux se voit non perturbé (figure 1.16(b)). Ceci est vrai que pour un instant donné. Après un quart de cycle, la situation change (Fig 1.16(c)).

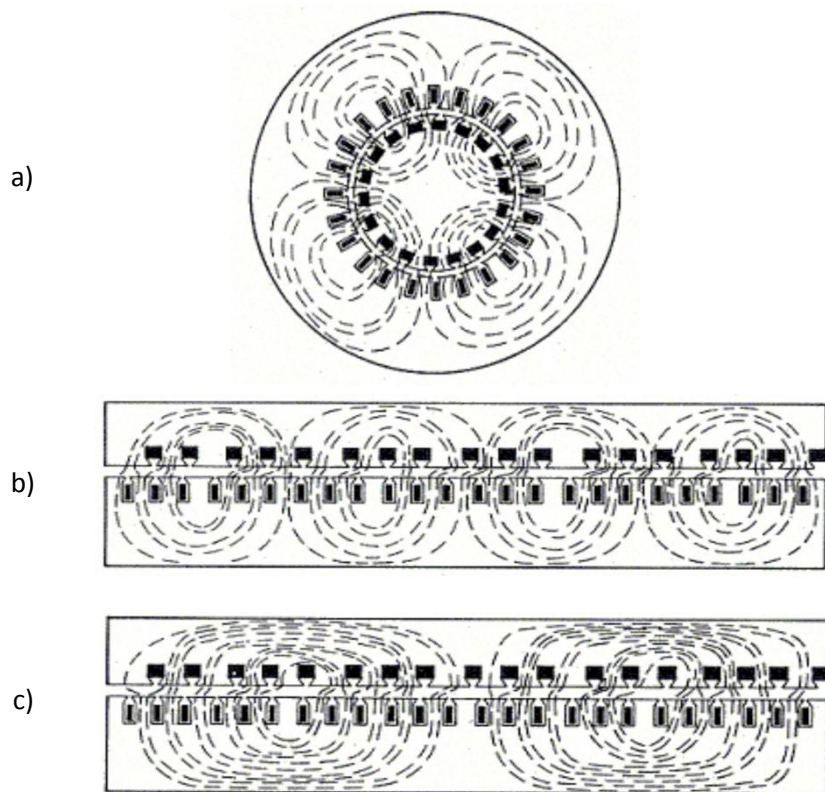


Fig. 1.12 : Effet de déroulement dans un moteur linéaire.

Effets aux limites (End effects)

Le fait que le moteur linéaire possède un inducteur ouvert aux extrémités, que l'entrefer, qui est assez large, est pratiquement comblé par l'induit conducteur, que la valeur de l'induction varie en phase et en module implique que le champ résultant possède des effets parasites appelés effets d'extrémités. Tout d'abord les effets aux limites qui sont dus principalement aux discontinuités magnétiques à l'entrée et à la sortie de la machine. C'est à dire que les dimensions finies de l'inducteur provoquent des champs de fuites (Fig 1.17) [4,21,22,23,24].

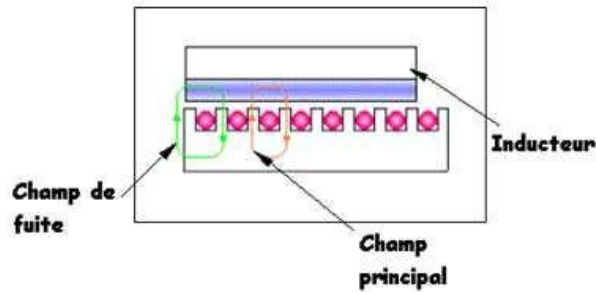


Fig. 1.17 : Effets aux limites dans un moteur linéaire.

Conclusion

Aujourd'hui, les moteurs linéaires se procurent place dans plusieurs domaines d'applications et sont largement utilisés dans l'industrie, notamment dans les systèmes de production où le contrôle de l'actionneur devient une condition primordiale pour améliorer les performances du système. Toutefois, de part la géométrie des moteurs linéaires utilisés, il existe divers phénomènes (effets) qui ont une influence sur leurs performances en matière de commande et qui entraînent des dégradations indésirables. Pour affiner ce modèle, il est donc nécessaire de modéliser finement ces effets. Ce sont les effets aux limites qui nous intéressent plus particulièrement, dans le but d'améliorer la commande de ces actionneurs linéaires.

Chapitre Deux :

Modélisation du Moteur à Induction Linéaire

Introduction

Les entraînements régulés (associations machine électrique-convertisseur statique-commande) sont aujourd'hui utilisés dans toutes les applications requérant la variation de vitesse ou la commande de position. Leur domaine d'application est donc très vaste et il comprend notamment l'industrie de la voiture électrique, de la traction électrique (métro et train) et l'aérospatial. Il existe une grande variété de moteurs électriques, pouvant être utilisés comme machine d'entraînement, et par conséquent, plusieurs types d'entraînement électronique peuvent être utilisés pour la commande de vitesse.

La plupart des processus réels sont non-linéaires et non-stationnaires. On peut donner comme exemples le caractère non-linéaire de la saturation magnétique, l'évolution des résistances électriques avec la température, l'usure des parties mécaniques, pour se limiter au domaine des machines électriques.

Dans ce chapitre, nous présentons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine. Par la suite, nous présenterons le modèle du moteur linéaire avec et sans considérations des effets aux limites. Finalement, nous procédons à la simulation numérique du modèle du moteur linéaire pour visualiser son comportement dynamique.

Principe de base

La machine linéaire peut être considérée comme une machine rotative développée, se distinguant par des caractéristiques spécifiques. Les différents types des moteurs linéaires correspondent effectivement aux différents moteurs rotatifs. Tout comme pour le cas du moteur rotatif, le moteur linéaire à induction est le plus utilisé parmi les différents moteurs linéaires [11,16]. Pour ce type de moteur, on utilise généralement les termes primaire et secondaire pour désigner inducteur et induit, au lieu de stator et rotor respectivement. Si le primaire est fixe alors le secondaire est mobile et inversement [2]. Le moteur linéaire à induction c'est un moteur rotatif qui est coupé selon la direction radiale et déroulé à plat. La Figure (2.1) présente le passage d'un moteur rotatif à un moteur linéaire :

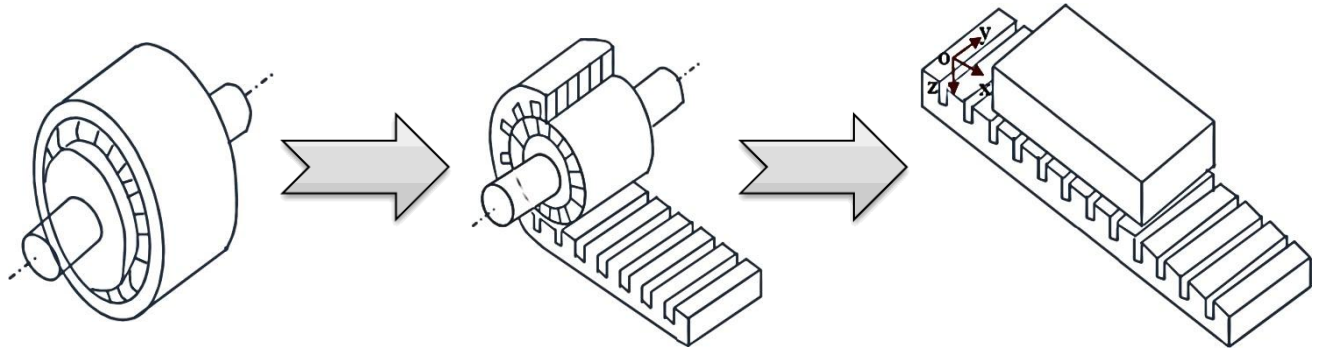


Fig 2.1 : Transformation d'un moteur rotatif en moteur linéaire.

Modélisation du moteur à induction rotatif (asynchrones)

Constitution

On se propose dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitution de la machine asynchrone. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique en deux parties distinctes:

- Le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- Le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique.

Stator (l'inducteur)

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède « p » pair de pôles.

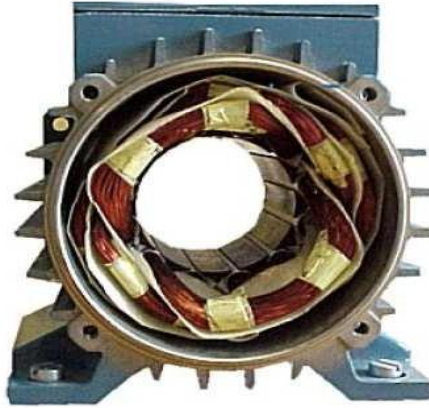


Fig.2.3: Le Stator.

Rotor (l'induit)

Le rotor n'est relié à aucune alimentation sauf dans le cas d'un moteur à rotor bobiné. Il tourne à la vitesse de rotation Ω . Il existe plusieurs types de rotor, les plus utilisés dans l'industrie sont :

Rotor à cage d'écureuil:

Il est constitué des barres conductrices très souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que le rotor est en court-circuit. Sa résistance électrique est très faible.

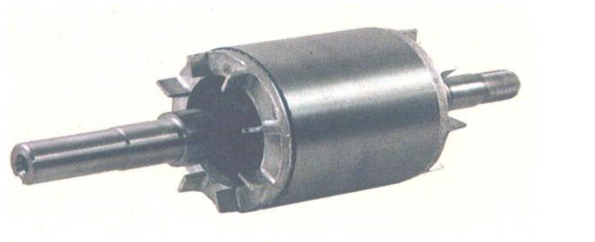


Fig.2.4 : Le Rotor à cage d'écureuil.

Rotor bobiné:

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages. On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur.

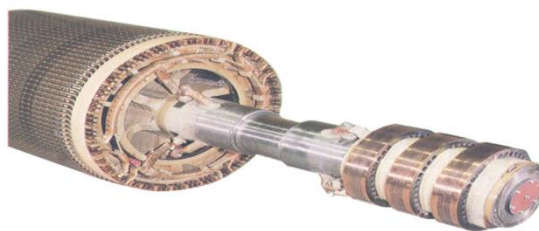


Fig.2.5 : Le rotor bobiné.

Glissement

Le rotor de la machine tourne à la vitesse Ω inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s . On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant. L'expression de glissement est donnée par la relation suivante [34,37]:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (2.1)$$

Tel que :

$$\Omega = 2\pi \cdot n \quad \text{rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad \text{Et} \quad \Omega_s = 2\pi \cdot n_s \quad \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

n_s : Vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant en $[\text{tr} \cdot \text{min}^{-1}]$.

n : Vitesse de rotation du rotor en $[\text{tr} \cdot \text{min}^{-1}]$.

Schéma équivalent à une phase de la machine

On définit un schéma équivalent pour une phase de la machine, à partir de l'analogie avec le transformateur. Ce schéma n'a pas de sens que si le moteur est triphasé, sinon le théorème de Ferraris ne s'applique plus. On suppose les enroulements primaires (statoriques) couplés en étoile. La machine est alimentée par un système triphasé de tensions équilibrées au primaire (stator).

Schéma équivalent au rotor ouvert

Dans ce cas le rotor n'est pas entraîné c'est à dire la vitesse est nulle ($\Omega = 0$) par conséquent la fréquence rotorique est égale à la fréquence statorique f_s . Le schéma équivalent est donné par la figure (2.6).

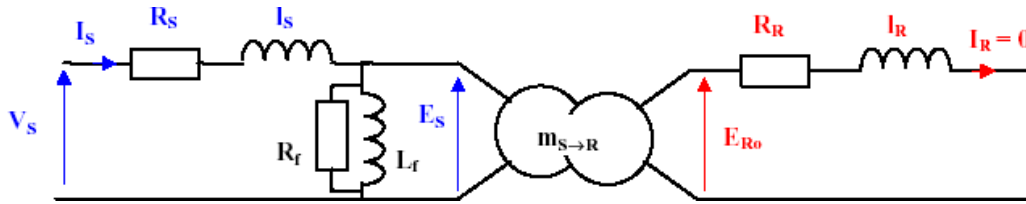


Fig.2.6 : Schéma équivalent au rotor ouvert.

Le rapport de transformation m est défini par :

$$m_{S \rightarrow r} = \frac{k_{Br} \cdot N_r}{k_{BS} \cdot N_s} \quad (2.2)$$

Tel que :

E_{R0} : La force électromotrice à vide [V].

R_f : La résistance qui matérialise les pertes ferromagnétique $[\Omega]$.

k_{Br}, k_{BS} : Sont respectivement le coefficient de Kapp d'enroulement rotorique et statorique.

N_r, N_s : Sont respectivement le nombre de brins conducteurs des enroulements rotoriques et statoriques.

Schéma équivalent au rotor fermé

Dans ce cas la vitesse de rotor est différente de zéro ($\Omega \neq 0$). Si le secondaire est court-circuité, on peut écrire :

$$E_r = (R_r + j \cdot g \cdot \omega_s \cdot L_r) \cdot i_r \quad (2.3)$$

En divisant l'expression (2.3) par g on obtient:

$$\frac{E_r}{g} = \left(\frac{R_r}{g} + j \cdot \omega_s \cdot L_r \right) \cdot i_r = E_{r0} \quad (2.4)$$

On peut donc adopter le schéma du transformateur modifié comme suit

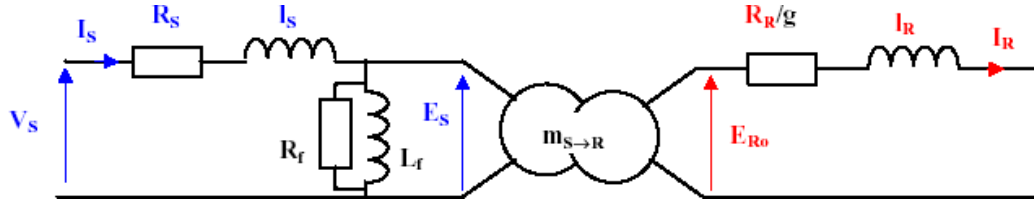


Fig.2.7 : Schéma équivalent au rotor fermé.

Représentation schématique

La machine asynchrone est représentée à la figure (2.9), par six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence R (a,b,c) par rapport à l'axe de la phase statorique S (a,b,c) [29, 32].

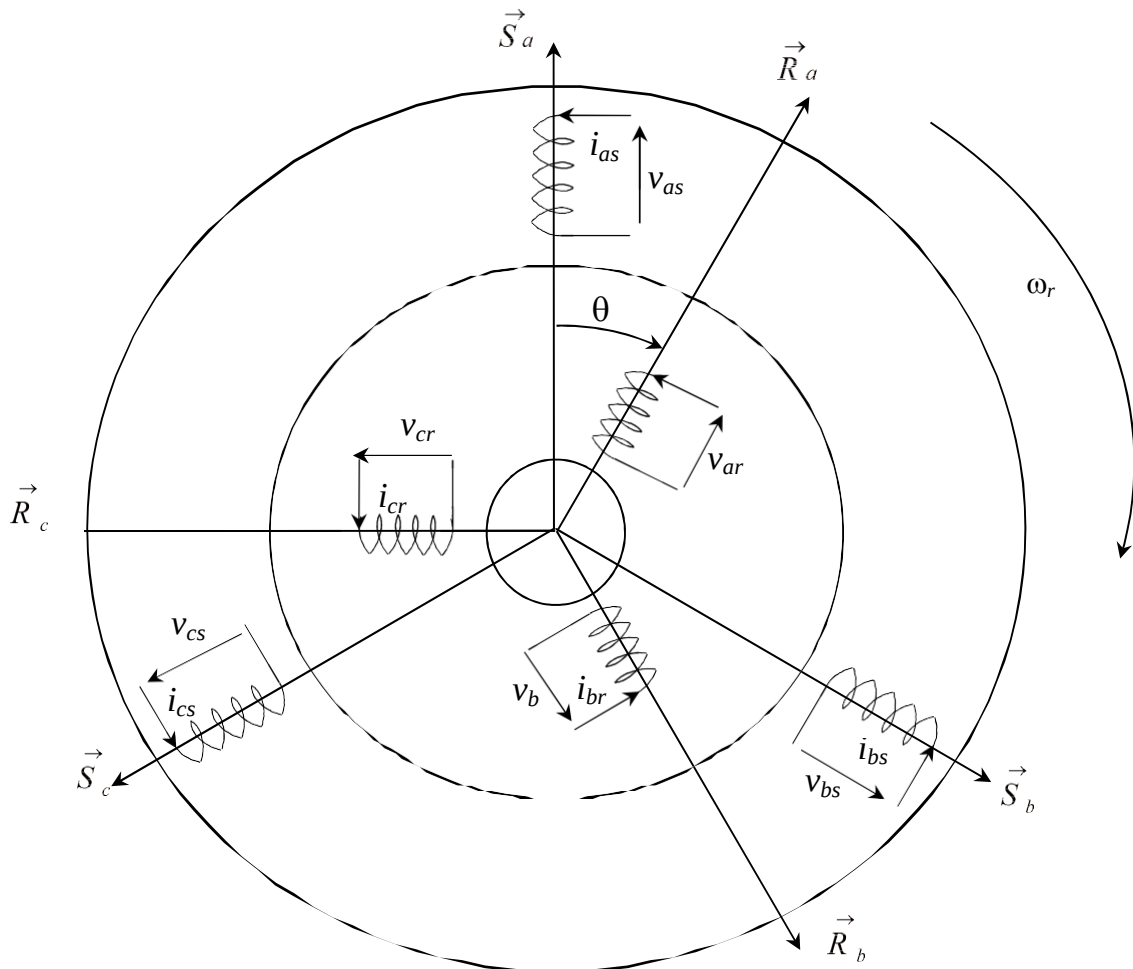


Fig. 2.9 : Représentation schématique d'une machine asynchrone.

Modèle de la MAS

Pour la modélisation, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux. Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau. Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié. Ces choix signifient entre autres que [3, 32,34] :

Les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande, nous adoptons un modèle basé sur les hypothèses de Park [4] :

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer.

Équations de tension en grandeurs de phase

Par application de la loi de Faraday à la machine asynchrone, la loi des mailles s'exprime par la relation suivante :

$$v_s = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (2.5)$$

$$v_r = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (2.6)$$

Où

$$v_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$v_r = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Équations de flux :

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[M] = [M_{sr}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Où l (l) est l'inductance propre d'une phase statorique (rotorique), m (m) est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques) et m_{sr} est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Équation mécanique

L'équation la plus simple d'un mobile en rotation est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_c \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (2.13)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

f_c : Coefficient de frottement visqueux.

C_r : Couple résistant.

L'équation mécanique (2.13) peut s'écrire comme suit :

$$C_{em} - C_r = \frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f_c}{P} \cdot \omega_r \quad (2.14)$$

Modèle de Park

Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et aux flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre les axes magnétiques des enroulements et les axes d et q (figure.2.10) [3,4,34,38].

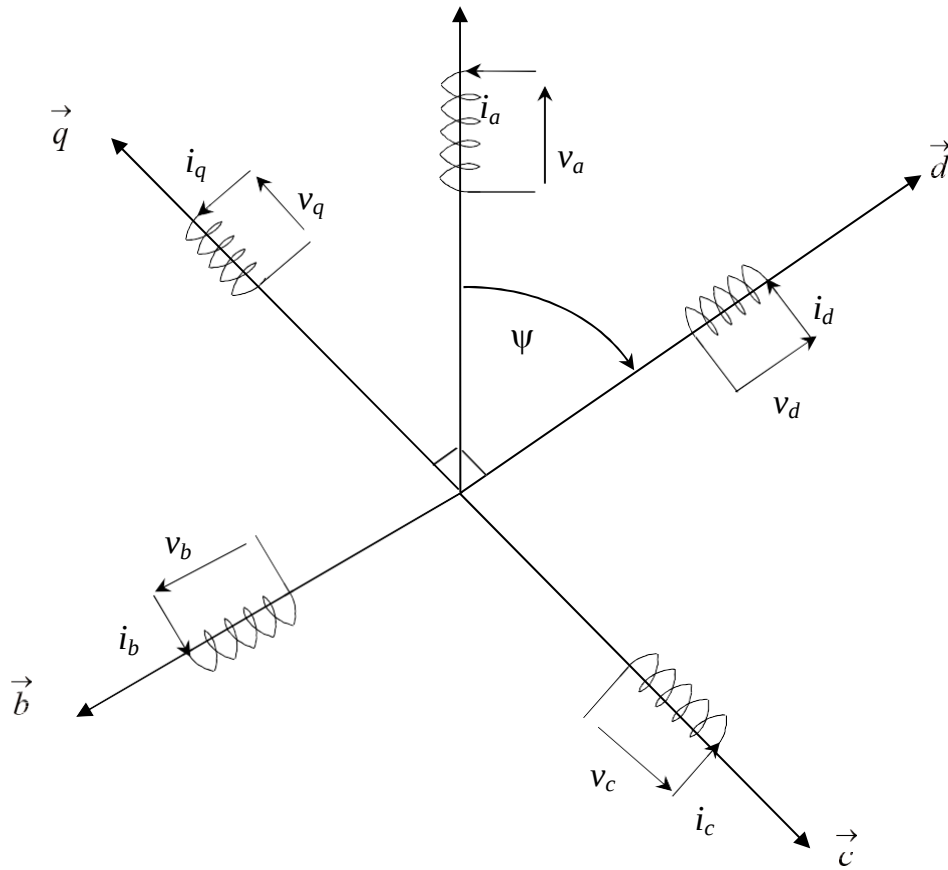


Fig.2.10 : Transformation système triphasé – biphasé.

On définit donc la matrice de transformation de Park par :

$$[A(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[A(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

La transformation de Park directe et inverse appliquée aux tensions par phase est donnée par les équations 2.17 et 2.18, où v_{ds} et v_{qs} sont les composantes directe et en quadrature de la tension statorique et v_{0s} est la composante homopolaire qui est nulle pour un régime équilibré.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = [A(\theta_s)] \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = [A(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Les équations 2.17 et 2.18 peuvent aussi être appliquées aux autres grandeurs comme le courant ou le flux. Pour un système triphasé équilibré, on a :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (2.22)$$

Et

$$i_{ar} + i_{br} + i_{cr} = 0 \quad (2.23)$$

Cela implique que les composantes d'indice « o » (composantes homopolaires) sont nulles.

Application de la transformation de Park :

Pour simplifier le modèle de la machine asynchrone et de se rapprocher de l'automatique classique, on applique la transformation de Park. Ainsi, les entrées des commandes deviennent de type impulsif et les coefficients du système d'équation du modèle triphasé de la machine deviennent indépendants de la position du rotor « θ ».

La figure (2.11) permet de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient.

Deux transformations sont définies à partir de la matrice de Park dans laquelle l'angle « ψ » est remplacé par « θ_s » pour les grandeurs statoriques et par « θ_r » pour celles du rotor; on les note respectivement : $[A(\theta_s)]$ et $[A(\theta_r)]$.

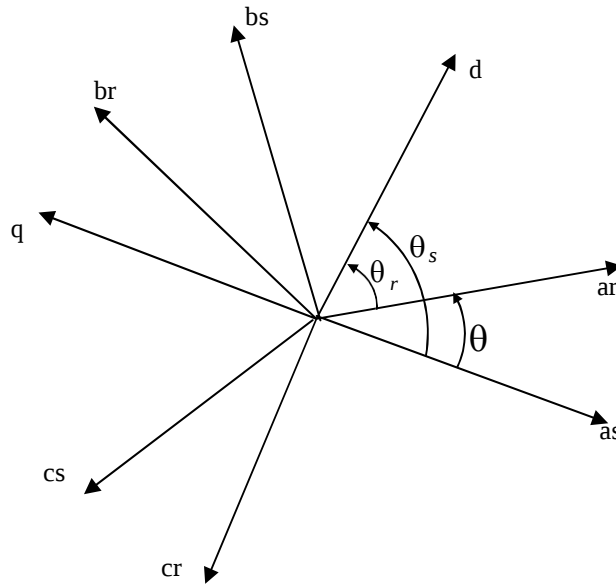


Fig.2.11 : Application de la transformation de Park.

On remarque sur la figure que « θ_s » et « θ_r » sont liés naturellement à « θ » par la relation rigide :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (2.24)$$

Équations des tensions

Faisons le changement de variable, en multipliant les deux membres par $[A(\theta_s)]$ et $[A(\theta_r)]$:

$$[A(\theta_s)][v_{abcs}] = [A(\theta_s)][R_s][i_{abcs}] + [A(\theta_s)] \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (2.25)$$

$$[A(\theta_r)][v_{abcr}] = [A(\theta_r)][R_r][i_{abcr}] + [A(\theta_r)] \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] \quad (2.26)$$

Dans un référentiel lié au champ tournant, cette transformation nous donne :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (2.27)$$

$$v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (2.28)$$

$$v_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{sl} \phi_{qr} \quad (2.29)$$

$$v_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{sl} \phi_{dr} \quad (2.30)$$

Équations des flux

Les transformations proposées établissent les relations entre flux d'axes 'dco' et les flux d'axes 'abc'. En multipliant les deux membres par $[A]$:

Pour le stator :

$$[\phi_{dqos}] = [A(\theta_s)] \{ [L_s][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \} \quad (2.31)$$

Pour le rotor :

$$[\phi_{dqr}] = [A(\theta_r)] \{ [M_{rs}][i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] \} \quad (2.32)$$

On aboutit, après calcul et simplification, à la relation matricielle (2.9) entre les vecteurs flux et les courants d'axes 'dco' :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

On constate que les coefficients de matrice des inductances sont indépendant du temps et que le nombre des paramètres électromagnétiques se réduit à cinq. Ce sont :

$L_s = l_s - M_s$: l'inductance cyclique statorique,

$L_r = l_r - M_r$: l'inductance cyclique rotorique,

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

$L_{os} = l_s + 2M_s$: l'inductance homopolaire statorique,

$L_{or} = l_r + 2M_r$: l'inductance homopolaire rotorique.

L'expression des flux totalisés statoriques prend la forme :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.34)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.35)$$

On obtient de la même manière pour le rotor :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.36)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.37)$$

Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} développé par la machine peut s'exprimer de différentes façons qui dépendent de la stratégie de commande adoptée. Du point de vue de l'état, du choix du référentiel et de choix de nos variables d'état, la puissance absorbée de la machine est donné par le produit vectoriel suivant [4] :

$$P_1 = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \quad (2.38)$$

En remplaçant les équations (2.27) et (2.28) dans (2.38)

$$P_1 = \left[\left(\frac{d\phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} i_{qs} \right) \right] + \left[(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) R_s \right] + \left[(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \omega_s \right] \quad (2.39)$$

Le terme de l'équation représente la puissance électromagnétique c'est :

$$C_{em} = P \cdot \frac{P_{em}}{\omega_s} = P \left[\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds} \right] \quad (2.40)$$

En remplaçant les équations (2.34) et (2.35) dans (2.40) alors :

$$C_{em} = P \left[(L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) i_{qs} - (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) i_{ds} \right] \quad (2.41)$$

Donc :

$$C_{em} = P \cdot L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{qr} i_{ds}) \quad (2.42)$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \text{ soit } i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \quad (2.43)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}, \text{ soit } i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r} \quad (2.44)$$

En remplaçant les équations (2.43) et (2.44) dans (2.42), nous obtenons :

$$C_{em} = \frac{P \cdot L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (2.45)$$

Model d'état de la machine asynchrone

Pour une bonne présentation de la MAS, nous concéderons comme variables d'états les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) et la vitesse de rotation :

$$\begin{cases}
\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega \cdot i_{qs} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \omega_m + V_{ds} \\
\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\sigma L_s \omega i_{ds} - \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \cdot \omega_m - \frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \phi_{qr} + V_{qs} \right) \\
\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega - \omega_m) \phi_{qr} \\
\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{qs} - (\omega - \omega_m) \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \\
\frac{dw}{dt} = \frac{P^2 \cdot L_m}{L_r \cdot J} \left(i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr} \right) - \frac{c}{J} \cdot \omega_m - \frac{C_r}{J}
\end{cases} \quad (2.46)$$

Où σ est le coefficient de dispersion : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$

Modèle du Moteur à induction linéaire

Le modèle du moteur à induction linéaire est semblable à un moteur à induction rotatif. Le primaire est le même comme un stator plat du moteur linéaire [3,4,5,19]. Le secondaire constitue par un conducteur avec un chemin du retour du fer pour l'aimanter. Les états et les paramètres J , f_c , C_r et C_{em} reliés au mouvement rotatif de la MAS sont v , J , f_c , F_r et F_e pour le moteur linéaire. Nous obtenons par conséquent, $\omega = \frac{\pi}{h} \cdot v$ et $\theta = \frac{\pi}{h} \cdot d$. Le modèle d'un moteur

linéaire à induction triphasé est donné comme suit [35, 48] :

$$\begin{cases}
\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{\pi}{h} \cdot v_e \cdot i_{qs} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \phi_{dr} + \frac{P \cdot L_m \cdot \pi}{L_r \cdot h} \phi_{qr} \cdot v_r + V_{ds} \\
\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\sigma L_s \cdot \frac{\pi}{h} \cdot v_e \cdot i_{ds} - \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{qs} - \frac{P \cdot L_m \cdot \pi}{L_r \cdot h} \phi_{dr} \cdot v_r + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \phi_{qr} + V_{qs} \right) \\
\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + \left(\frac{\pi}{h} \cdot v_e - \frac{\pi}{h} \cdot v_r \right) \cdot \phi_{qr} \\
\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} i_{qs} - \left(\frac{\pi}{h} \cdot v_e - \frac{\pi}{h} \cdot v_r \right) \cdot \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \\
\frac{dv_r}{dt} = \frac{P^2 \cdot L_m}{L_r \cdot J} \left(\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds} \right) - \frac{f_c}{J} \cdot h \cdot v_r - \frac{P}{J} C_r
\end{cases} \quad (2.47)$$

$$F_e = K(\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) = J \cdot \dot{v}_r + f_c \cdot v_r + F_r \quad (2.48)$$

Avec :

$$K = PL_m \pi / (h L_r) \text{ et } h : \text{pas polaire.}$$

Résultats de simulation

La figure 2.12 représente le comportement dynamique du LIM dont les paramètres sont donnés dans l'annexe, sous les conditions de simulation suivantes :

- Démarrage à vide du moteur linéaire;
- A l'instant $t = 3$ s application d'une force de 100 N ;
- A $t = 3$ s élimination de cette force;

On remarque que le régime transitoire dure 0,3 s, et que la vitesse diminue avec l'augmentation de la charge et puis elle augmente avec sa diminution, d'autre part la fore électromagnétique F_e suit la valeur du force résistante.

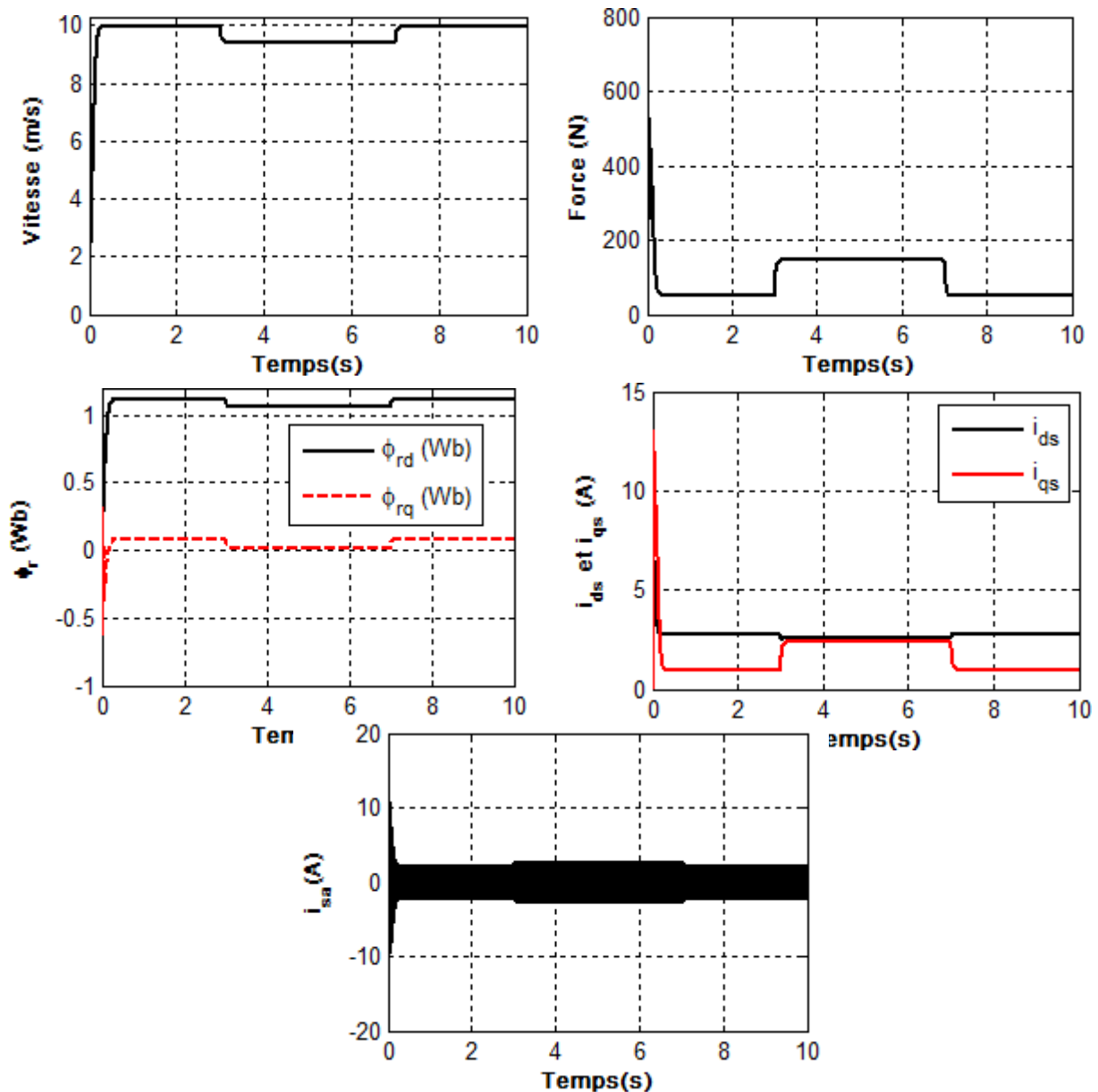


Fig. 2.12 : Comportement dynamique du LIM sans effets aux limites avec alimentation parfaite.

Effets aux limites dans un moteur à induction linéaire

La figure 2.13(a) montre une vue d'un LIM. La génération et l'affaiblissement des champs causent des courants de Foucault dans le secondaire. Les courants de Foucault à l'entrée se développent très rapidement pour minimiser le courant magnétisant, annulant par la suite le flux d'entrefer à l'entrée.

D'autre part, les courants de Foucault à la sortie génèrent une force, réduisant ainsi la capacité de translation du moteur. Le profil de densité des courants de Foucault le long de LIM est représenté sur la figure 2.13(c) [4,21, 23, 24, 25].

Par conséquent, la force magnéto motrice (f_{mm}) résultante, et le flux d'entrefer, ressemble à la figure 2.13(b). Un facteur sans dimension Q est défini comme suit [4, 21, 23, 24, 25, 26, 27] :

$$Q = \frac{T_v}{\tau_{r0}} = \frac{l \cdot R_r}{L_{r0} \cdot v_r} \quad (2.49)$$

Où l , v_r , L_{r0} et R_r sont la longueur du moteur, la vitesse, l'inductance secondaire et la résistance secondaire. T_v est le temps nécessaire pour que l'enroulement primaire (mobile) traverse un point de la raille (Partie fixe : secondaire) et $\tau_{r0} = L_{r0} / R_r$ est la constante du temps du circuit secondaire à vitesse nulle.

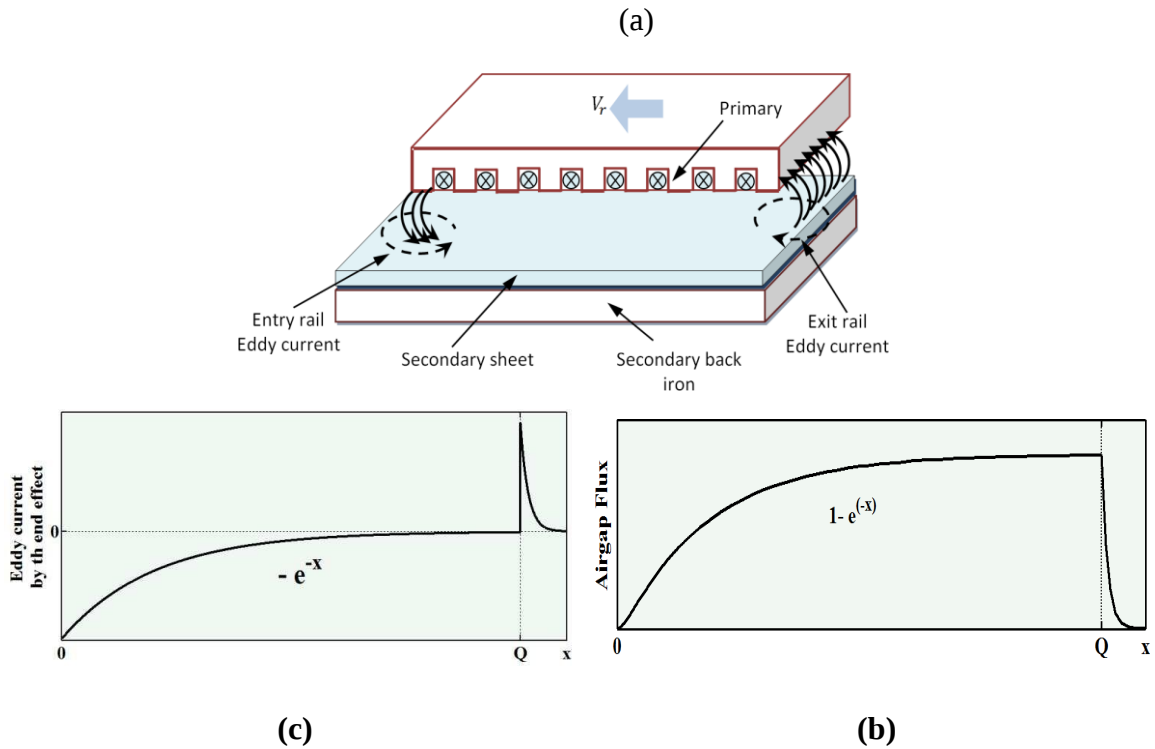


Fig. 2.13 : Moteur à induction linéaire.

- (a) : Génération des courants de Foucault à l'entrée et à la sortie de l'entrefer lors du mouvement du primaire avec la vitesse v_r .
- (b) : Profil de flux de l'entrefer.
- (c) : profile de la Densité de courant Foucault sur la longueur de LIM.

L'entrefer du moteur réside sur l'intervalle $[0, Q]$. Dans cet intervalle, les amplitudes (enveloppes) des courants parasites et des courants magnétisants peut être donnés respectivement comme $-I_m \cdot e^{-x}$ et $I_m (1 - e^{-x})$. En se basant sur cette proposition, la valeur moyenne du courant

parasite, magnétisant et les pertes secondaires, un modèle par phase du moteur linéaire est dérivé [21]. Dans ce modèle, la résistance série qui reflète les pertes fer apparait en série avec l'inductance magnétisante. Les pertes par courant Foucault à l'entrée et à la sortie sont identique que les pertes fer. Les pertes fer normalement représentées par une résistance parallèle à l'inductance magnétisante [23, 24]. En plus, les pertes par courant de Foucault du conducteur secondaire doivent être également représentées par une résistance parallèle. Cependant, dans le modèle [25], les pertes par courant de Foucault sont décrite par une résistance série.

Considérant la figure 2.15 comme un circuit équivalent du modèle pour le moteur asynchrone linéaire avec effets aux limites. D'après ce modèle, en supposant que l'inductance mutuelle égale à $L_{m0} (1 - f(Q))$, où L_{m0} est l'inductance mutuelle à vitesse nulle et $f(Q)$ peut être donnée par la relation

$$f(Q) = \left(1 - e^{-Q}\right) / Q \quad (2.50)$$

Nous avons négligés les pertes par courant de Foucault pour raison de simplification. Cependant, l'inclusion de la branche des pertes augmente la complexité des équations, tandis que la présence ou absence de la branche des pertes ne fait pas une différence dans les dynamiques du courant à moins que le moteur se déplace à vitesse très élevée.

Cependant, la réduction du courant magnétisant par courant de Foucault peut être considérée en modifiant l'inductance mutuelle et par la suite les inductances rotoriques et statoriques en utilisant les équations suivantes [4] :

$$\begin{aligned} L'_m &= L_m(Q) = L_{m0} (1 - f(Q)) \\ L'_s &= L_s(Q) = L_{s0} - L_{m0} f(Q) \\ L'_r &= L_r(Q) = L_{r0} - L_{m0} f(Q) \end{aligned} \quad (2.51)$$

La figure 2.14 présente la variation de l'inductance mutuelle $L'_m = L_{m0} (1 - f(Q))$ et le coefficient de force $L_{m0} (1 - f(Q)) / L_{r0} - L_{m0} f(Q)$ en fonction de la vitesse linéaire. Une nette réduction de l'inductance mutuelle est observée avec l'augmentation de la vitesse, cependant le coefficient du couple reste invariant. L'inductance mutuelle se réduit jusqu'au demi de la valeur initiale à la vitesse de 8m/s.

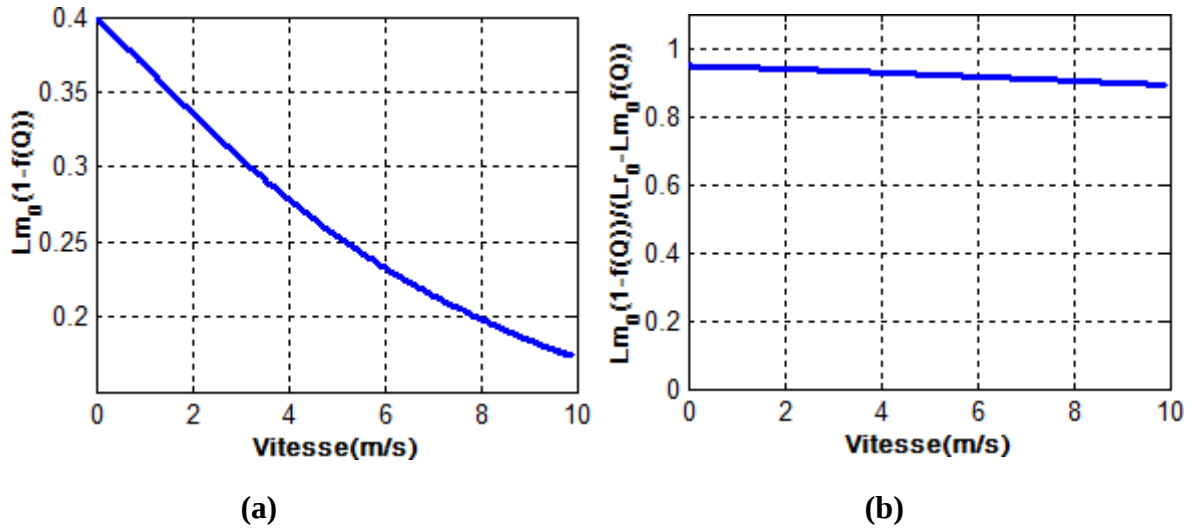


Fig. 2.14 : l'inductance mutuelle et le coefficient du couple en fonction de la vitesse

(a) l'inductance mutuelle, (b) le coefficient de force

Circuit équivalent dans le repère dq :

Le circuit équivalent du moteur à induction linéaire dans le repère d - q est différent de celui du moteur à induction conventionnel. Le circuit équivalent du moteur linéaire est représenté dans la figure 2.15. Le circuit électrique équivalent du LIM de l'axe q est identique à celui d'un moteur à induction conventionnel. Dans ce cas, les paramètres restent inchangeables par les effets aux limites. Le flux d'entrefer est influé par les courants entrants de l'axe d . par conséquent, le circuit électrique équivalent de l'axe d associé avec un moteur à induction conventionnel ne peut être utilisé dans l'analyse du moteur à induction linéaire, si les effets aux limites, comme une fonction de la vitesse linéaire, sont considérés [4, 24, 25].

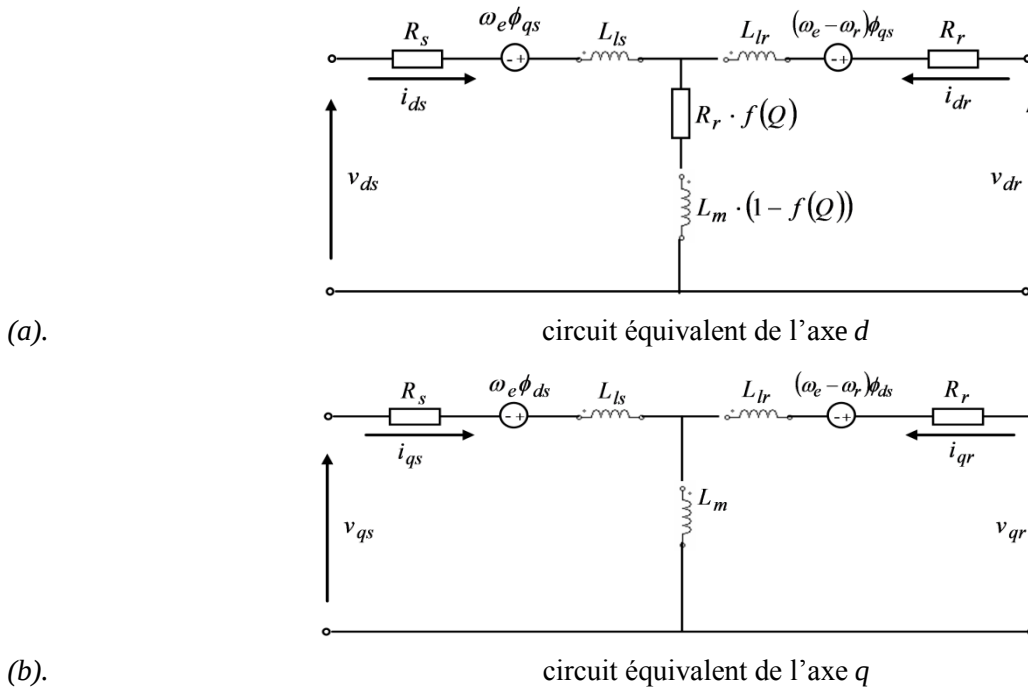


Fig. 2.15: le circuit équivalent du moteur linéaire considérant les effets aux limites.

a). Tensions primaire et secondaire dans l'axe dq

Les équations de tension du primaire et du secondaire, employant un système de référence qui tourne à la vitesse de synchronisme sont donnés comme suit [4,23, 24,25, 26,27] :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \quad (2.52)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \quad (2.53)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \phi_{qr} \quad (2.54)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \phi_{dr} \quad (2.55)$$

b). Flux primaire et secondaire

Les relations flux-courant sont données par

$$\phi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L'_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.56)$$

$$\phi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L'_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.57)$$

$$\phi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L'_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2.58)$$

$$\phi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L'_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (2.59)$$

c). Force de poussée

La force électromécanique -de poussée- est donnée par :

$$F_e = \frac{3 P \pi L_{m0}}{2 2 h L_{r0} - L_{m0} f(Q)} (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (2.60)$$

d). Courants direct et quadratique primaire et secondaire

Les courants de l'axe d et de l'axe q dans le LIM sont dérivés à partir des équations (2.56-59). Par conséquent, l'isolement de i_{ds} à partir de (2.56) et de i_{dr} à partir de (2.58) donnent :

$$i_{ds} = \frac{\phi_{ds} - L'_m i_{dr}}{L_{lr} + L'_m} \quad (2.61)$$

$$i_{dr} = \frac{\phi_{dr} - L'_m i_{ds}}{L_{lr} + L'_m} \quad (2.62)$$

Isolation de i_{ds} de (2.57), et de i_{dr} de (2.59), nous donne :

$$i_{qs} = \frac{\phi_{qs} - L'_m i_{qr}}{L'_r} \quad (2.63)$$

$$i_{qr} = \frac{\phi_{qr} - L'_m i_{qs}}{L'_r} \quad (2.64)$$

Substituant l'équation (2.62) dans (2.61) nous obtenons :

$$i_{ds} = \frac{(L_{r0} - L_{m0} f(Q))\phi_{ds} - L_{m0}(1 - f(Q))\phi_{dr}}{(L_{s0} - L_{m0} f(Q))(L_{r0} - L_{m0} f(Q)) - L_{m0}^2(1 - f(Q))^2} \quad (2.65)$$

La substitution de (2.61) dans (2.62) donne :

$$i_{dr} = \frac{(L_{s0} - L_{m0} f(Q))\phi_{ds} - L_{m0}(1 - f(Q))\phi_{dr}}{(L_{s0} - L_{m0} f(Q))(L_{r0} - L_{m0} f(Q)) - L_{m0}^2(1 - f(Q))^2} \quad (2.66)$$

Substitution de (2.64) dans (2.63) :

$$i_{qs} = \frac{L'_r \phi_{qs} - L'_m i_{qr}}{L_\sigma} \quad (2.67)$$

La substitution de (2.63) dans (2.64) donne :

$$i_{qr} = \frac{L'_r \phi_{qs} - L'_m i_{qs}}{L_\sigma} \quad (2.68)$$

Où

$$L_o = \sigma'_s \cdot L'_s = L'_s L'_r - L'^2_m \quad (2.69)$$

$$L_l = L_{ls} + L_{lr} \quad (2.70)$$

Modèle du Moteur à induction linéaire avec effets aux limites

Le modèle d'état du moteur à induction linéaire dans le repère d-q considérant les effets aux limites peut être obtenu en remplaçant les équations (2.51) dans (2.47). Le modèle finale du LIM est donné par les équations d'état [4, 24] :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L'_s} \left[\left(R_s + \left(\frac{L'_m}{L'_r} \right)^2 R_r \right) i_{ds} + \sigma L'_s \frac{\pi}{h} v_e i_{qs} + \frac{L'_r R_r}{L'^2_r} \phi_{dr} + \frac{P \cdot L'_m \cdot \pi}{L'_r \cdot h} \phi_{qr} \cdot v_r + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L'_s} \left[\sigma L'_s \frac{\pi}{h} v_e i_{ds} - \left(R_s + \left(\frac{L'_m}{L'_r} \right)^2 R_r \right) i_{qs} - \frac{P \cdot L'_m \cdot \pi}{L'_r \cdot h} \phi_{dr} \cdot v_r + \frac{L'_m R_r}{L'^2_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} &= \frac{L'_m R_r}{L'_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L'_r} \phi_{dr} + \left(\frac{\pi}{h} v_e - \frac{\pi}{h} v_r \right) \cdot \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} &= \frac{L'_m R_r}{L'_r} i_{qs} - \left(\frac{\pi}{h} v_e - \frac{\pi}{h} v_r \right) \cdot \phi_{dr} - \frac{R_r}{L'_r} \phi_{qr} \\ F_e &= K(\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) = M \cdot \dot{v}_r + f_c \cdot v_r + F_r \end{aligned} \right. \quad (2.71)$$

Avec :

$$K = \frac{3 P \pi L_{m0} (1 - f(Q))}{2 2 h L_{r0} - L_{m0} f(Q)} \quad (2.72)$$

Résultats de la simulation

Pour évaluer le comportement du LIM considérant les effets aux limites, nous avons simulé le fonctionnement du modèle obtenu en boucle ouverte. La simulation du LIM a été faite sous les conditions suivantes :

- Démarrage à vide du moteur linéaire;
- A l'instant $t = 3\text{s}$, application d'une charge de 100 N ;
- A l'instant $t = 7\text{s}$, élimination de la charge ;

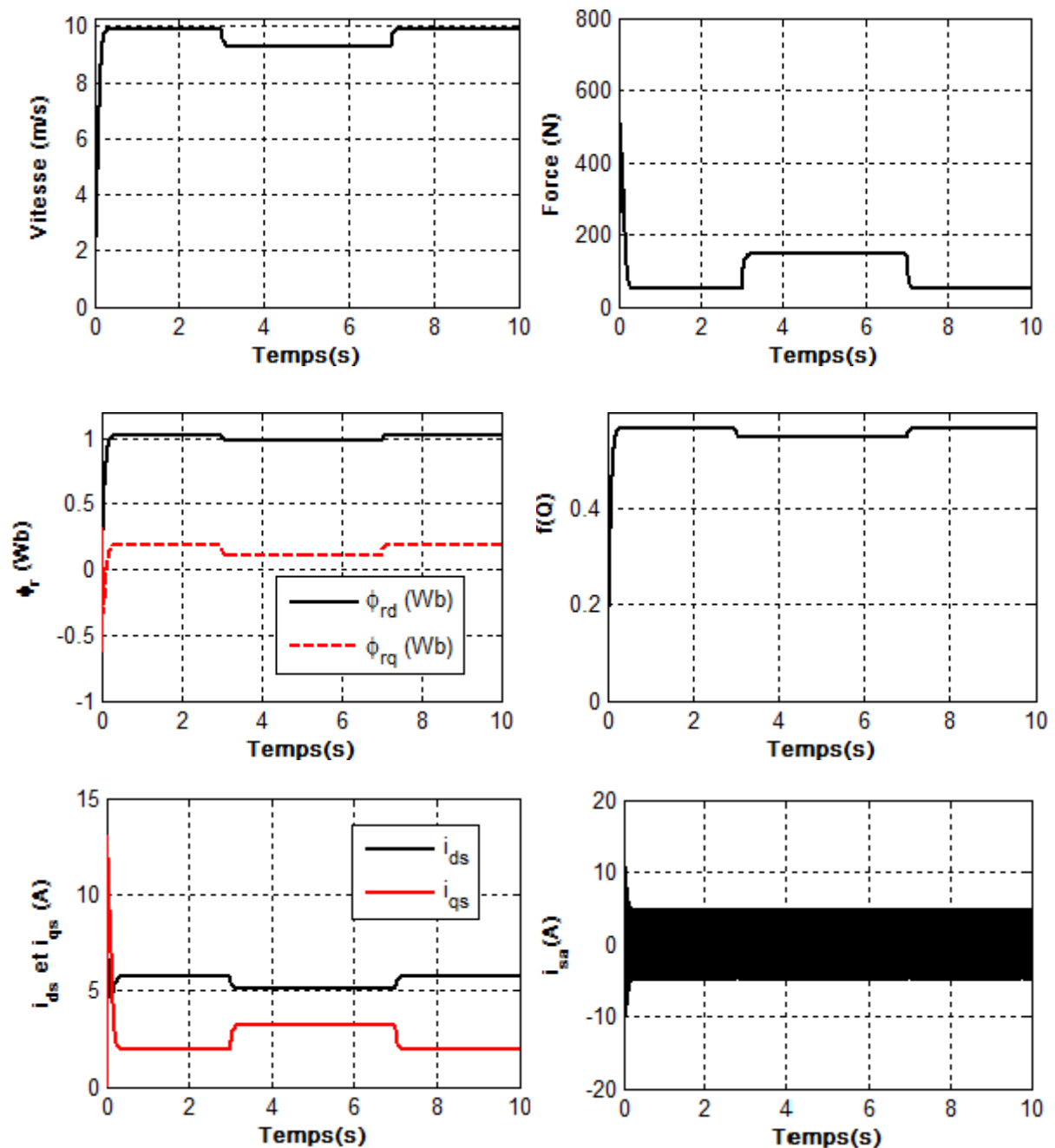


Fig. 2.16 : Comportement dynamique du LIM avec effets aux limites avec alimentation parfaite

On remarque (figure 2.16) que le régime transitoire dure 0,3 s, et que la vitesse diminue avec l'augmentation de la charge et puis elle augmente avec sa diminution, d'autre part la force électromagnétique F_e suit la valeur de la force résistante avec un courant de phase trop chargé.

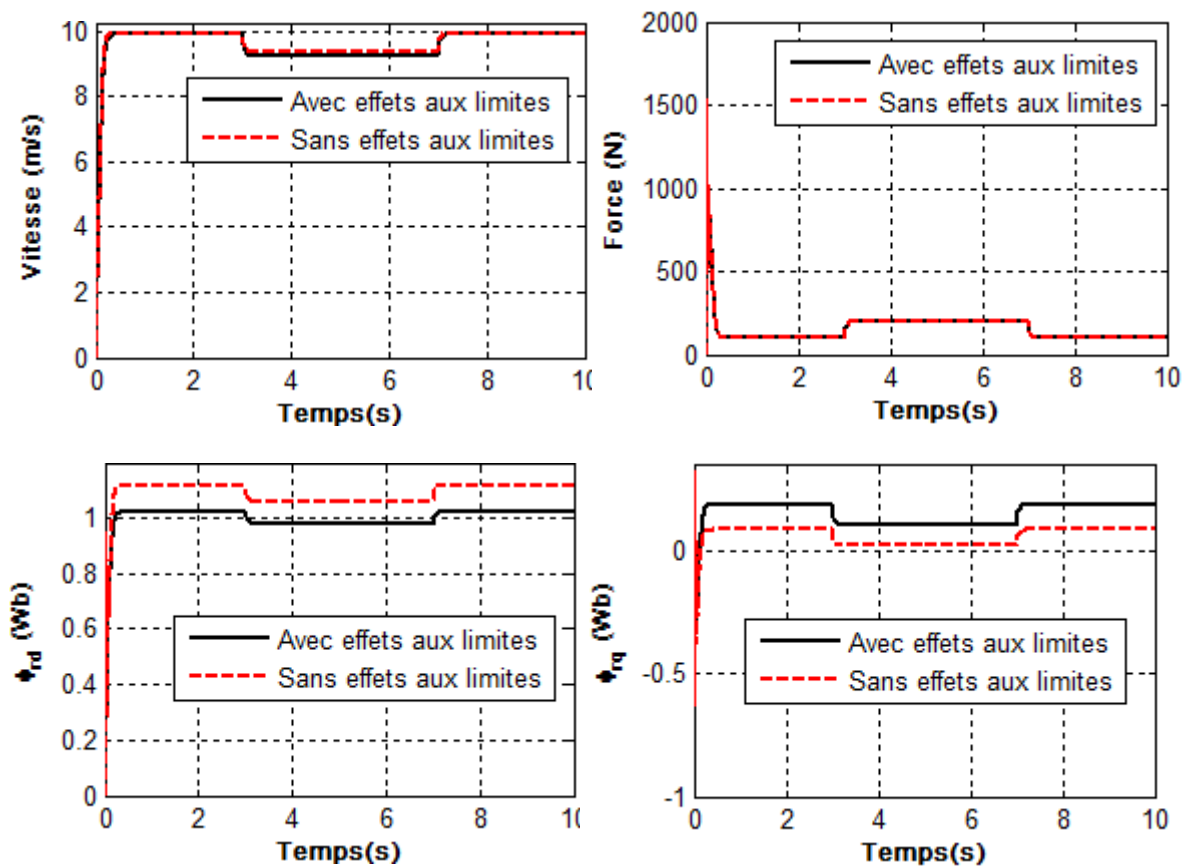


Fig. 2.17 : Comparaison entre le comportement dynamique du moteur à induction linéaire avec et sans effets aux limites.

La figure 2.17 présente une comparaison entre la simulation des deux modèles (modèle simple et modèle considérant les effets aux limites). D'après les résultats de simulation, nous remarquons que la vitesse linéaire reste presque identique pour les deux modèles. La force de poussée du deuxième modèle est confondue avec celle du 1^{er} modèle, ceci est justifié par les résultats obtenus pour le coefficient de la force présenté dans la section 2.6 (figure 2.14). Un net changement au niveau des réponses des flux quadratique et direct est observé, ainsi qu'un appel considérable du courant de phase est présenté par le moteur à induction linéaire considérant les effets aux limites.

Modélisation du convertisseur statique

La modélisation des convertisseurs présente un souci constant des électrotechniciens. Divers travaux ont été menés dans ce domaine. Nous pouvons distinguer plusieurs approches tendant à représenter soit l'évolution fine des grandeurs électriques, soit leurs valeurs moyennes.

Nous avons opté pour une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux [3,4,18,30,34], possédant deux états possibles: fermé et ouvert.

Dans la première partie de ce paragraphe nous présenterons le principe de l'onduleur de tension triphasé. Dans la seconde partie, nous présenterons la commande de l'onduleur par la modulation de largeur d'impulsions. Un modèle de l'onduleur est défini en troisième partie.

Principe de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension permet d'appliquer de façon séquentielle la tension de la source aux bornes de la machine à induction linéaire suivant la commande par modulation de largeur d'impulsions.

La figure (2.18) donne le principe de l'onduleur de tension à commande MLI.

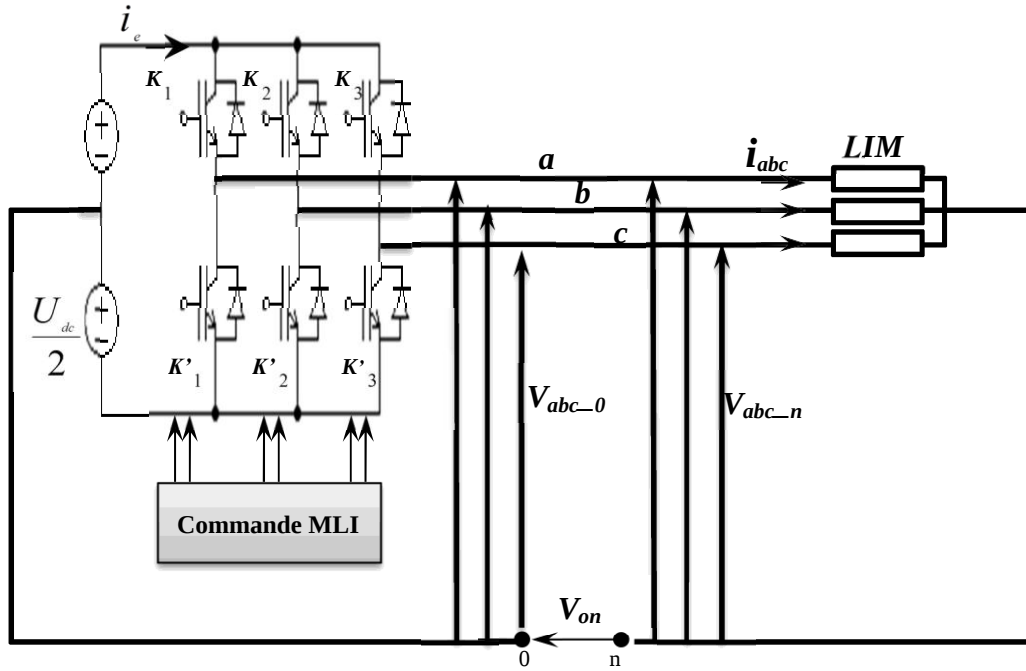


Fig.2.18 : Schéma de principe de l'onduleur à MLI.

Les instants de fermetures des interrupteurs, complémentaires deux à deux, K^1 et K'^1 , K^2 et K'^2 , K^3 et K'^3 , sont déterminés par les intersections des trois ondes de référence représentant les trois tensions de sortie désirées entre les trois bornes de la machine a, b, c et le point milieu (fictif) "O" de sa source de tension continue, avec l'onde de modulation, porteuse.

L'onduleur triphasé à six interrupteurs présenté dans la figure (2.18) est formé par trois demi ponts monophasé à deux niveaux.

Les tensions fournies par les demi-ponts sont:

$$v_i - v_0 = \begin{cases} +\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_i : \text{ fermé} \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K'_i : \text{ fermé} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (2.73)$$

On déduit ces tensions composées entre les bornes de la machine:

$$v_{ab} = (v_a - v_0) - (v_b - v_0) \quad (2.74)$$

$$v_{bc} = (v_b - v_0) - (v_c - v_0) \quad (2.75)$$

$$v_{ca} = (v_c - v_0) - (v_a - v_0) \quad (2.76)$$

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile, les tensions v_a, v_b, v_c aux bornes des trois phases sont données par:

$$v_{an} = \frac{2}{3}(v_a - v_0) - \frac{1}{3}(v_b - v_0) - \frac{1}{3}(v_c - v_0) \quad (2.77)$$

$$v_{bn} = -\frac{1}{3}(v_a - v_0) + \frac{2}{3}(v_b - v_0) - \frac{1}{3}(v_c - v_0) \quad (2.78)$$

$$v_{cn} = -\frac{1}{3}(v_a - v_0) - \frac{1}{3}(v_b - v_0) + \frac{2}{3}(v_c - v_0) \quad (2.79)$$

Le courant fourni par la source de tension continue (batterie) est donné par:

$$i_e = i_{K_1} + i_{K_2} + i_{K_3} \quad (2.80)$$

Principes des stratégies de la commande MLI

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouvertures et de fermetures des interrupteurs. Le critère considéré dans ce chapitre est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde [18,30,34].

Pour assurer cet objectif, la solution la plus employée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où son appellation de «modulation sinus triangle».

Dans le paragraphe suivant, on examinera la commande MLI de l'onduleur de tension triphasé.

Commande par modulation de largeur d'impulsion (Modulation sinus-triangle)

La modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle est réalisée par la comparaison d'une onde sinusoïdale basse fréquence (référence) à une onde triangulaire haute fréquence (porteuse).

Équation de la porteuse (v_p)

La partie ascendante de v_p a pour équation:

$$v_p(t) = V_p \left(-1 + \frac{4}{T_p} t \right) \quad (2.81)$$

La partie descendante de v_p a pour équation:

$$v_p(t) = V_p \left(-\frac{4}{T_p} t + 3 \right) \quad (2.82)$$

$$\text{Avec: } T_p = \frac{1}{f_p}$$

f_p : La fréquence de la porteuse.

V_p : L'amplitude de la porteuse.

Équations de la référence

Les signaux de la référence forment un système triphasé équilibré.

$$v_{s1} = V_s \sin \omega_s t \quad (2.83)$$

$$v_{s2} = V_s \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.84)$$

$$v_{s3} = V_s \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \quad (2.85)$$

$$\text{avec : } \omega_s = 2\pi \cdot f_s \quad (2.86)$$

f_s : La fréquence du fondamentale.

V_s : L'amplitude de l'onde de référence.

Caractéristiques de la modulation

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande:

- L'indice de modulation m , égale au rapport f_p / f_r des fréquences de la modulation et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r , égale au rapport V_r / V_p de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

Dans la pratique, on s'arrange toujours pour avoir un coefficient de réglage r inférieur à l'unité de façon à éviter les ratés de commutations qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement.

Dans notre étude, nous avons utilisé la modulation synchrone, c-à-d la fréquence de la porteuse f_p est un multiple entier de la fréquence de l'onde de référence f_r .

Les tensions à la sortie de l'onduleur (aux bornes de la machine) sont identiques dans l'intervalle $\frac{T_r}{3}$ et $\frac{2T_r}{3}$ près.

L'indice de la modulation a pour valeur :

$$m = 3(2n - 1) \quad (2.87)$$

Modèle de l'onduleur

L'onduleur peut être modélisé par une matrice de connexion. A chaque interrupteur on peut associer une fonction binaire S_i , appelée fonction de connexion:

$S_i = 0$, si l'interrupteur est ouvert

$S_i = 1$, s'il est fermé.

Les hypothèses habituelles pour l'étude des lois de commande MLI sont:

- les interrupteurs sont supposés parfaits.
- la source de chaque cellule impose un courant positif ou négatif non nul.

Dans ces conditions, on doit avoir: $S_i + S'_i = 1$

En désignant par S_i et S'_i les fonctions de connexions des interrupteurs K_i et K'_i .

Le courant i_{Ki} qui traverse l'interrupteur K_i et la tension v_{Ki} à ses bornes ont respectivement pour expression:

$$i_{Ki} = S_i \cdot i_p \quad (2.88)$$

$$v_{Ki} = (1 - S_i) \cdot U_{dc} \quad (2.89)$$

Avec: i_p le courant commuté, correspond aux courants dans la machine i_a, i_b, i_c .

Les tensions fournies par les demi-ponts peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques par:

$$v_a - v_0 = \frac{U_{dc}}{2} S_a \quad (2.90)$$

$$v_b - v_0 = \frac{U_{dc}}{2} S_b \quad (2.91)$$

$$v_c - v_0 = \frac{U_{dc}}{2} S_c \quad (2.92)$$

En remplaçant les équations 2.90, 2.91 et 2.92 dans les équations, 2.77, 2.78 et 2.79 on obtient:

$$v_{an} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (2.93)$$

$$v_{bn} = \frac{U_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \quad (2.94)$$

$$v_{cn} = \frac{U_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \quad (2.95)$$

Ou sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.96)$$

Le courant d'entrée de l'onduleur est donné par:

$$i_e = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c \quad (2.97)$$

Les pertes dans le convertisseur ne sont pas prises en compte pour ce modèle, ce qui permet pas d'estimer le rendement du convertisseur [18].

Résultats de simulation

Dans cette dernière partie, nous avons présenté les signaux de commande conducteurs de l'onduleur triphasé, générés par la commande de modulation l'impulsion, ainsi les différents formes des tensions de l'onduleur.

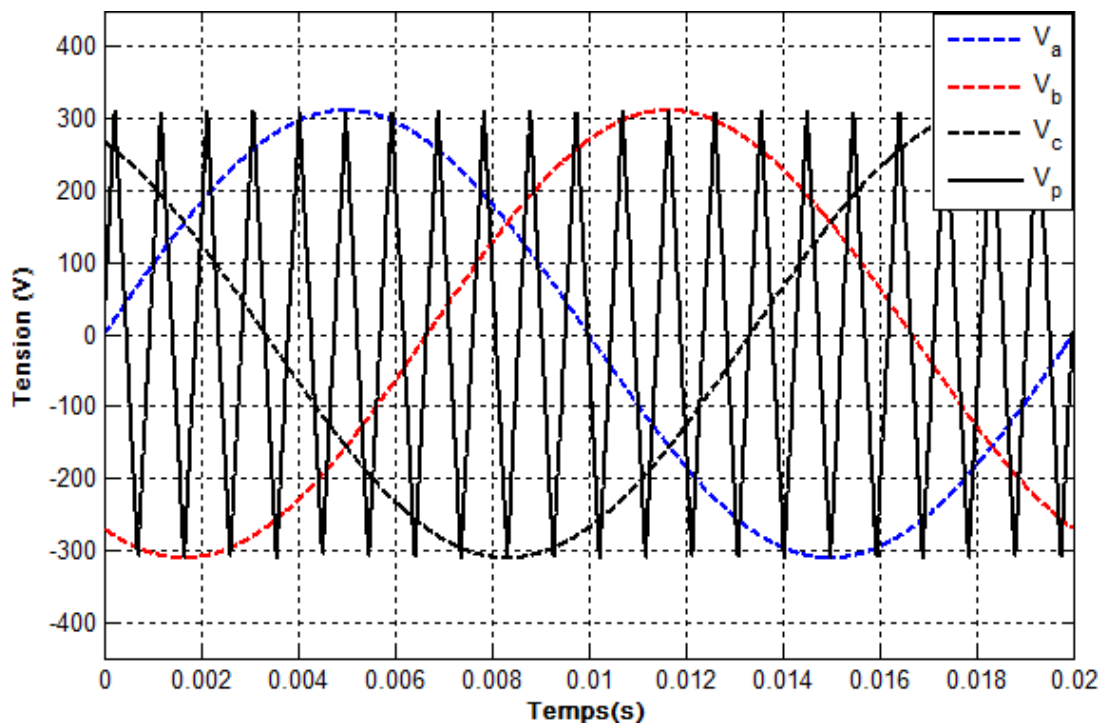


Fig. 2.19 : Principe de la modulation 'sinus_triangle'.

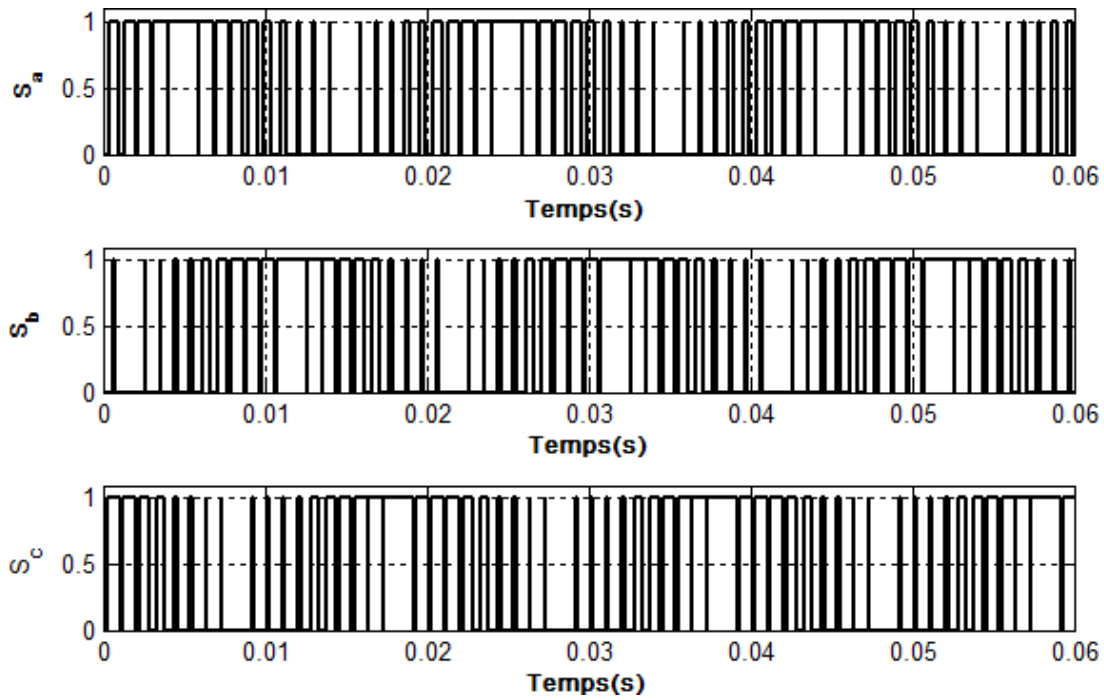


Fig. 2.20: Signaux de commande.

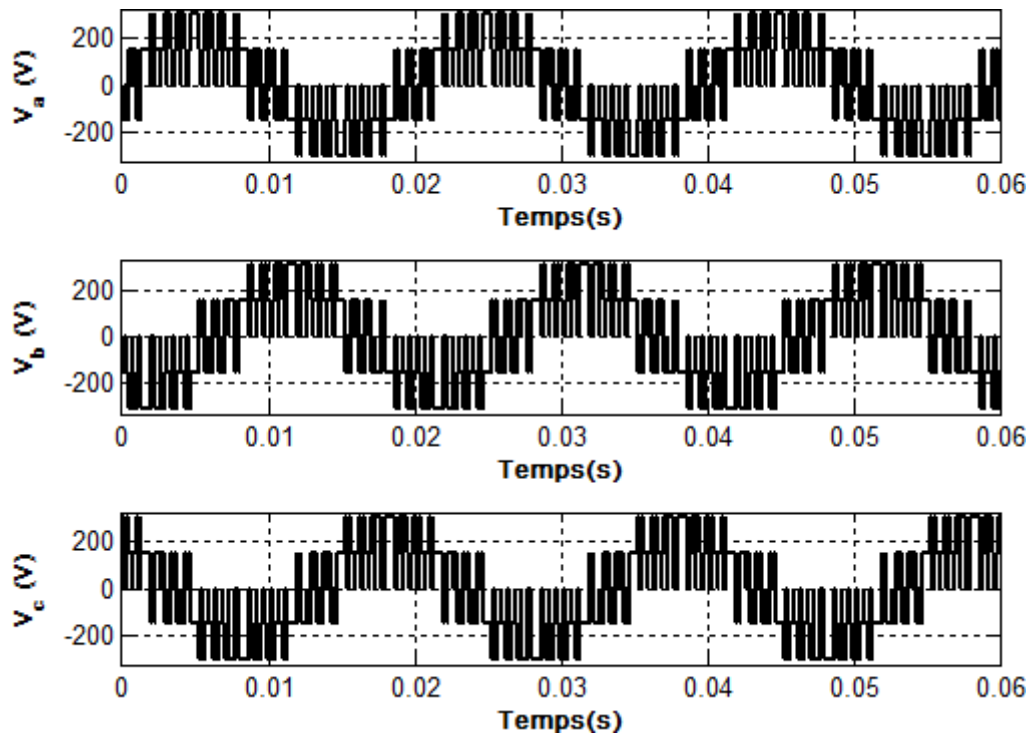


Fig. 2.21 : Résultat de simulation de l'onduleur à commande MLI.

Les figures (2.19) et (2.20) donne les formes d'ondes de référence et porteuse, et les signaux de commande S_a, S_b, S_c pour des valeurs d'impaires.

Pour évaluer les performances du LIM alimenté par un onduleur à MLI considérant les effets aux limites, nous avons simulé un démarrage à vide suivi par une application et élimination d'une charge ($F_r=100\text{ N}$) aux instants $t = 3\text{ s}$ et $t = 7\text{ s}$, respectivement (figure 2.22).

Les résultats sont similaires de la dynamique du LIM sans onduleur sauf que l'existence des ondulations au niveau du courant de phase et le couple électromagnétique.

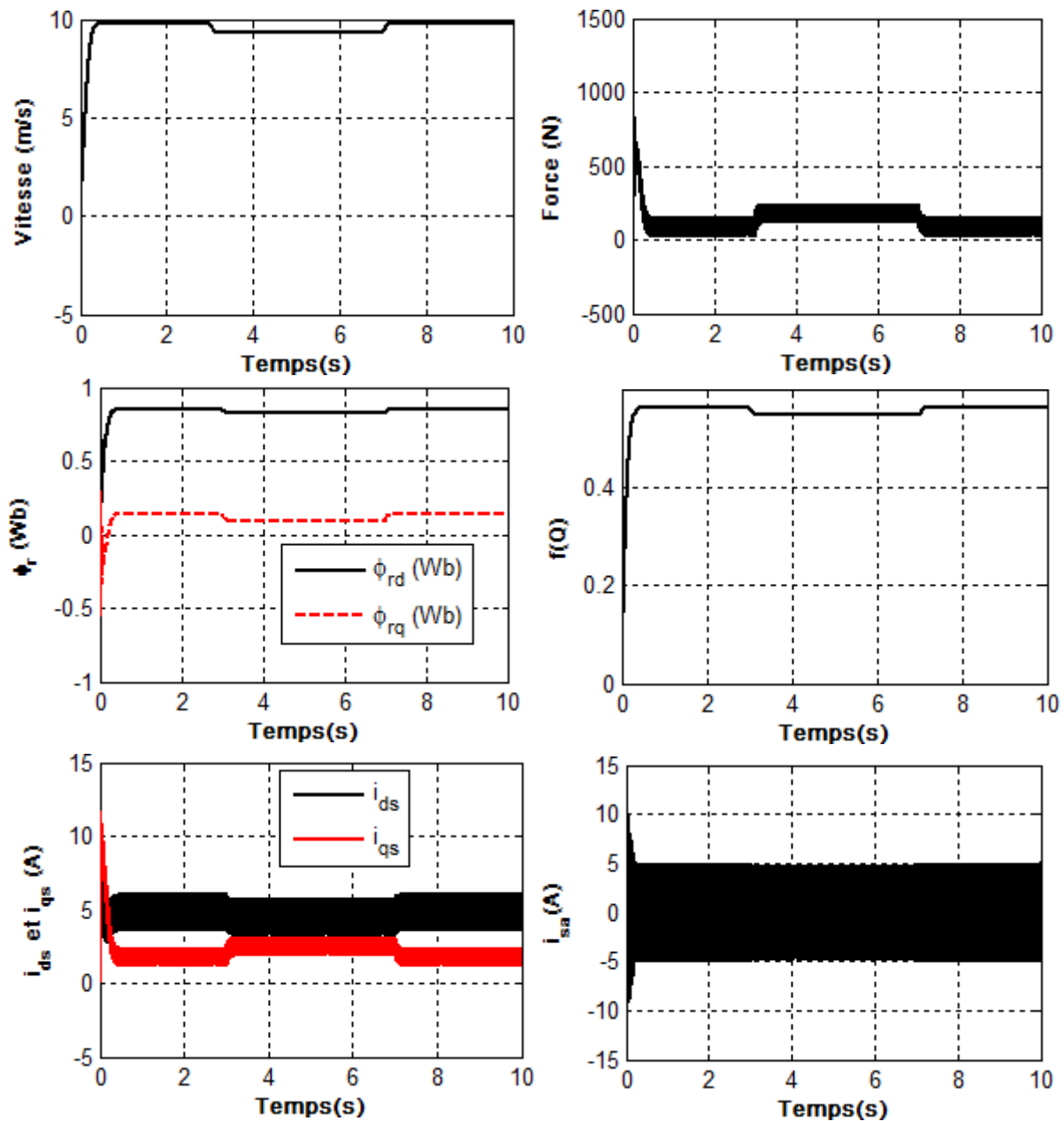


Fig. 2.22 : Comportement dynamique du LIM avec effets aux limites alimenté par un onduleur à MLI.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons modélisé en vue de simulation chaque élément de la machine à induction linéaire. Par la suite, on a dit que le moteur asynchrone linéaire est semblable au moteur rotatif de point de vue fonctionnement et interaction électromagnétique. Le primaire est le même comme un stator plat du moteur linéaire, la vitesse de rotation () devienne une vitesse linéaire (v) et le couple électromagnétique (C_{em}) devient une force (F_e). Les résultats de simulation de l'ensemble LIM-onduleur à MLI montrent la ressemblance de dynamique du système.

Par la suite, nous avons présenté une approche de modélisation du moteur à induction linéaire en considérons les effets aux limites. Les effets aux limites produit une déformation considérable dans la distribution de champ magnétique et les phénomènes particuliers qui ne sont pas observés dans le moteur à induction rotatif, mais qui influent considérablement sur les caractéristiques du moteur à induction linéaire. Cette approche nous a permis de donner un modèle complet pour le moteur linéaire et de le simuler afin de visualiser l'influence des effets aux limites sur le comportement dynamique du moteur, ainsi de réfléchir de le commander en vitesse par le biais de la technique vectorielle qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre Trois :

Étude de la Commande Vectorielle et la Commande par Linéarisation Entrée-Sortie

Introduction

Dans la commande de type scalaire ou l'on ne règle que les modules de grandeurs, on a vu que les variables de commande sont la tension ou le courant. Dans le cas de la commande en tension par exemple, le flux et la force électromagnétique sont en fonction de la tension et de la fréquence. Il existe donc un couplage qui empêche l'obtention de bonnes performances.

Le contrôle de la machine à induction linéaire requiert le contrôle de la force, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc de la force, puisque l'on a vu au chapitre deux que la force pouvait s'écrire directement en fonction des courants.

Cependant, la formule de la force électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage naturelle entre le réglage de la force et du flux rend sa commande aisée. On se trouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieure de la machine de celui de la force. Elle s'emble avoir la capacité d'obtenir de la machine à induction linéaire les meilleurs performances dynamiques, tout en ayant une loi de commande de mise en œuvre simple.

Dans ce chapitre, nous présentons quelques stratégies de commande pour le moteur à induction linéaire. Nous serons présentées un aperçu sur la commande vectorielle. Ainsi, nous aborderons les deux méthodes d'orientation du flux secondaire, à savoir la méthode directe et la méthode indirecte, avec et sans compensation de la commande. De même, une autre loi de commande est discutée nommée par la commande de linéarisation entrée-sortie par bouclage en utilisant les outils mathématiques de la géométrie différentielle. Les lois de commande par orientation de flux et par linéarisation entrée-sortie sont simulées numériquement pour comparer leur performance avec et sans compensation de la commande.

Principe de la commande vectorielle

Dans une machine à courant continu la force magnétomotrice de l'induit et l'axe du flux inducteur sont perpendiculaire et ceci quel que soit la vitesse de rotation du moteur, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit, dans le cas d'une machine à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant induit [20]. On obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être commandé aussi rapidement que le courant induit peut l'être. Or dans une machine à induction linéaire l'angle varie avec la charge et donne des interactions complexes, et des réponses dynamiques oscillantes.

Dans le but d'éliminer le couplage entre l'induit et l'inducteur et ramener son comportement équivalent à celui d'une MCC, Blaschke et Hasse [39] ont proposé une méthode introduisant les coordonnées de champ où le vecteur courant primaire sera décomposé en deux composantes une pour le flux et l'autre pour le couple.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux secondaire. Par conséquent, ceci permet de commander le flux de la machine avec un courant i_{dc} qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. A condition de travailler à flux constant, un courant orthogonal i_{qc} permet de contrôler le couple électromagnétique, correspondant au courant induit de la machine à courant continu [20,30].

Le choix de variable dépendra donc de l'analogie avec la MCC comme le montre la figure suivante :

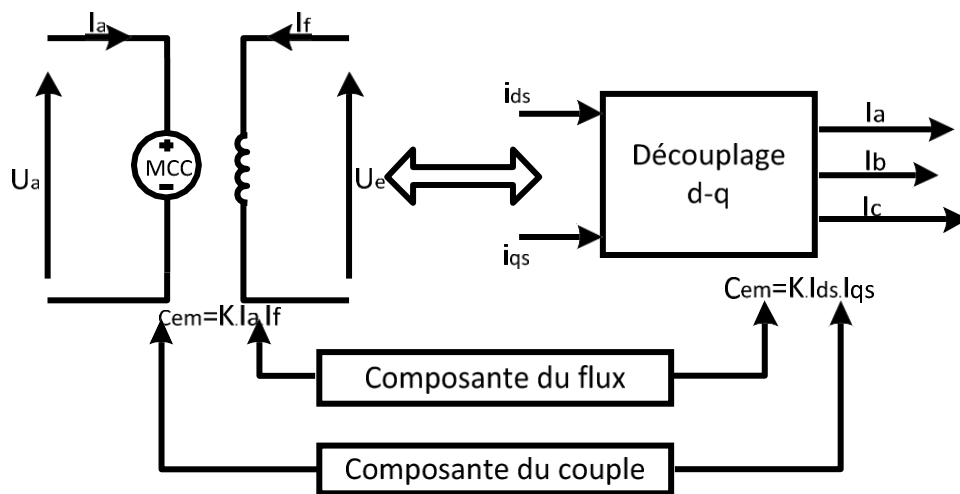


Fig. 3.1: Analogie de la commande vectorielle de la MAS avec la MCC.

Trois méthodes de commandes vectorielles sont possibles :

1) La commande vectorielle directe : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit être donc mesuré ou estimé. L'angle d'orientation θ_s est généralement calculé à partir des composantes du flux dans le repère stationnaire lié au stator et la pulsation statorique ω_s est déterminée en dérivant par rapport au temps la position θ_s [3, 37,36, 38].

2) La commande vectorielle indirecte : la position du flux est estimée du modèle de la machine. On détermine, en premier lieu la pulsation du glissement à partir du modèle inverse.

Puis, on additionne le glissement à la vitesse du rotor pour obtenir la pulsation du champ tournant. L'intégration de cette dernière fournit l'angle d'orientation θ_s [37, 36].

3) La commande vectorielle simplifiée : qui sert à linéariser le modèle de la machine à induction linéaire et le rendre similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [32,34, 35, 36].

Orientation du flux secondaire :

Un choix adéquat consiste à aligner le flux secondaire avec l'axe direct et on aura ainsi (Fig. 3. 2).

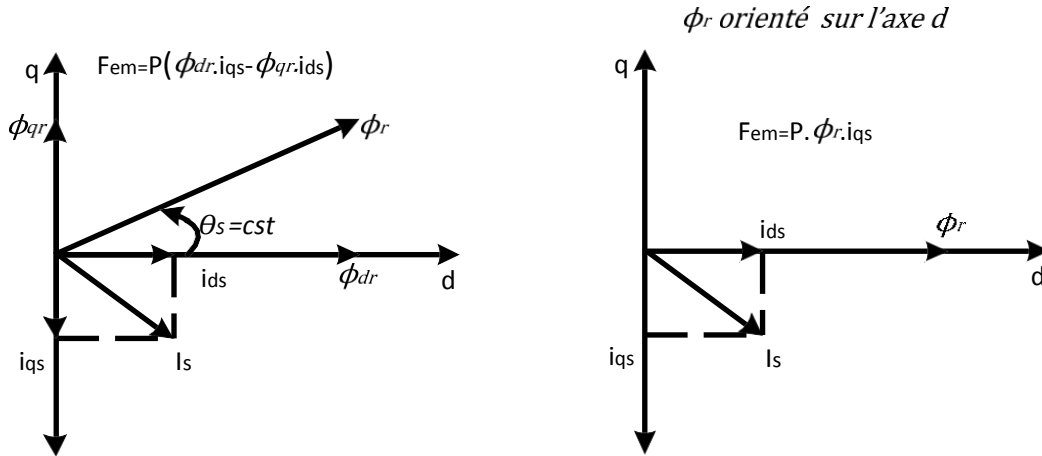


Fig.3.2 Orientation du flux secondaire.

Nous obtenons :

$$\phi_r = \phi_{dr} \text{ et } \phi_{qr} = 0$$

Après développement de (3.45) et sachant que

$$L'_m = L_{m0} (1 - f(Q)), \quad L'_r = L_{r0} - L_{m0} f(Q) \text{ et}$$

$L'_s = L_{s0} - L_{m0} f(Q)$ on a :

$$\phi_r = \frac{L_{m0}(1-f(Q))}{(L'_s - L'_r)f(Q)} i_{ds} \quad (3.1)$$

$$F_e = \frac{P \cdot L_{m0}(1-f(Q))}{(L_{r0} - L_{m0}f(Q))} \phi_r \cdot i_{qs} \quad (3.2)$$

$$v_{sl} = \frac{h}{\pi} \frac{L_{m0}(1-f(Q)) \cdot R_r}{(L_{r0} - L_{m0}f(Q)) \cdot \phi_r} i_{qs} \quad (3.3)$$

Et le model devient

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \sigma \cdot L_s \cdot v_e \cdot \frac{\pi}{h} \cdot i_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \sigma \cdot L_s \cdot v_e \cdot \frac{\pi}{h} \cdot i_{ds} \\ \tau_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_{m0} (1 - f(Q)) \cdot i_{ds} \\ v_e = v_r + \frac{h}{\pi} \cdot \frac{L_{m0} (1 - f(Q)) \cdot i_{qs}}{\tau_r \cdot \phi_r} \end{cases} \quad (3.4)$$

Après transformation de la place, nous pouvons écrire :

$$\phi_r = \frac{L_{m0} (1 - f(Q))}{(L_{m0} - L_r f(Q))} i_{ds} \text{ et } F_e = \frac{PL_{m0} (1 - f(Q))}{L_{r0} - L_{m0} f(Q)} \phi_r i_{qs} \quad (3.5)$$

D'après (3.5), nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux secondaire et la force électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant primaire i_{ds} et i_{qs} respectivement.

Commande du LIM par la méthode directe

L'idée la plus naturelle concernant la mesure du flux secondaire est d'utiliser des sondes à effet Hall. Il est clair que ce choix se traduit non seulement par un coût prohibitif mais aussi par une fragilisation de la machine, perdant ainsi un de ses intérêts qui est sa robustesse [3,4,8,32,33, 35,36].

L'approche de base est celle qui consiste à intégrer les équations suivantes :

$$\dot{\phi}_{dr} = \frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \phi_{dr} \quad (3.6)$$

Pour l'équation (3.6), avant l'intégration, il est nécessaire de souligner que pour maintenir le flux ϕ_{qr} nul, il faut imposer $\dot{\phi}_{qr} = 0$, on obtient alors :

$$\dot{d}_s = v_s = v_r + \frac{h}{\pi} \cdot \left(\frac{L_m}{\tau_r} \cdot \frac{i_{qs}}{\phi_{dr}} \right) \quad (3.7)$$

Où d_s donne la position du flux.

Le module du flux secondaire et la force électromagnétique seront contrôlés par des régulateurs du type PI [3,4,8,], alors que la vitesse de glissement est directement calculée par l'équation suivante :

$$v_{slip} = \frac{\pi}{h} \cdot \left(\frac{L_m R}{L_r \cdot \phi_{dr}} \cdot i_{qs} \right) \quad (3.8)$$

En tenant compte de l'alimentation en tension du LIM, les grandeurs de commande sont les tensions v_{ds} et v_{qs} obtenues à partir des équations (3.4) :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma' \cdot L_s' \cdot \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{L_m'}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \phi_r - \sigma' \cdot L_s' \cdot \frac{\pi}{h} v_e' \cdot i_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma' \cdot L_s' \cdot \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{\pi}{h} v_e' \cdot \frac{L_m'}{L_r'} \cdot \phi_r + \frac{\pi}{h} v_e' \cdot \sigma' \cdot L_s' \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (3.9)$$

Les tensions v_{ds} et v_{qs} influent à la fois sur i_{ds} et i_{qs} donc sur le flux et la force (Figure 3.3). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [3,4,8,30,31].

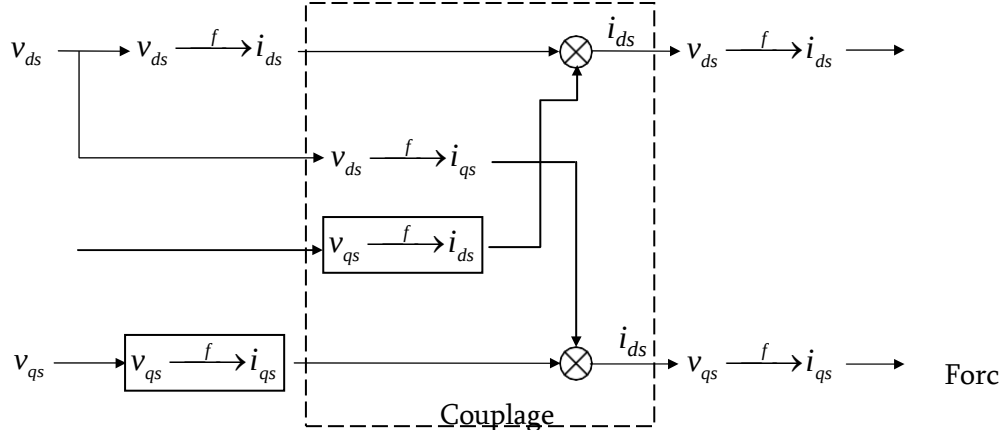


Fig.3.3 : Description de couplage

Pour éviter le couplage entre les deux équations, on fait appel à une méthode de compensation qui consiste à faire la régulation en négligeant les termes de couplage [28, 30,31]. Afin d'obtenir les tensions de référence, les termes de couplage sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courant. Les termes de couplage sont définis de sorte que les tensions restantes soient en relation de premier ordre avec les deux composantes du courant primaire. D'où, les tensions à la sortie des régulateurs, les tensions de couplage ainsi que les tensions de référence :

$$\begin{cases} V_{ds}^r = R_s \cdot i_{ds} + \sigma' \cdot L_s' \cdot \frac{d}{dt} i_{ds} \\ V_{qs}^r = R_s \cdot i_{qs} + \sigma' \cdot L_s' \cdot \frac{d}{dt} i_{qs} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma' \cdot L_s' \cdot \omega \cdot i_{qs} + \frac{L_m'}{L_r'} \cdot \frac{d}{dt} \phi_r \\ V_{qs}^c = \omega \cdot \frac{L_m'}{L_r'} \cdot \phi_r + \sigma' \cdot L_s' \cdot \omega \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} v_{ds}^* = V_{ds}^c + V_{ds}^r \\ v_{qs}^* = V_{qs}^c + V_{qs}^r \end{cases} \quad (3.12)$$

Le schéma de la commande en vitesse par la méthode vectorielle directe est représenté par la figure 3.4. Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation primaire qui sont présentés ci-dessous. Comme l'indique la figure, le système comprend essentiellement une machine à induction linéaire alimentée par un onduleur, un redresseur en pont à diodes et un filtre LC.

L'onduleur est commandé par la technique MLI cité ci-dessus. Seulement, pour notre application n'en utilise pas le redresseur et l'onduleur mais une alimentation parfaite.

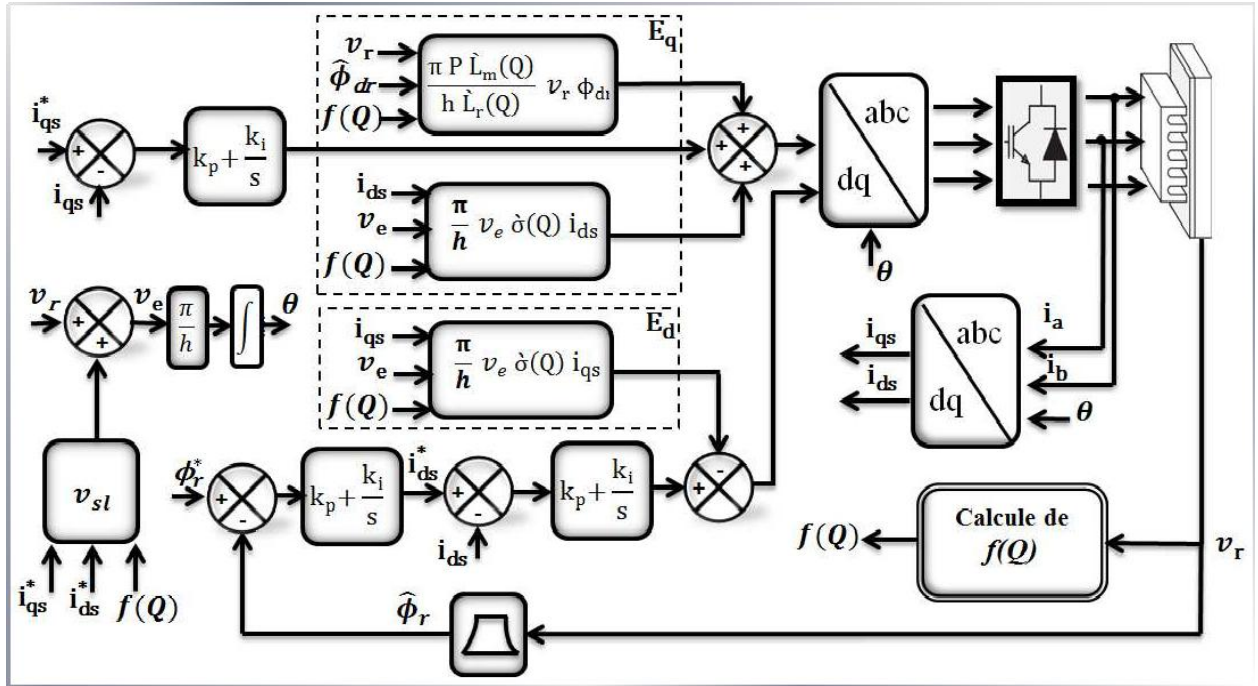


Fig.3.4 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe de flux d'un LIM

Calcul de ϕ_r

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. Le flux peut être reconstitué par [8, 28] :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte ;
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Toute fois, ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance secondaire et primaire, mutuelle, etc.), l'équation (3.5) permet d'estimer le flux ϕ_r :

$$\phi_r = \frac{\sigma_m L_m'}{1 + \tau_r' s} i_{ds} \quad (3.13)$$

Calcul de v_e

La vitesse primaire s'écrit, d'après (3.7) :

$$v_e = v_r + \frac{h}{\pi} \cdot \left(\frac{L_m'}{\tau_r'} \cdot \frac{i_{qs}}{\phi_r} \right) \quad (3.14)$$

Nous utiliserons pour l'implantation, l'équation suivante :

$$v_e = v_r + \frac{h}{\pi} \cdot \left(\frac{L_{m0}(1-f(Q)) \cdot R_r}{(L_{r0} - L_{m0} f(Q)) \cdot \phi_{dr}^*} \cdot i_{qs} \right) \quad (3.15)$$

Calcul des régulateurs

Le calcul des régulateurs est basé sur la dynamique en boucle fermée à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Régulateur du courant i_{qs}

Le régulateur du courant quadratique permet de fournir la tension v_{qs}^* nécessaire pour maintenir la force de référence. La fonction de transfert i_{qs} / V_{qs}^r est donnée par :

$$\frac{i_{qs}}{V_{qs}^r} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{(\sigma' \cdot L_s)}} \quad (3.17)$$

La boucle de régulation du courant i_{qs} est présentée par le schéma bloc de la figure 3.5.

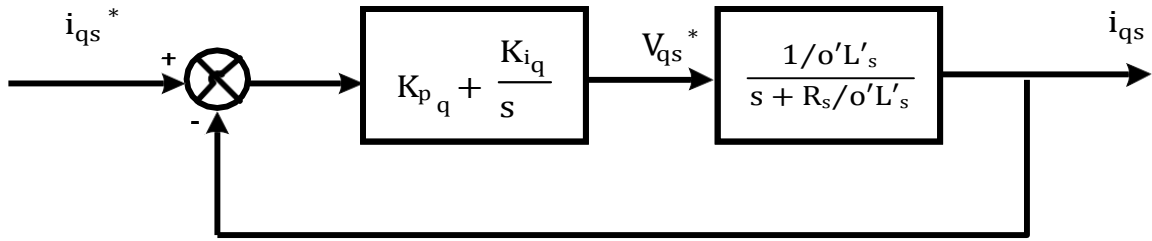


Fig.3.5 : Schéma bloc de régulation du courant i_{qs} .

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(k_{pq} \cdot s + k_{iq}) \cdot \frac{1}{(\sigma' \cdot L_s)}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pq}}{\sigma' \cdot L_s} \cdot s + \frac{k_{iq}}{\sigma' \cdot L_s}} \quad (3.18)$$

L'équation caractéristique est de deuxième ordre, donc en imposant deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative $s_{1,2} = \rho_q \cdot (-1 \pm j)$, d'où :

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_q \cdot s + 2 \cdot \rho_q^2 = 0 \quad (3.19)$$

Par identification, nous obtenons :

$$\begin{cases} k_{iq} = 2 \cdot \sigma' \cdot L_s' \cdot \rho_q^2 \\ k_{pq} = 2 \cdot \rho_q \cdot \sigma' \cdot L_s' - R_s \end{cases} \quad (3.20)$$

Régulateur du courant i_{ds}

Le régulateur du courant direct fournit la tension V_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence. La fonction de transfert i_{ds} / V_{ds}^r est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}^r} = \frac{\frac{1}{(\sigma \cdot L')}}{s + \frac{R_s}{(\sigma \cdot L_s)}} \quad (3.21)$$

Les mêmes calculs effectués pour dimensionner le régulateur du courant i_{qs} sont appliqués à ce régulateur. Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients k_{id} et k_{pd} seront identiques à ceux du régulateur du courant i_{qs} , donc :

$$\begin{cases} k_{id} = 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_d^2 \\ k_{pd} = 2 \cdot \rho_d \cdot \sigma \cdot L_s - R_s \end{cases} \quad (3.22)$$

Régulateur du flux

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives. D'après l'équation (3.5), on obtient :

$$\frac{\phi_r}{i_{ds}} = \frac{\frac{L_m \cdot R_r}{L_r}}{\frac{R_r}{L_r} + s} \quad (3.23)$$

Supposons que le courant i_{ds} atteigne sa valeur de référence i_{ds}^* , car la dynamique du flux est plus lente que la dynamique du courant. Le schéma bloc de la régulation sera donc :

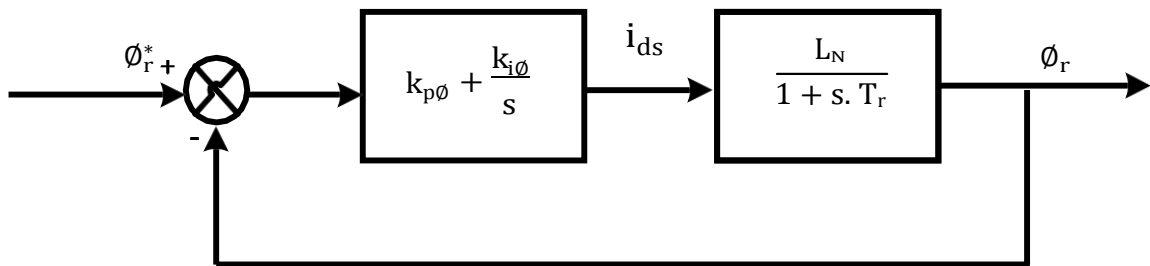


Fig.3.6 : Schéma bloc de régulation du flux ϕ_r .

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\left(k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{s} \right) \cdot \frac{L' \cdot R_r}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r}{L_r} \left(1 + L' \cdot k_{p\phi} \right) \cdot s + \frac{L' \cdot R_r \cdot k_{i\phi}}{L_r}} \quad (3.24)$$

De la même manière, en imposant deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = -\rho_\phi \cdot (1 \pm j)$, l'équation caractéristique devient :

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_\phi \cdot s + 2 \cdot \rho_\phi^2 = 0 \quad (3.25)$$

Par identification, les paramètres du régulateur seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{i\phi} = \frac{2 \cdot L'_r \cdot \rho_\phi^2}{R_r \cdot L'_m} \\ k_{p\phi} = \frac{1}{L'_m} \cdot \left(\frac{2 \cdot L'_r \cdot \rho_\phi}{R_r} - 1 \right) \end{array} \right. \quad (3.26)$$

Régulateur de vitesse

La bande de régulation de vitesse contient habituellement deux étages : Le premier comprend les boucles de régulation des courants et le second est la boucle de régulation de vitesse.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{v_r}{F_e} = \frac{P}{D + M \cdot s} \quad (3.27)$$

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est donc réalisé comme indiqué par la figure 3.7

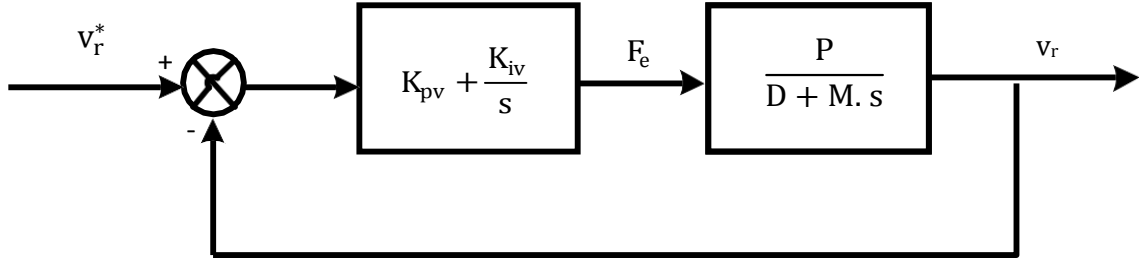


Fig.3.7 : Schéma bloc de régulation de la vitesse v_r .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{v_r}{v^*} = \frac{(k_{pv} \cdot s + k_{iv}) \cdot \frac{P}{M}}{s^2 + \frac{D + k_{pv} \cdot P}{L'_r \cdot \frac{P}{M}} \cdot s + \frac{k_{iv} \cdot P}{M}} \quad (3.28)$$

L'équation caractéristique s'écrit :

$$P(s) = s^2 + \frac{D + k_{pv} \cdot P}{M} \cdot s + \frac{k_{iv} \cdot P}{M} = 0 \quad (3.29)$$

Par imposition de deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho_v \cdot (-1 \pm j)$ en boucle fermée et par identification, on obtient les paramètres du régulateur de vitesse à structure PI comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_i = \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{P} \\ k_v = \frac{2 \cdot \rho_v \cdot J - f_c}{P} \end{array} \right. \quad (3.30)$$

Remarque

Le flux est maintenu constant à sa valeur nominale (ϕ_{rN}) pour un fonctionnement à une vitesse inférieure ou égale à la vitesse de base correspond généralement au point de fonctionnement nominal [8]. Pour des vitesses supérieures à la valeur nominale, le flux ne peut être constant, il doit être diminué afin de limiter la tension aux bornes de la machine (figure 3.8). Pour cela nous définissons le flux de référence par :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_{rN} & \text{si } |v| \leq v_N \\ \frac{v_N}{|v|} \cdot \phi_{rN} & \text{si } |v| \geq v_N \end{cases} \quad (3.31)$$

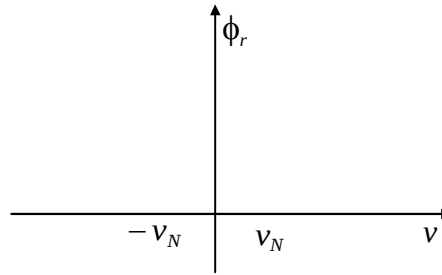


Fig.3.8 : ϕ^* en fonction de v

Test de découplage

Pour vérifier l'efficacité du découplage entre le flux secondaire ϕ_r^* et la force électromagnétique, nous avons simulé les réponses de flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} , la force électromagnétique F_e et les courants i_{ds} et i_{qs} (Figure 3.9). Les résultats de simulation obtenus nous montrent que le flux secondaire suit sa valeur de référence.

La force est réglée à sa valeur de référence et elle possède une relation de proportionnalité avec le courant quadratique i_{qs} .

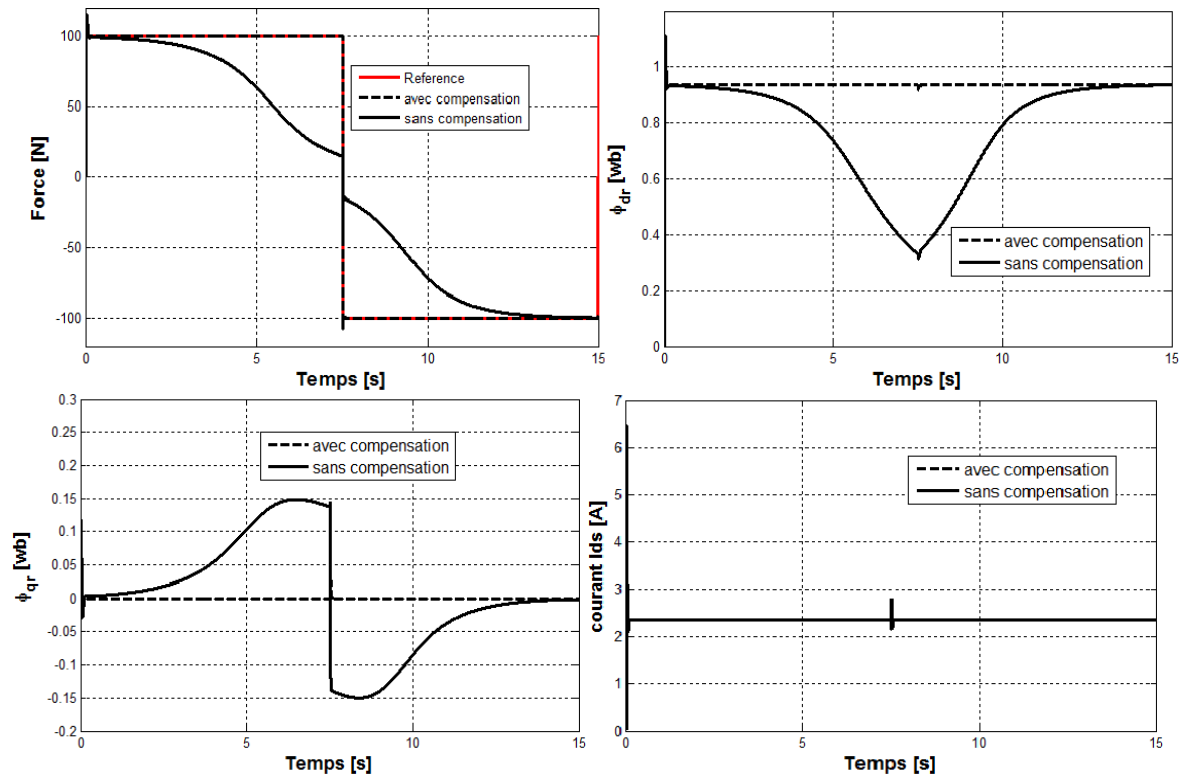


Fig.3.9 : Orientation du flux secondaire par la méthode directe avec et sans compensation des effets aux limites.

Résultats de simulation

Pour évaluer les performances de la commande vectorielle directe en vitesse du LIM, nous avons effectués des simulations numériques sous les conditions suivantes (Figure 3.10) :

- Démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 10 m/s.
- Application d'une force de charge nominale 100 N à l'instant $t = 2$ s, et puis la charge est éliminée à l'instant $t = 4.5$ s.
- Inversion de sens de mouvement à l'instant $t = 8.5$ s après un passage par une vitesse nulle dans l'intervalle $t=[6.5\text{s } 8.5\text{s}]$.

La figure 3.10 montre que le réglage par un régulateur PI donne des résultats satisfaisants : La vitesse suit la vitesse de référence. Le courant est bien limité à sa valeur admissible. Le découplage est obtenu entre le flux secondaire et la force électromagnétique. Les flux (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}) et la force électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées, impliquant ainsi un bon découplage.

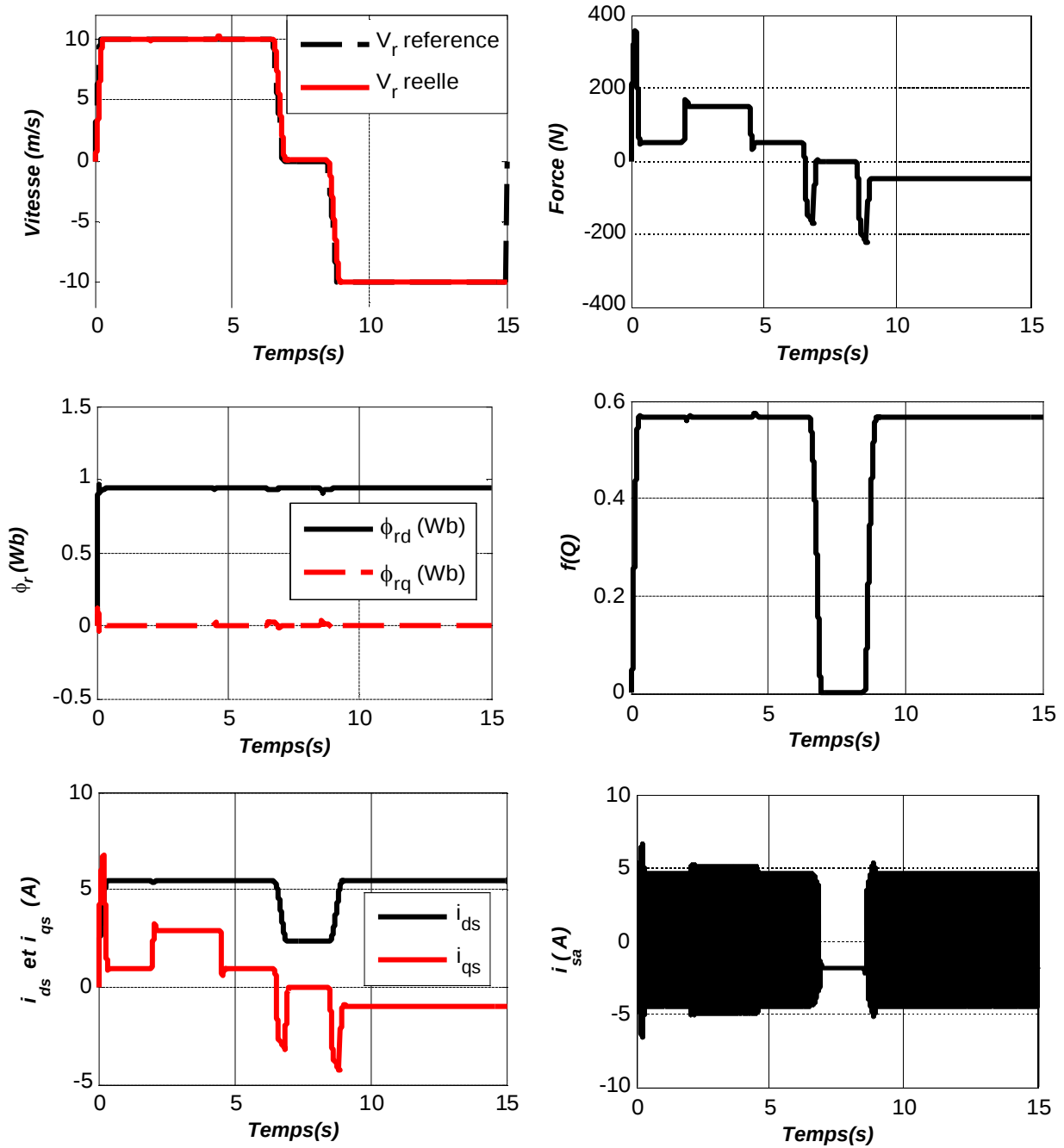


Fig3.10 : Réglage de vitesse par la méthode directe avec compensation des effets aux limites

La figure 3.11 montre une comparaison de réglage de vitesse par la méthode vectorielle directe en présence et absence de la compensation des effets aux limites. Observant les résultats de la simulation, une bonne poursuite de vitesse peut être obtenue sous l'application de la charge. Cependant, un mauvais découplage est obtenu et les flux ne peuvent suivre les valeurs désirés précisément à cause de la variation des paramètres (L_{m0} , L_{s0} and L_{r0}). Avec la commande vectorielle, le flux secondaire est linéairement proportionnel au courant i_{ds} en régime permanent, i.e. $\phi_{dr}^* = L_{m0} i_{ds}^*$. Cependant avec le modèle complet le coefficient dépend largement avec la vitesse, i.e. $\phi_{dr} = L_{m0}(1 - f(Q))i_{ds}$ en régime permanent. Dans ce cas, le flux ϕ_{dr} pour un courant i_{ds} donné diminue avec l'augmentation de v_r .

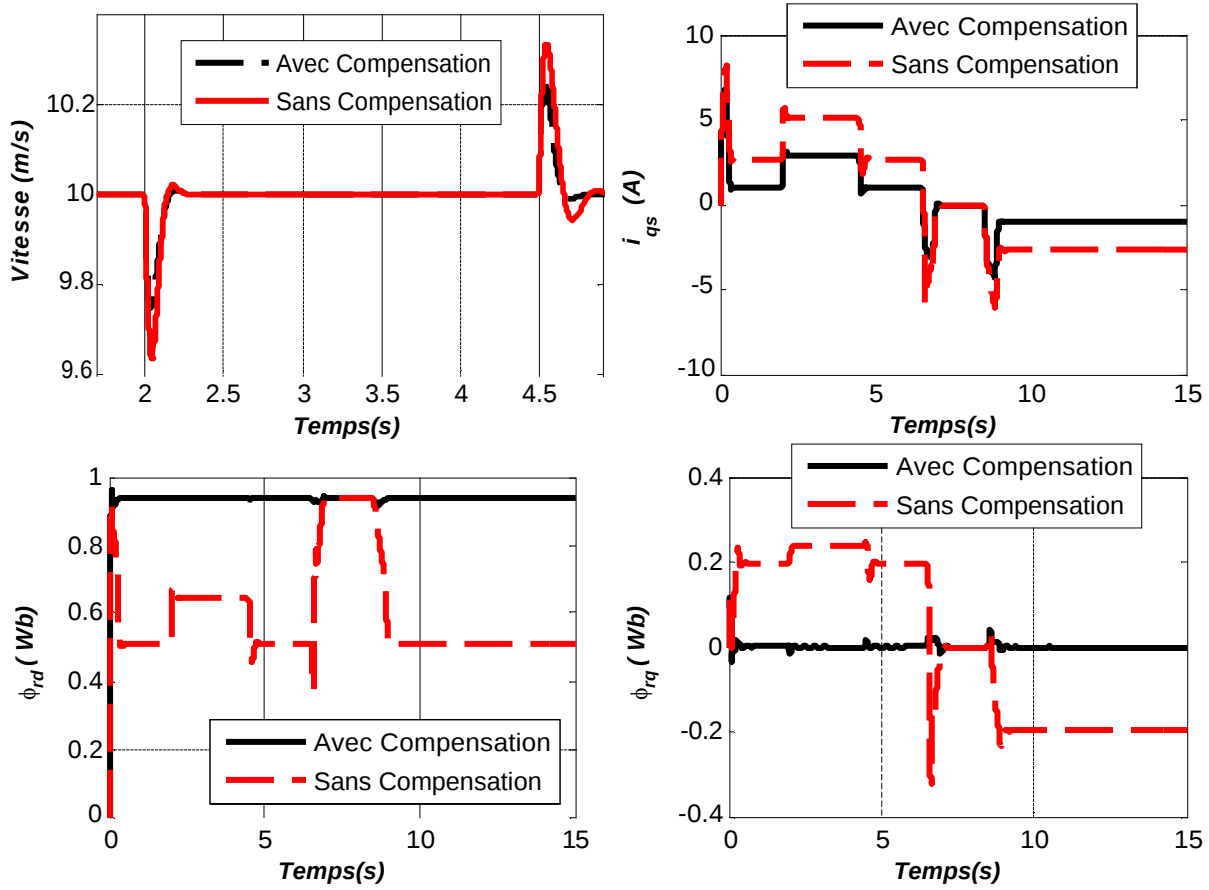


Fig.3.11 : Comparaison de réglage de vitesse par la méthode directe.

Commande du LIM par la méthode indirecte

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux secondaire mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr}^* . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'une force électromagnétique de référence F_e^* et du flux secondaire de référence ϕ_{dr}^* , les courants de références i_{ds}^* et i_{qs}^* s'en déduisent directement grâce à équation (3.5) :

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \cdot (\tau_r \cdot \dot{\phi}_{dr}^* + \phi_{dr}^*) \quad (3.32)$$

La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. Cette méthode consiste à générer à l'aide d'un bloc IFOC (Indirect Field Oriented Control), les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés [3,4,30,31,35].

Le schéma de principe de la loi de commande vectorielle indirecte est présenté dans la figure 3.12.

Avec :

$$\rho_s = R_s / \sigma' L_s' \quad (3.37)$$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure 3.13

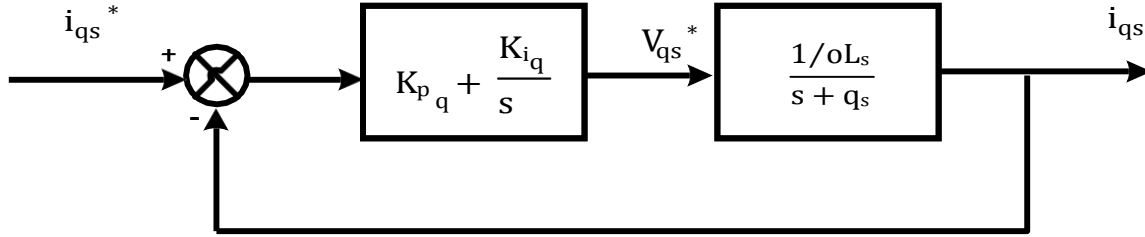


Fig.3.13 : Schéma de régulation du courant i_{qs} .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(K_{pq} \cdot s + K_{iq}) \left(\frac{1}{\sigma' L_s'} \right)}{s^2 + \frac{R_s + K_{pq}}{\sigma' L_s'} s + \frac{K_{iq}}{\sigma' L_s'}} \quad (3.38)$$

L'équation caractéristique est du deuxième ordre, donc en imposant deux pôles complexes conjugué à partie réelle négative $s_{1,2} = -\rho_q \cdot (1 \pm j)$ d'où :

$$\rho(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_q \cdot s + 2 \cdot \rho_q^2 \quad (3.39)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{iq} = 2 \cdot \sigma' \cdot L_s' \cdot \rho_q^2 \\ K_{pq} = 2 \rho_q \cdot \sigma' \cdot L_s' - R_s \end{cases} \quad (3.40)$$

Régulateur du courant i_{ds}

Le régulateur du courant direct fournit la tension v_{ds}^* nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert i_{ds} / v_{ds}^* est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}^*} = \frac{1/(\sigma' L_s)}{s + R_s / \sigma' L_s'} \quad (3.41)$$

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant i_{ds} sont appliqués à ce régulateur. Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes et ils sont donnés par :

$$\begin{cases} K_{id} = 2 \cdot \sigma' \cdot L_s' \cdot \rho_d^2 \\ K_{pd} = 2 \cdot \rho_d \cdot \sigma' \cdot L_s' - R_s \end{cases} \quad (3.42)$$

Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer la force de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{v_r}{F_e} = \frac{P}{D + M \cdot s} \quad (3.43)$$

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est indiqué par la figure 3.14

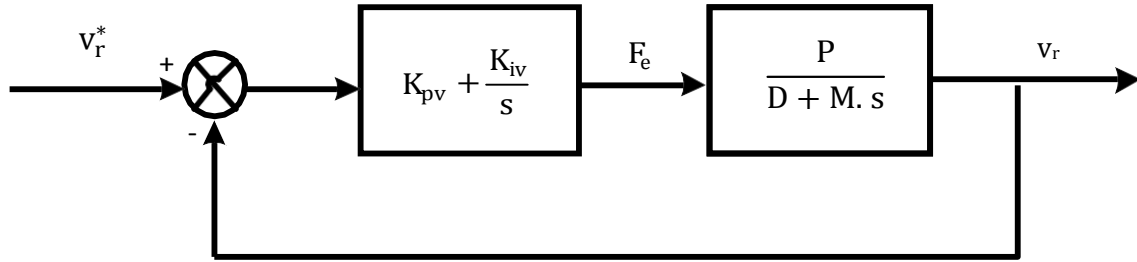


Fig3.14 : Schéma bloc de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{v_r}{v^*} = \frac{(K_{pv} \cdot s + K_{iv}) \frac{P}{M}}{\rho(s)} \quad (3.44)$$

L'équation caractéristique $\rho(s)$ est :

$$\rho(s) = s^2 + \frac{D + K_{pv} \cdot P}{M} \cdot s + \frac{K_{iv} \cdot P}{M} = 0 \quad (3.45)$$

Par imposition de deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho_v \cdot (1 \mp j)$ en boucle fermée et par identification, on obtient les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} 2 \cdot M \cdot \rho_v^2 \\ K_{iv} = \frac{P}{2 \cdot \rho_v \cdot M - D} \\ K_{pv} = \frac{2 \cdot \rho_v \cdot M - D}{P} \end{cases} \quad (3.46)$$

Test de découplage

Pour tester l'efficacité du découplage à l'aide du bloc IFOC une simulation des flux ϕ_{dr} et ϕ_{qr} , du force et des courants i_{ds} , i_{qs} est présentée sur la figure 3.15. Les résultats montrent que le flux secondaire et la force suivent ses valeurs de consigne et ils présentent des dépassements pendant le démarrage moins importants qu'aux obtenus par la méthode directe.

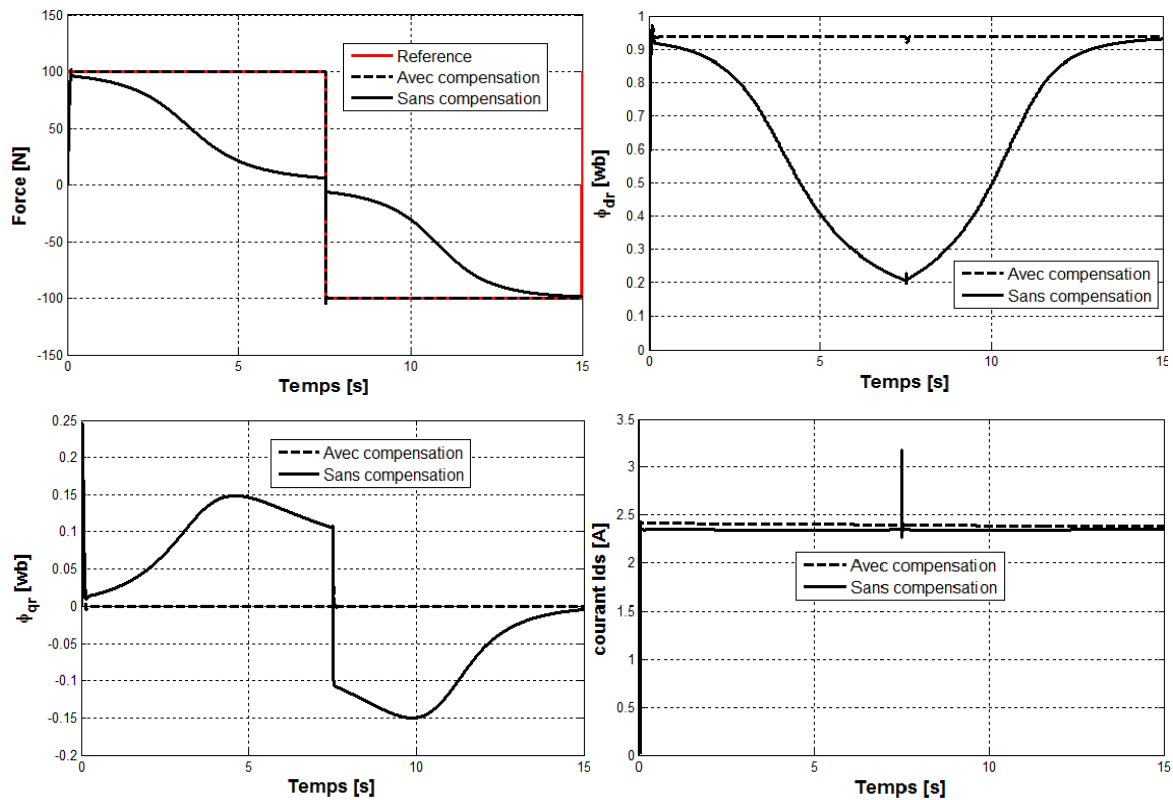


Fig.3.15 : Orientation du flux secondaire par la méthode indirecte sans et avec compensation des effets aux limites.

Résultat de simulation

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par un placement de pôle ($\rho_\omega = 14$). Les mêmes tests de simulation effectués pour la commande directe ont été repris pour la commande vectorielle indirecte de la vitesse.

Pour évaluer les performances de réglage, nous avons simulé un démarrage à vide suivi par une application et élimination d'une charge ($F_r = 100\text{ N}$) aux instants $t = 2\text{ s}$ et $t = 4.5\text{ s}$, respectivement. Puis, après un passage par une vitesse nulle dans l'intervalle $t=[6.5\text{ s } 8.5\text{ s}]$, on applique une inversion de sens de mouvement à l'instant $t = 8.5\text{ s}$ (figure 3.16). Les résultats nous montrent clairement que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement et un bon rejet des perturbations. En plus, le courant est maintenu à sa valeur admissible. Le découplage entre le flux et la force est maintenu, mais affecté par rapport à la commande directe, dû à l'absence de régulateur de flux.

On note aussi, une amélioration visible apportée sur la dynamique de la force et en conséquence sur la dynamique de la vitesse par le réglage direct par rapport au réglage indirecte.

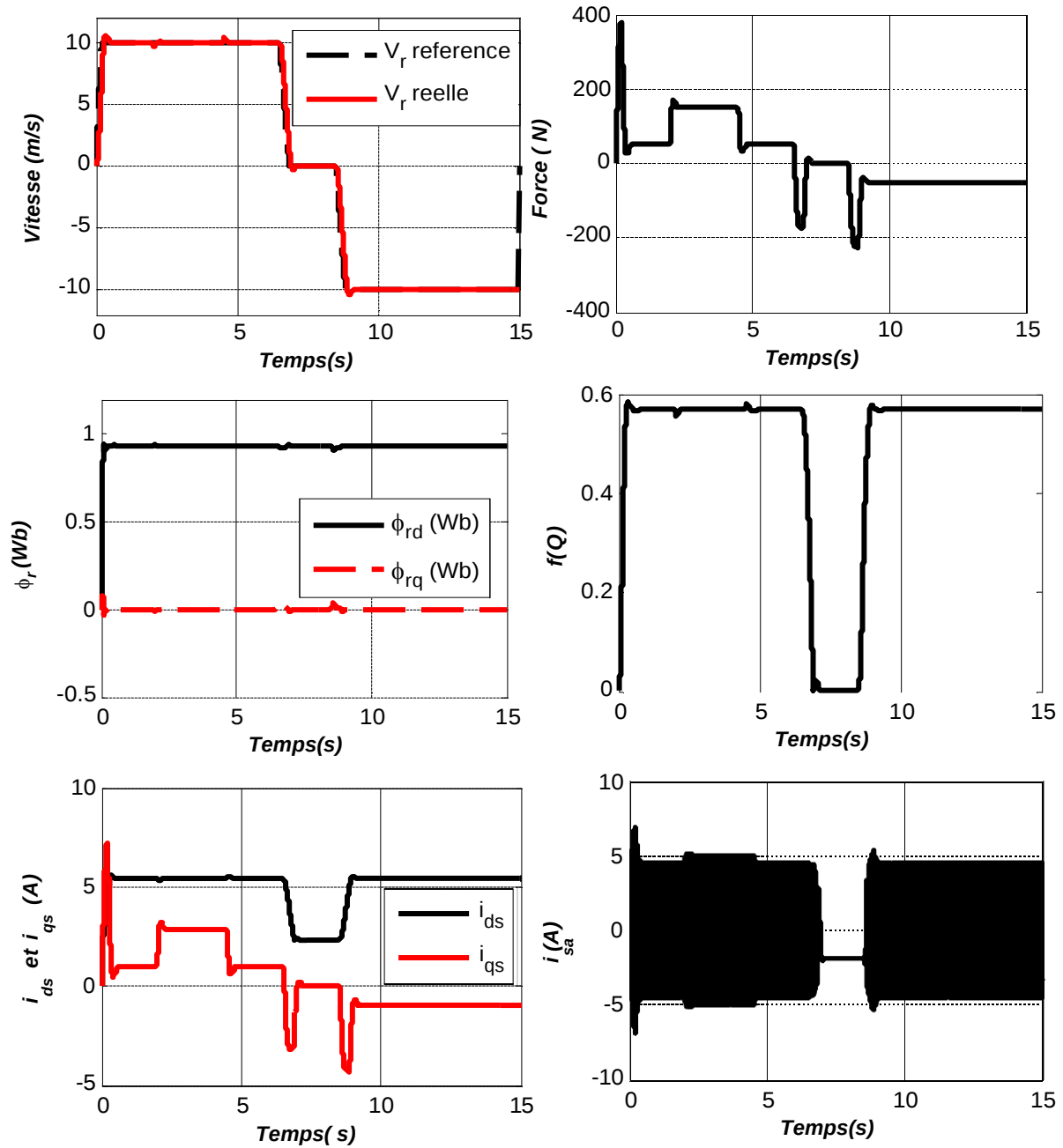


Fig3.16 : Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec compensation des effets aux limites.

La figure 3.17 montre une comparaison de réglage de vitesse par la méthode vectorielle directe en présence et absence de la compensation des effets aux limites. Observant les résultats de simulation, une bonne poursuite de vitesse peut être obtenue sous l'application de la charge. Cependant, un mauvais découplage est obtenu et les flux ne peuvent suivre les flux désirés précisément à cause de la variation des paramètres (L'_m , L'_s and L'_r). Avec la commande vectorielle, le flux secondaire est linéairement proportionnel au courant i_{ds} en régime permanent, i.e. $\phi_{dr}^* = L'_r i_{ds}^*$. Cependant avec le modèle complet le coefficient dépend largement avec la vitesse, i.e. $\phi_{dr} = L_{m0}(1 - f(Q))i_{ds}$ en régime permanent. Dans ce cas, le flux ϕ_{dr} pour un courant i_{ds} donné diminue avec l'augmentation de v_r .

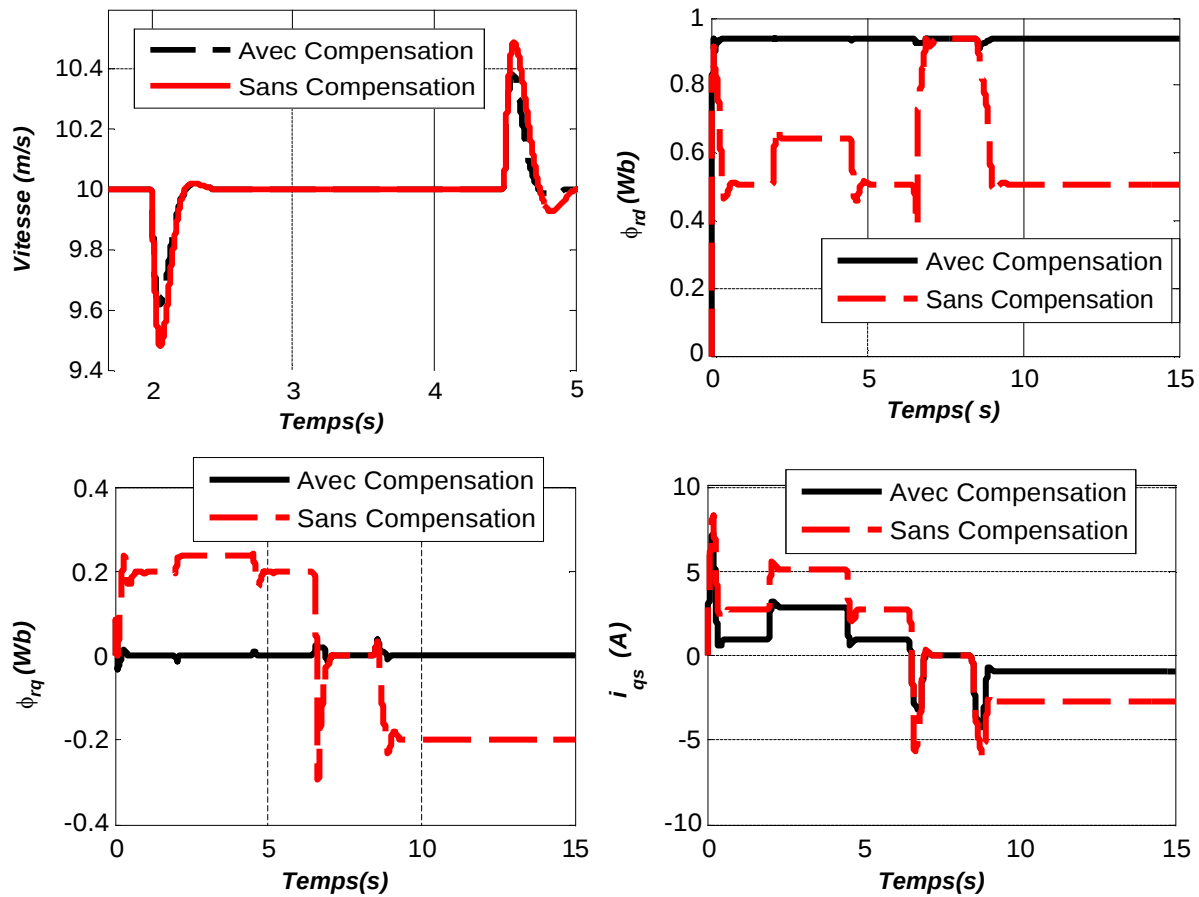


Fig.3.17 : Comparaison de réglage de vitesse par la méthode indirecte

Commande par linéarisation entrée-sortie :

La commande du moteur à induction linéaire par linéarisation entrée-sortie généralise les commandes de type vectoriel, en assurant le découplage entre les entrées et les sorties du système. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [40,41,42,43,44] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage force/flux, au temps de réponse en force, et à la robustesse paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux. L'objectif de notre travail est un contrôle multivariable avec la vitesse et le flux comme sorties. Par conséquent, la commande par linéarisation entrée-sortie est détaillée pour ses sorties dans la suite de ce paragraphe.

Le modèle de la machine à induction linéaire (1.25), dans un référentiel fixe lié au stator (α, β) s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 & \frac{\beta}{\tau_r'} & \beta v_r \frac{\pi}{h} \\ 0 & -\alpha_1 & -\beta v_r \frac{\pi}{h} & \frac{\beta}{\tau_r'} \\ \frac{L_m'}{\tau_r'} & 0 & -\frac{1}{\tau_r'} & -v_r \frac{\pi}{h} \\ 0 & \frac{L_m'}{\tau_r'} & v_r \frac{\pi}{h} & -\frac{1}{\tau_r'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma' L_s'} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$\text{Avec: } \alpha = \frac{1}{\sigma' \tau_s'} \left(\frac{1}{L_s' L_r' \tau_r'} + \frac{L_m'^2}{L_s' L_r' \tau_r'} \right) \text{ et } \beta = -\frac{L_m'}{\sigma' L_r' L_s'}$$

La méthode de linéarisation par entrée-sortie est développée à partir de théories de la géométrie différentielle [40,41]. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. Le modèle d'état de LIM a pour forme :

$$\dot{x} = f(x) + gu(t) \quad (3.48)$$

Où

$$x^t = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Avec,

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\alpha i_{s\alpha} + \frac{\beta}{\tau_r'} \phi_{r\alpha} + \beta v_r \frac{\pi}{h} \phi_{r\beta} \\ -\alpha i_{s\beta} + \frac{\beta}{\tau_r'} \phi_{r\beta} - \beta v_r \frac{\pi}{h} \phi_{r\alpha} \\ \frac{L_m'}{\tau_r'} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r'} \phi_{r\alpha} - v_r \frac{\pi}{h} \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m'}{\tau_r'} i_{s\beta} - \frac{1}{\tau_r'} \phi_{r\beta} - v_r \frac{\pi}{h} \phi_{r\alpha} \\ pL_r' \frac{d}{dt} \left(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha} \right) - \frac{F}{M} v_r - \frac{r}{M} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$\text{Et, } g = \begin{bmatrix} g_1 & g_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma' L_s'} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Nous choisissons comme grandeurs de sorties, la vitesse et le flux secondaire :

$$\begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_r \\ \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h(x)$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que [40,41,42] :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_j}{\partial x_i} f_i(x) \quad (3.53)$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_f^i h_j(x) = (L_f^{i-1} h_j)(x) \quad (3.54)$$

La dérivation des sorties y_i du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante :

$$\dot{y}_j = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j) \quad (3.55)$$

Degré relatif :

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée u . Pour que le système soit linéarisable, il faut que le degré relatif globale de système ($n=5$) est inférieur de la somme des degrés relatif des sorties [42].

Calcul de degré relatif des sorties :

- La vitesse v_r

On remarque que les commandes apparaissent pour la première fois dans la dérivée seconde de la vitesse qui est donnée par :

$$\ddot{y}_1 = \ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1 + L_{g_1} L_f h_1 v_{r\alpha} + L_{g_2} L_f h_1 v_{r\beta} \quad (3.56)$$

Avec :

$$L_f h_1 = \frac{pL'}{ML_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{D}{M} v_r - \frac{F}{M} \quad (3.57)$$

Alors :

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1 = & \frac{pL'}{ML_r} \left(\alpha + \frac{1}{t_r} + \frac{D}{M} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{p^2 L'}{ML_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \\ & - \frac{p^2 L' \pi}{ML_r h} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{D^2 \pi}{M^2 h} v_r + \frac{D}{M^2} F_r \end{aligned} \quad (3.58)$$

Et :

$$L_{g_1} L_f h_1 = -\frac{pL'}{M \sigma} \phi_{rs} \quad (3.59)$$

$$L_{g_2} L_f h_1 = -\frac{pL'}{M \sigma} \phi_{rs} \quad (3.60)$$

• **Le flux secondaire :**

On a :

$$h = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (3.61)$$

Comme la vitesse, On observe aussi que les commandes apparaissent pour la première fois dans la dérivée seconde du flux secondaire ($\dot{h} = \dot{\phi}_r^2 = \dot{\phi}_{r\alpha}^2 + \dot{\phi}_{r\beta}^2$) :

$$\dot{h}_2 = \dot{h}_2(x) = L_f^2 h_2 + L_{g_1} L_f h_2 v_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2 v_{s\beta} \quad (3.62)$$

Avec,

$$L_f h_2 = \frac{2L'}{t_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{t_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (3.63)$$

$$L_f^2 h_2 = \frac{2L'}{t_r} (\alpha + \frac{3}{t_r}) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pL'\pi}{t_r h} v_r (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} + \phi_{r\alpha} i_{s\beta})$$

Et,

$$+ \frac{4 + 2L'}{t_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2L'^2}{t_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \quad (3.64)$$

$$L_{g_1} L_f h_2 = -\frac{2L'}{\sigma t_r L_s} \phi_{r\alpha}; L_{g_2} L_f h_2 = -\frac{2L'}{\sigma t_r L_s} \phi_{r\beta} \quad (3.65)$$

Le degré relatif des sorties $r_1 + r_2 = 4$ inférieur au degré globale de système ($n=5$) donc le système est linéarisable.

Construction de la Loi de commande :

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties ($y(x)$) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_2 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_2 \\ v_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_2 \\ L_f^2 h_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_2} L_f h_2 & L_{g_1} L_f h_2 \\ L_{g_2} L_f h_1 & L_{g_1} L_f h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

La matrice de découplage du système s'écrit par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_2} L_f h_2 & L_{g_1} L_f h_2 \\ L_{g_2} L_f h_1 & L_{g_1} L_f h_1 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Avec,

$$\det[D(x)] = -\frac{2pL'^2}{\sigma^2 M L_s^2 L_f t_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \quad (3.68)$$

On peut vérifier que la matrice de découplage n'est pas singulière sauf au point de départ, ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles ($\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0$) dans l'observation du flux ce qui définit la commande non-linéaire par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1 \\ v_2 - L_f^2 h_2 \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Le vecteur $\begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}_t$ représente une consigne externe du système linéarisé est peut être calculé de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{H1} (\dot{v}^* - \dot{v}) + K_{H2} (\ddot{v}^* - \ddot{v}) + \ddot{v}^* \\ K_{H3} (\phi^{*2r} - \phi^{2r}) + K_{H4} (\dot{\phi}^{*2r} - \dot{\phi}^{2r}) + \dot{\phi}^{*2r} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Avec K_{H1} , K_{H2} , K_{H3} et K_{H4} sont les coefficients des polynômes de Hurwitz.

Le schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure 3.18 suivante :

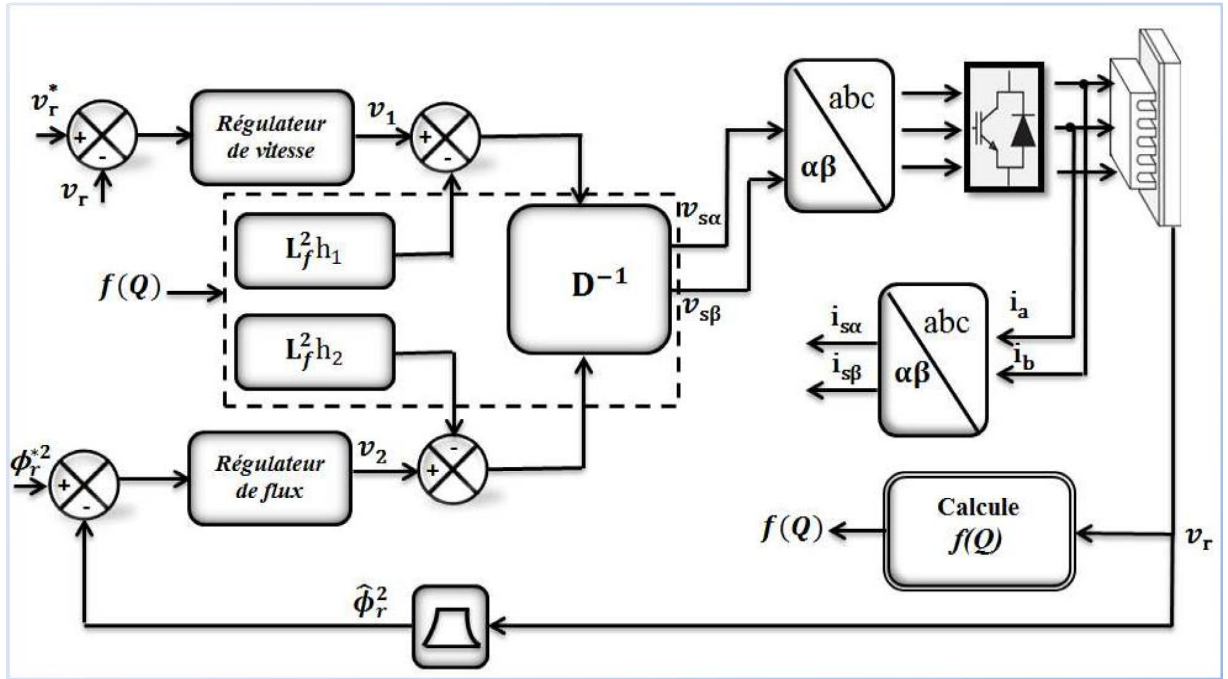


Fig.3.18 : Schéma de principe de la commande par linéarisation entrée-sortie.

Résultat de simulation

Les paramètres des régulateurs (les coefficients des polynômes de Hurwitz.) sont comme suit: pour le contrôleur de vitesse $K_{H1} = 15 \times 10^2$, $K_{H2} = 15 \times 10^6$, et pour le contrôleur de flux $K_{H3} = 10^4$ et $K_{H4} = 10^7$. Les mêmes testes de simulation effectués pour la commande directe ont été repris pour la commande par linéarisation entrée-sortie.

Pour évaluer les performances de réglage, nous avons simulé un démarrage à vide suivi par une application et élimination d'une charge ($F_r = 100 \text{ N}$) aux instants $t = 2\text{s}$ et $t = 4.5\text{s}$, respectivement. Puis, après un passage par une vitesse nulle dans l'intervalle $t = [6.5\text{s} \text{ } 8.5\text{s}]$, on applique une inversion de sens de mouvement à l'instant $t = 8.5\text{s}$.

Les résultats nous montrent clairement (figure 3.19) que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement presque nulle et un bon rejet des perturbations. En plus, le courant est maintenu à sa valeur admissible. Le découplage entre le flux et le force est maintenu, mais affecté par rapport à la commande vectorielle directe et indirecte.

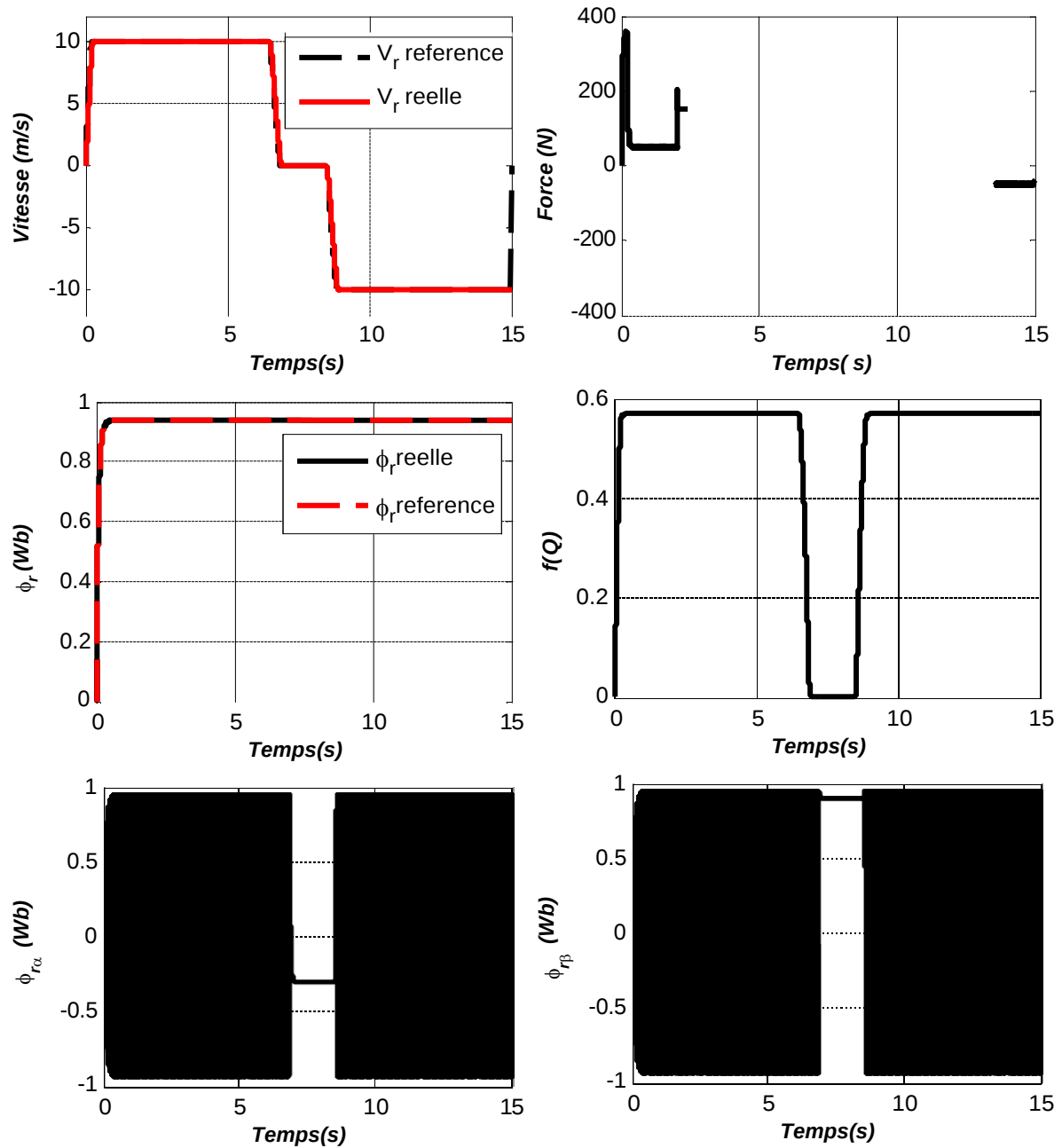


Fig3.19 : Réglage de vitesse par linéarisation entrée-sortie avec compensation des effets aux limites.

Conclusion

Dans ce chapitre, deux stratégies de commande vectorielle du moteur à induction linéaire ont été présentées. L'application de l'une des méthodes n'apporte pas de grandes différences lorsque le découplage est parfaitement réalisé. La commande par linéarisation entrée-sortie et par l'orientation du flux reposent essentiellement sur la connaissance exacte du modèle et les paramètres de la machine, cela est clair d'après les résultats (sans compensation des effets aux limites) ou on a enregistré une perte de découplage avec une diminution de la robustesse, d'autre part, la commande vectorielle directe et indirecte ont témoigné de meilleurs performances (cas compensé) en la comparant avec la commande par linéarisation entrée-sortie, en matière de

dépassement, temps de réponse et rejet de perturbation, ce qui a orienté notre choix vers la commande vectorielle spécialement l'indirecte (IFOC).

L'inconvénient majeur de ces stratégies de commande est que les paramètres de réglage dépendent des paramètres réels de la machine et qui sont utilisés dans l'estimation du flux. Or, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces systèmes, et qui sont insensibles et robustes. Des caractéristiques importantes sont déjà démontrées théoriquement pour ces commandes. Parmi ces commandes robustes figurent la commande par Backstepping et la commande par mode de glissement qui feront l'objet dans les chapitres suivant.

Chapitre Quatre : Synthèse des méthodes d'estimation rotorique et statorique

4.1-Introduction

Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande de LIM sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de montage et d'entretien,...). Les capteurs dédiés représentent le maillon faible de la chaîne; on essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...) et d'algorithmes de calcul reconstituant les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateurs et d'observateurs, ils peuvent être classés selon les catégories suivantes : Estimateurs en boucle ouverte basés sur la connaissance des tensions et des courants primaires. Utilisation des techniques MRAS. Utilisation des observateurs (Luenberger, mode glissant et du filtre de Kalman). Technique d'analyse spectrale. Deux méthodes utilisées pour la synthèse d'une commande adaptative avec modèle de référence : la première concerne la méthode de Lyapunov, permet d'avoir une stabilité globale sans aucune restriction, soit sur les conditions initiales des erreurs, soit sur la nature des entrées de références utilisées. Cependant l'inconvénient majeur de cette approche est la nécessité de trouver une fonction appropriée de Lyapunov et cette fonction doit être bien définie pour toutes les lois adaptatives connues. Cet inconvénient a motivé Landau d'appliquer un nouveau concept dit critère d'hyperstabilité de Popov qui est le plus répandu.

Le présent chapitre est consacré à l'application de quelques méthodes d'estimation et d'observation des paramètres dans le but d'estimer les effets aux limites et de compenser l'influence de ses effets dans la commande vectorielle du LIM, Une méthode utilisant un estimateur basée sur la méthode connue par le nom MRAS (Model Reference Adaptive System) qui nécessite la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, suivi de l'utilisation de l'observateur de Luenberger et de l'observateur par mode glissant et leur hybridation.

4.2.Méthode à base d'estimateur en boucle ouverte

Les estimateurs sont des circuits ou des algorithmes fonctionnant en boucle ouverte, ils sont basés sur la résolution directe des équations de la machine représentée sous forme de modèle de PARK, ce qui leur permet d'être rapides, cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine. Ils sont peu robustes aux variations de ses paramètres (résistances statorique et rotorique,...). Le schéma de principe d'un tel estimateur est présenté dans la figure (III.2.1)

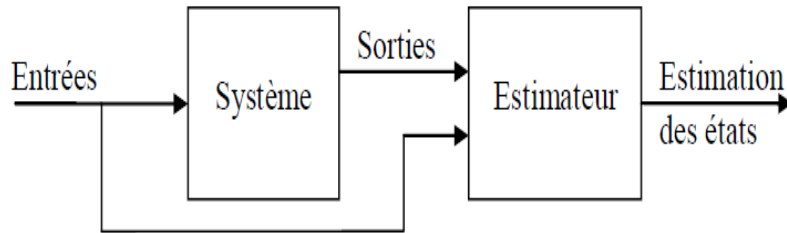


Figure (III.1) : Principe d'un estimateur

Dans cette partie sera présenté un estimateur de flux et de vitesse formulé à partir d'équations de tensions (statorique et rotorique).

4.3.Notions d'estimation et observation

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs.

Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commande.

Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur (figure III.2).

L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation[21].

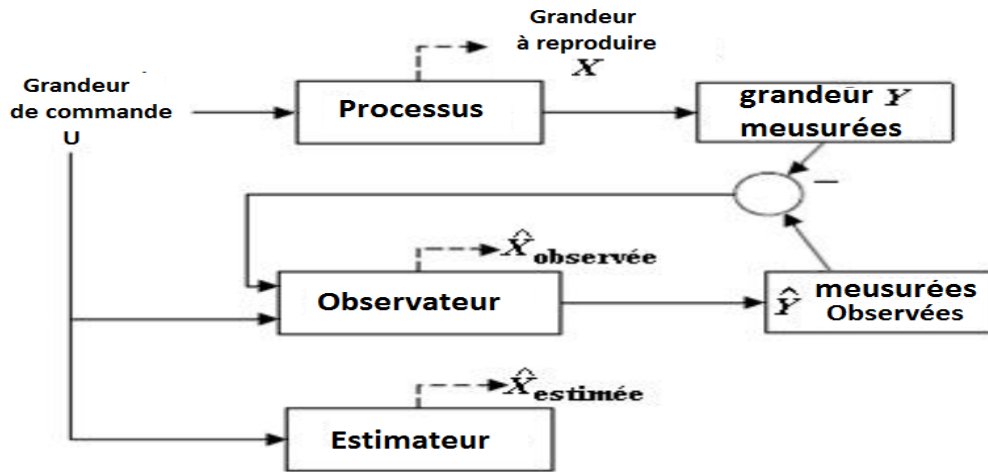


Figure III.2: Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.

4.4. Les méthodes de commande sans capteur mécanique

4.4.1. Méthodes à base d'estimateur

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel.

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [21].

4.4.1.1. Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable [22].

4.5. Estimation adaptative de la vitesse avec modèle de référence (MRAS)

Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et d'autre côté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif). Cette méthode développée par [16], [23] est connue sous le nom d'origine anglo-saxonne *Model Reference Adaptive System* (MRAS). Système adaptatif avec modèle de référence MRAS. La technique MRAS est développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée [60-67]. Elle est basée sur la comparaison des sorties de deux structures : La première qui n'introduit pas le paramètre à estimer est appelée modèle de référence et La deuxième structure est le modèle ajustable dépendant du paramètre estimé. L'erreur entre les deux

modèles, pilote un mécanisme (algorithme) d'adaptation qui génère le paramètre estimé, cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. Cette méthode développée par Schauder, est connu sous le nom d'origine anglo-saxonne Model Reference Adaptive System [68]. Basé sur l'idée de Landau [69], qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyperstabilité [70], les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation qui génère la valeur estimé [32], comme il est illustré sur la figure (4.1)

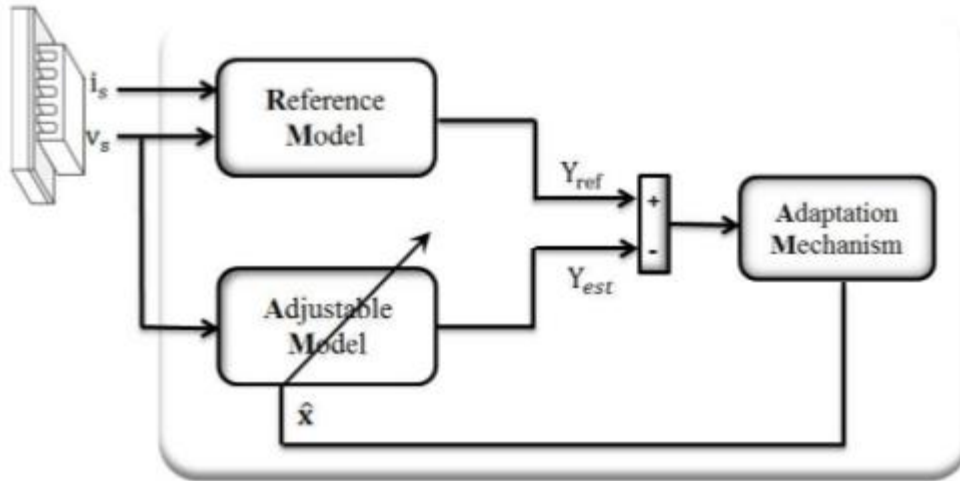
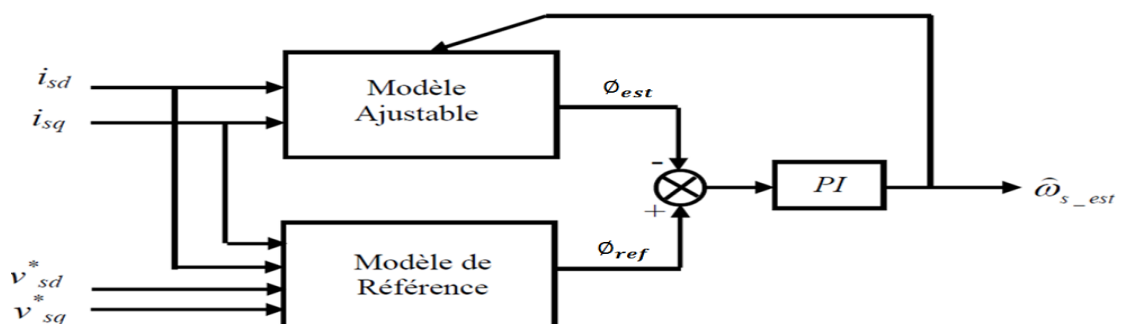


Fig 4.1 : Structure général de la technique MRAS

Modèles basés sur le flux rotorique

Différentes méthodes de la MRAS ont été proposées par les chercheurs, la première, est celle qui utilise le flux rotorique de la machine, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle ajustable. Les équations de la machine asynchrone sont écrites dans le repère stationnaire.



FigureIII.3 Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS basée sur flux rotorique

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système.

Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation.

Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse ω_{sl} est le suivant :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\phi}_s}{dt} + j\omega_{sl}\underline{\phi}_s \quad (III.1)$$

$$\underline{V}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\phi}_r}{dt} + j(\omega_{sl} - \omega)\underline{\phi}_r \quad (III.2)$$

$$\underline{\phi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r \quad (III.3)$$

$$\underline{\phi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s \quad (III.4)$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (III.5)$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude. Les difficultés résident dans la recherche du mécanisme d'adaptation (figure III.2) $\hat{\omega}=f(\underline{e})$ et la dénomination prouvant la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur exacte. Le choix d'un point de fonctionnement et la linéarisation des équations autour de ce point est un préalable au réglage du mécanisme d'adaptation.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$\underline{e} = \hat{\underline{\phi}}_{ref} - \underline{\phi}_r \quad (III.6)$$

III.4.1.1.1. Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de $\underline{\phi}_r$ à partir de la mesure des courants statoriques $\underline{i}_s$ et des tensions statorique $\underline{V}_s$. Pour cela, nous devons utiliser les équations (III.1), (III.2) et (III.4), avec $\omega_{sl}=0$ Exprimons $\underline{i}_r$ à partir de (III.4), on a

$$\underline{\hat{i}}_r = L_r^{-1} \left(\hat{\underline{\phi}}_{ref} - L_m \underline{i}_s \right) \quad (III.7)$$

Introduisons l'équation (III.7) dans (III.3), il vient :

$$\underline{\hat{\phi}}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \left(L_r^{-1} \left(\hat{\underline{\phi}}_{ref} - L_m \underline{i}_s \right) \right) \quad (III.8)$$

Ou encore :

$$\underline{\widehat{\phi}}_s = L_m L_r^{-1} \underline{\widehat{\phi}}_{ref} + (L_s - L_m^2 L_r^{-1}) \underline{i}_s \quad (III.9)$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\underline{\widehat{\phi}}_s = L_m L_r^{-1} \underline{\widehat{\phi}}_{ref} + \sigma L_s \underline{i}_s \quad (III.10)$$

En introduisant (III.10) dans (III.3), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d}{dt} (L_m L_r^{-1} \underline{\widehat{\phi}}_{ref} + \sigma L_s \underline{i}_s) \quad (III.11)$$

$$\underline{V}_s = R_s \underline{i}_s + L_m L_r^{-1} \frac{d}{dt} \underline{\widehat{\phi}}_{ref} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s \quad (III.12)$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\widehat{\phi}}_{ref} = L_r L_m^{-1} \left(\underline{V}_s - R_s \underline{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) \quad (III.13)$$

Ou encore :

$$\underline{\widehat{\phi}}_{ref} = L_r L_m^{-1} \left(\int_0^t \left(\underline{V}_s - R_s \underline{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_s \right) dt \right) \quad (III.14)$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r L_m^{-1} \left(\int (V_{sd} - R_s i_{sd}) dt - \sigma L_s i_{sd} \right) \\ \phi_{rq} = L_r L_m^{-1} \left(\int (V_{sq} - R_s i_{sq}) dt - \sigma L_s i_{sq} \right) \end{cases} \quad (III.15)$$

III.4.1.1.1.2. Modèle ajustable (adaptatif)

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons $\underline{i}_r$ l'équation (III.4) tel que :

$$\underline{\hat{i}}_r = L_r^{-1} (\underline{\widehat{\phi}}_r - L_m \underline{i}_s) \quad (III.16)$$

Puis nous exprimons aussi l'équation (III.2), avec $\omega_{sl} = 0$ et l'équation (III.16), ainsi nous avons :

$$R_r L_r^{-1} (\underline{\widehat{\phi}}_r - L_m \underline{i}_s) + j\widehat{\omega} \underline{\widehat{\phi}}_r + \frac{d}{dt} \underline{\widehat{\phi}}_r = 0 \quad (III.17)$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\widehat{\phi}}_r = -R_r L_r^{-1} \underline{\widehat{\phi}}_r + R_r L_r^{-1} L_m \underline{i}_s - j\widehat{\omega} \underline{\widehat{\phi}}_r \quad (III.18)$$

$$\frac{d}{dt} \underline{\widehat{\phi}}_r = (-R_r L_r^{-1} + j\widehat{\omega}) \underline{\widehat{\phi}}_r + R_r L_r^{-1} L_m \underline{i}_s \quad (III.19)$$

On peut tirer le modèle ajustable :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{rd} = -R_r L_r^{-1} \hat{\phi}_{rd} - \hat{\omega} \hat{\phi}_{rq} + R_r L_r^{-1} L_m \underline{i}_{sd} \\ \hat{\phi}_{rq} = -R_r L_r^{-1} \hat{\phi}_{rq} + \hat{\omega} \hat{\phi}_{rd} + R_r L_r^{-1} L_m \underline{i}_{sq} \end{cases} \quad (III.20)$$

1)

4.4.1.1.2. La méthode MRAS basée sur la puissance réactive

Dans cette section, nous allons proposer une méthode d'estimation par la technique MRAS basée sur le calcul des puissances réactives. La puissance réactive de la machine présente le modèle de référence et celle développée et calculer à partir des grandeurs mesurables (courants, tensions) et qui dépende de la grandeur estimée présente le modèle ajustable.

4.4.1.1.2.1 Calcul de la puissance réactive

Les équations des tensions de la machine asynchrone peuvent être exprimées dans le référentiel dq par [24] :

$$V_{sd} = R_s \underline{i}_{sd} + \sigma L_s \dot{\underline{i}}_{sd} + L_m L_r^{-1} \dot{\phi}_{rd} - \sigma L_s \omega_e \underline{i}_{sq} - L_m L_r^{-1} \omega_e \phi_{rq} \quad (III.32)$$

$$V_{sq} = R_s \underline{i}_{sq} + \sigma L_s \dot{\underline{i}}_{sq} + L_m L_r^{-1} \dot{\phi}_{rq} + \sigma L_s \omega_e \underline{i}_{ds} + L_m L_r^{-1} \omega_e \phi_{rd} \quad (III.33)$$

L'expression de la puissance réactive est donnée par:

$$Q_1 = Q_{ref} = V_{qs} \underline{i}_{ds} - V_{ds} \underline{i}_{qs} \quad (III.34)$$

En remplaçant (III.32) et (III.33) dans (III.34) l'expression de la puissance réactive devient alors:

$$\begin{aligned} Q_2 = & \sigma L_s (\dot{\underline{i}}_{qs} \underline{i}_{ds} - \dot{\underline{i}}_{ds} \underline{i}_{qs}) + \sigma L_s \omega_e (\underline{i}_{ds}^2 + \underline{i}_{qs}^2) - L_m L_r^{-1} (\dot{\phi}_{dr} \underline{i}_{qs} - \dot{\phi}_{qr} \underline{i}_{ds}) + \\ & L_m L_r^{-1} \omega_e (\phi_{rd} \underline{i}_{ds} + \phi_{rq} \underline{i}_{qs}) \end{aligned} \quad (III.35)$$

Et en prenant en considération que dans la commande vectorielle $\phi_{qr} = 0$ et qu'en régime permanent, les termes des dérivées temporelles disparaissent, sachant que

$\phi_{dr} = L_m \underline{i}_{ds}$ L'équation (III.35) devient alors :

$$Q_{est} = Q_3 = \sigma L_s \omega_e (\underline{i}_{ds}^2 + \underline{i}_{qs}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_e \underline{i}_{ds}^2 \quad (III.36)$$

A partir de ces résultats, il est évident que pour le modèle de référence on prendra la puissance réactive dans (III.34) et vu que (III.36) demande l'information de la vitesse, elle sera prise pour le modèle ajustable, ceci est montré dans la figure (III.5).

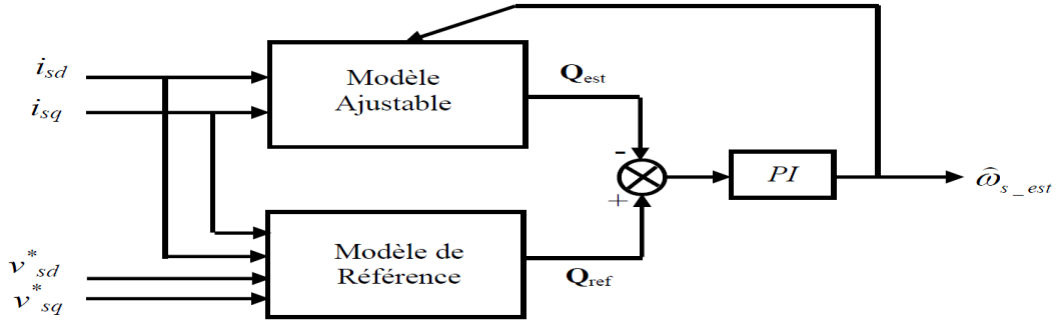


Fig.III.5: Elaboration de la méthode MRAS à puissance réactive

III.4.1.1.2. Stabilité de la méthode MRAS à puissance réactive

$$Q_{ref} - Q_{est} = (V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs}) - \omega_e(\varepsilon, t) \left\{ \sigma L_s \omega_e (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{L_m^2}{L_r} \omega_e i_{ds}^2 \right\} \quad (III.37)$$

$$\omega_e(\varepsilon, t) = \omega_{sl,nom} + \delta \omega_{sl,est}(\varepsilon, t) + \omega_r \quad (III.38)$$

$$\delta \omega_{sl,est}(\varepsilon, t) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) v \quad (III.39)$$

$$v = D. \varepsilon \quad (III.40)$$

$$\eta = (0, t) = \int_0^t \varepsilon^T \omega dt \geq -y^2 \quad (III.41)$$

où : ω et ε sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire invariant.

y^2 une constante positive.

$$u = Q_1 - \{ \omega_{sl,nom} + \delta \omega_{sl,est}(\varepsilon, t) + \omega_r \} Q_3 \quad (III.42)$$

$$\omega = -u = -Q_1 + \{ \omega_{sl,nom} + \delta \omega_{sl,est}(\varepsilon, t) + \omega_r \} Q_3 \quad (III.43)$$

En remplaçant ε et ω par leurs valeurs, l'équation (III.41) devient :

$$\int_0^t \left\{ -v Q_1 + \omega_{sl} v Q_3 + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) v^2 Q_3 + \omega_r v Q_3 \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (III.44)$$

On peut résoudre l'équation (III.44) à l'aide de la relation suivante :

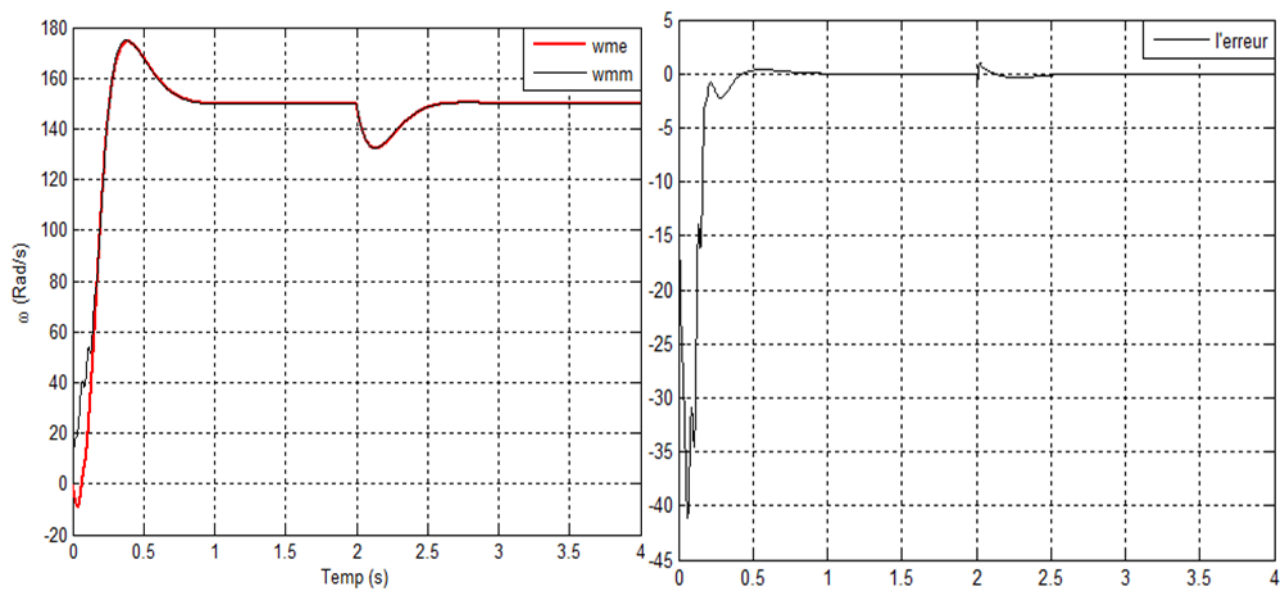
$$\int_0^t \frac{d}{dt} f(t) k_1 f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k_1 f(0)^2 k_1 > 0 \quad (III.45)$$

$$\varepsilon = Q_{ref} - Q_{est} \quad (III.46)$$

$$\hat{\omega}_s = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \varepsilon \quad (\text{III.47})$$

III.4.1.1.2.3. Résultat de simulation la méthode MRAS à puissance réactive

Pour tester les performances de réglage de vitesse de la MAS dotée d'une commande vectorielle sans capteur mécanique avec la méthode des puissances réactives, nous avons effectué des tests de simulation de notre système dans les mêmes conditions de fonctionnement que celles du chapitre II. Les résultats de simulations sont illustrés dans la figure III.4 qui regroupent la vitesse de la machine et la vitesse estimée, l'erreur de vitesse, les flux rotoriques et le courant de phase. Nous remarquons que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec une erreur très minime, le découplage est maintenu, donc la méthode proposée est efficace. Nous remarquons aussi l'erreur d'estimation est minime dans cette méthode sauf au démarrage où l'erreur est très importante. Ceci est justifié par le choix de méthode qui utilise la puissance réactive dont sa expression contient la vitesse de synchronisme. Cette vitesse de synchronisme est utilisée pour extraction de la vitesse, ce qui engendre une erreur au démarrage due à la différence importante entre w_s et w_{sl} .



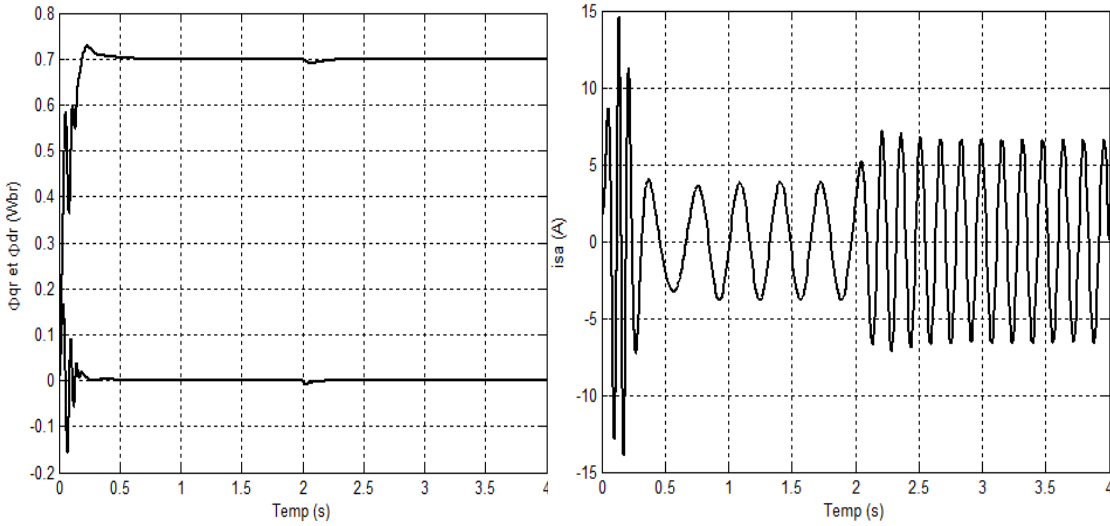


Figure III.6. Résultat de simulation la méthode MRAS à puissance réactive

III.4.1.1.3. La méthode MRAS basée sur la puissance réactive avec le modèle ajustable de la machine:

Nous allons appliquer dans cette partie une technique MRAS basée sur la puissance réactive on utilisant la modèle de la machine ajustable en fonction de la grandeur à estimer (la vitesse). L'expression de la puissance réactive avec le modèle de la machine est donnée par [25] :

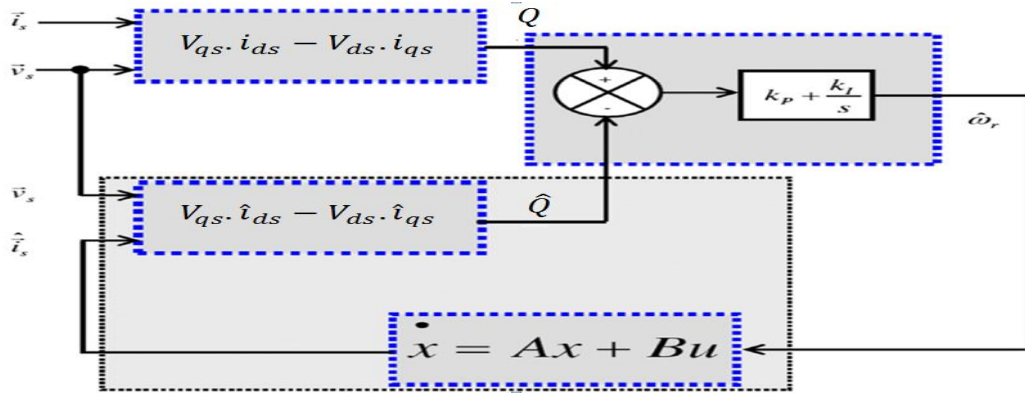
$$Q = V_{qs} \cdot i_{ds} - V_{ds} \cdot i_{qs} \quad (III.48)$$

$$\hat{Q} = V_{qs} \cdot \hat{i}_{ds} - V_{ds} \cdot \hat{i}_{qs} \quad (III.49)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_r \\ 0 & -a_1 & -a_3 \omega_r & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\omega_r \\ 0 & a_4 & \omega_r & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (III.50)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (III.51)$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r}, a_3 = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r}, a_4 = \frac{L_m}{T_r}, a_5 = \frac{1}{T_r}$$



III.7:Elaboration de la méthode MRAS à puissance réactive avec la machine

III.4.1.1.3.1 Stabilité de la méthode MRAS proposée :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & \omega_{mr} & a_2 & a_3 \omega_r \\ -\omega_{mr} & -a_1 & -a_3 \omega_r & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\omega_{sl} \\ 0 & a_4 & \omega_{sl} & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (III.52)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (III.53)$$

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T, u = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T, y = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T \quad (III.54)$$

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (III.55)$$

$$y = Cx + Du \quad (III.56)$$

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + \Delta A x_0 \quad (III.57)$$

$$\Delta y = C \Delta x \quad (III.58)$$

$$\Delta y = C(sl - A)^{-1} \Delta A x_0 \quad (III.59)$$

$$x_0 = [i_{ds0} \quad i_{qs0} \quad \phi_{dr0} \quad \phi_{qr0}]^T \quad (III.60)$$

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \Delta \omega_r \quad (III.61)$$

Et

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.62)$$

$$\Delta y \begin{bmatrix} \Delta i_{ds} \\ \Delta i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} (sl - A)^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \Delta \omega_r \quad (III.63)$$

$$\frac{\Delta i_{ds}}{\Delta \omega_r} = \frac{(c_{14} - a_3 c_{12}) \phi_{dr0}}{(sl - A)} \quad (III.64)$$

$$\frac{\Delta i_{qs}}{\Delta \omega_r} = \frac{(c_{24} - a_3 c_{22}) \varphi_{dr0}}{(sl - A)} \quad (III.65)$$

$$\text{adj}(sl - A) = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} \end{bmatrix} \quad (III.66)$$

$$\varepsilon = Q - \hat{Q} \quad (III.67)$$

$$\varepsilon = V_{qs0}(i_{ds} - \hat{i}_{ds}) - V_{ds0}(i_{qs} - \hat{i}_{qs}) \quad (III.68)$$

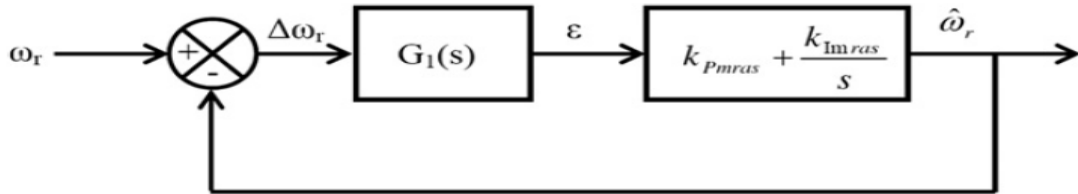
$$\varepsilon = V_{qs0} \Delta i_{ds} - V_{ds0} \Delta i_{qs}$$

$$\frac{\varepsilon}{\Delta \omega_r} = V_{qs0} \frac{\Delta i_{ds}}{\Delta \omega_r} - V_{ds0} \frac{\Delta i_{qs}}{\Delta \omega_r} \quad (III.69)$$

$$\frac{\varepsilon}{\Delta \omega_r} = \frac{[V_{qs0}(c_{14} - a_3 c_{12}) - V_{ds0}(c_{24} - a_3 c_{22})] \varphi_{dr0}}{(sl - A)} = G_1(s) \quad (III.70)$$

$$\frac{\omega_r}{\hat{\omega}_r} = \frac{G_1(s)(K_{Pmras} + \frac{K_{Imras}}{s})}{1 + G_1(s)(K_{Pmras} + \frac{K_{Imras}}{s})} (s) \quad (III.71)$$

$$1 + G_1(s) \left(K_{Pmras} + \frac{K_{Imras}}{s} \right) = 0 \quad (III.72)$$



III.8:synthèse du correcteur de vitesse

III.4.1.1.3.2. Résultat de simulation :

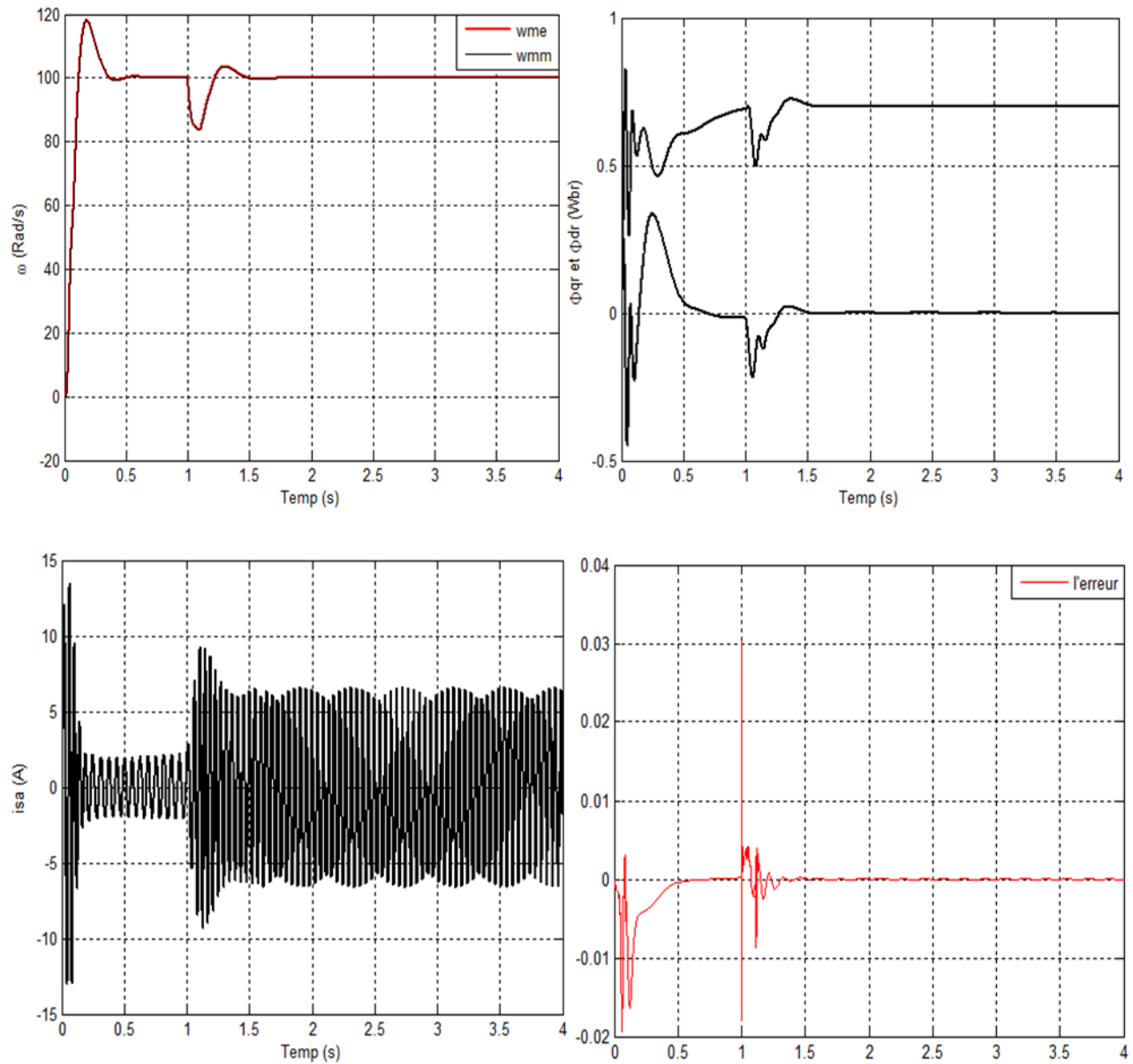


Figure III.9 :Résultat de la simulation la méthode MRAS à puissance réactive avec la machine

III.4.1.1.4. La méthode MRAS basée sur la puissance active avec le modèle de la machine :

L'expression de la puissance active avec le modèle de la machine est donnée par:

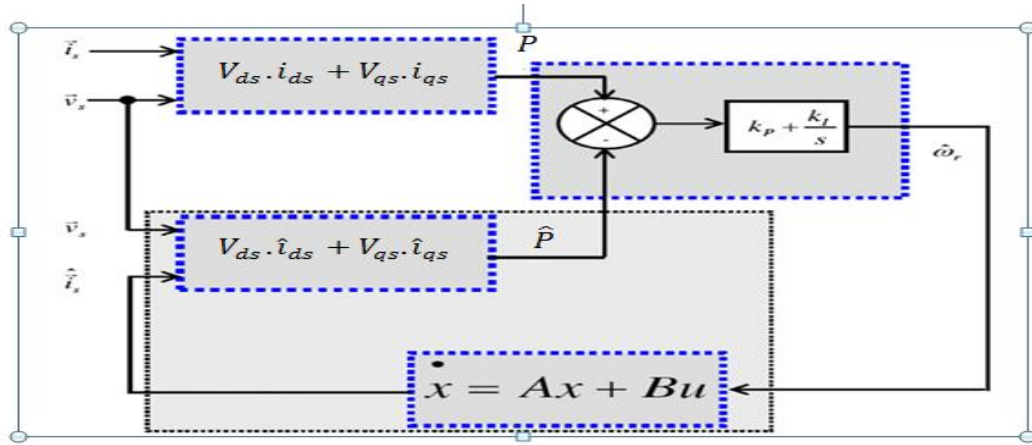
$$P = V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs} \quad (III.73)$$

$$\hat{P} = V_{ds} \cdot \hat{i}_{ds} + V_{qs} \cdot \hat{i}_{qs} \quad (III.74)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_r \\ 0 & -a_1 & -a_3 \omega_r & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\omega_r \\ 0 & a_4 & \omega_r & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (III.75)$$

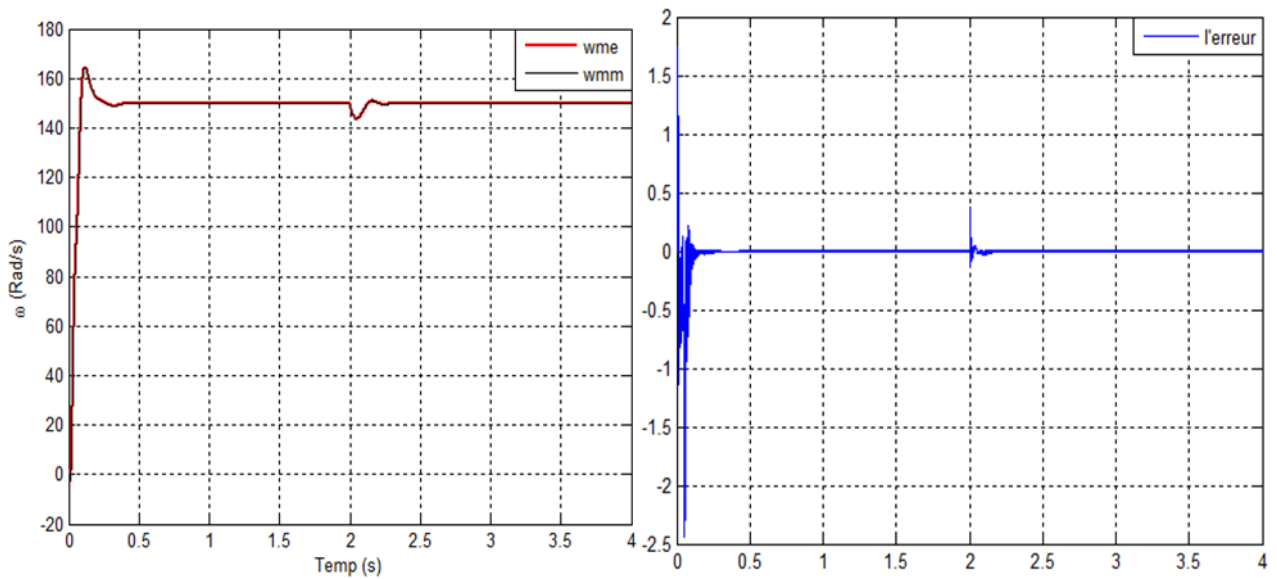
$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (III.76)$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r}, a_3 = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r}, a_4 = \frac{L_m}{T_r}, a_5 = \frac{1}{T_r}$$



III.10:Elaboration de la méthode MRAS à puissance active avec la machine

III.4.1.1.4.1. Résultat de simulation la puissance active avec le modele de la machine et l'ond :



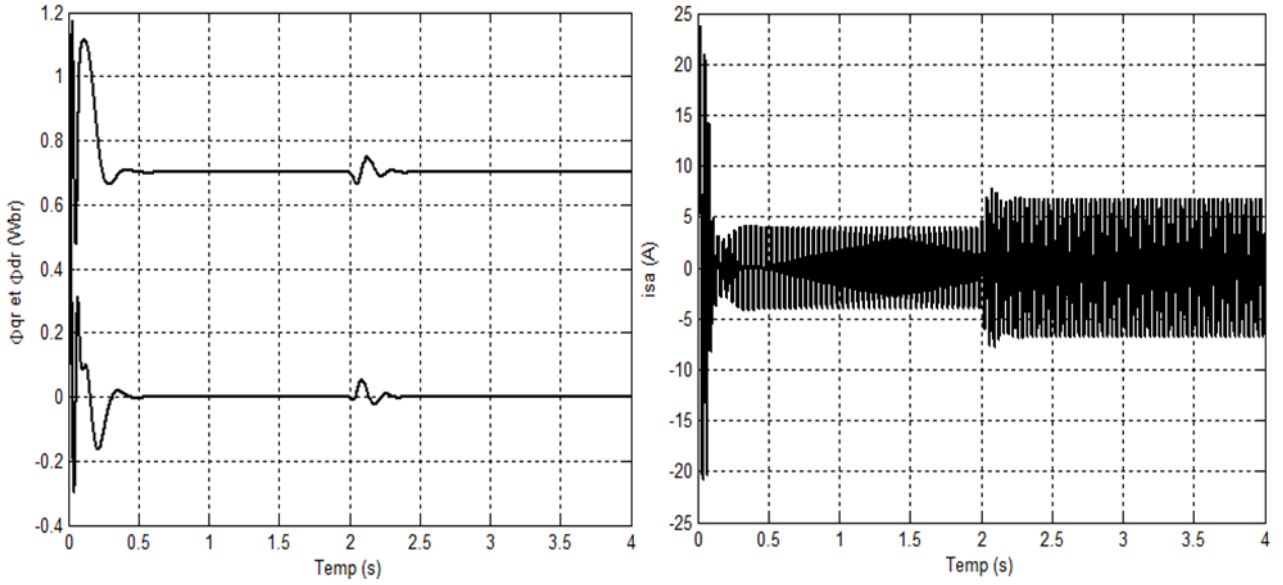


Figure III.11. Résultat de la simulation la méthode MRAS à puissance active avec la machine et l'ond

III.4.1.1.5. La méthode MRAS basée sur Modèle de référence (XMRAS) avec la machine

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + p \sigma L_s i_{sd} - L_m L_r^{-1} (\omega_e \phi_{rq} - p \phi_{rd}) \quad (III.77)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + p \sigma L_s i_{sq} + L_m L_r^{-1} (\omega_e \phi_{rd} + p \phi_{rq}) \quad (III.78)$$

L'expression de XMRAS avec la machine est donnée par [26] :

$$X_1 = V_{ds} \cdot i_{ds} + V_{qs} \cdot i_{qs} \quad (III.79)$$

$$\hat{X}_1 = V_{ds} \cdot \hat{i}_{ds} + V_{qs} \cdot \hat{i}_{qs} \quad (III.80)$$

Notons ici que l'expression de puissance dans l'équation III.79 ne représente ni la puissance active ni réactive, pour cette raison nous avons appelé ce mécanisme d'estimation par la lettre X.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_r \\ 0 & -a_1 & -a_3 \omega_r & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -\omega_r \\ 0 & a_4 & \omega_r & -a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (III.81)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (III.82)$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r T_r}, a_3 = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r}, a_4 = \frac{L_m}{T_r}, a_5 = \frac{1}{T_r}$$

4.5.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une méthode d'estimation de la vitesse afin d'éliminer le capteur. La méthode mise en évidence est la *MRAS*, connue par sa simplicité et demandant moins d'efforts de calcul. Après avoir présenté les différentes techniques de la *MRAS*, on a adopté celle qui utilise la puissance réactive car elle utilise le moins de paramètres de la machine.

Après l'étude de stabilité, on est passé à la simulation. Compte tenu des résultats obtenus, on peut conclure que la commande sans capteur mécanique proposée est presque insensible vis-à-vis des critères qui ont été testés. Ces résultats ont montré que la caractéristique de la vitesse estimée par la *MRAS* est satisfaisante et montre une bonne réponse dynamique et ne montre aucune influence sur le couple électromagnétique, sur les courants, et sur le flux rotorique. [1]

Conclusion Générale

Les travaux consignés dans la présentethèse se sont situés dans le cadre de l'amélioration des performances des moteurs linéaires à induction pour les mieux adapter aux diverses exigences imposées par le domaine de l'usinage à grande vitesse très contraignant en terme de rapidité et de dynamique.

En effet, ce travail trouve son intérêt dans l'estimation des effets aux limites pour compensation de la commande d'un moteur à induction linéaire qui passe, tout d'abord, par une étape de modélisation pour mieux comprendre l'influence des différents phénomènes présents dans ces actionneurs : le phénomène pris en compte dans ce travail est les effets aux limites.

Dans un premier temps, un état de l'art des actionneurs linéaires a été présenté : bref historique, différents structures, topologies et architectures, domaines d'applications, freins au développement et les différents effets influant sur leurs performances, d'où la nécessité d'une modélisation fine du moteur linéaire en considérant ces effets.

Étant donné que le principe de fonctionnement du moteur linéaire à induction est similaire à celui d'un moteur rotatif, on a penché sur l'établissement du modèle linéaire à partir du modèle rotatif. Par la suite, on a pris en compte les effets aux limites pour affiner le modèle et de voir leurs effets sur les performances du moteur. Les résultats de simulations qui ont été dévisées en deux catégories (avec et sans effets) montrent clairement l'influence de ces effets d'où la nécessité d'une adaptation des paramètres pour la compensation.

Dans le but de découpler et de commander indépendamment la force et le flux, nous avons introduit la commande vectorielle (ou à flux orienté) et commande par linéarisation entrée-sortie comme des techniques de commande permettant de satisfaire notre objectif. Deux techniques de commande vectorielle ont été appliquées : directe et indirecte pour le réglage de la vitesse du moteur linéaire avec et sans effets aux limites. Les résultats de simulation numériques montrent l'efficacité de ces deux méthodes (découplage parfaitement réalisé).

Références bibliographiques

- [1] J.F Gieras, 'Linear induction drives', Clarendon press, Oxford, 1994.
- [2] R. Ghislain, 'Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide', Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Paris 2007.
- [3] I. K. Bouserhane, 'Contribution à la commande moderne et hybride d'un moteur à induction linéaire', Thèse de doctorat en sciences, USTO 2008.
- [4] A. Boucheta, 'Synthèse et optimisation des contrôleurs par backstepping pour la commande du moteur à induction linéaire', Thèse de doctorat en sciences, université de Bechar, 2010.
- [5] M. A. Nasr Khoidja, 'Contribution à la conception, la réalisation et la commande d'un moteur à induction linéaire', Thèse de doctorat, Université de Tunis El Manar, 2005.
- [6] F. J. Lin, R. J. Wai, W. D. Chou, and S. -P. H., "Adaptive Backstepping Control Using Recurrent Neural Network for Linear Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Indust. Electr. Vol. 49, No. 1, February 2002.
- [7] M. Kant, 'Moteurs électriques à mouvement linéaire et composé', Techniques de l'ingénieur D 3700, Traité Génie électrique, 2004.
- [8] V. N. Hoang, 'Design of a single-sided linear induction motor', Bachelor of Electrical Engineering, University of Queensland, Australia, 2003.
- [9] Eric Favre, Claude Brunner, 'Principes et applications des moteurs linéaires', Journal Automatisé, N°9, Mars - Avril 2000.
- [10] Hamid Ben Ahmed, Marc Antunes, Pierre-Emmanuel Cavarec, Jean Lucidarme, Bernard Multon, Laurent Prévond, Benoît Salamand, 'Généralités sur les actionneurs linéaires', Rapport Interne, SATIE ENS-Cachan - 2002
- [11] J.C. Sabonnadière, 'contribution à l'étude des moteurs linéaires', Thèse, Faculté des sciences de l'université de Grenoble, France, 1969.
- [12] G. W. McLean, 'review of recent progress in linear motors', IEE proceeding, part B, 1988.
- [13] M. Jufer, 'détermination des caractéristiques spécifiques du moteur linéaire', Revue générale de l'électricité, N°80, Vol 2, France, 1971.
- [14] N. Wavre, 'cours d'entraînements électriques II - moteurs linéaires', EPFL, Lausanne, Suisse, 1996.
- [15] M. Jufer, 'électromécanique', Traité d'électricité, Vol. IX, EPFL, Lausanne, Suisse, 1995.
- [16] A. Cassat, "Moteurs linéaires pas à pas", Symposium sur les moteurs électriques linéaires, École Centrale de Lyon, France, 1974.
- [17] N. Wavre, 'étude harmonique 3D des moteurs linéaires asynchrones a bobinage polyphasé quelconques', Thèse N°219, EPFL, Lausanne, Suisse, 1975.
- [18] A. Nasri "estimateurs et contrôleurs neuronaux et flou optimisé par la méthode de swarm pour la commande d'un véhicule électrique", thèse de doctorat, université de Sidi Belabas, 2011.

- [19] Cheng-Yao Hung, 'Adaptive control for rotary induction motor and linear induction motors', Master Thesis, Taiwan.
- [20] A. Boughazi, 'Contribution à la commande non linéaire de la MAS alimenté en tension', Thèse de doctorat en sciences, Université de Béchar, 2016.
- [21] Duncan, J., and Eng, C., 'Linear induction motor-equivalent circuit model', IEE Proc., Electr. Power Appl., 1983, 130, (1), pp. 51–57.
- [22] Da Silva, E.F., dos Santos, E.B., Machado, P.C.M. and de Oliveira, M.A.A., 'Vector Control of Linear Induction Motor', IEEE ICIT, Mairbor, Slovenia, 2003, pp. 518-523.
- [23] Ezio Fernandes da Silva, Euler Bueno dos Santos, Paulo C. M. Machado, Marco A. A. de Oliveira, 'Dynamic Model for Linear Induction Motors', IEEE conférence, ICIT 2003, Slovénie, pp.478-482.
- [24] G. Kang and K. Nam, 'Field-oriented control scheme for linear induction motor with the end effect' IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 6, November 2005, pp. 1565-1572.
- [25] Jeong-hyoun Sung and Kwanghee Nam, 'A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects', Conférence IEEE, 1999, pp. 2284-2289.
- [26] S. Vaez-Zadeh, M. R. Satvati, 'Vector Control of Linear Induction Motors with End Effect Compensation', IEEE Conférence, pp. 635-638.
- [27] M. Pucci, 'Direct field oriented control of linear induction motors', Elsevier, Electric Power Systems Research, 89 (2012) 11– 22.
- [28] B.K. Bose, 'modern Power electronics and AC drives', Printice-Hall, 2001.
- [29] A. Miloud, 'Commande robuste de la machine asynchrone', Thèse Doctorat Es-Sciences, USTO, 2006.
- [30] A. Hazzab, 'Application de l'intelligence artificielle dans les systèmes électriques', Thèse Doctorat Es-Sciences, USTO, 2006.
- [31] M. Butzberger, 'Etude et comparaison de différentes stratégies de réglage et de commande de servomoteurs asynchrone', thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne 1995.
- [32] L. Baghli, 'Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques', Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, janvier 1999.
- [33] R.D. Lorenz, D.B. Lawson, 'Flux and torque decoupling control for field weakened operation field-oriented induction machines', IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 26, n°02,1990.
- [34] Y. Mihoub, « Commande neuro-floue d'une machine asynchrone », Thèse de Magister, USTO 2002.
- [35] S. Barkati, 'Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone', Mémoire de Magister, ENP Alger 1997.
- [36] A. Karboua, 'Commande et observateurs par mode de glissement, Application à une Machine Asynchrone Alimentée en Tension', Mémoire de Magister, ENP Alger, 1999.
- [37] L. Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Note de cours, université de Henry Poincaré, 2003/2004.
- [38] A. Rachid, « Régulation électromécanique », techniques-ingénieur, R7.

- [39] F. Blaschke, “The principle of field orientation as applied to the new Transvektor closed-loop control system for rotating-field machines”, Siemens Review, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.
- [40] A. Merabet, ‘Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone’, Thèse de Doctorat de l’université du Québec à Chicoutimi, Mai 2007.
- [41] A. Kaddouri, ‘Etude d’une commande non-linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents’, Thèse de Ph.D de l’université de Lavale, Novembre 2000
- [42] A. Bentaallah, A. Meroufel, A. Massoum, A Bendaoud, ‘Réglage et linéarisation entrée-sortie d’une machine asynchrone alimentée en tension’, ACTA Electrotehnica, Volume 49, N°1, 2008
- [43] F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci, A. Sferlazza, ‘Input-output feedback linearization control of linear induction motors including the dynamic end-effects’, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, 10.1109/ECCE.2014.6953885.
- [44] S. H. Jeon, J. Y. Choi, ‘Adaptive feedback linearization control based on stator fluxes model for induction motors’, Transaction on controle, Automation, and systems engineering vol. 4, No. 4, December 2002

Annexe

Les paramètres du moteur à induction linéaire utilisés dans les tests de simulation sont :

Tension nominale	220 V
Facteur de puissance nominal	0,8
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.8 A
Résistance primaire	13.2 Ω
Résistance secondaire	11.78 Ω
Inductance cyclique primaire	0,42 H
Inductance cyclique secondaire	0, 42 H
Inductance mutuelle	0, 4 H
Nombre de paires de pôles	2
Coefficient de frottement	10 N/s
Pas polaire	0,102m
Masse	12.775Kg
Longueur de la partie mobile	0.45 m