



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

BELGUIDOUM Abir

THEME

**Commande sans Capteur d'un Actionneur
de Traction d'un Véhicule Électrique**

Soutenu le 18/06/2023 devant la commission d'examen composée de :

Dr. LAGGOUN Louanasse	MCA à l'Université de Khenchela	Président
Dr. KHEMIS Abderrahmane	MCB à l'Université de Khenchela	Encadreur
Dr. LABDANI Rafik	MAA à l'Université de Khenchela	Examineur

Année Universitaire 2022/2023

Remerciements



Avant toutes choses, je remercie DIEU, le tout puissant, pour m'avoir donné la volonté, le courage et la patience et qui a guidé mes pas vers le droit chemin durant mes années d'études.

J'exprime d'abord mes profonds remerciements à mon encadreur de mémoire Monsieur KHEMIS ABEDERRAHMANE pour avoir encadré et dirigé ce travail avec une grande rigueur, sa disponibilité, ses conseils et la confiance qu'il m'a accordé m'ont permis de réaliser ce travail.

Je le remercie pour m'avoir fait profiter de son expérience, pour ses encouragements et ses orientations constructives qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté d'examiner mon projet de fin d'études, ainsi que pour avoir consacré une partie de leurs temps précieux pour le lire et le corriger et ses précieux conseils qu'il trouve ici mes sincères remerciements.

A tous mes formateurs et toute l'équipe pédagogique et administrative de notre département pour l'aide qu'ils ont toujours porté aux étudiants, je leur exprime mon respect et ma profonde sympathie.

BELGUIDOUM ABIR



Dédicace



Du profond de mon cœur je dédie ce travail à tous ceux qui m'ont chers,

A ma chère mère,

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis, pour mon instruction et mon bien être... Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices. Puisse dieu, le très haut, vous accorder la santé, bonheur et longue vie.

A la mémoire de mon père et ma sœur Ahlem,

Je dédie cet évènement marquant de ma vie à la mémoire de mon père décédé, qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études...

Ainsi à la mémoire de ma sœur **Ahlem** disparue trop tôt ; symbole de tendresse et d'amour qui a toujours cru en moi, aidée et encouragée

« Qu'Allah leur accorde son pardon Qu'ALLAH leur fasse miséricorde et leur accorde les plus hauts degrés du paradis »

A mon cher frère **AHMED Abed el Djalil** et mes chères sœurs **AFFEF Fatima Zohra & NOUREL HOUDA** Sans oublier **Aksil & Layenne** mes petits amour.

A **CHAIMA ; MAROVA ; DENDOUN ; NOUR ; AMIRA ; ACHOUAK** et **ZAQOU**, Une pensée spéciale à vous Merci d'être toujours là pour moi, et de partager tous les évènements les plus importants de ma vie.

A mes copines **MANAR ; RACHA ; AMANI ; MANOU ; GHADA ; ANFEL** ♥

Pour les sympathiques moments qu'on a passés ensemble en particulier.

A tous mes collègues et mes étudiants de **Omran El Hadi & Ounissi Abd El hafidh.**

Je vous remercie tous et toutes, d'être venus dans ma vie...



BELGUIDOUM ABIR



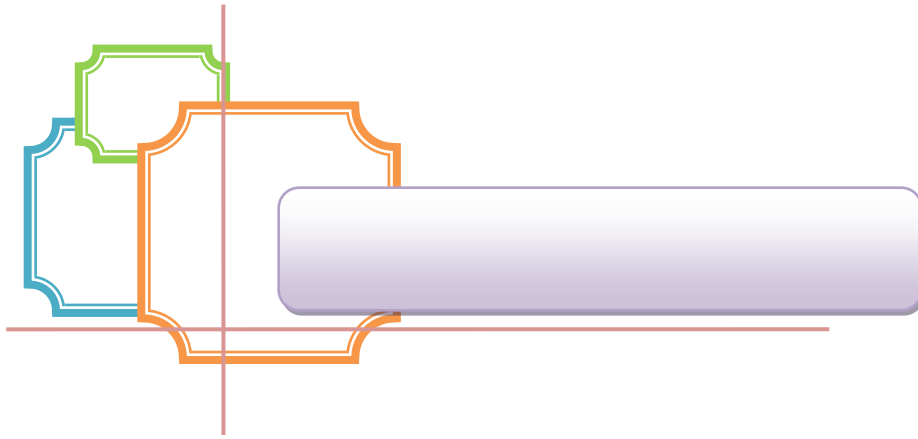


TABLE DES MATIÈRES

Table des Matières

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Liste des figures Index des notations

Introduction Générale 1

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION 3

I.1 CLASSIFICATION DE MACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES..... 3

I.2 GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE 4

 I.2.1 Description de la MAS 4

 I.2.2 Constitution de la machine asynchrone 5

I.3 MODELE TRIPHASE DE LA MAS 6

 I.3.1 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone 7

I.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MACHINE ASYNCHRONE 8

I.5 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... 9

 I.5.1 Hypothèse simplificatrices..... 9

 I.5.2 Mise en équation de la machine asynchrone 10

I.6 TRANSFORMATION DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... 13

I.7 MODELE D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... 16

 I.7.1 Application de la transformation de Park a la M.AS 16

 I.7.2 Choix référentiel 17

 I.7.3 Modélisation en représentation d'état de la machine asynchrone 18

I.8 SIMULATION DU MODELE 20

 I.8.1 Interprétation des résultats 23

I.9 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE 24

 I.9.1 Modélisation du redresseur 24

 I.9.2 Modélisation du filtre 25

 I.9.3 Modélisation de l'onduleur triphasé 26

 I.9.4 Modulation par largeur de l'impulsion MLI 29

 I.9.5 Simulation du modèle machine-onduleur 30

CONCLUSION 34

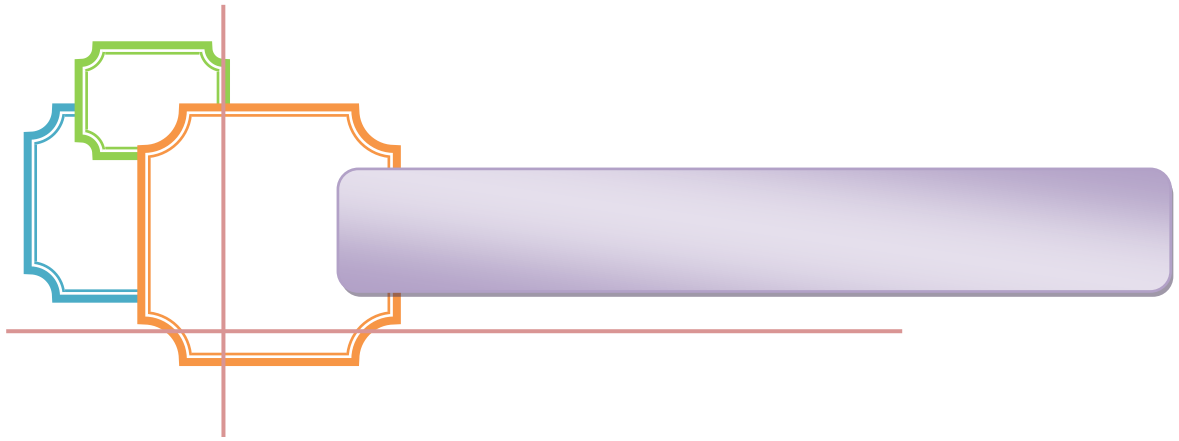
CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION	34
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	35
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC).....	37
II.3 TYPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	39
II.3.1 Commande vectorielle directe	39
II.3.2 Commande Vectorielle Indirect.....	39
II.4 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	40
II.5 DECOUPLAGE.....	43
II.5.1 Découplage entré-sortie.....	44
II.5.2 Découplage par compensation	44
II.6 CALCULE DE REGULATEUR	46
II.6.1 Régulateur de courant	47
II.6.2 Régulateur de vitesse	48
II.6.3 Régulateur de flux	50
II.7 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION :	51
CONCLUSION.....	54

CHAPITRE III : Commande sans capteur mécanique d'un Actionneur de Traction d'un Véhicule Électrique

INTRODUCTION	55
III.1 BREF HISTORIQUE SUR LES VEHICULE ELECTRIQUE	56
III.2 DEFINITION D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	58
III.3 TYPES DES VEHICULES ELECTRIQUES	59
III.3.1 Véhicule électrique à batterie	59
III.3.2 La voiture à pile à combustible.....	59
III.3.3 Le véhicule hybride	60
III.4 DESCRIPTION GENERALE DE LA CHAINE DE TRACTION ELECTRIQUE.....	61
III.5 CONTROLE ELECTRONIQUE	62
III.6 CONVERTISSEUR D'ENERGIE ELECTRIQUE.....	62
III.7 DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE VEHICULE ELECTRIQUE.....	62
III.7.1 Véhicule électrique monomoteur	62
III.7.2 Véhicule électrique multi-moteurs.....	63
III.8 MOTORISATION DES VEHICULES TOUT ELECTRIQUES	63
III.9 L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LE VEHICULE ELECTRIQUE.....	65
III.9.1 Les redresseurs (AC/DC).....	65

III.9.2	Les onduleurs (DC-AC).....	65
III.9.3	Les hacheurs (DC-DC)	65
III.10	LE CHARGEUR	66
III.11	DIVERSES SOURCES D'ENERGIE ELECTRIQUE.....	66
III.12	AVANTAGES ET INCONVENIENT DES VEHICULES ELECTRIQUES	67
III.12.1	Avantages du VE	67
III.12.2	Inconvénients du VE	67
III.2	MODELISATION DU VEHICULE.	68
III.2.1	Dynamique du véhicule	69
III.3	DIFFERENTIEL ELECTRIQUE ET SA MISE EN ŒUVRE.....	71
III.4	SYSTEME ADAPTATIF AVEC MODELE DE REFERENCE MRAS	73
III.13	MRAS BASE SUR L'ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE.....	75
III.14	COMPARAISON DES RESULTATS	80
III.5	RESULTATS DE SIMULATION.....	81
	CONCLUSION	86
	CONCLUSION GENERALE	87
	BIBLIOGRAPHIES	88
	ANNEXES	95

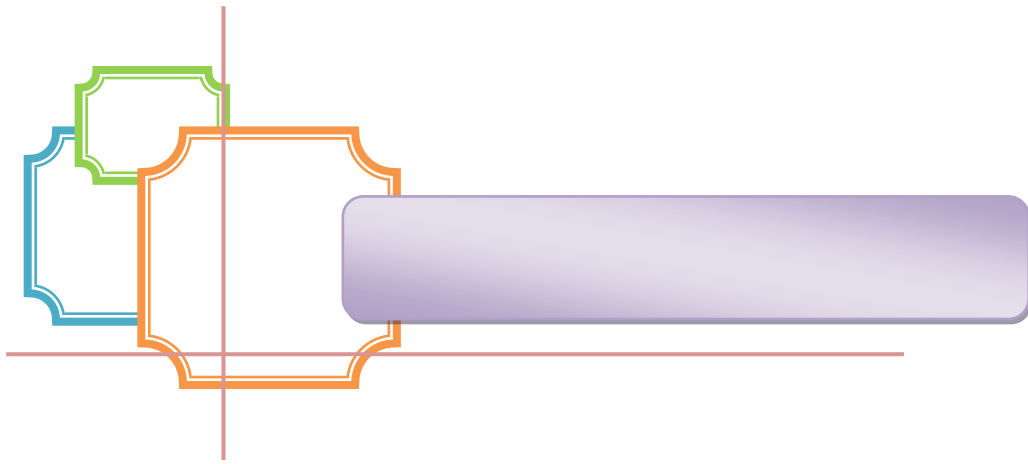


NOTATIONS ET SYMBOLES

Notions et Symboles

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2} M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r / C_{ch}	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.
VE	Véhicule Electrique
MRAS	Model Référence Adaptive System
ω_n	Pulsation propre.
ξ	Coefficient d'amortissement



LISTE DES FIGURES

Liste des figures

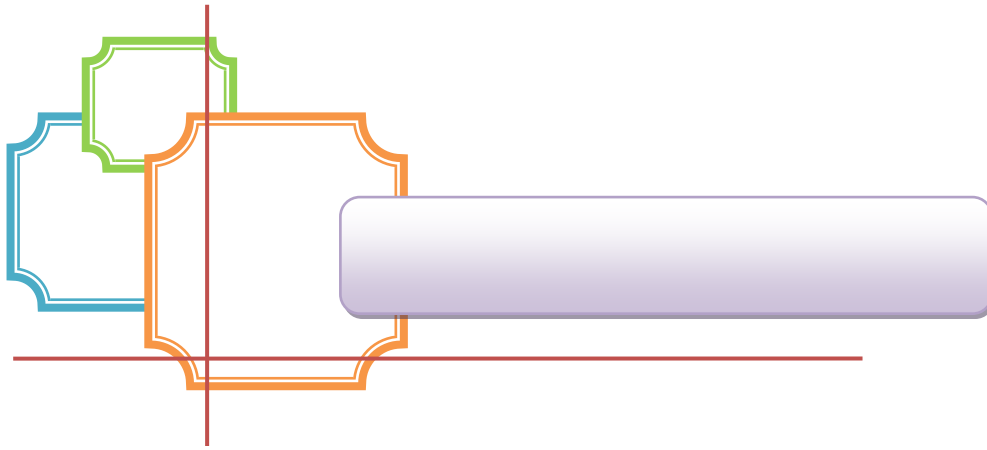
FIG.I.1:	CLASSIFICATIONS DE MACHINES ELECTRIQUES ALTERNATIVES.....	4
FIG.I.2:	CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	5
FIG.I.3:	STATOR DE LA MAS.....	5
FIG.I.4:	ROTOR DE LA MAS.....	6
FIG.I.5:	REPRESENTATION ELECTRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	7
FIG.I.6:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	10
FIG.I.7:	REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENTE.....	15
FIG.I.8:	DISPOSITION DES ENROULEMENTS SUIVANT LES AXES D, Q.	17
FIG.I.9:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE EN BOUCLE OUVERTE.....	20
FIG.I.10:	REPOSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	21
FIG.I.11:	REPOSE DE LA MACHINE EN CHARGE : $C_r = 4N.m$ A T= 2 S.....	22
FIG.I.12:	REPRESENTATION DE LA REDRESSEUSE TRIPHASEE DOUBLE ALTERNANCE.....	24
FIG.I.13:	TENSION D'ALIMENTATION ET LA TENSION REDRESSEE	25
FIG.I.14:	SCHEMA D'UN FILTRE DE TENSION	25
FIG.I.15:	SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.....	27
FIG.I.16:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.....	29
FIG.I.17:	REPRESENTATION DE L'ONDE MODULANTE ET L'ONDE PORTEUSE.....	30
FIG.I.18:	SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE	31
FIG.I.19:	TENSION TRIPHASEE GENEREE PAR L'ONDULEUR MLI.....	31
FIG.I.20:	REPOSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_R=0$	32
FIG.I.2:	REPOSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR AVEC $C_R=4N ;M$ A T=2 S	33
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE	38

Liste des figures

FIG.II.2: PRINCIPE D'ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.....	39
FIG.II.3: SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.....	41
FIG.II.4: MODELE DE LA MACHINE.	44
FIG.II.5: REPRESENTATION DU DECOUPLAGE - EXPRESSION DE i_{sd} & i_{sq}	46
FIG.II.6: REPRESENTATION DU DECOUPLAGE - EXPRESSION DE C_{em} & φ_r	47
FIG.II.7: BOUCLE DE REGULATION DU COURANT i_{sd}	47
FIG.II.8: SCHEMA FONCTIONNEL DE LA REGULATION DE VITESSE.	48
FIG.II.9: SCHEMA BLOC DU REGULATEUR DE VITESSE.....	49
FIG.II.10: BOUCLE DE REGULATION DU FLUX.....	50
FIG.II.11: SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE	51
FIG.II.12: PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE	52
FIG.II.13: RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC)	53
FIG.III.1 VEHICULE ELECTRIQUE DE THOMAS PARKER (A), ET LA JAMAIS CONTENTE (B).....	56
FIG.III.2 (A) LA BUICK SKYLARK DE GM (GENERAL MOTORS) , (B) LA PRIUS DE 1997	57
FIG.III.3 SCHEMA INTERNE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE.....	59
FIG.III.4 VEHICULE A PILE A COMBUSTIBLE.	60
FIG.III.5 VEHICULE HYBRIDE.....	60
FIG.III.6 LES DIFFERENTES ARCHITECTURES HYBRIDES EXISTANTES	60
FIG.III.7 SCHEMA FONCTIONNEL DE LA CHAINE DE TRACTION D'UN VEHICULE TOUT ELECTRIQUE.	61
FIG.III.8 EXEMPLES SCHEMATIQUES DE MOTORISATIONS MONO-MOTRICES.	63
FIG.III.9 EXEMPLES SCHEMATIQUES DE MOTORISATIONS MULTI-MOTEURS	63
FIG.III.10 LES DIFFERENTES FORCES AGISSANT SUR UN VEHICULE.....	70
FIG.III.11 SCHEMA DE PRINCIPE DES SYSTEMES DE PROPULSION ET DE CONTROLE DES VEHICULES ELECTRIQUES.....	71
FIG.III.12 MODELE DE TRAJECTOIRE DE LA CONDUITE.....	72

Liste des figures

FIG.III.13 SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME DIFFERENTIEL ELECTRIQUE.	73
FIG.III.14 STRUCTURE MRAS	74
FIG.III.15 ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA METHODE MRAS BASEE SUR LE FLUX ROTORIQUE.....	79
FIG.III.16 SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE IFOC + MRAS	80
FIG.III.17 EV PROPULSION AND CONTROL SYSTEMS SCHEMATIC DIAGRAM	80
FIG.III.18 SYSTEME SIMULE.....	81
FIG.III.19 CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE URBAINE ECE-15	82
FIG.III.20 VITESSE DE ROTATION DES ROUES DU VEHICULE	82
FIG.III.21 DYNAMIQUE DU VEHICULE ELECTRIQUE	83
FIG.III.22 FLUX Φ_{dr}	84
FIG.III.23 COUPLE C_{EM}	84
FIG.III.24 LA POSITION DE LA PEDALE D'ACCELERATION	84
FIG.III.25 VITESSE DU VEHICULE REEL ET ESTIMEE.....	85
FIG.III.26 ZOOM VITESSE DU VEHICULE REEL ET ESTIMEE	85
Fig.III.27 Erreur d'estimation de vitesse.....	86



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

Les véhicules électriques (VE) représentent l'avenir de la technologie automobile dans le contexte de l'épuisement des réserves de pétrole. Dans les années à venir, les VE auront le potentiel de résoudre les problèmes liés à l'environnement, aux ressources énergétiques et à la santé des personnes. Cependant, pour prouver leur prédominance dans l'ère à venir, les VE doivent être plus efficaces sur le plan énergétique dans une large gamme de vitesses et de couples. Cet objectif peut être atteint par un choix approprié de moteur électrique. Cependant, les moteurs à induction (IM) sont plus robustes, compacts, bon marché et fiables que les autres moteurs (par exemple, les moteurs à courant continu ou les moteurs synchrones) de même capacité utilisés pour les applications des VE. Le contrôle vectoriel ou le contrôle orienté champ (FOC) joue un rôle essentiel dans l'extraction des performances élevées du variateur en raison de sa simplicité et de sa réponse dynamique rapide.

Cependant, pour la mise en œuvre du FOC, la connaissance du flux ou de la vitesse est nécessaire. À cet égard, des codeurs numériques de position d'arbre et des générateurs tachymétriques montés sur l'arbre sont généralement utilisés pour détecter la vitesse du rotor. Les capteurs de flux et de vitesse entraînent une augmentation de la taille du système d'entraînement ainsi qu'une augmentation du coût des capteurs. En outre, ils dégradent la robustesse mécanique, ce qui réduit la fiabilité du système. L'émergence de la commande vectorielle sans capteur a permis de réduire le coût et la taille des systèmes d'entraînement en réduisant la complexité du matériel, en augmentant la fiabilité, en améliorant l'immunité au bruit et en réduisant les besoins de maintenance.

Au fil des ans, de nombreuses techniques améliorées d'estimation de la vitesse, telles que les observateurs à mode glissant, les filtres de Kalman étendus, les observateurs de flux adaptatifs à la vitesse (observateur de Leunberger) et les contrôleurs adaptatifs à référence de modèle (MRAS), ont été rapportées dans la littérature. Parmi toutes les stratégies, les techniques basées sur les MRAS se sont avérées être l'une des meilleures méthodes proposées par les chercheurs en raison de leur formulation simple et de leur moindre complexité de calcul, ce qui facilite leur mise en œuvre.

Le présent travail est structuré en trois chapitres donnés comme suit :

Chapitre 1 : modélisation de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous présenterons une modélisation de la machine à induction à cage d'écurueil s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande et de l'observation ainsi que son système d'alimentation

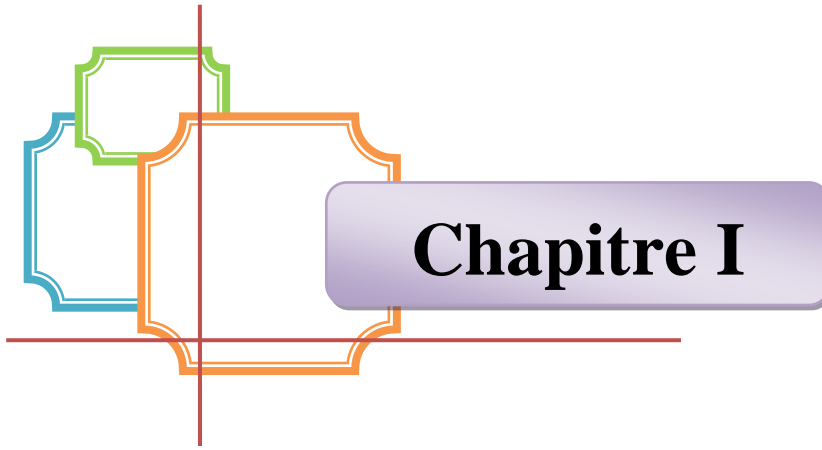
Chapitre 2 : Commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

Dans ce deuxième chapitre, nous exposons le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC). Cette approche présente l'avantage d'une simplicité de conception et de mise en œuvre d'une loi de commande robuste vis à vis des variations paramétriques.

Chapitre 3 : Commande sans capteur mécanique d'un Actionneur de Traction d'un Véhicule Électrique

La première partie du troisième chapitre sera consacré à l'étude des systèmes de propulsion électrique, ou on présente des généralités sur les VE hybrides (VEH). Il évoque aussi les définitions des principaux composants de la chaine de traction (batterie, convertisseur, motorisation... etc), ensuite on présente le modèle mécanique longitudinal du VE et à modéliser l'actionneur électrique utilisé. Dans la deuxième partie de ce chapitre, on donne une présentation générale de la commande sans capteur mécanique basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System). Par la suite les étapes conduisant à la conception d'un estimateur de la vitesse basé sur la technique MRAS. Les résultats des simulations ont prouvé l'efficacité de cette approche.

Enfin, ce travail est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.



Chapitre I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE



Promotion 2023

Introduction

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa simplicité structurelle, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles, pour cela, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.

Ainsi, le développement rapide de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a fourni un moyen économique pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. Par conséquent, un modèle précis qui représente bien la machine à induction est nécessaire pour permettre une conception correcte du système de contrôle et d'observation.

Le chapitre est organisé comme suit : après une brève description de la machine asynchrone, une modélisation vectorielle, selon le choix du référentiel, et une autre, sous forme de représentation d'état dans des référentiels biphasés, sont exprimées. Ensuite, un bref aperçu de l'alimentation et de l'onduleur MLI est donné [1].

I.1 Classification de machines électriques tournantes

Les moteurs électriques sont généralement classés en moteurs à courant continu (CC) et à courant alternatif (CA), selon le type de système électrique auquel le moteur est connecté. Les moteurs alimentés en courant alternatif peuvent être divisés en deux types : les moteurs synchrones et les moteurs asynchrones. La différence fondamentale entre une machine à induction et une machine synchrone est que la vitesse du rotor d'une machine à induction sous charge ne correspond pas (est asynchrone) avec la vitesse du champ magnétique produit par la tension d'alimentation.

Les moteurs à induction sont divisés en deux catégories principales: monophasé et triphasé, le premier type de moteurs à induction n'est pas étudié dans ce travail. Les moteurs à induction triphasés sont classés en fonction du type du rotor : rotor à cage et rotor bobiné. La classification principale est illustrée à la figure (I.1) [2].

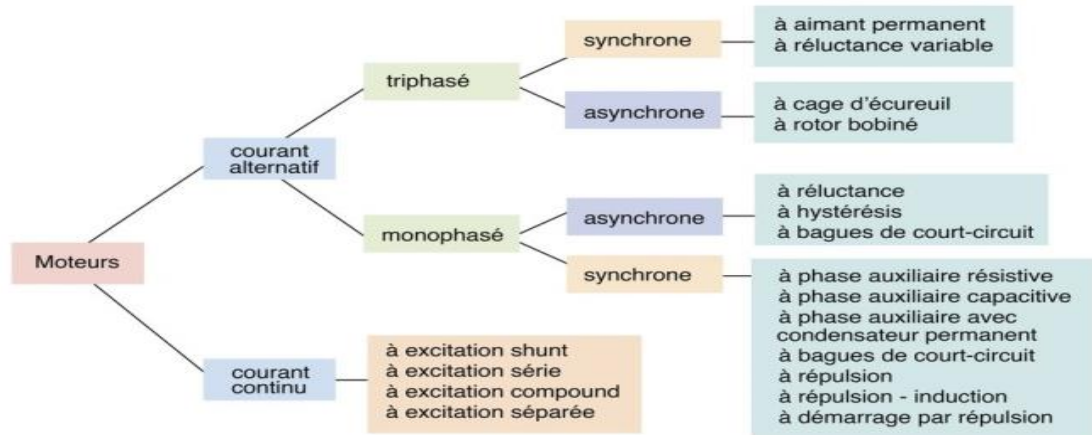


Fig.I.1: Classifications de machines électriques alternatives [3].

I.2 Généralité sur les Machine Asynchrone

I.2.1 Description de la MAS

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. À l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter. Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source extérieure, et d'un bobinage massif en court-circuit au rotor [4].

I.2.2 Constitution de la machine asynchrone

La figure I.2 présente les éléments qui composent la machine asynchrone. D'un point de vue mécanique, les moteurs asynchrones sont subdivisés en :

- Un stator, c'est la partie fixe de la machine ;
- Un rotor, est la partie tournante qui met en rotation la charge mécanique

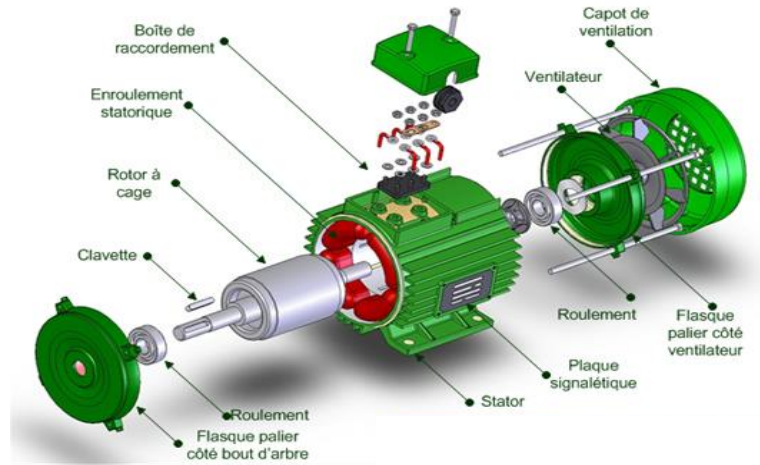


Fig.I.2: constitution de la machine asynchrone [5]

I.2.2.1 Le stator

Le stator est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles (nombre de bobinage triphasé au sein dans le stator) [6].

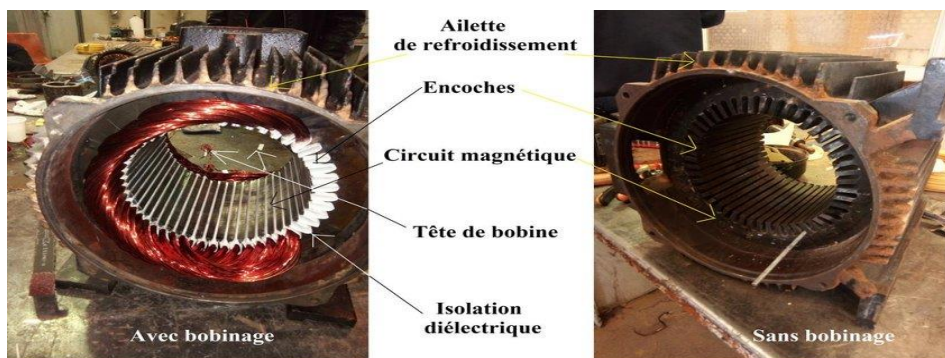


Fig.I.3: Stator de la MAS [7].

I.2.2.2 Le rotor:

- **Rotor à cage :**

Il est constitué de barres métalliques identiques parallèles ou non à l'axe du rotor. De chaque côté, les extrémités de ces barres sont réunies entre elles par des couronnes métalliques peu résistives. L'ensemble forme donc une cage, appelée cage d'écureuil.

- **Rotor bobiné :**

Les conducteurs logés dans les encoches du rotor forment un enroulement triphasé, dont le nombre de pôles est le même que celui du stator. Les extrémités de ces enroulements sont soudées à trois bagues solidaires de l'arbre de rotation. Des balais frottant sur ces bagues permettent d'accéder au rotor [6].

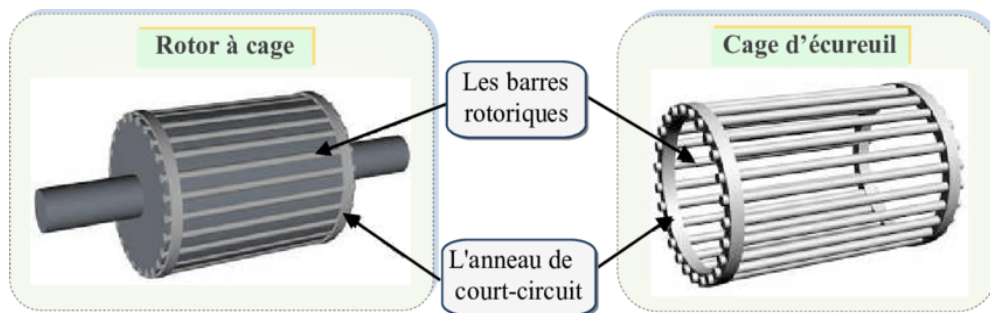


Fig.I.4: Rotor de la MAS [7].

I.3 Modèle triphasé de la MAS

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est illustré par le schéma de (figure I.5). Les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, trois enroulements du stator : S_a , S_b et S_c , et trois enroulements du rotor : R_a , R_b et R_c et θ :

Où : θ est l'angle entre l'axe de la phase statorique (S_a) et la phase rotorique (R_a).

Donc :

- **Pour le Stator :** Représente par 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$,
- **Pour le Rotor :** Un bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes.

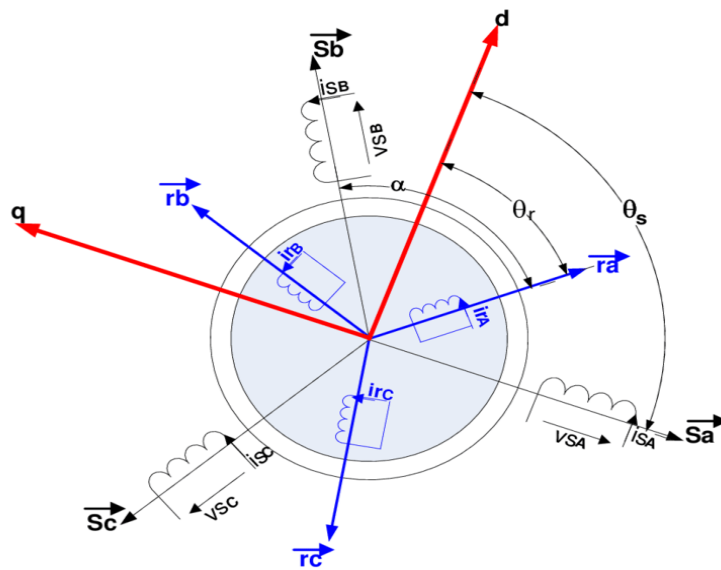


Fig.I.5: Représentation électrique de la machine asynchrone [9]

I.3.1 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique \vec{B} . Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I. C'est une grandeur vectorielle [9].

Le fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage est basé sur 3 principes de l'électrotechnique :

- ❖ **Principe I** : Création d'un champ magnétique par un courant et qui est défini par la loi d'Ampère.
- ❖ **Principe II** : Force exercée sur un conducteur placé dans un champ magnétique et qui est défini par la loi de Laplace.
- ❖ **Principe III** : Déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique, induction d'une tension et qui est défini par la loi de l'induction électromagnétique de Faraday [10].

Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_s différente du synchronisme, l'application de la loi de FARADAY à un des enroulements rotorique montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor

dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine lorsque le champ est sinusoïdale vitesse de rotation est :

$$n_1 = \frac{f}{p} \tag{I.1}$$

Avec :

- f : la fréquence d'alimentation.
- p : représente le nombre de pair de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, ($n = n_1$) le champ serait immobile par rapporte au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Ou on a le rapport :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \tag{I.2}$$

Ou :

- g : est appelé glissement de la machine asynchrone [11].

I.4 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant : [9]

Tab.I.1: Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone

AVANTAGES	INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> • Structure simple. • Robuste et facile a construire. • Cout réduit. • Absence d'un système bagues balais 	<ul style="list-style-type: none"> • Non découplage naturel. • Non linéarités

I.5 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation d'une machine asynchrone est essentielle pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques, électriques et magnétiques d'une part et pour planifier le contrôle nécessaire d'autre part. Utilisez des modèles de machines asynchrones pour décrire le comportement dynamique de diverses grandeurs affectées par les systèmes de contrôle, telles que le couple électromagnétique, le flux, le courant et la tension. Pour ce faire, nous devons considérer certaines hypothèses simplistes [12].

I.5.1 Hypothèse simplificatrices

La machine asynchrone est de nature triphasée et, à partir des hypothèses mentionnées ci-dessous, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants. [1][13].

Afin de définir et simplifier le modèle de la machine asynchrone, certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération à savoir :

- Entrefer d'épaisseur uniforme.
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétique non saturé et a une perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte.
- Le bobinage triphasé et symétrique et la répartition de la force magnéto-motrice dans l'entrefer est constante.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I.5.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.3). Elle est munie de six enroulements [13].

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120°, ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

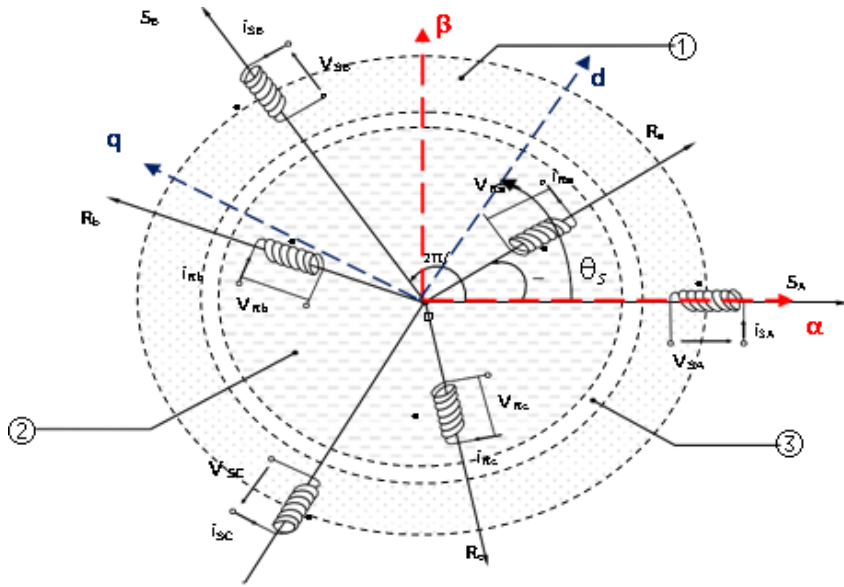


Fig.I.6: Représentation schématique de la machine asynchrone

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

• Equations électriques

Pour un observateur lié au stator, les équations en grandeurs de phase sont :

$$V_{s(abc)} = R_s \cdot i_{s(abc)} + \frac{d\varphi_{s(abc)}}{dt} \quad \text{I.3.}$$

On bascule à l'écriture matricielle de ces équations, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{I.4.}$$

Pour un observateur lié au rotor, les équations en grandeurs de phase sont :

$$V_{r(abc)} = 0 = R_r \cdot i_{r(abc)} + \frac{d\varphi_{r(abc)}}{dt} \quad \text{I.5.}$$

L'écriture matricielle de ces équations est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{I.6.}$$

En désignant par :

- ✓ $V_{a,b,c[s/r]}$: Les tensions appliquées aux trois phases Statoriques ou Rotorique.
- ✓ $I_{a,b,c[s/r]}$: Les courants qui traversent les trois phases Statoriques ou Rotorique.
- ✓ $\varphi_{a,b,c[s/r]}$: Les flux totaux à travers ces enroulements (Stator/Rotor).
- ✓ $R_{[s/r]}$: Résistance d'une phase Statorique ou Rotorique.

• **Equations magnétiques**

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

• **Pour le stator :**

$$[\varphi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad \text{I.7.}$$

• **Pour le rotor :**

$$[\varphi_{rabc}] = [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad \text{I.8.}$$

Ou :

- ✓ $[L_{r/s}]$: Matrice d'inductances Rotoriques ou Statoriques.
- ✓ $[M_{sr/rs}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre Stator-Rotor ou Rotor-Stator.

Alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{I.9.}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad \text{I.10.}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{I.11.}$$

On a:

- ✓ M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

Donc on peut écrire les équations (I.3) et (I.5) sous les formes suivantes :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt}([L_s][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \quad \text{I.12.}$$

$$[V_r] = [0] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt}([L_r][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s]) \quad \text{I.13.}$$

• Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \phi_r \cdot i_r \quad \text{I.14.}$$

- ✓ On note: $M = \frac{3}{2} M_o$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad \text{I.15.}$$

Avec :

- ✓ J : Moment d'inertie des masses tournantes.
- ✓ C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
- ✓ Ω : Vitesse rotorique.
- ✓ C_{em} : Couple électromagnétique.
- ✓ f_r : Coefficient de frottement visqueux.

I.6 Transformation de Park de la machine asynchrone

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [9].

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés à la machine asynchrone. Ces référentiels sont de type biphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de commande. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente (transformations de Park et Concordia). Toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, statoriques ou rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel [14].

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone sont:

- Le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé (d, q) ;
- Le référentiel fixe par rapport au stator (α_s, β_s) , par convention appelé (α, β) .

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes en des enroulements équivalent du point de vue électrique et magnétique disposés sur deux axes (d, q). Une matrice $P(\theta_{obs})$ de Park permet le passage des

composantes X_{abc} , du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit. [15]

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{I.16.}$$

Avec:

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I.17.}$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée}[P(\theta)] = [P(\theta)]^T$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I.18.}$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor
- La figure (I.8) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

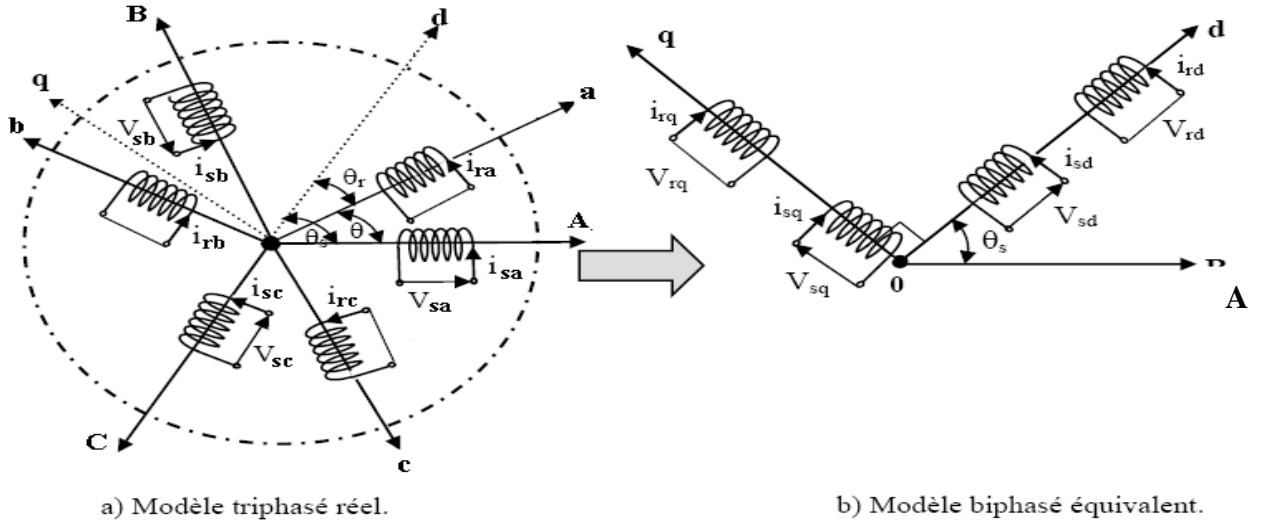


Fig.I.7: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente [9].

D'après la figure (I.7) θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \tag{I.19.}$$

Donc la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.20.}$$

La transformation inverse de Park :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \tag{I.21.}$$

Ainsi que :

$$\checkmark \theta = \theta_s \text{ pour le stator ou } \theta = \theta_r \text{ pour le rotor}$$

I.7 Modèle d'état de la machine asynchrone

I.7.1 Application de la transformation de Park a la M.AS

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques permet d'obtenir les équations suivantes [9] :

- **Equations des tensions (électriques)**

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$, les équations (I. 3) et

(I.5) s'écrivent

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{I.22.}$$

✓ Avec : $\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$ et $\omega = \frac{d}{dt} \theta$

- **Equations du flux (magnétiques)**

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad \text{I.23.}$$

D'autre part :

✓ $L_s = I_s + M$: Inductance cyclique statorique.

✓ $L_r = I_r + M$: Inductance cyclique rotorique.

✓ I_s : Inductance de fuite statorique.

✓ I_r : Inductance de fuite rotorique.

✓ M : Inductance mutuelle

Dans le référentiel tournant (d, q), le couple est défini par :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \quad \text{I.24.}$$

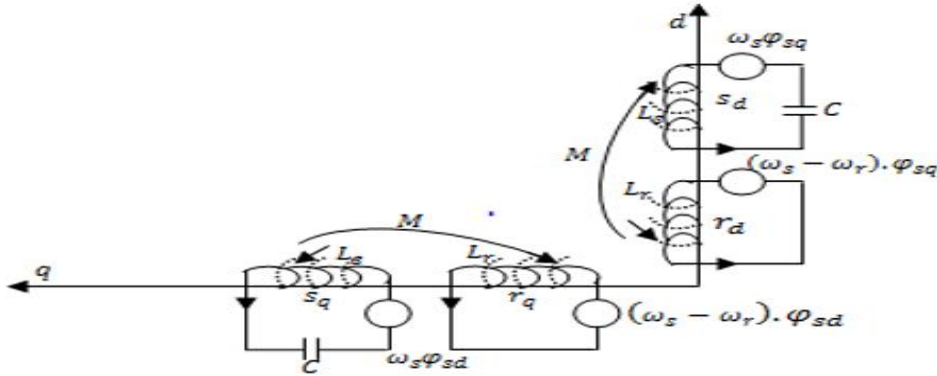


Fig.I.8: Disposition des enroulements suivant les axes d, q.

I.7.2 Choix référentiel

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone, il est possible de dire qu'il existe trois choix utiles de référentiel à deux axes : [17], [16]

- Référentiel fixé lié au stator (référentiel stationnaire $\omega_s = 0$). Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.

$$\text{Donc : } \frac{d}{dt} \theta_s = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega$$

- Référentiel fixé lié au rotor ($\omega_r = 0$). Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones.

$$\text{Donc : } \frac{d}{dt} \theta_r = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta_s = \omega$$

- Référentiel fixé lié au champ tournant (référentiel tournant à la vitesse de pulsation Synchrone ($\omega = \omega_s - \omega_r$), ou ces axes sont désignés par (dq). Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

Les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par les équations (I.22) et (I.24).

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent (les grandeurs statoriques et rotoriques sont continués en régime permanent), raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

I.7.3 Modélisation en représentation d'état de la machine asynchrone

La modélisation en représentation d'état en vue de commande est une approche appréciée par tous automaticien, surtout pour l'étude d'un système multi variable. Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation. Pour des applications de commande, un choix approprié pour le vecteur d'état, selon le repère choisi, est le suivant [1] :

$$x = \left[i_{s\alpha(d)} \quad i_{s\beta(q)} \quad \varphi_{r\alpha(d)} \quad \varphi_{r\beta(q)} \right]^T \quad \text{I.25.}$$

Le choix des courants statoriques est justifié par le fait qu'ils sont accessibles par mesure. Les entrées du modèle de la machine sont les deux composantes de la tension statorique \vec{V}_s .

Le modèle d'état de la machine asynchrone est celui d'un système multi variable non linéaire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g_1(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad \text{I.26.}$$

Les matrices $f(x)$ est une matrice d'état, $g_1(x)$ est la matrice de commande, $h(x)$ est la matrice de sortie (Matrice d'observation), et ces matrices sont définies selon le choix du repère, $u(t)$ est un vecteur de commande. En disposant de deux entrées indépendantes, deux sorties doivent être choisies afin d'obtenir un système carré, on peut choisir :

$$y = \left[i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \right]^T \quad \text{I.27.}$$

$$u(t) = \left[v_{s\alpha} \quad v_{s\beta} \right]^T \quad \text{I.28.}$$

On note que : Cette forme dépend du type d'alimentation et des grandeurs à commander, (flux rotoriques ou statoriques, courants, vitesse, couple) et dans notre cas l'alimentation en tension est considérée [12].

Le modèle de Park du moteur asynchrone prend la forme:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad \text{I.29.}$$

• Alors on obtient le système suivant [1] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_t & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Omega \\ 0 & -R_t & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \Omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{I.30.}$$

❖ Donc on obtient :

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_t & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Omega \\ 0 & -R_t & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \Omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et :} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

✓ Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} ; R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} ; T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est le modèle le plus général pour la représentation du moteur asynchrone. Cette transformation va nous permettre d'avoir des grandeurs continues.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \\ -\omega_s & -R_t & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_s - \Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_s - p \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{I.31.}$$

$$\text{Ainsi : } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} ; R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} ; T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

• Equations mécaniques :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \tag{I.32}$$

I.8 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.31) et (I.32), on a effectué une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduits par application de la transformation de Park inverse, la machine est alimentée par un système de tensions triphasés équilibré de valeur efficace 220 volts, le repère (d,q) est lié au champ tournant, on contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d,q).

La figure (I.3) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasés.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés dans les figures (I.11) et (I.12), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (φ_{dr} et φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

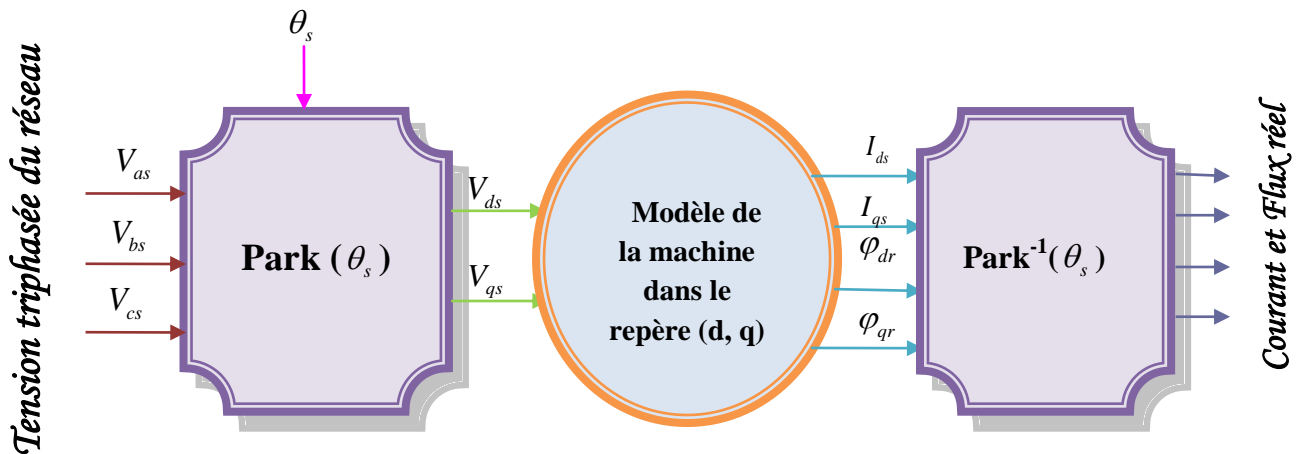


Fig.I.9: Algorithme de simulation de la machine en boucle ouverte

➤ A vide donc ($C_r = 0$):

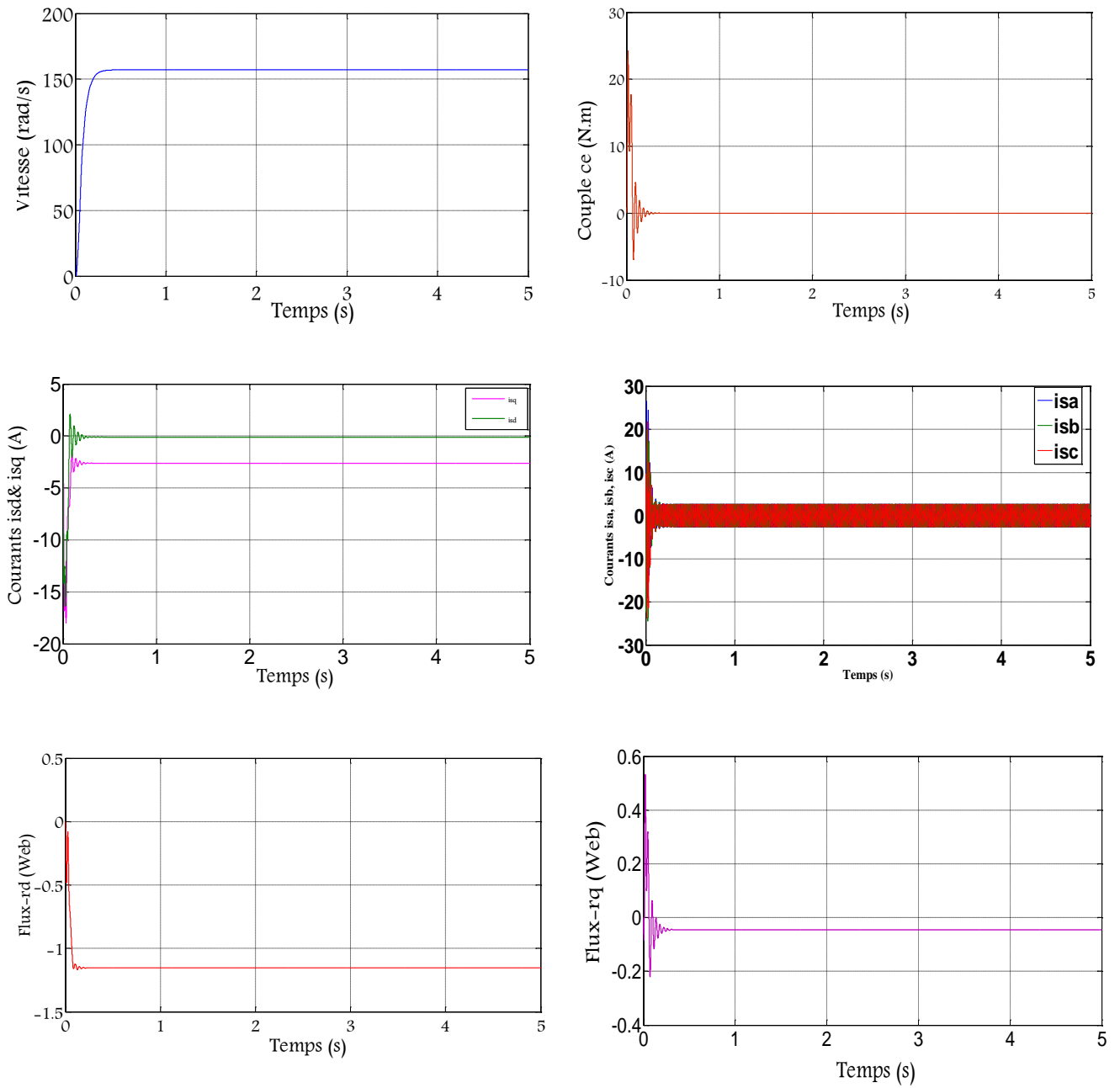


Fig.I.10: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

➤ En charge avec : $C_r = 4Nm$ à $t = 2$ sec:

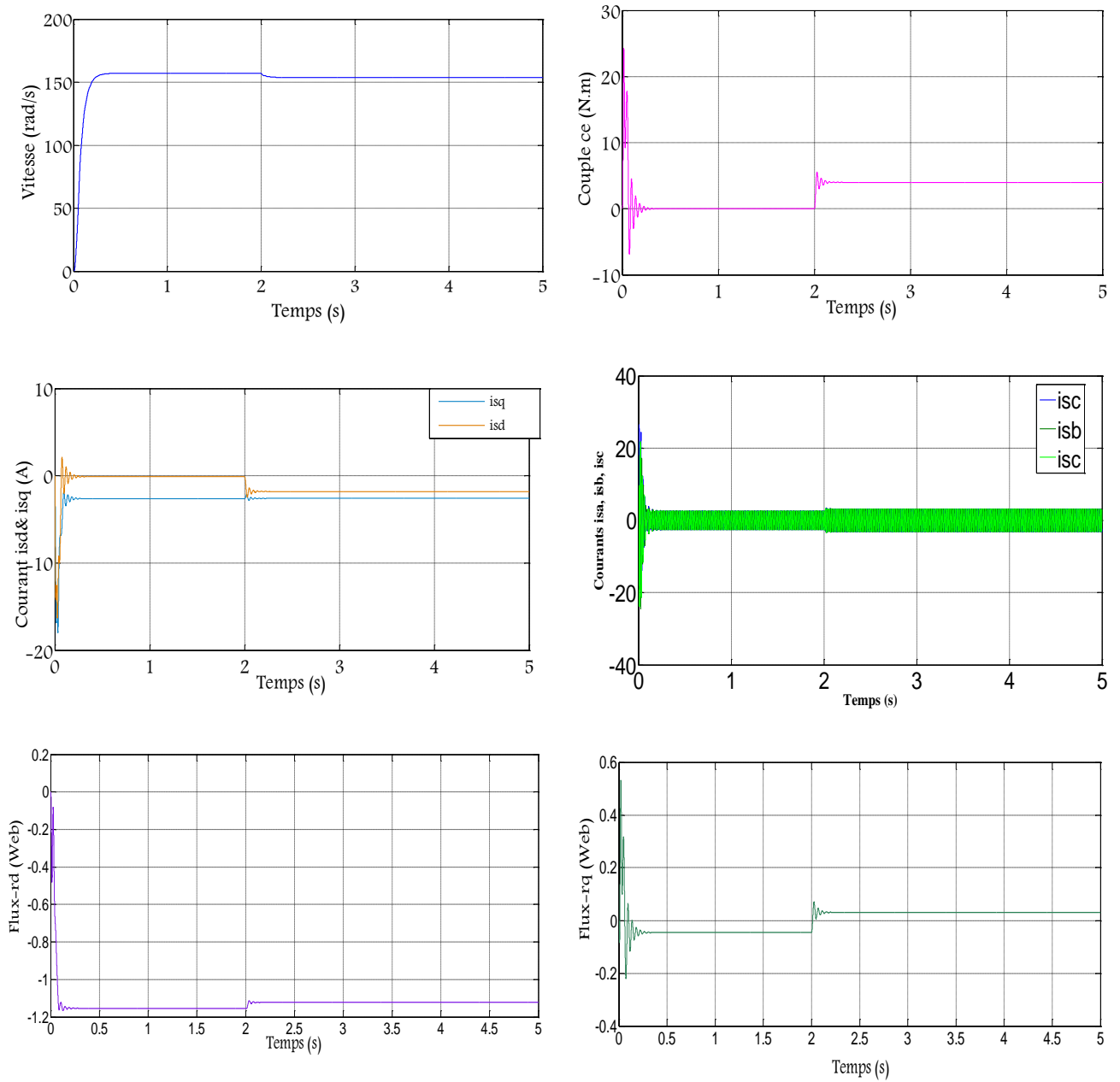


Fig.I.11: Réponse de la machine en charge : $C_r = 4N.m$ à $t = 2$ s

I.8.1 Interprétation des résultats

La simulation de la machine asynchrone alimenté par des tensions sinusoïdales, nous a permis d'observer le comportement de celle-ci, les courbes présentées par les figures (I.11) et (I.12) : détaillent l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, le flux rotorique, des courants statoriques et les courants correspondants dans l'axe (d,q) à vide et en charge.

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 157 (rad/s) (vitesse de synchronisme). Le moteur étant à vide, lors de l'application d'un couple de charge une diminution permanente de la vitesse apparaît car aucune régulation n'est introduite.

Pour le courant d'une phase statorique, on remarque au début de démarrage des pics importants dû à l'appel de puissance pour pouvoir démarrer la machine. Après un temps assez court de régime transitoire, le courant rejoint sa valeur à vide de magnétisation. A l'instant $t=2$ seconde, une augmentation en amplitude est enregistrée traduite par l'application du couple de charge.

Sur l'allure du couple, et le flux après des oscillations importantes en régime transitoire et qui sont dues au fort appel du courant, il s'annule puis il augmente pour compenser la charge appliquée à l'instant $t=2$ seconde.

Les courants correspondants dans l'axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage après évaluer d'une façon linéaire puis s'établissent à des valeurs amplitude constantes maximale . A l'instant d'application de couple de charge on remarque une chute instantanée des courant. Puis ils reviennent à la stabilité avec des amplitudes maximales.

I.9 Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone

Un réseau électrique de tension triphasé est constitué de trois tensions sinusoïdales de même fréquence, de même amplitude, et qui sont déphasés entre eux d'un tiers de tour soit ($2\pi/3$) dans le cas idéal. Lorsque les trois conducteurs sont parcourus par des tensions de même valeur efficace. Un réseau électrique peut être représenté par le système suivant [18]:

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_b(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{I.33.}$$

✓ Avec : $V_m = V_{eff} \sqrt{2}$ et $\omega = 2\pi.f$.

I.9.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées. La figure suivante représente la structure d'une redresseuse triphasée diode : [19] [20]

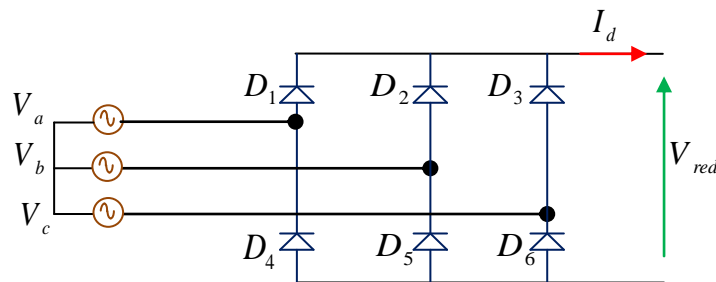


Fig.I.12: Représentation de la redresseuse triphasée double alternance.

Le redresseur est représenté par la figure (I.13), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes D_1, D_2, D_3 assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

La tension à la sortie de redresseur sera représentée comme suivant :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad \text{I.34.}$$

Les tensions triphasé (V_a, V_b, V_c) et la tension redressée est présentées par la figure suivante : la valeur moyenne de la tension redressée est donné par:

$$V_{redmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad \text{I.35.}$$

La tension redressée présente certaines ondulations. Pour réduire ces ondulations il faut placer un filtre RL-C entre le redresseur et l'onduleur.

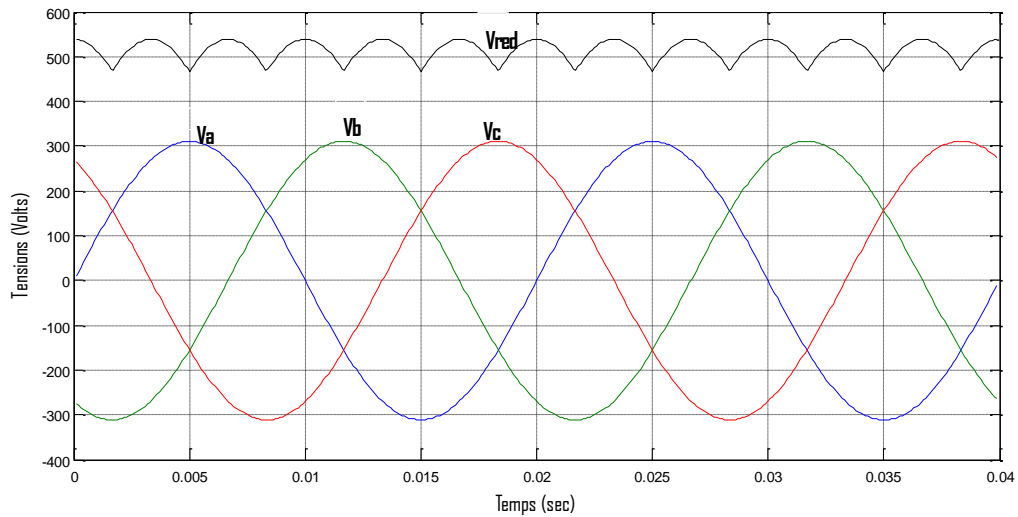


Fig.I.13: Tension d'alimentation et la tension redressée

I.9.2 Modélisation du filtre

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée la figure (I.15) représente son schéma de principe

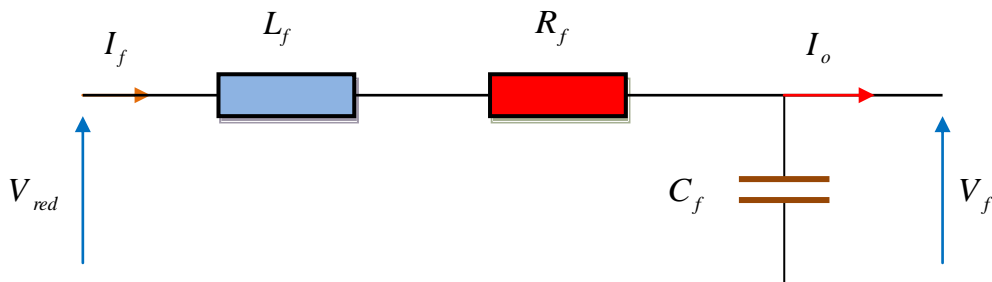


Fig.I.14: Schéma d'un filtre de tension

Les équations suivantes définissent le modèle du filtre:

$$\begin{cases} V_{red}(t) = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f \cdot I_f + V_f(t) \\ V_f(t) = \frac{1}{C_f} \int (I_f(t) - I(t)) dt \end{cases} \quad \text{I.36.}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{I}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + I} \quad \text{I.37.}$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est :

$$w_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} = 2\pi f_c \quad \text{I.38.}$$

✓ Avec : f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

I.9.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

La modélisation de la machine sous forme de représentation d'état, ainsi que la modélisation inverse font apparaître les variables d'état nécessaires aux objectifs de commande ou d'observation. Cependant, dans une application réelle, il serait essentiel de prendre en considération les équations de l'onduleur, qui est un système à commutation, et de les faire intervenir dans la mise au point du modèle de la machine. D'un point de vue automatique, l'absence des équations de l'onduleur dans le modèle n'affecte pas l'étude de la commande et l'observation, mais dans une implantation temps réel, il faut vérifier l'influence de l'onduleur sur le comportement global du système d'entraînement. [1]

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO (gate turn-off thyristor) pour les grandes puissances. Après le redressement, la tension filtrée V_s est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bi-ommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple S_a et S'_a [20][21].

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de la tension. Le schéma de l'onduleur est illustré par la figure ci-dessous :

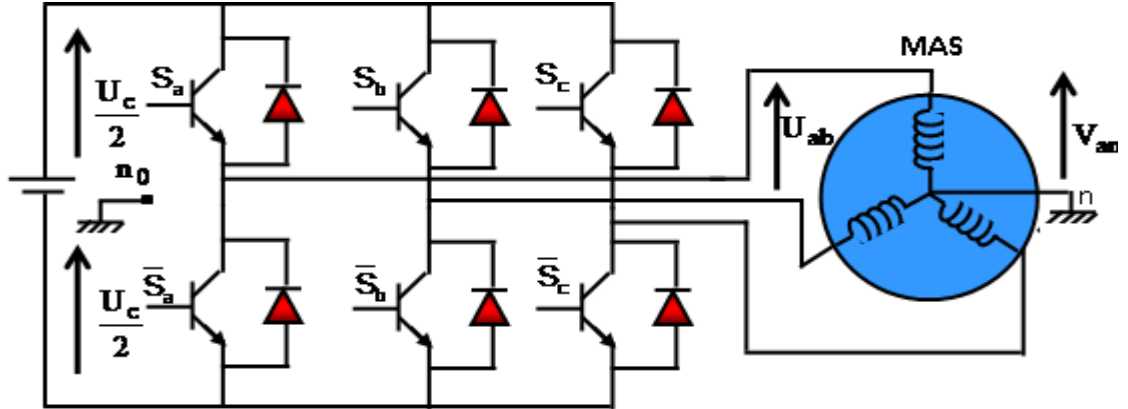


Fig.I.15: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

L'état des interrupteurs, supposés parfaites preuves être défini par trois grandeurs booléennes de commande $S_i (i = abc)$ [22] :

- ♣ Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i = 1$.
- ♣ Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i = 0$.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phase $U_{ina,b,c}$ en fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{ina,b,c} = S_i \cdot U_c - \frac{U_c}{2} \tag{I.39}$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \tag{I.40}$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \tag{I.41}$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{I.42.}$$

La substitution de (I.41) dans (I.42) nous donnons:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{I.43.}$$

En remplant (I.43) dans (I.40) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad \text{I.44.}$$

L'utilisation de l'expression (I.39) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I.45.}$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan (α - β), appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia).

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{I.46.}$$

En remplant (I.44) dans (I.45) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}}U \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I.47.}$$

I.9.4 Modulation par largeur de l'impulsion MLI

Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Au jour d'hui, cette association est la plus indiquée.

Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple [23] . Le filtre RL-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone au réseau. L'ensemble de transistors constitue l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui impose la fréquence du champ tournant et l'amplitude du courant dans la machine. Le moteur, inductif par nature, lisse le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal.

La technique de commande MLI permet de définir les instants de commande des interrupteurs. [24], la figure (I.17) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte:

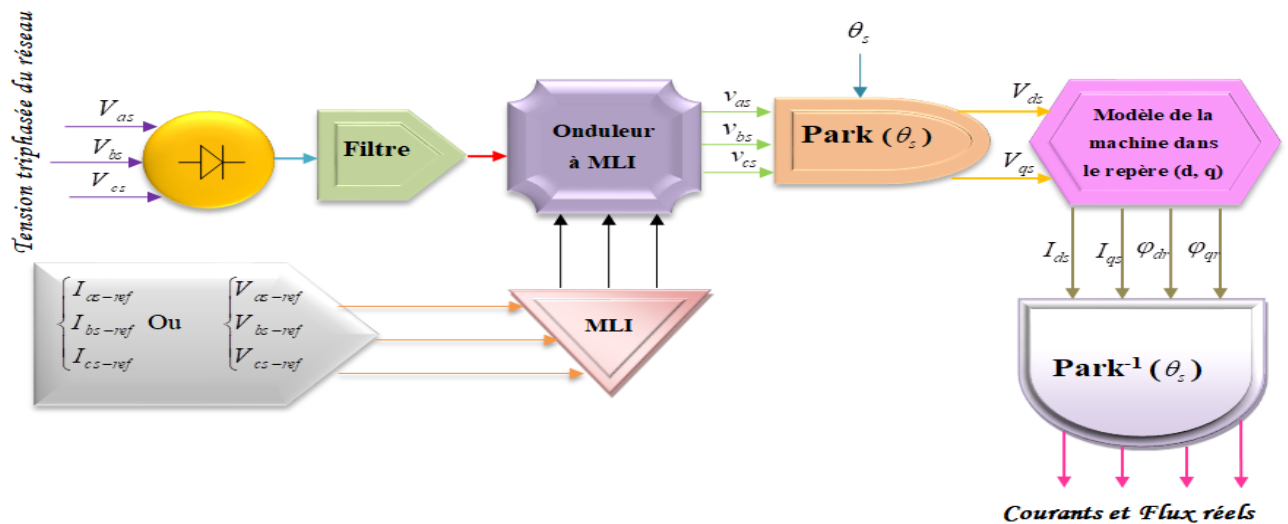


Fig.I.16: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

❖ Le principe de MLI :

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux, le premier qui est appelé signal de référence V_{ref} représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence, ce qui est présente dans (la figure I.19) :

Le second qui est appelé signal de la porteuse V_p , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. [25]

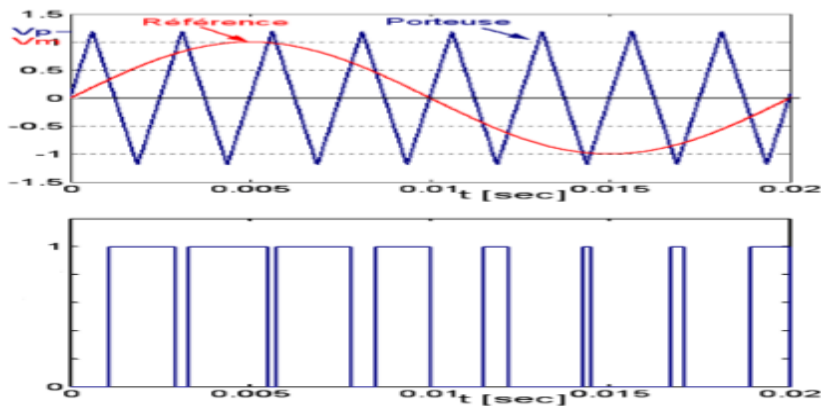


Fig.I.17: Représentation de l'onde modulante et l'onde porteuse.

I.9.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitant un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation ; en courant ou en tension. Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements statoriques un courant ou une tension de forme et d'amplitude données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par conséquent le type de contrôle à implanter [26] .

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur (la figure I.18), est constitué de :

- Un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.

- Un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

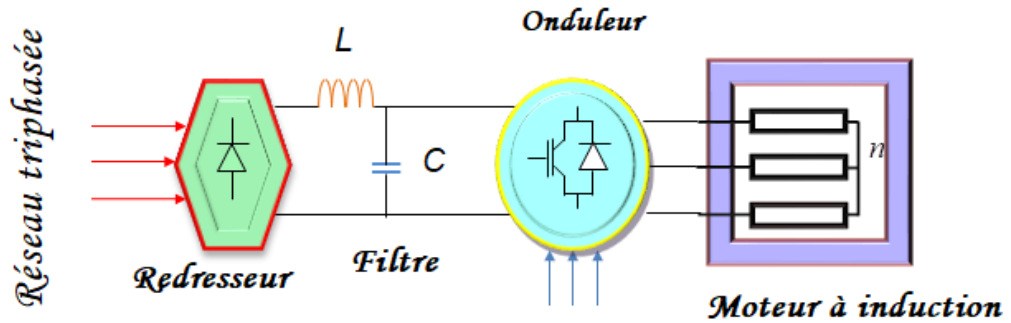


Fig.I.18: Schéma d'ensemble convertisseur-machine

Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.20). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.21) et (I.22).

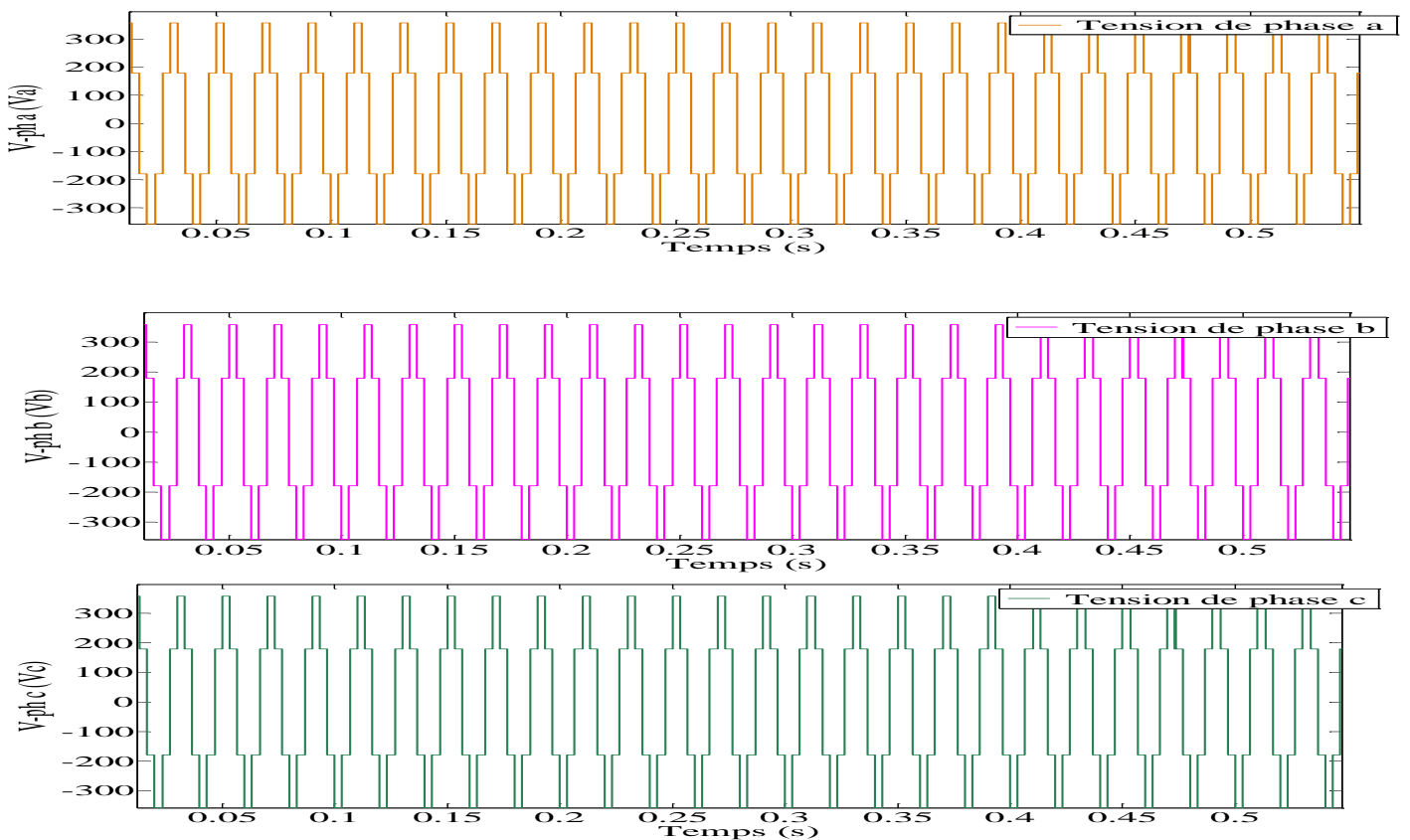


Fig.I.19: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

➤ A vide donc ($C_r=0$) :

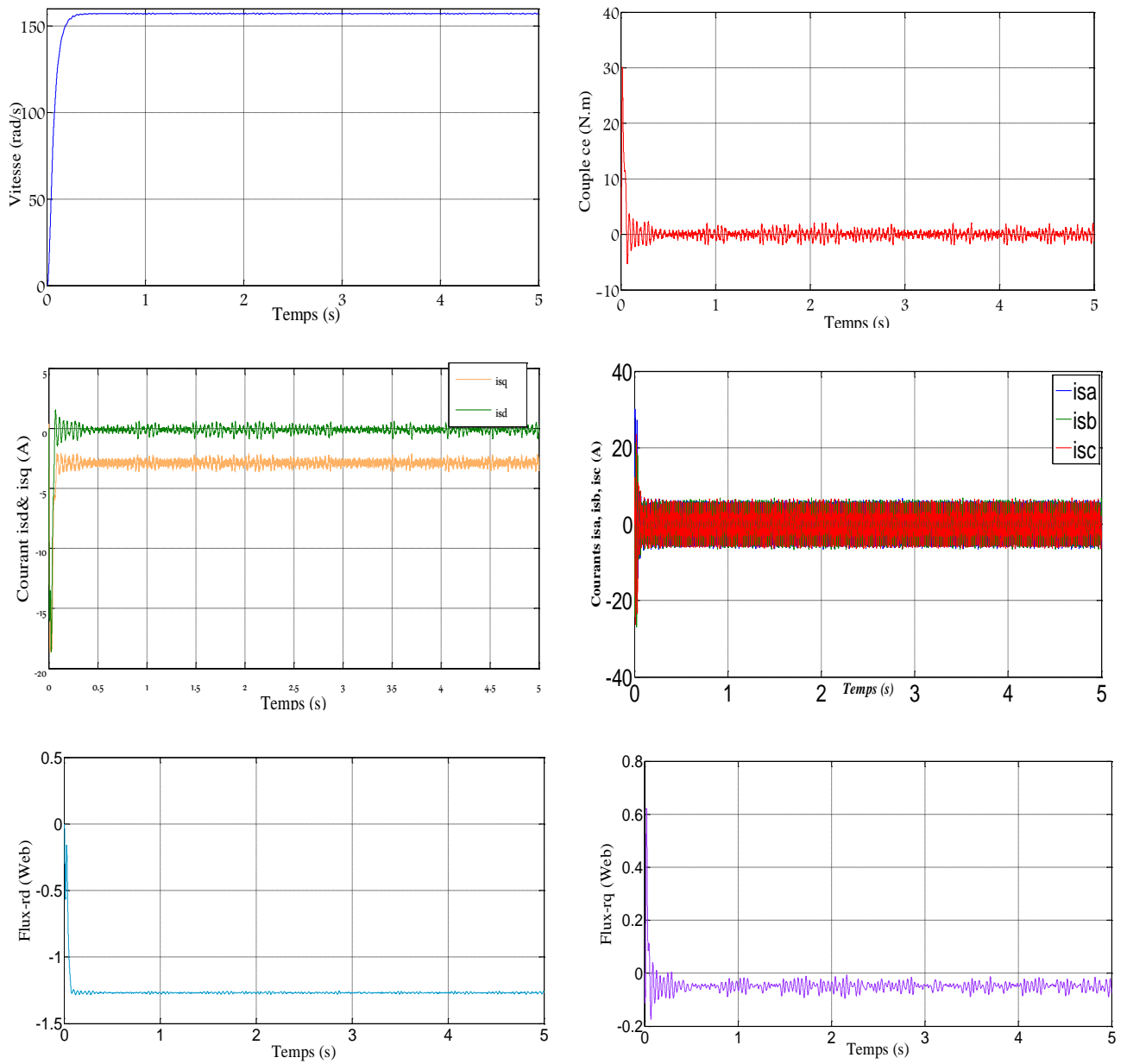


Fig.I.20: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r=0$.

➤ En charge avec : $C_r = 4Nm$ à $t = 2$ sec:

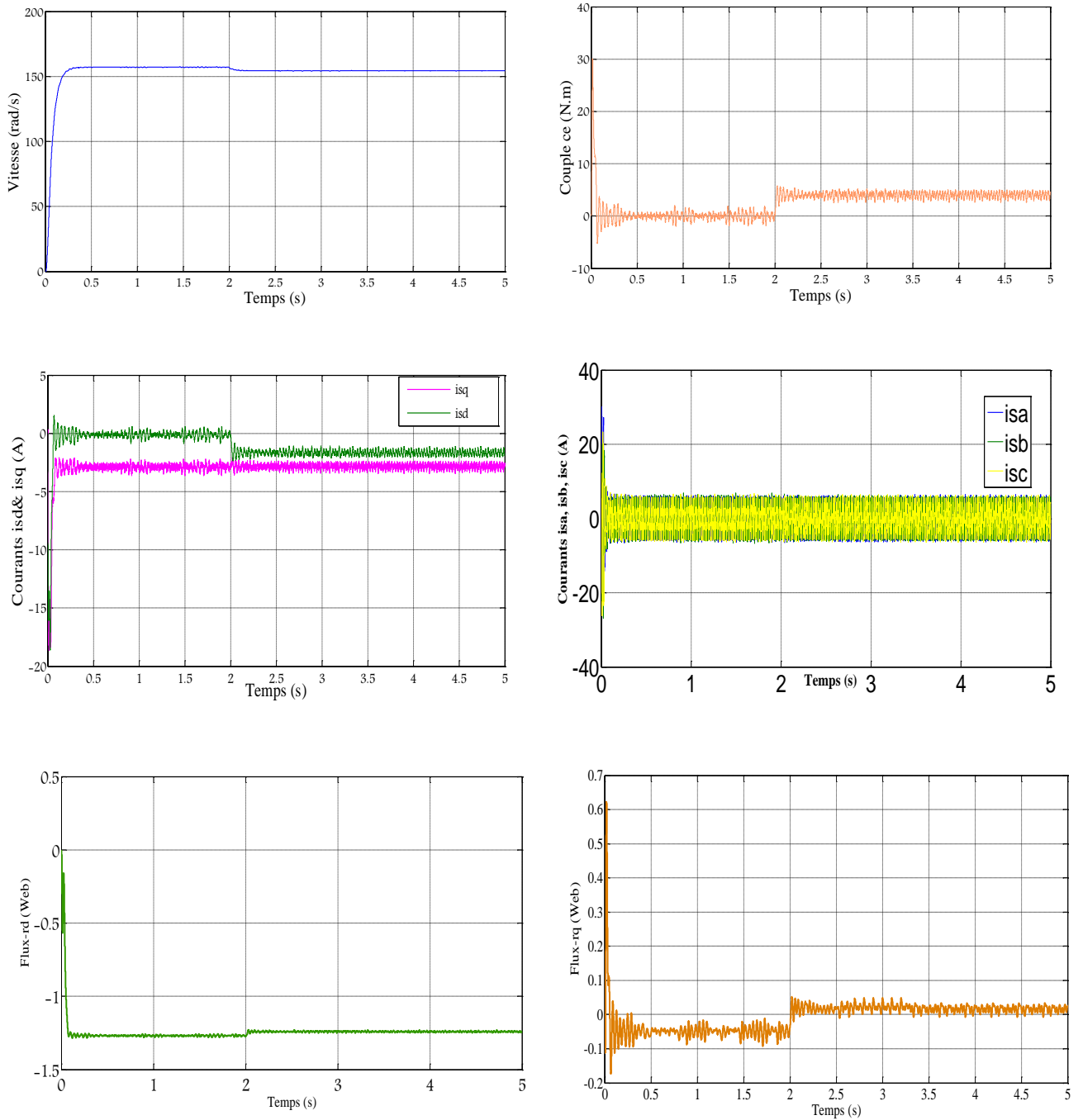
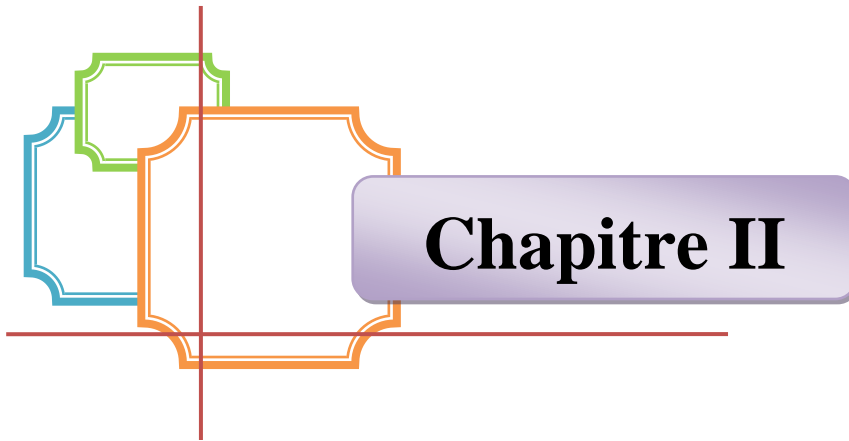


Fig.I.21: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r=4N.m$ à $t=2$ s

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite nous avons modélisé le convertisseur statique et sa commande. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MAS alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique à vide puis en charge.

Et d'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, deux problèmes ont été constatés : La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge et le fort couplage entre le couple et le flux. Dans le but de remédier à ce problème et assurer le contrôle de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée sera nécessaire, ce qui fera l'objet du deuxième chapitre.



**COMMANDE
VECTORIELLE
DE LA MACHINE
ASYNCHRONE**

Introduction

Dans un moteur à courant continu (MCC) le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Dans le cas où la machine est à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple sera proportionnel au courant d'induit ce qui nous donne de bonnes performances. Cette caractéristique n'est pas valable dans le cas de la machine asynchrone, ce qui rend sa commande difficile. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une méthode pour contourner cette difficulté. Dans cette méthode le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, une produit le flux et l'autre le couple.

Le but de la commande vectorielle est de retrouver la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation), et celle liée au couple (courant d'induit), [27] [28], ou le découplage des armatures statoriques et rotoriques de la machine asynchrone est possible grâce à la théorie de la commande par flux orienté (commande vectorielle) [28].

La commande par orientation du flux est une expression qui apparaît de nos jours dans le domaine de commande des moteurs électriques. Le principe d'orientation a été proposé par Blaschke au début des années 70, ramenant ainsi le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette technique consiste à placer le repère (d,q) tel que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter.

Le but de cette orientation est d'éliminer le problème de découplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une MCC à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

II.1 Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique, comme toutes les caractéristiques de machines électriques, peut être représenté par un produit vectoriel de la forme :

$$C_{em} = \frac{P}{2} (\vec{\varphi}_s \cdot \vec{i}_s)$$

II.1.

Les vecteurs (flux et courant) qui forment le couple électromagnétique sont variables en amplitude et en phase. Dans une formule particulière ces deux grandeurs ne dépendent que du courant statorique. Ce dernier peut être séparé en deux composantes qui diffèrent en amplitude et en phase.

- Le courant réactif (courant de magnétisation) générateur de flux;
- Le courant actif générateur de couple électromagnétique.

Dans un moteur à courant continu (MCC) le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Dans le cas où la machine est à excitation séparée, si l'on maintient le flux inducteur constant, le couple sera proportionnel au courant d'induit ce qui nous donne de bonnes performances. Cette caractéristique n'est pas valable dans le cas de la machine asynchrone, ce qui rend sa commande difficile. L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [29].

- Le principe de la commande vectorielle est basé sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique φ_r , de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d).
- La composante i_{sd} du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante i_{sq} joue le rôle du courant induit et permet le contrôle du couple.
- L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) et peut être contrôlé par celle-ci.

On note que dans ce référentiel, les grandeurs sinusoïdales en régime permanent dans le repère abc (courants et flux) deviennent des grandeurs constantes. Il est généralement

retenu pour réaliser le pilotage vectoriel. Les grandeurs continues sont transformées à l'aide de la transformation inverse de Park pour agir sur les grandeurs réelles.

II.2 Orientation du flux rotorique (FOC)

La commande vectorielle permet un contrôle indépendant des puissances délivrée par la MAS, en commandant séparément le couple électromagnétique et le flux. Son principe repose sur la sélection d'un référentiel lié au flux dirigé.

En effet, le référentiel lié au champ tournant peut être orienté de telle sorte que l'axe 'd' de ce référentiel coïncide avec un des flux de la machine (statorique, rotorique ou d'entrefer) [30].

Ces différentes orientations nous proposent des nombreuses façons de piloter notre machine asynchrone avec des convertisseurs. Ainsi, en agissant sur les variables i_{sd} et i_{sq} , les grandeurs φ_r et C_{em} sont commandées séparément; cela se traduit par : A proportion le choix du référentiel, la condition d'orientation est signifiée par :

- L'orientation du flux rotorique suivant l'axe d :

$$\varphi_{rq} = 0 \Rightarrow \varphi_r = \varphi_{rd} \tag{II.2}$$

- L'orientation du flux statorique suivant l'axe d :

$$\varphi_{sq} = 0 \Rightarrow \varphi_s = \varphi_{sd} \tag{II.3}$$

- L'orientation du flux statorique suivant l'axe q :

$$\varphi_{sq} = 0 \Rightarrow \varphi_s = \varphi_{sq} \tag{II.4}$$

Les équations des tensions, des flux et du couple électromagnétique d'une machine à induction peuvent ainsi être simplifiées en changeant le repère. Entre autre, l'application du courant du stator à un axe du repère, l'annulera du composant sur l'autre axe.

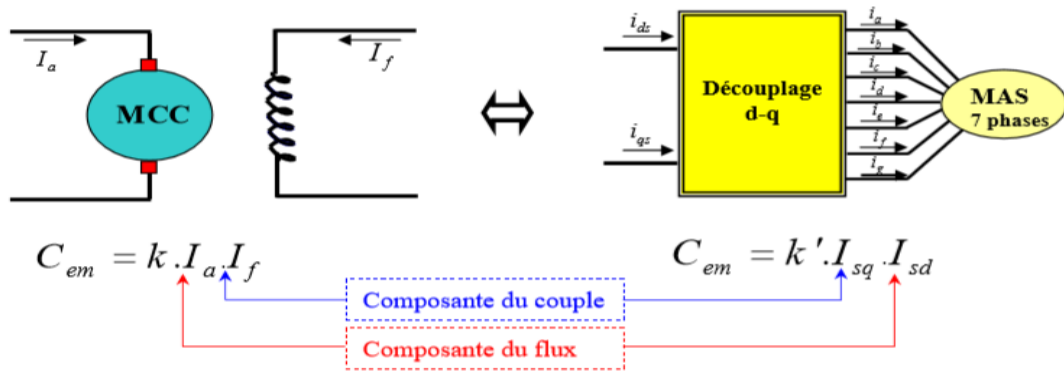


Fig.II.1: Principe de la commande par flux orienté

Les deux objectifs de la commande sont les suivants :

- De surveiller la position le flux rotorique φ_r qui dépend de la seule composante i_{sd} .
- De surveiller la grandeur du courant statorique i_{sq} du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique

D'autre part, Si les termes de couplage entre les axes 'd' et 'q' sont négligés :

- La tension V_{sd} peut prendre la commande de courant i_{sd} , donc le flux.
- La tension V_{sq} peut prendre la commande de courant i_{sq} , donc le couple.

On voit que seule la composante continue i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique, mais si le flux rotorique est maintenu constant, le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} . Par conséquent, une décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple est effectuée. Au lieu de cela, une structure similaire à une machine à courant continu est obtenue.

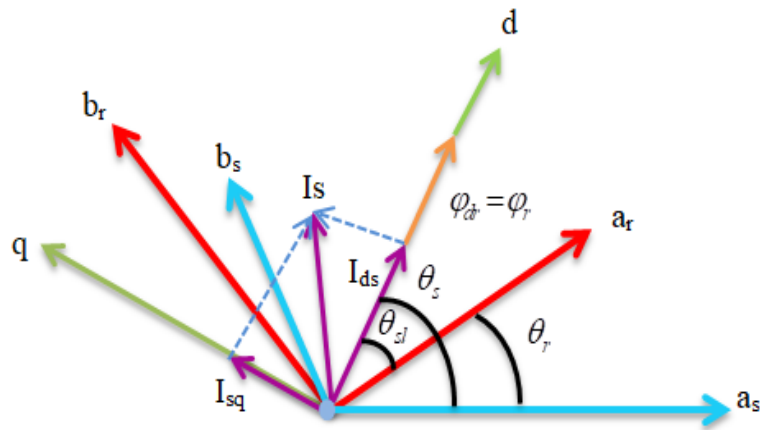


Fig.II.2: Principe d'orientation du flux rotorique.

II.3 Type de la commande vectorielle

Il existe deux méthodes principales pour cette commande :

II.3.1 Commande vectorielle directe

Connue sous le nom de contrôle direct du flux ((DFOC) et en anglais (Direct Field Oriented Control), méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés.

Aussi, connaître la position du flux dans le référentiel tournant (d.q) est également nécessaire pour développer des modèles de flux, de couple et de courant de référence du système de exigé [31].

II.3.2 Commande Vectorielle Indirect

La méthode indirecte consiste à utiliser directement l'amplitude de référence au lieu d'estimer l'amplitude du flux du rotor. L'avantage de cette méthode est que seules des variables de référence qui sont par définition sans bruit sont utilisées. Cette méthode ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux de rotor, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor [31].

Il existe trois sortes de commande vectorielle à flux orienté par type du flux :

- 1) Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- 2) Commande vectorielle à flux statorique orienté.

3) Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

Le contrôle vectoriel par orientation du flux du rotor est le plus couramment utilisé. En effet, l'utilisation d'un MAS insaturé entraîne une équation de rotor entièrement découplée.

Le modèle vectoriel d'une MAS est présenté par les formules d'état de la machine données dans les références liées au champ tournant du rotor [30].

II.4 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Pour améliorer les résultats de ce modèle, considérons les deux courants statoriques, le flux rotorique dans le repère (dq) et la vitesse mécanique (Ω) représenté des variables d'état.

Les modèles de machines électriques dans le repère associé au champ tournant sont [32] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r) i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{rq} + v_{sd} \\ \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r) i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} + v_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} - \frac{\varphi_{rd}}{T_r} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} - \frac{\varphi_{rq}}{T_r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{T_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r \end{array} \right. \quad \text{II.5.}$$

On marque les variables:

➤ $T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique.

➤ $T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique.

➤ $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

Dans la commande vectorielle par orientation du flux du rotor, les conditions suivantes sont requises :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases}$$

Cela nous aide à simplifier notre modèle de machine comme suit:

$$\begin{cases}
 V_{sd} = (R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \varphi_{rd} \\
 V_{sq} = (R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \varphi_{rd} \\
 \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{\varphi_r}{T_r} \\
 \omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \\
 C_{em} = p \frac{L_m}{T_r} \varphi_{rd} i_{sq} \\
 J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r
 \end{cases}
 \quad \text{II.6.}$$

La figure suivante illustrée le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte plus détaillé :

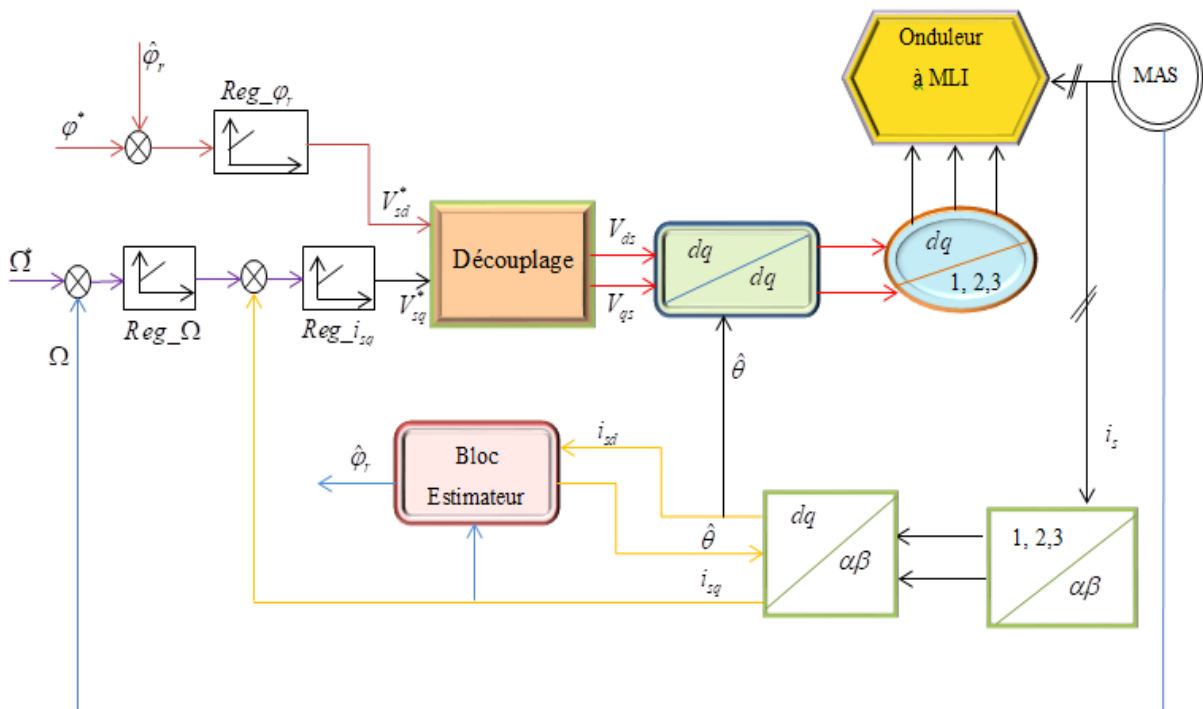


Fig.II.3: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

Le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées

(φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* et $s \omega$). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \varphi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r i_{qs}^*}{L_r \varphi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s i_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r^* \end{array} \right. \quad \text{II.7.}$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe i_{sd} et en quadrature i_{sq} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{sd} et i_{sq} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence i_{sq}^* qui est comparé à la valeur i_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{sq}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant i_{sd} . Le courant i_{sd}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on

procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale [36].

La sortie du régulateur du courant i_{sd} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee. L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as}, V_{bs} et V_{cs} [37][38].

II.5 Découplage

Il existe différentes techniques de découplage :

- ✓ Découplage par retour d'état,
- ✓ Découplage statique ou découplage par compensation, ce que nous présentons maintenant [33].

Les équations statoriques comprennent en effet des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. En supposant que le flux rotorique varie très lentement, les équations s'écrivent:

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + p\sigma L_s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + p\sigma L_s) i_{sq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad \text{II.8.}$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma suivant [39] :

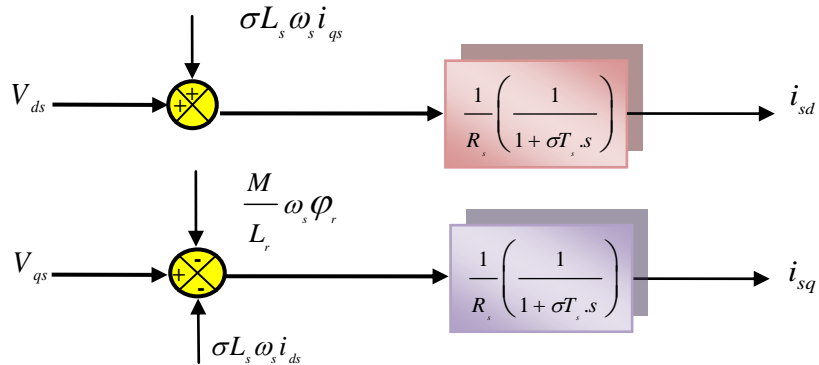


Fig.II.4: Modèle de la machine.

Les termes $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd}$, $\omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r$ et $\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq}$ Correspondent aux termes de découplage

entre les axes d et q.

II.5.1 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q. Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation [40].

II.5.2 Découplage par compensation

Le but de la compensation est de découpler les axes d et q . Cette séparation permet d'écrire simplement les équations des parties machine et commande et de calculer facilement les coefficients du régulateur.

Supposez le flux ϕ_r , change lentement avec le courant du stator. En appliquant la transformation de Laplace aux équations de tensions dans l'ensemble d'équations (II.6) pour obtenir les équations suivantes [34] :

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + \frac{L_m^2}{L_r} + \sigma L_s s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + \frac{L_m^2}{L_r} + \sigma L_s s) i_{sq} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad \text{II.9.}$$

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles grandeurs de commande v_{sd1} et v_{sq1} tel que v_{sd1} ne fonctionnent pas que sur i_{sd} et v_{sq1} sur i_{sq} .

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \\ v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad \text{II.10.}$$

En reconnaissant les expressions de v_{sd} et v_{sq} données par le système de découplage (II.9) On obtient :

On obtient donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{sd1} = (R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r}) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \\ v_{sq1} = (R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r}) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad \text{II.11.}$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r} \varphi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \omega_s \end{cases} \quad \text{II.12.}$$

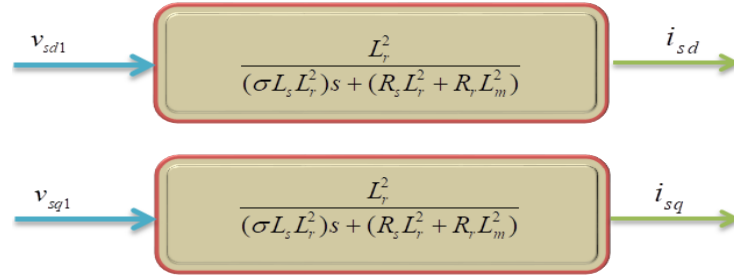


Fig.II.5: Représentation du découplage - expression de i_{sd} & i_{sq}

Alors, on obtient la présentation du modèle découplé ; à l'aide d'expression du couple et du flux :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} \\ \varphi_r = \frac{L_m}{1+T_r} i_{sd} \end{cases} \quad \text{II.13.}$$

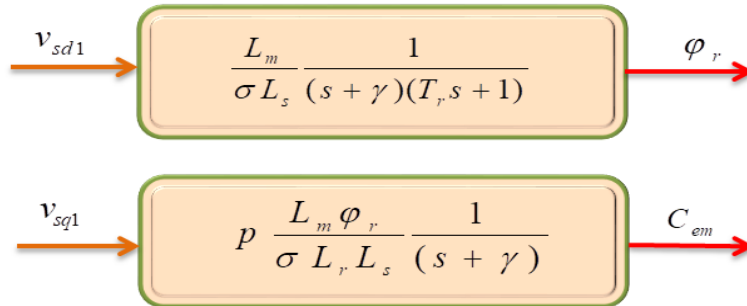


Fig.II.6: Représentation du découplage - expression de C_{em} & φ_r .

Noté que : $\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$

II.6 Calcul de régulateur

Les contrôleurs proportionnels-intégraux PI sont largement utilisés dans le domaine du contrôle électromécanique, où l'action du contrôleur proportionnel P assure une réponse dynamique rapide et l'action du contrôleur intégral élimine en permanence les erreurs statiques dans le régime [35].

La fonction de transfert du régulateur PI est présentée avec la relation suivante :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad \text{II.14.}$$

II.6.1 Régulateur de courant

II.6.1.1 Régulateur de courant i_{sd}

La sortie du régulateur du courant i_{sd} donne la tension de référence v_{sd1}^* .

La figure (II.7) illustre une boucle de régulation du courant, et c'est grâce à les équations issues de découplage :

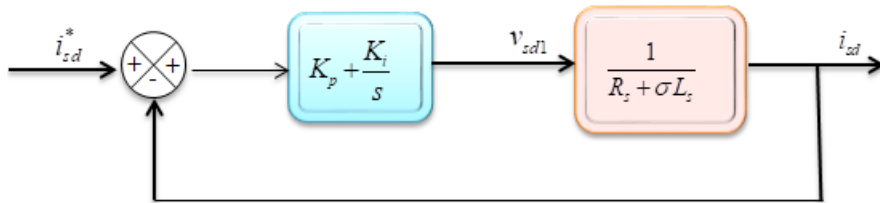


Fig.II.7: Boucle de régulation du courant i_{sd}

On a :

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$\begin{aligned} G_{BO}(s) &= \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \\ &= K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p}\right) \frac{1}{s} \frac{\sigma L_s}{R_s + s} \end{aligned} \quad \text{II.15.}$$

Pour la synthèse du régulateur on procède par la méthode de compensation de pôle, D'où :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \text{II.16.}$$

Donc :

$$G_{BO}(s) = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{K_p}{s} \quad \text{II.17.}$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre :

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{II.18.}$$

On note la constante de temps :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p} \quad \text{II.19.}$$

Et d'autre part : $K_i = K_p \frac{R_s}{\sigma L_s}$

II.6.1.2 Régulateur du courant i_{sq}

Comme pour le régulateur i_{sd} , déterminez les coefficients de la régulation de courant i_{sq} qui fournit la tension de référence v_{sq}^* . Le schéma de commande de courant i_{sq} , la boucle de régulation est pareil pour i_{sd} .

II.6.2 Régulateur de vitesse

La boucle de régulation de vitesse peut être définie par le schéma fonctionnel suivant :

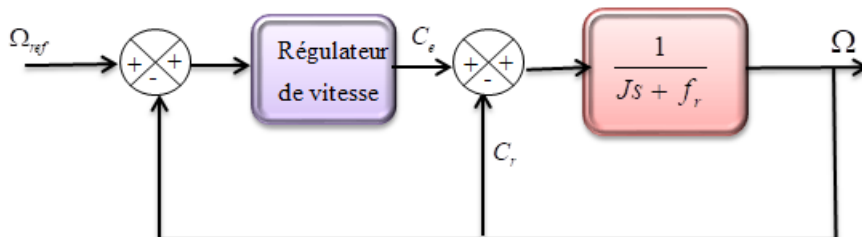


Fig.II.8: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Pour simplifier le calcul des coefficients pour ce type de régulateur, nous avons pensé que l'ensemble du schéma bloc de la figure (II.8) pouvait être réduit à un compensateur PI

classique. Donc, en utilisant un contrôleur PI et en ignorant la dynamique de la boucle de courant par rapport à la dynamique de la vitesse, nous pouvons écrire :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r} \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js + f_r} C_r \quad \text{II.20.}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{K_i + (f_r + K_p)s + Js^2} \Omega_{ref} - \frac{s}{K_i + (f_r + K_p)s + Js^2} C_r \quad \text{II.21.}$$

Alors le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante :

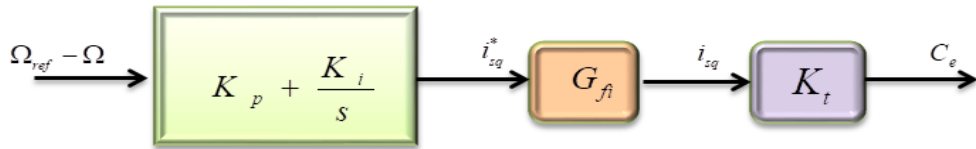


Fig.II.9: Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec :

G_{fi} : Fonction de transfert de la boucle de courant.

K_t : Constante du couple électromagnétique.

Noté que : $K_t = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \phi_r^*$ et $\Omega = \frac{1}{Js + f_r} (C_e - C_r)$

La fonction de transfert (II-20) peut définir avec un système de second ordre sous la forme suivante:

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad \text{II.22.}$$

Avec :

✓ ξ : Coefficient d'amortissement

✓ ω_n : Pulsation propre.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f_r}{k_i} \end{cases} \quad \text{II.23.}$$

Une fois l'amortissement et le temps de réaction correctement choisis ω_n . Les coefficients du régulateur peuvent être calculés à partir de l'équation (II-23) par simple identification. [36]

II.6.3 Régulateur de flux

La chaîne de régulation du flux peut identifier avec le schéma fonctionnel suivant : [36]

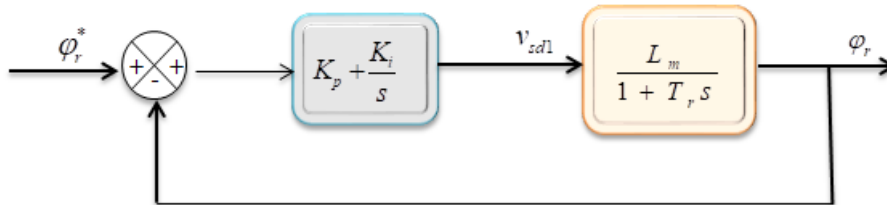


Fig.II.10: Boucle de régulation du flux

Procéder de la même manière lors de l'identification des paramètres du régulateur de courant :

$$G_{BO} = \frac{(K_p s + K_i) L_m}{s(1 + T_r s)} \quad \text{II.24.}$$

ont été appliqués à une machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profils de vitesse.

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (II.12) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t = 9$ s on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t = 13$ s on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

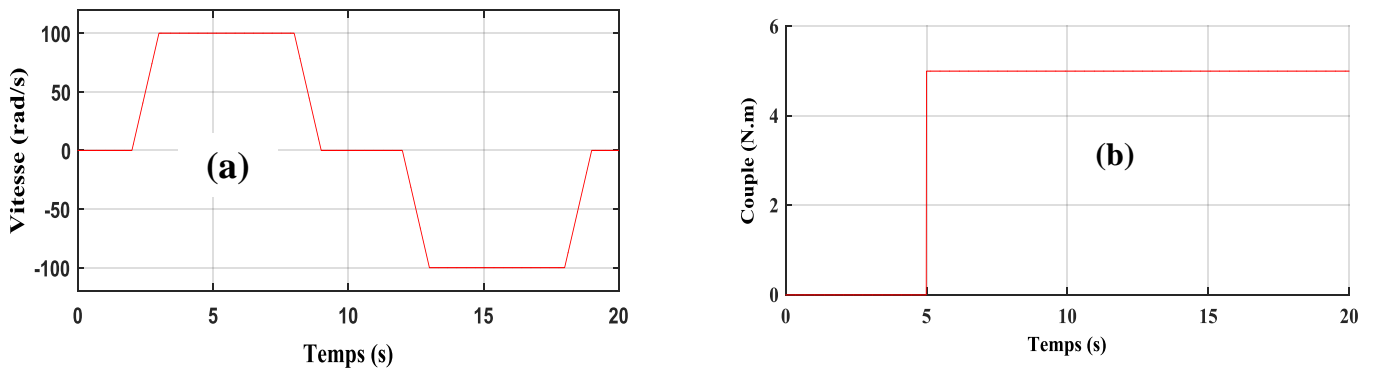


Fig.II.12: Profils de référence vitesse-Couple

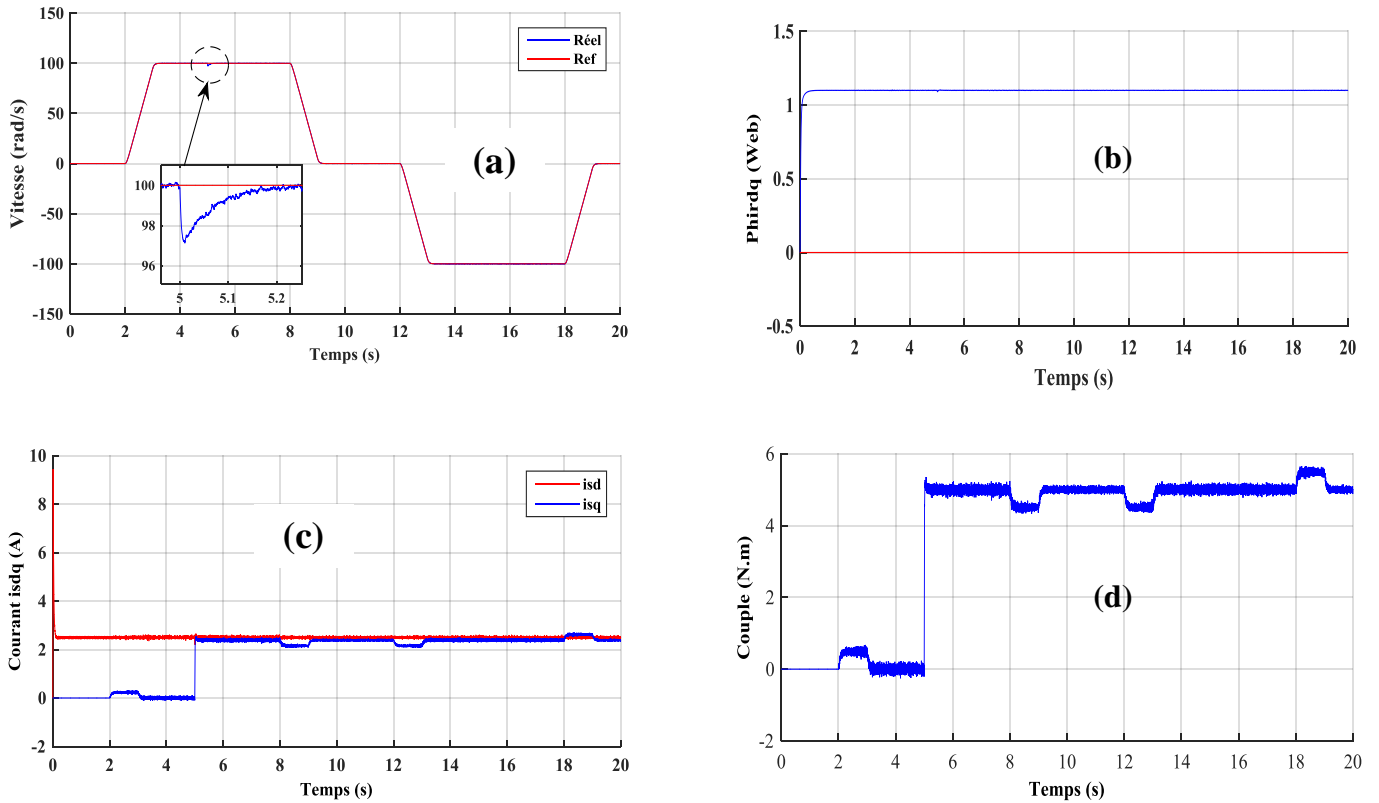


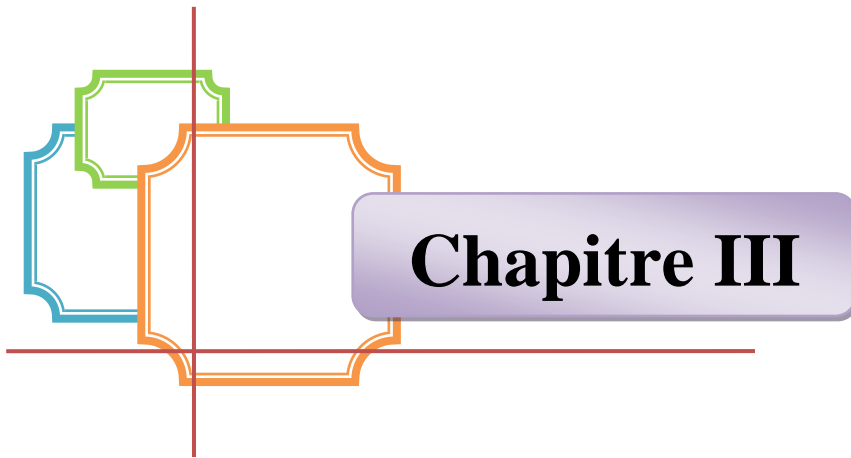
Fig.II.13: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

La figure (II-13a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (II-13b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-13c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (II-13a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 5 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. L'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégral donne de bonnes performances. Nous montrons en simulations les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement assuré, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse aux valeurs de références correspondantes, mais la réponse reste un peu perturbée.



**COMMANDE SANS CAPTEUR
MÉCANIQUE D'UN ACTIONNEUR
DE TRACTION D'UN VÉHICULE
ÉLECTRIQUE**



Introduction

Au début du 20ème siècle la voiture à essence connaît un succès important. Les voitures électriques de cette époque avaient une faible autonomie, et les batteries ne permettaient pas au moteur de délivrer autant de puissance qu'un moteur thermique. C'est pourquoi jusqu'à nos jours la voiture à essence s'est développée. La voiture électrique ne fait donc pas encore partie de notre entourage mais elle devient de plus en plus sollicitée grâce à la constante hausse du pétrole et la médiatisation de la réduction du rejet de CO₂ [41]. Après le grenelle de l'environnement et avant une crise pétrolière, de nombreuses entreprises et d'écologistes veulent développer la voiture électrique au niveau de l'autonomie des batteries et de l'utilisation maximale des énergies propres. Afin que celle-ci deviennent réellement plus propre et plus avantageuse que les voitures à essence [42].

La recherche de bonnes alternatives aux voitures conventionnelles n'est pas une chose récente. Plusieurs solutions ont été déjà présentées pendant des années, mais il n'y a pas eu de résultat significatif pour qu'elles soient appliquées [42]. Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des machines à induction ceci est principalement lié à leur grande fiabilité et au fait que leur technologie est arrivée à l'état de maturité, sans utilisation des capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [43].

L'observateur de l'état est basé sur la reconstitution des quantités non mesurables (ou difficiles à mesurer) ou non accessible. Il est basé sur le modèle de système appelé estimateur ou un prédicteur fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de comprend une boucle de retour qui permet la correction de l'erreur de sortie entre le système et son modèle[43].

Cette nouvelle vision sur la conception de véhicule électrique s'appuie sur le concept de transport durable et concerne la recherche, le développement, la fabrication et l'intégration de technologies innovatrices dans le domaine des transports qui permettent d'améliorer l'efficacité énergétique des véhicules, de réduire les émissions polluantes et les gaz à effet de serre, contribuant ainsi à l'amélioration de la qualité de vie [42].

III.1 Bref historique sur les Véhicule électrique

Aujourd'hui, la voiture propre est un problème sur lequel travaille un nombre d'industriels de l'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme "la solution" au problème de la pollution des gaz d'échappement, ne date pas d'hier. Déjà, à la fin du 19^{ème} siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique). D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque. Le premier véhicule électrique fit son apparition dans les années 1830 (1832-1839). La première personne à avoir inventé une voiture électrique fut Robert Anderson, un homme d'affaire écossais. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique. Vers 1835, l'américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique. Vers 1838, l'écossais Robert Davidson arriva avec un modèle similaire qui pouvait rouler jusqu'à 6 km/h. En 1859, le français Gaston Planté inventa la batterie rechargeable au plomb acide, qui sera améliorée par Camille Faure en 1881. En 1884, on voit sur la photo de (la figure III.1(a), Thomas Parker assis dans une voiture électrique, qui est la première au monde).



(a)



(b)

Fig.III.1 Véhicule électrique de Thomas Parker (a), et la Jamais Contente (b).

En 1899 en Belgique, une société a construit "La Jamais Contente", la première voiture électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra les 105 km/h) [44]. La voiture était pilotée par le belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille (la figure III.1(b)). Dès 1900, la voiture électrique connaît ses beaux jours. Plus du tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des voitures à essence et à vapeur. Dans les années 1920, certains facteurs mèneront au déclin de la voiture électrique. On peut citer leur faible autonomie, leur vitesse trop basse, leur manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et leur prix deux fois plus élevé que ceux à essence.

En 1966, l'environnement commence à devenir une préoccupation. Le congrès américain recommande la construction de véhicules électriques pour réduire la pollution de l'air. L'opinion publique américaine y'est largement favorable et avec l'augmentation du prix de l'essence en 1973, date du premier choc pétrolier. Ce choc a dû favoriser l'utilisation de l'énergie électrique. Cependant, pratiquement rien n'a été fait dans ce sens. En 1972, Victor Wouk, le parrain du véhicule hybride construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (General Motors), (la figure III.2(a)). En 1976, le Congrès américain adopte « The Electric and Hybrid Vehicle Research , Développement and Demonstration Act », qui a pour but de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides. Dès 1988, la société automobile General Motors lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra l'EV1 et qui va



(a)



(b)

Fig.III.2 (a) La Buick Skylark de GM (General Motors) , (b) La Prius de 1997

En 1997, Toyota lance la Prius, la première voiture hybride à être commercialisée en série. 18000 exemplaires ont été vendus au Japon la première année et en 2006 Toyota a passé le cap des 500.000 unités vendues à travers le monde avec son célèbre véhicule hybride, la Prius (la figure III.2(b)). De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs lancent des modèles électriques hybrides : la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV. Cependant à partir de l'an 2000, la voiture électrique va ré-mourir à nouveau. En 2004, c'est la fin de l'EV1; GM va récupérer tous les véhicules EV1 pour les détruire, et malgré ces plusieurs mouvements de protestation; Le constructeur fut accusé de céder au lobbying des sociétés pétrolières. En Juillet 2009, La Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et pour les clients individuels en Avril 2010 suivie par la vente au public à Hong Kong en mai 2010. En décembre 2010, La Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) est une voiture électrique à cinq places annoncée par Nissan en 2009, a été commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et elle est devenue disponible dans l'ensemble

de l'Europe depuis fin 2011. Aujourd'hui, la voiture tout électrique commence à percer, moyennant une autonomie en évolution permanente. De nombreux modèles sont proposés à la vente.

L'implication des villes dans la protection de l'environnement joue également un rôle : les villes développent les réseaux de bus électriques et récemment de voitures électriques en location qui donnent ainsi une bonne visibilité à l'électrique. A l'heure actuelle, l'ensemble des véhicules électriques proposés par les constructeurs disposent d'une autonomie comprise entre 70 km et 200 km. De nouvelles perspectives apparaissent toutefois avec l'utilisation de la pile à combustible qui permet d'augmenter considérablement l'autonomie (400 à 450 km pour le moment) pour arriver à des valeurs proches de celles des véhicules thermiques classiques. Le prix de ces véhicules est encore difficile à établir car les quantités produites sont très faibles, souvent ce ne sont que quelques exemplaires qui sont fabriqués en effet, le prix de l'alimentation constitue la part la plus importante du coût d'un véhicule électrique [45].

III.2 Définition d'un Véhicule Electrique

Un Véhicule Electrique est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue [46].

Tab.III.1. Comparaison de performances de différents types de véhicules entre 2010 et 2020 [47].

<i>Performances</i>	<i>Véhicule Essence</i>	<i>Véhicule Urbain</i>	<i>Véhicule Electrique</i>	<i>Véhicule Routier</i>	<i>Véhicule rechargeable</i>
2010: Consommation	4.8L/100km	4.2L/100km	0.2 kWh/100km	5.8L/100k m	Mix
2010/Émission de CO2 en circulation (g CO2 /km)	100	115	0	155	78
2020 : Consommation	3.7L/100km	3.1L/100km	0.2 kWh/100km	4.7L/100k m	Mix
2020/Émission de CO2 en circulation (gCO2/km)	90	85	0	125	63

III.3 Types des véhicules électriques

On envisage actuellement deux types de véhicules électriques :

- Les véhicules à motorisation purement électrique : véhicules électriques ;
- Les véhicules à motorisation mixte électrique et thermique : véhicules hybrides.

Le présent chapitre ne concerne que les véhicules électriques, qui se trouvent actuellement au stade du pré série industrielle [48].

Il existe trois catégories de véhicules électriques :

- ❖ Véhicule électrique à batterie.
- ❖ Véhicule électrique hybride.
- ❖ Véhicule électrique à pile à combustible [49].

III.3.1 Véhicule électrique à batterie

Aussi appelé véhicule tout électrique ou 100% électrique (VEB). Il utilise pour unique énergie motrice l'électricité stockée dans des batteries rechargeables sur le secteur [49].

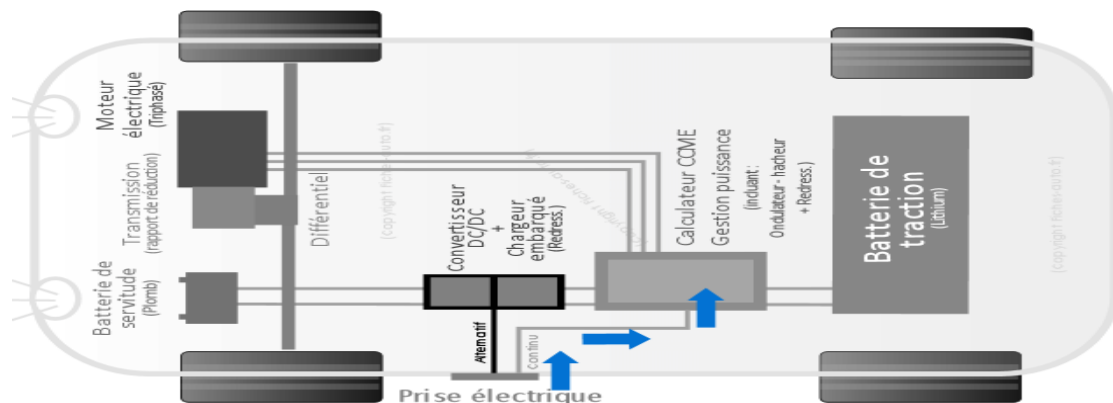


Fig.III.3 Schéma interne d'un véhicule électrique

III.3.2 La voiture à pile à combustible

Elle est aussi appelée voiture à hydrogène car son moteur électrique est alimenté par une pile à combustible qui produit elle-même l'électricité, la source d'énergie est un carburant alternatif : l'hydrogène, cette figure présente la voiture à pile combustible [46].

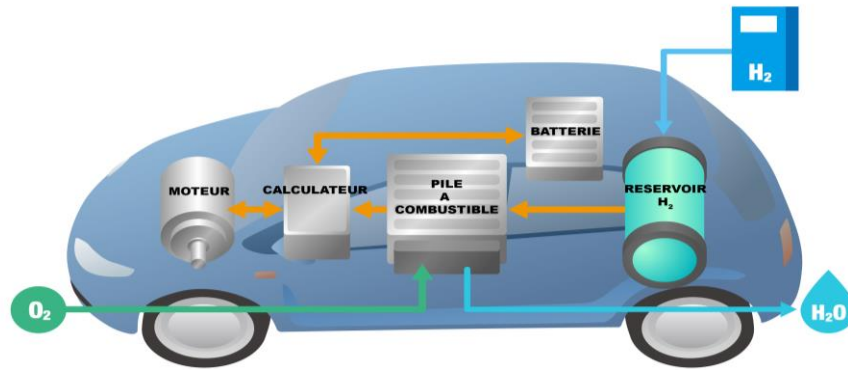


Fig.III.4 Véhicule à pile à combustible.

III.3.3 Le véhicule hybride

Une voiture hybride rechargeable (en anglais : plugin hybrid) utilise les motorisations thermique et électrique. Par conséquent, il est équipé d'un moteur thermique (le plus courant est un moteur à essence), et d'au moins un moteur électrique et une batterie de traction qui peut stocker de l'énergie [50].

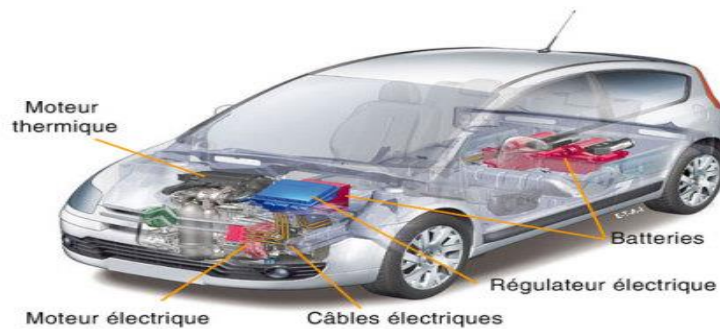


Fig.III.5 Véhicule hybride

Cette dernière a différentes architectures, illustrées dans la figure suivante :

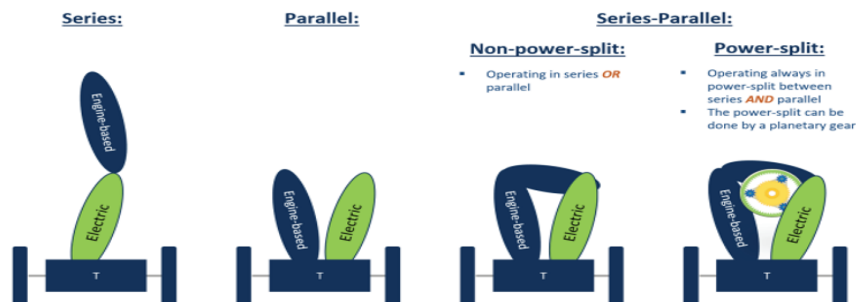


Fig.III.6 Les différentes architectures hybrides existantes

III.4 Description générale de la chaîne de traction électrique

La chaîne de traction d'un véhicule tout électrique peut être décomposée en éléments décrits dans (la figure III.7). Il s'agit d'une part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur des batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique et le contrôle, en fin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur [51]. Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique. Nous ne intéresserons ici qu'à la chaîne de traction proprement dite, mais il va de soi que la totalité des équipements électriques doit être optimisée pour maximiser l'autonomie du véhicule [52].

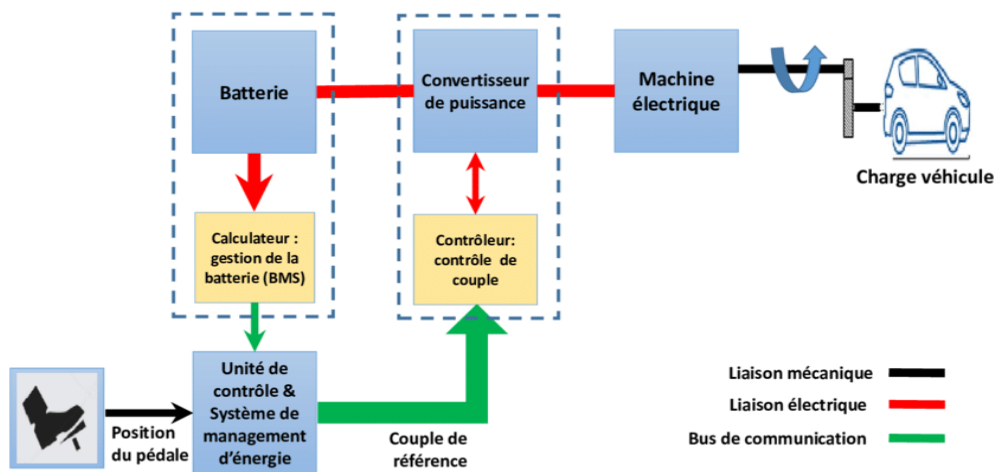


Fig.III.7 Schéma fonctionnel de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique.

Le fonctionnement de l'ensemble est très simple : Lorsque le conducteur appuie sur la pédale d'accélération, il libère du courant à partir de la batterie, le point de stockage de l'électricité. Il est transformé en courant alternatif (AC) si le moteur est de type alternatif ou en courant continu (DC) si le moteur est de type continu. Le moteur développe ainsi sur son arbre un couple moteur aux roues motrices par l'intermédiaire du réducteur de vitesse afin de vaincre les différents couples résistants exercés sur le véhicule et ce dernier se met en mouvement suivant les sollicitations du conducteur.

III.5 Contrôle électronique

La traction électrique pour les véhicules électriques est réalisée par un élément contrôlant l'énergie transférée de la batterie vers le moteur. Celui-ci permet une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence un autodiagnostic. Il gère tous les ordres du conducteur en fonction des capacités de la voiture électrique. C'est la raison pour laquelle il reçoit une quantité d'informations telles que la température, la vitesse de rotation, et les courants électriques. Cela lui permet, d'une part, d'effectuer un bilan sur l'état du véhicule, et d'autre part, d'ajuster les différentes commandes appliquées au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie [54].

III.6 Convertisseur d'énergie électrique

L'électronique de puissance est utilisée pour convertir l'énergie électrique et gérer le flux d'énergie dans le véhicule. Suivant l'utilisation de machine à courant continu ou à courant alternatif, les convertisseurs d'énergie devront être différents. La nature de la source d'énergie est de type continu [54]. De ce fait on pourra trouver à bord des véhicules :

- ✓ Des convertisseurs de courant alternatif en courant continu (AC-DC), on l'appelle redresseurs.
- ✓ Des convertisseurs de courant continu en courant continu (DC-DC), on l'appelle hacheurs.
- ✓ Des convertisseurs de courant continu en courant alternatif (DC-AC), on l'appelle onduleurs.

III.7 Différentes configurations de véhicule électrique

III.7.1 Véhicule électrique monomoteur

Les véhicules électriques monomoteurs n'ont qu'une seule chaîne de traction. Présentés dans la figure ci-dessous : moteur électrique + embrayage + Boite Vitesse + différentiel, moteur électrique + réducteur fixe + différentiel [55].

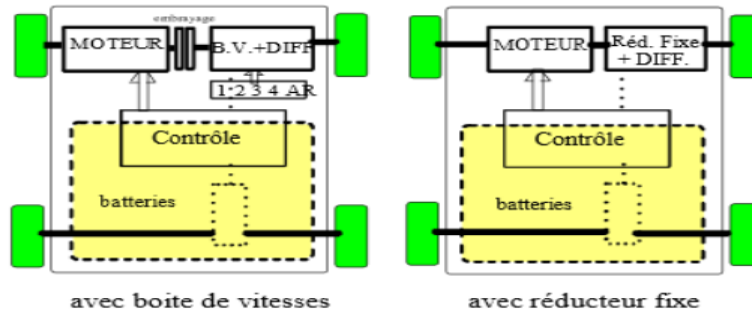


Fig.III.8 Exemples schématiques de motorisations mono-motrices.

III.7.2 Véhicule électrique multi-moteurs

Les véhicules électriques multi moteurs ont plusieurs chaînes de traction indépendante. Présentés dans la figure ci-dessous :

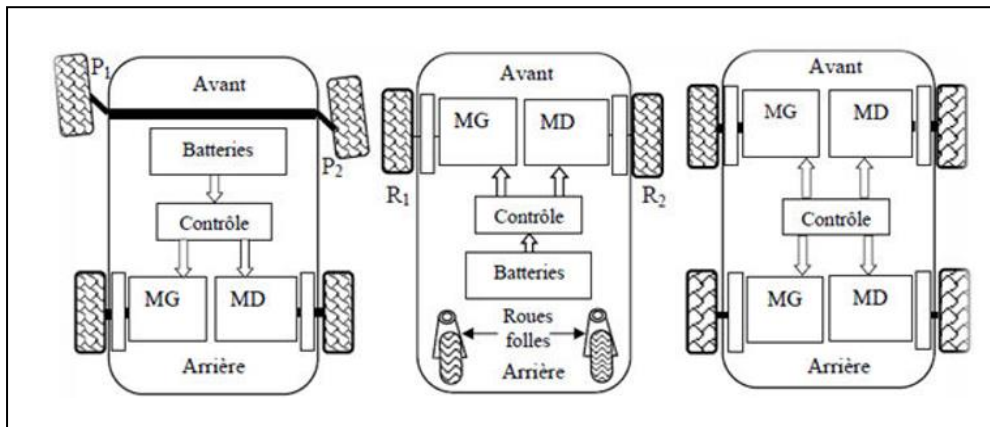


Fig.III.9 Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs

III.8 Motorisation des véhicules tout électriques

Les performances globales d'un véhicule électrique dépendent amplement du type de moteur d'entraînement employé. Un moteur électrique convient beaucoup mieux à la propulsion d'un véhicule qu'un moteur thermique. Les voitures électriques pourraient donc avoir une meilleure efficacité au cours de la conversion d'énergie en plus de ne pas produire les émissions associées au processus de combustion avec un bruit inférieur. De plus, un moteur électrique offre un couple élevé et s'adapte à toutes les situations. Il peut récupérer sa propre énergie, celle de la décélération [56].

Les fabricants des véhicules électriques emploient habituellement différents types de moteurs d'entraînements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que : le Moteur à Courant Continu (MCC), à Induction (MI), Synchrones à Aimant Permanent (MSAP), à Reluctance Variable (MRV) etc.

Le Tableau suivant montre les technologies de motorisation et les sources d'énergie de quelques véhicules électriques présents sur le marché.

Tab.III.2. Technologies de motorisation et sources d'énergie des quelques véhicules électriques.

Véhicule	photo	Type du moteur	Puissance moteur (Kw)	Batterie	Autonomie (Km)
Smart Fortwo Electric		BLDC	55 Kw	Li-ion 17.6 kwh	110 Km
Fiat 500e (2014)		MSAP	82 Kw	Li-ion 24 kwh	140 Km
Toyota Scion IQ		MS	47 Kw	Li-ion 16.6 kwh	85 Km
Chevrolet Spark EV (2014)		MAS	104 Kw	Li-ion	130 Km
Nissan Leaf		MSAP	80 Kw	Li-ion 24 kwh	195 Km
Tesla model S (2013)		MAS	238 Kw A 401 Kw	Li-ion 40 kwh- 85 kwh	220 Km -420 Km
Toyota Rav 4 (2014)		MAS	115 Kw	Li-ion 41.8 kwh	160Km

D'autre part, au Tableau ci-dessous résume bien, de manière qualitative, les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

Tab.III.3. Comparaison des motopropulseurs utilisés en traction électrique.

	MCC	MAS	MSAP	MRV
Rendement maximal	Bon	Moyen	Très bon	Moyen
Rendement moyen	Moyen	Bon	Très bon	Bon
Vitesse maximale	Passable	Bon	Bon	Bon
Coût d'électronique de puissance	Très bon	Passable	Moyen	Bon
Coût de moteur	Passable	Bon	Moyen	Très bon
Espace couple vitesse	Moyen	Moyen	Très bon	Bon

Dans notre cas, le choix est porté sur le moteur asynchrone. D'une part, cette machine est la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse, une haute précision de régulation et de hautes performances en couple sont requises. D'autre part, c'est parce qu'elle bénéficie de la plus grande expérience en matière de moteurs électriques et commence à être utilisée dans les chariots de manutention. Dans les grandes puissances (jusqu'à plus de 10 MW), c'est la machine qui est la plus utilisée, elle continue à occuper, ainsi, une place de choix en traction ferroviaire [56].

III.9 L'électronique de puissance dans le véhicule électrique

III.9.1 Les redresseurs (AC/DC)

Les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseau de distribution générale, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique, en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques ou dans une batterie de grande capacité [57].

III.9.2 Les onduleurs (DC-AC)

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et les moteurs de traction un onduleur, qui transforme l'énergie électrique et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage [58].

III.9.3 Les hacheurs (DC-DC)

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation des divers récepteurs (capteurs, régulateurs, etc.).

Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels:

- Ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu.
- Ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc...) [58].

III.10 Le chargeur

Les chargeurs de batteries sont spécifiques au type d'alimentation électrique à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Pendant la charge, la batterie se comporte comme un récepteur de courant [59].



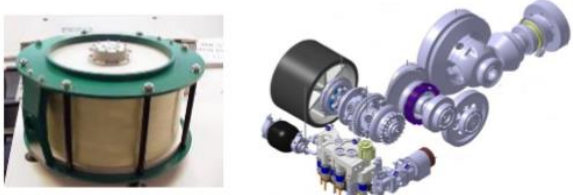
Deux grands types des chargeurs ont été définis pour cette fonction :

- **Les chargeurs de type " lents " :** Une puissance moyenne, généralement de 3 kW.
- **Les chargeurs de type " rapides " :** La puissance transitée est supérieure à 10 kW, et la puissance maximale atteint aujourd'hui 150 kW.

III.11 Diverses sources d'énergie électrique

Nous mentionnerons dans le tableau ci-dessous les types des sources d'énergie électrique :

Tab.III.4. Diverses sources d'énergie électrique dans les VE

Le type de source	Figure de source
<i>La batterie</i>	 <p>a) Batterie Li-ion polymère de Nissan b) Batterie NIMH de la Toyota Prius</p> <p>c) Batterie au plomb de Hawker, l'Armasafe d) Batterie NiCd de Saft, type MRX</p>
<i>Super conducteur</i>	
<i>Les volants d'inertie</i>	 <p>(a) Volant d'inertie du tramway (b) Volant d'inerti mécanique</p>

III.12 Avantages et inconvénient des véhicules électriques

III.12.1 Avantages du VE

Les véhicules électriques présentent plusieurs avantages qui permettront à terme de faire la distinction entre les véhicules électriques, les véhicules thermiques et les caractéristiques de VE [62]:

- La voiture électrique est agréable à conduire, car le moteur ne calera pas (pas d'embrayage), donc la qualité de conduite (douce) due à une accélération continue.
- Le moteur est complètement silencieux.
- De plus, lorsqu'une panne survient trois fois moins.
- Même en hiver, le départ est toujours un quart de tour (Le démarrage est très rapide).
- Le rendement des moteurs électriques est 3 fois supérieur à celle des moteurs thermique.
- Fiabilité. Possibilité de parcourir plusieurs kilomètres.
- Les composants de la batterie sont 100% recyclables.
- Chargement de la batterie pendant la phase de décélération.
- Aucune consommation au ralenti. Le principal avantage est qu'il ne repose pas sur le pétrole.

III.12.2 Inconvénients du VE

Les voitures électriques ayant de nombreux avantages, elles ont également les malles faites [62] :

- D'autant que les produits innovants coûtent généralement plus cher (le prix de véhicule électrique très couteux).
- Le temps de charge de la batterie sera encore très long par rapport au temps de remplissage du réservoir et la décharge des batteries est accélérée.
- Le poids important de la voiture électrique.
- La densité d'énergie de la batterie est bien inférieure à la densité d'énergie du carburant.
- La durée de vie de la batterie et la puissance du moteur ne sont pas encore Très important.

III.2 Modélisation du véhicule

Avec l'accent accru mis sur les économies d'énergie et la réduction des émissions, les véhicules électriques (VE) sont devenus de très bons candidats pour atteindre ces objectifs [63][65]. De plus, les performances d'accélération des véhicules électriques, qui affectent de nombreuses performances des véhicules électriques telles que la capacité de démarrage, la capacité de dépassement, la sécurité de conduite et le confort de conduite, sont le point clé de la recherche sur les véhicules électriques

Récemment, les véhicules électriques (VE), y compris les véhicules à pile à combustible et les véhicules hybrides, se sont développés très rapidement en tant que solution aux problèmes énergétiques et environnementaux. Du point de vue de l'ingénierie de contrôle, les VE ont un potentiel très intéressant. Étant donné que les moteurs électriques et les onduleurs sont utilisés dans les systèmes d'entraînement, ils présentent de grands avantages par rapport aux véhicules à moteur à combustion interne, tels qu'une réponse de couple rapide et un contrôle individuel de chaque roue [66][67]. Bien que plusieurs méthodes de contrôle aient été proposées en utilisant ces mérites, leurs contrôleurs dépendent de certains paramètres incommensurables, notamment la vitesse du véhicule et l'angle de glissement [68].

En général, dans la plupart des applications de propulsion de véhicules électriques, un moteur à courant alternatif est relié aux roues par des engrenages de réduction et un différentiel mécanique. Dans certains cas, on utilise des moteurs de roue à grande vitesse et à faible couple qui nécessitent une réduction par engrenage. Dans ce cas, un moteur à engrenages est monté à l'intérieur de la roue ou un moteur monté sur le châssis est relié à la roue par l'intermédiaire d'un réducteur.

Une simplification supplémentaire du dispositif d'entraînement du véhicule se traduit par l'élimination de l'engrenage interposé entre le moteur et la roue. La condition ci-dessus exige l'utilisation d'un différentiel électrique (sans engrenage mécanique) [69][70]. Les VE basés sur un différentiel électrique présentent des avantages par rapport à leurs homologues classiques avec un moteur central. En effet, le montage des moteurs directement sur les roues simplifie l'agencement mécanique. Le système de différentiel électrique réduira les composants de la ligne d'entraînement, améliorant ainsi la fiabilité et l'efficacité globales. Cette option permet également de réduire le poids de la ligne d'entraînement puisque le différentiel mécanique et la réduction de vitesse ne sont pas utilisés [71][72]. Cependant, l'un des principaux problèmes liés à la conception de ces VE (sans différentiel mécanique) est de savoir comment assurer la stabilité du véhicule. Dans des conditions de conduite normales, tous les systèmes de roues motrices nécessitent une distribution symétrique du couple des deux côtés. Cette distribution symétrique n'est pas suffisante lorsque le coefficient

d'adhérence des pneus change ; les roues ont des vitesses différentes, d'où la nécessité de systèmes de contrôle de la traction [40]. Il s'agit encore d'un problème ouvert, comme le montre le peu de littérature disponible [73][77].

Dans notre travail on propose une approche de contrôle de traction par un régulateur PI d'un système différentiel électrique pour un véhicule électrique propulsé par deux moteurs à induction (un pour chaque roue arrière) .

III.2.1 Dynamique du véhicule

La première étape de la modélisation des performances d'un véhicule consiste à écrire un modèle de force électrique. Il s'agit de la force transmise au sol par les roues motrices et qui propulse le véhicule vers l'avant. Cette force doit surmonter la charge de la route et accélérer le véhicule [78].

Pour tout profil de mission, un véhicule routier électrique est soumis à des forces que le système de propulsion embarqué doit surmonter afin de propulser ou de ralentir le véhicule. Ces forces sont composées de plusieurs éléments, comme l'illustre la figure 2. L'effort nécessaire pour surmonter ces forces en transmettant la puissance au sol par l'intermédiaire des roues motrices et des pneus du véhicule est appelé effort de traction total ou force de traction totale. Selon différentes littératures, la force nécessaire à la traction du véhicule au niveau des roues est définie à partir des équations suivantes :

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{wa} \quad (III-1)$$

$$F_{wa} = \frac{1}{2} \rho A_f C_w V_{res}^2 \quad (III-2)$$

$$F_{rr} = m g C_r \cos(\alpha) \quad (III-3)$$

$$F_{hc} = m g \sin(\alpha) \quad (III-4)$$

$$F_{ad} = m \lambda \frac{dV_{res}}{dt} \quad (III-5)$$

La force qui propulse le véhicule vers l'avant et est transmise au sol par les roues (Figure III.10)

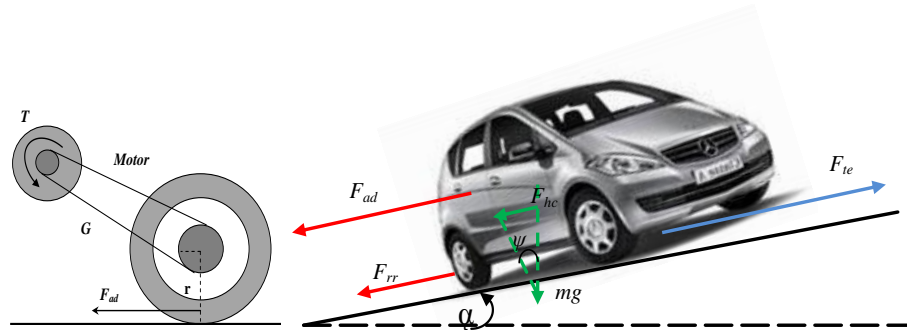


Fig.III.10 Les différentes forces agissant sur un véhicule

Où F_{wa} est la force aérodynamique, F_{rr} est la force de résistance au roulement, F_{hc} la force due à l'inclinaison et F_{ad} la force de l'accélération du véhicule.

V_{res} : vitesse relative du véhicule, $V_{res} = V + V_w$ avec V la vitesse du véhicule et V_w la vitesse du vent.

- ★ A Angle d'inclinaison
- ★ A_f Surface frontale du véhicule (m^2)
- ★ C_w Coefficient de frottement aérodynamique
- ★ C_r Coefficient de résistance des roues au roulement,
- ★ M La masse du véhicule (kg),
- ★ Λ Facteur de masse $\in [1.06 ; 1.34]$ qui dépend de la vitesse engagée
- ★ P Densité de l'air (kg/m^3)
- ★ G Accélération gravitationnelle (m/s^2)

$$F_{ad} = m \lambda \frac{dV_{res}}{dt} = \left[m + \sum J \left(\frac{i}{r} \right) \right] \frac{dV_{res}}{dt} \quad (III-6)$$

Où « J » est le moment d'inertie au niveau de la circonférence de la roue motrice, « i » le rapport de la boîte de vitesse et « r » le rayon de la roue (m).

La force aérodynamique F_{wa} est d'une part proportionnelle à C_w . Ainsi, plus ce coefficient est réduit, le profil du véhicule est meilleur.

La force aérodynamique F_{wa} est d'autre part proportionnelle à la surface frontale A_f du véhicule, ainsi une réduction de A_f minimise la consommation d'énergie.

III.3 Différentiel électrique et sa mise en œuvre

La figure (III.11) illustre le système implémenté (composants électriques et mécaniques) dans l'environnement Matlab-Simulink. Il à noter que les deux onduleurs partagent le même bus continu dont la tension est supposée stable. Le freinage régénératif est pas pris en compte dans ce mémoire.

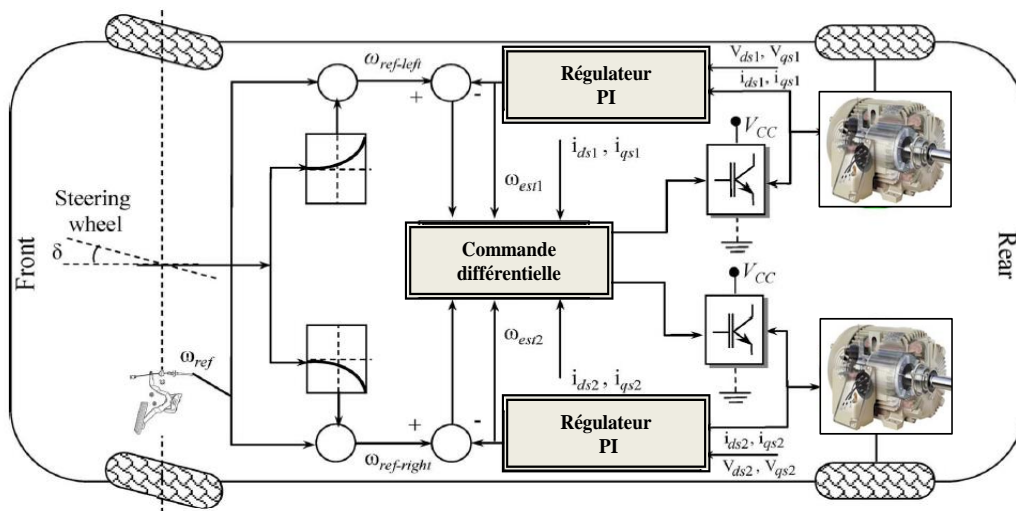


Fig.III.11 Schéma de principe des systèmes de propulsion et de contrôle des véhicules électriques.

Le principe du système de contrôle proposé peut être résumé comme suit :

1. Un réseau de contrôle de la vitesse est utilisé pour contrôler le couple de chaque moteur.
2. La vitesse de chaque roue arrière est contrôlée à l'aide d'un retour d'information sur la différence de vitesse. Les deux roues arrière étant entraînées directement par deux moteurs distincts, la vitesse de la roue extérieure devra être supérieure à celle de la roue intérieure lors des manœuvres de direction (et vice-versa). Cette condition peut être facilement remplie si l'estimateur de vitesse est utilisé pour détecter la vitesse angulaire du volant.

La vitesse de référence commune ω_{ref} est alors fixée par la commande de la pédale d'accélérateur. La vitesse de référence réelle de l'entraînement gauche ω_{ref_gauche} et de l'entraînement droit ω_{ref_droite} est alors obtenue en ajustant la vitesse de référence commune ω_{ref} .

Si le véhicule tourne à droite, la vitesse de la roue gauche est augmentée et la vitesse de la roue droite reste égale à la vitesse de référence commune ω_{ref} . Si le véhicule tourne à gauche,

la vitesse de la roue droite est augmentée et la vitesse de la roue gauche reste égale à la vitesse de référence commune ω_{ref} [72].

En général, une trajectoire de conduite est adéquate pour une analyse du modèle de système du véhicule. Nous avons donc adopté le modèle de direction Ackermann-Jeantaud, car il est largement utilisé comme trajectoire de conduite. En fait, la géométrie de direction d'Ackermann est une disposition géométrique des liaisons dans le système de direction d'une voiture ou d'autres véhicules, conçue pour résoudre le problème des roues situées à l'intérieur et à l'extérieur d'un virage qui doivent tracer des cercles de rayons différents. Les voitures modernes n'utilisent pas une direction Ackermann-Jeantaud pure, en partie parce qu'elle ignore d'importants effets dynamiques et de souplesse, mais le principe est valable pour les manœuvres à faible vitesse [78][79]. Il est illustré à la figure (III.12).

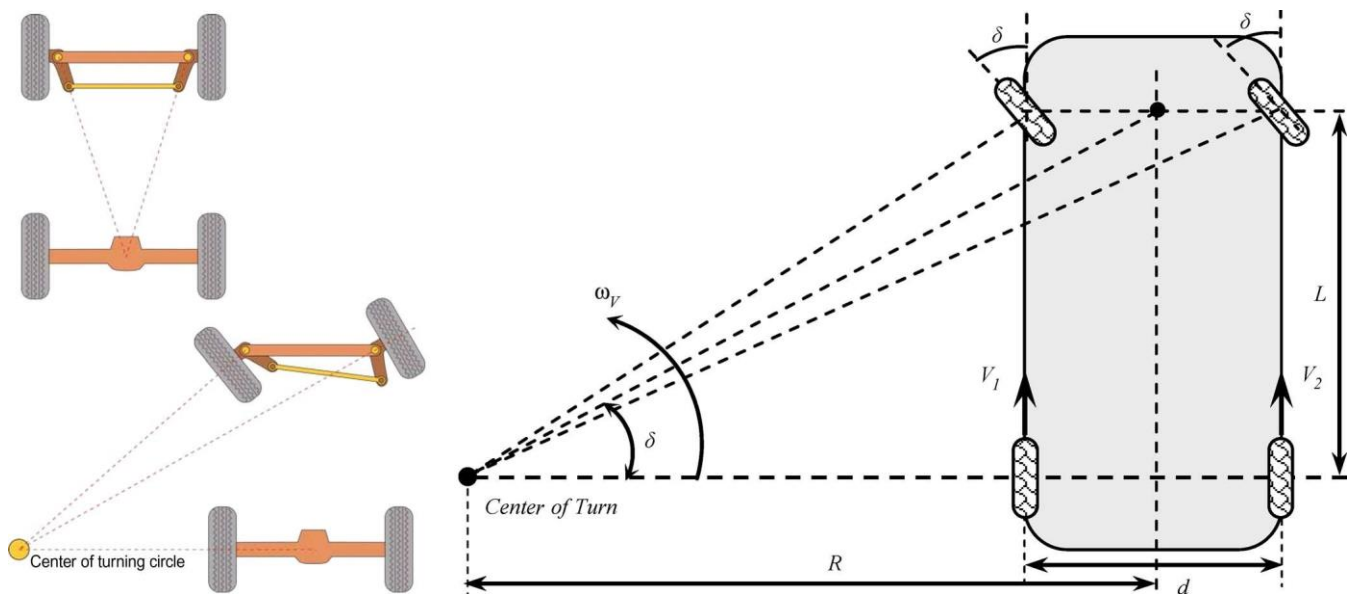


Fig.III.12 Modèle de trajectoire de la conduite

A partir de ce modèle, les caractères suivants peuvent être calculés :

$$R = \frac{L}{\tan \delta} \quad \text{(III-7)}$$

où δ est l'angle de braquage. Par conséquent, la vitesse linéaire de chaque roue motrice est donnée par :

$$\begin{aligned} V_1 &= \omega_v (R - d/2) \\ V_2 &= \omega_v (R + d/2) \end{aligned} \quad \text{(III-8)}$$

et leur vitesse angulaire par :

$$\begin{cases} \omega_{est1} = \frac{L - (d/2) \tan \delta}{L} \omega_v \\ \omega_{est2} = \frac{L + (d/2) \tan \delta}{L} \omega_v \end{cases} \quad (III-9)$$

où ω_v est la vitesse angulaire du véhicule par rapport au centre du virage. La différence entre les vitesses angulaires des roues motrices est alors de :

$$\square \omega = \omega_{est1} - \omega_{est2} = -\frac{d \tan \delta}{L} \omega_v \quad (III-10)$$

et l'angle de braquage indique la direction de la trajectoire :

$$\begin{cases} \delta > 0 \Rightarrow \text{Tourner à gauche} \\ \delta = 0 \Rightarrow \text{Tout droit} \\ \delta < 0 \Rightarrow \text{Tourner à droite} \end{cases} \quad (III-11)$$

Conformément à l'équation décrite ci-dessus, la figure (III.13) montre le schéma fonctionnel du système électrique différentiel tel qu'il est utilisé pour les simulations, où $K_1 = 1/2$ et $K_2 = -1/2$.

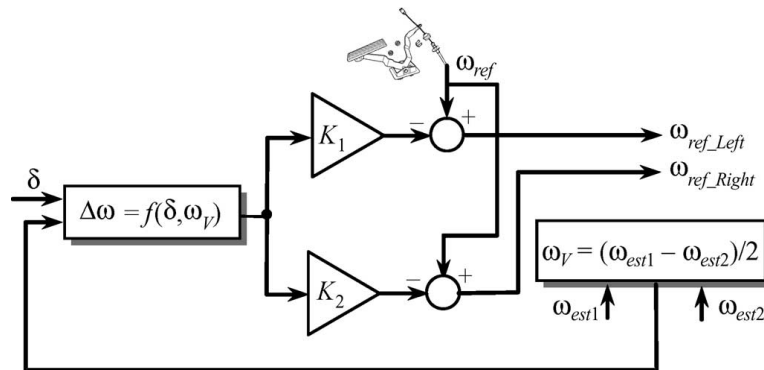


Fig.III.13 Schéma fonctionnel du système différentiel électrique.

III.4 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

Le contrôle adaptatif peut être défini comme un système de contrôle qui "peut modifier son comportement en réponse à des changements dans la dynamique du processus et le caractère des perturbations". La commande adaptatif peut être réalisé par différentes stratégies telles que: programmation du gain, commande adaptatif par modèle de référence, régulateurs d'autoréglage [80]. Le modèles de référence avec système adaptatif (MRAS) est l'une des techniques de contrôle adaptatif les plus attrayantes utilisées pour les applications de commande des moteur et d'estimation d'état.

À l'origine, le MRAS a été proposé pour résoudre des problèmes de commande où les spécifications de performance souhaitées sont données par un modèle de référence qui fournit la réponse idéale pour une commande donnée. L'erreur entre la sortie du modèle de référence et la sortie du système est mise à zéro par un mécanisme de modification approprié qui ajuste les paramètres du régulateur. Sur la base du même mécanisme, l'approche MRAS peut également être appliquée à l'estimation des paramètres et des états.

Les schémas MRAS ont été couramment employés pour les applications de commande sans capteur. En fonction des états de sortie qui forment la fonction d'erreur, divers observateurs MRAS ont été introduits dans la littérature sur la base du flux du rotor, de la force électromotrice et de la puissance réactive [80][81][82].

La méthode MRAS basée sur le flux du rotor, principalement développé par Schauder [81][83], est la stratégie MRAS la plus utilisée et beaucoup d'efforts ont visé à améliorer ses performances. Cependant les performances de cette stratégie sont médiocres surtout dans les régions de faible vitesse ceci est dû à la sensibilité aux variations paramétriques (résistance statorique) et les problèmes d'intégrations pures.

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone proposée par Schauder [84] été basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou le modèle ajustable) (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilotes un algorithme d'adaptation générant la quantité à estimer (vitesse de rotor dans notre cas). Le mécanisme d'adaptation doit être conçu pour assurer la stabilité du système asservi. La figure (III.14) illustre la structure MRAS [85], [86], [87].

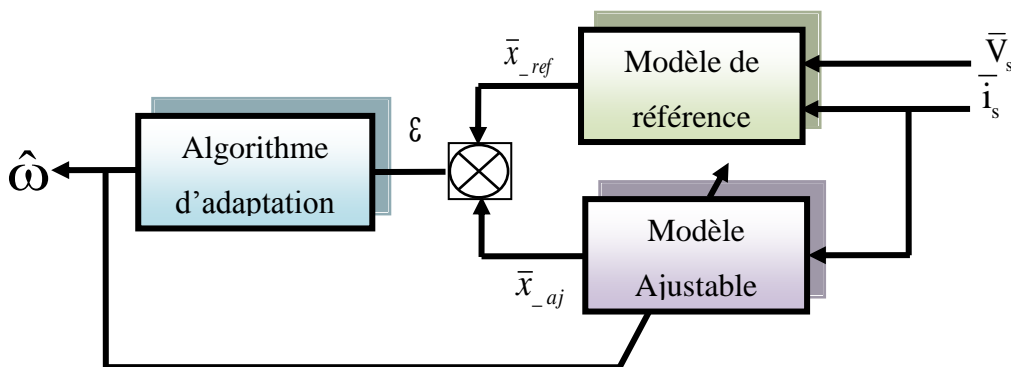


Fig.III.14 Structure MRAS

Suivant le choix de la variable (\bar{x}), on peut distinguer plusieurs structures MRAS basées sur la même idée donnée par la Figure. (III.14) : $\bar{x} = \bar{\varphi}_r$ (flux), \bar{e}_m (F.e.m), \bar{Q}_m (puissance réactive),

III.13 MRAS base sur l'estimation du flux rotorique

L'estimateur de vitesse MRAS est basé sur l'analyse de deux équations indépendantes pour dériver le vecteur de flux du rotor par rapport au temps, exprimé dans le référentiel fixe (α, β). Ils sont généralement désignés par le " modèle de tension " et le " modèle de courant ".

Soit $\hat{\Phi}_r$ la valeur estimée de $\bar{\Phi}_r$ et $\hat{\omega}$ la valeur estimée $\bar{\omega}$.

Dans le référence du stator (α, β)

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (III-12)$$

b- pour le rotor

$$\mathbf{0} = \left(\frac{\mathbf{1}}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (III-13)$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (III-14)$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{i}_s \quad (III-15)$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{\mathbf{1}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (III-16)$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \right] dt \quad (\text{III-17})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-18})$$

Le flux estimé :

$$\hat{\Phi}_r = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s \quad (\text{III-19})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (\text{III-20})$$

Alors L'équation dynamique de l'erreur d'estimation est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{\mathbf{I}}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (\text{III-21})$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{III-22})$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{\mathbf{I}}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-23})$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{III-25})$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{1}}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{\mathbf{1}}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-26})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

Il vient :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III-28})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable $x = 0$ s'il existe une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant les conditions ci-dessus [88] :

1. *Défini positive.*
2. *La dérivée par rapport au temps définit négative.*
3. $V(x) \rightarrow \infty$ Pour $\|x\| \rightarrow \infty$

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III-29})$$

Avec : λ Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{III-30})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-31})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2 \varepsilon^T W$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2 \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-32})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \Delta\omega \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.32) doit être définie négative.

Or le premier terme de (III.32) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le deuxième terme de (III.32) doit être nul :

$$2\varepsilon^T W - 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 ; \quad 2\varepsilon^T W = 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-33})$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III-34})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_{\alpha} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{\beta} \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{III-35})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_{\alpha} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{\beta} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III-36})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [89] [90].

Alors (III.36) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_{\alpha} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{\beta} \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_{\alpha} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{\beta} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III-37})$$

- Avec : K_p et K_i des constantes positive.

La figure (III.15) montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.

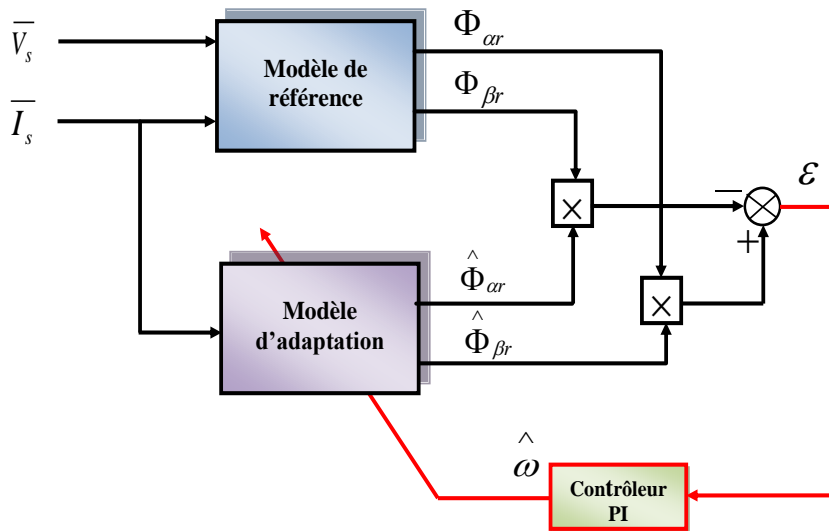


Fig.III.15 Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

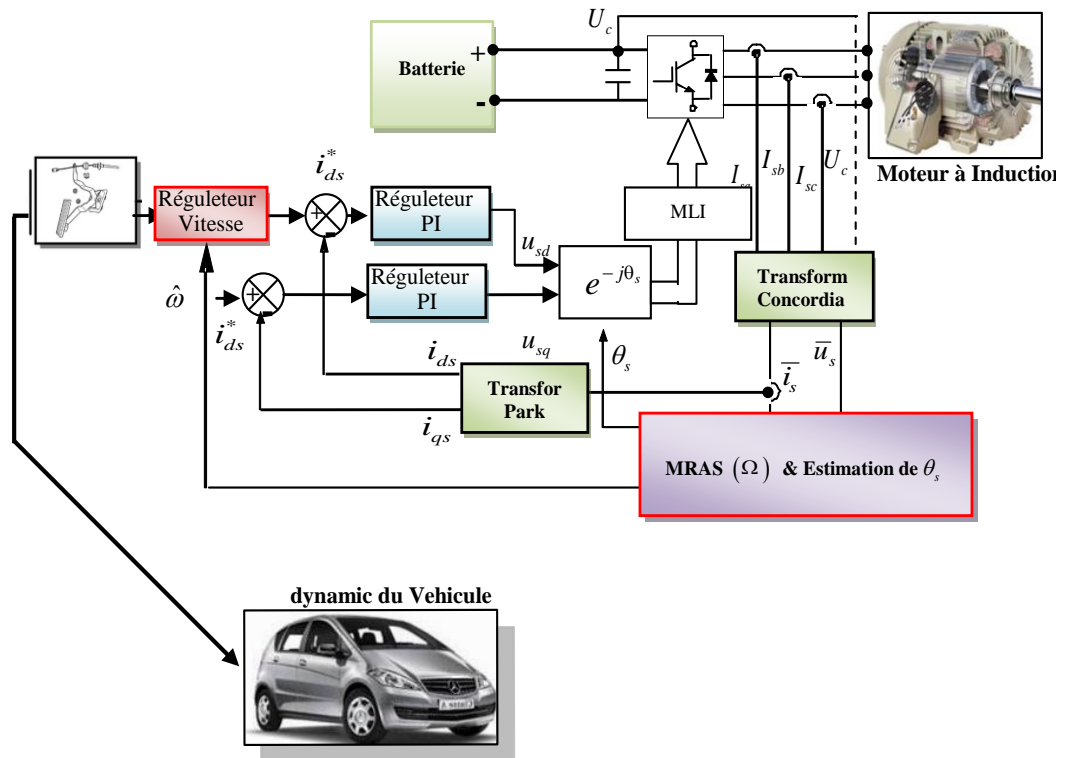


Fig.III.16 Schéma bloc de la commande vectorielle IFOC + MRAS

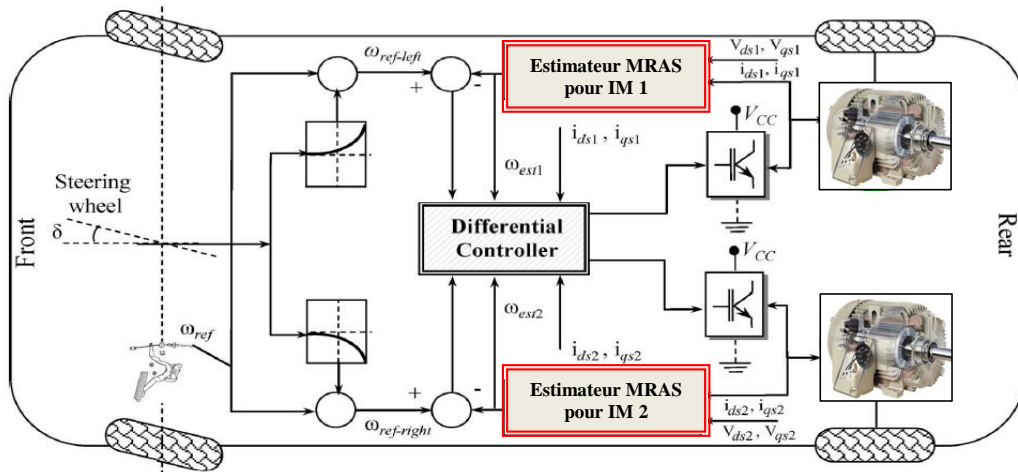


Fig.III.17 EV propulsion and control systems schematic diagram

III.14 COMPARAISON DES RESULTATS

Dans le but d'évaluer notre observateur MRAS vue dans ce mémoire et afin d'apprécier sa précision, une brève analyse sera présentée dans ce qui suit.

Parmi les critères les plus utilisés dans le domaine de la théorie de commande on trouve IAE, IAE, ITAE et ITSE sont largement utilisés pour évaluer la performance de l'estimateur MRAS.

$$\mathbf{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| .dt \quad (\text{III-38})$$

$$\mathbf{ITAE} = \int_0^{\infty} t .|e(t)| .dt \cdot \quad (\text{III-39})$$

$$\mathbf{ISE} = \int_0^{\infty} \{e(t)\}^2 .dt \quad (\text{III-40})$$

$$\mathbf{ITSE} = \int_0^{\infty} t .\{e(t)\}^2 .dt \quad (\text{III-41})$$

- **ISE** (Integral Squared Error).
- **IAE** (Integral Absolute Error).
- **ITSE** (Integral Time Squared Error).
- **ITAE** (The Integral of Time multiplied by Absolute Error)

III.5 Résultats de simulation

Des simulations numériques ont été effectuées sur un véhicule électrique propulsé par deux moteurs à induction de 1.5 kW dont les caractéristiques nominales sont résumées dans l'annexe (Figure (III. 18)). Les caractéristiques mécaniques et aérodynamiques du véhicule électrique sont également données en annexe. Les objectifs des simulations effectuées étaient d'évaluer l'efficacité et la performance dynamique de la stratégie de contrôle proposée.

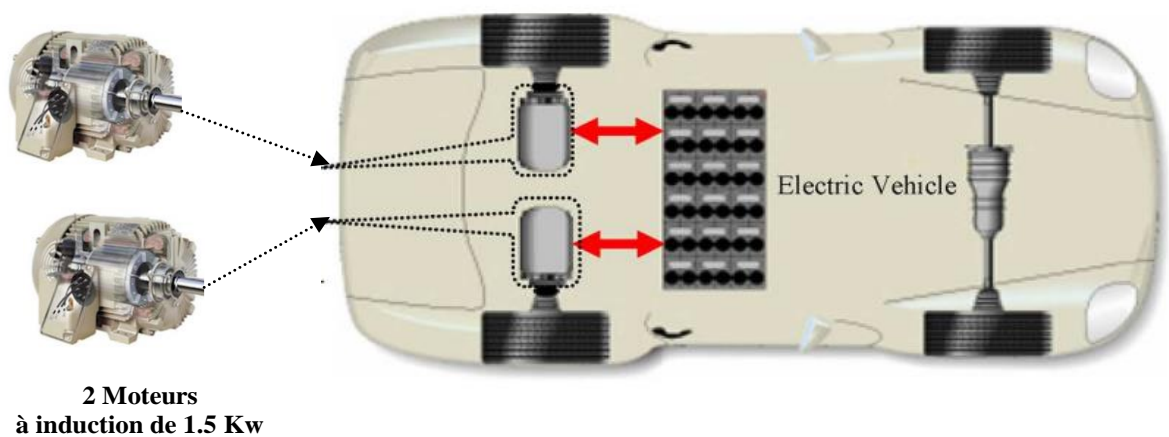


Fig.III.18 Système simulé.

Le cycle d'essai est le cycle urbain ECE-15 (Figure (III. 19)) [91]. Un cycle de conduite est une série de points de données représentant la vitesse du véhicule en fonction du temps.

Il se caractérise par une faible vitesse du véhicule (maximum 50 km/h) et est utile pour tester les performances des véhicules électriques dans les zones urbaines.

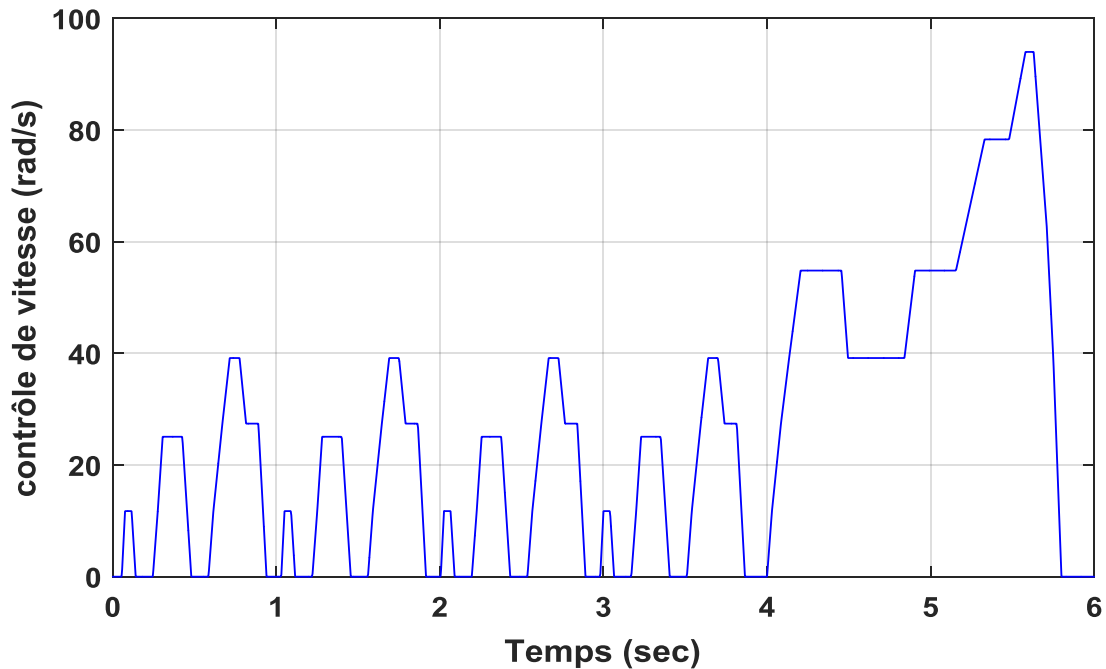


Fig.III.19 Cycle Européen de conduite Urbaine ECE-15

Les performances du différentiel électrique sont tout d'abord illustrées à la figure (III.20), qui montre la vitesse d'entraînement de chaque roue pendant la direction pour $0 < t < 1180$ s. Il est évident que le différentiel électrique fonctionne de manière satisfaisante en fonction de la série complexe d'accélération, de décélération et d'arrêts fréquents imposés par le cycle urbain ECE-15.

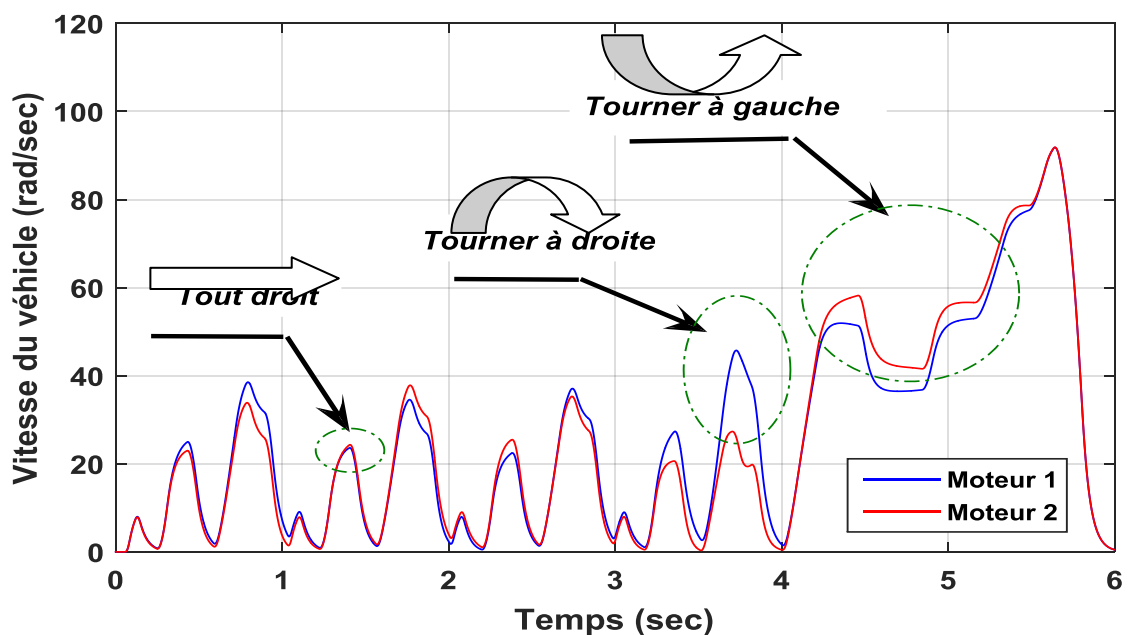


Fig.III.20 Vitesse de rotation des roues du véhicule

Les figures (III.21) , (III.22) et (III.23) illustrent respectivement la dynamique du véhicule électrique, le flux (Φ_{dr}) et le couple développé dans chaque moteur à induction sur les roues motrices gauche et droite, avec des changements dans la position de la pédale d'accélération (figure (III.24)) et un profil de route varié (portions montantes et descendantes). Il convient de noter que les variations de flux et de couple sont aussi importantes que les variations de la pédale d'accélération et du profil de la route.

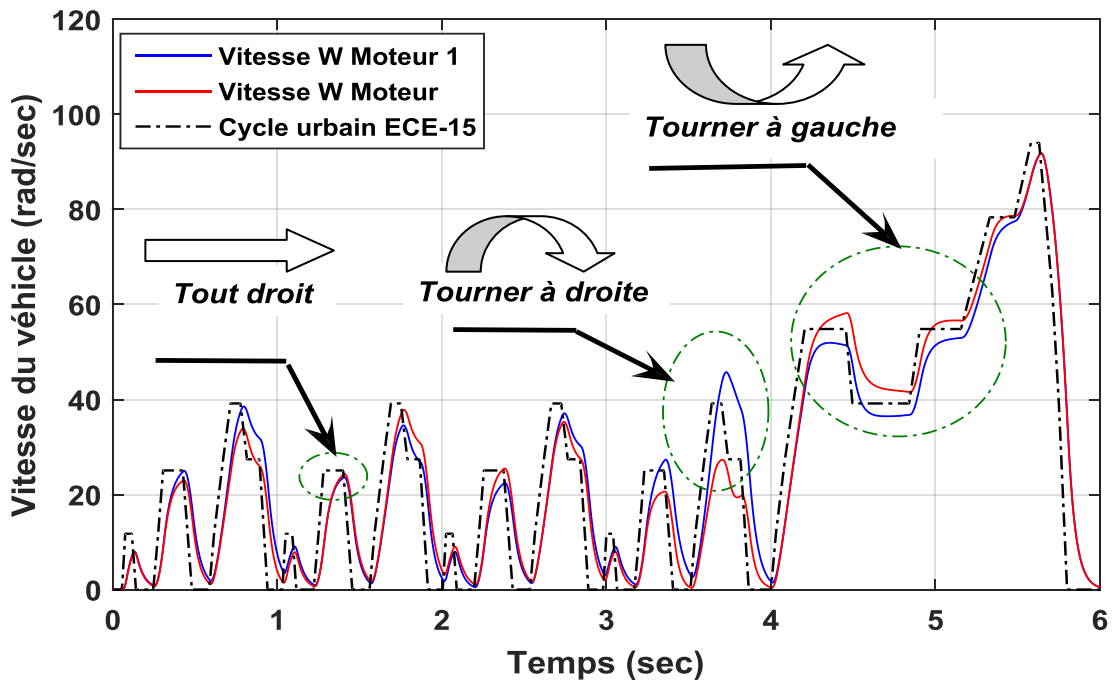


Fig.III.21 Dynamique du véhicule électrique

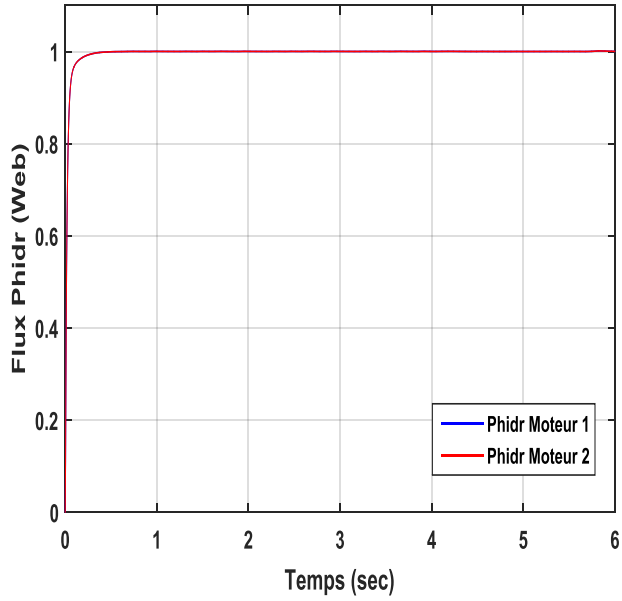


Fig.III.22 Flux Φ_{dr}

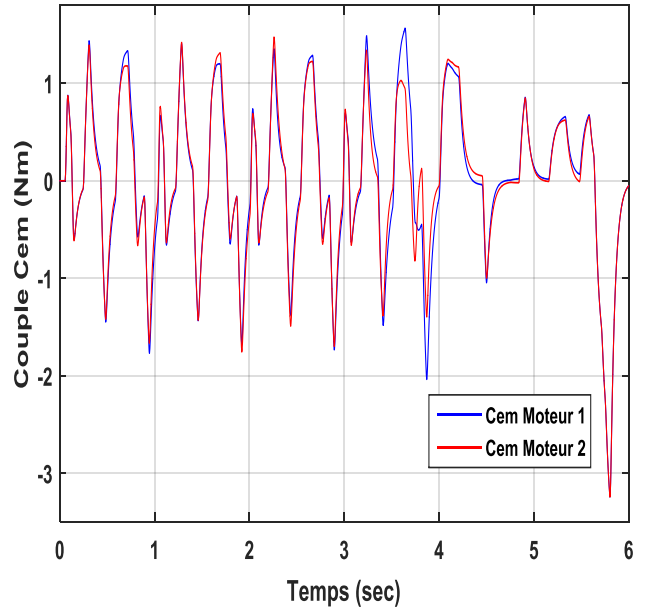


Fig.III.23 Couple C_{em}

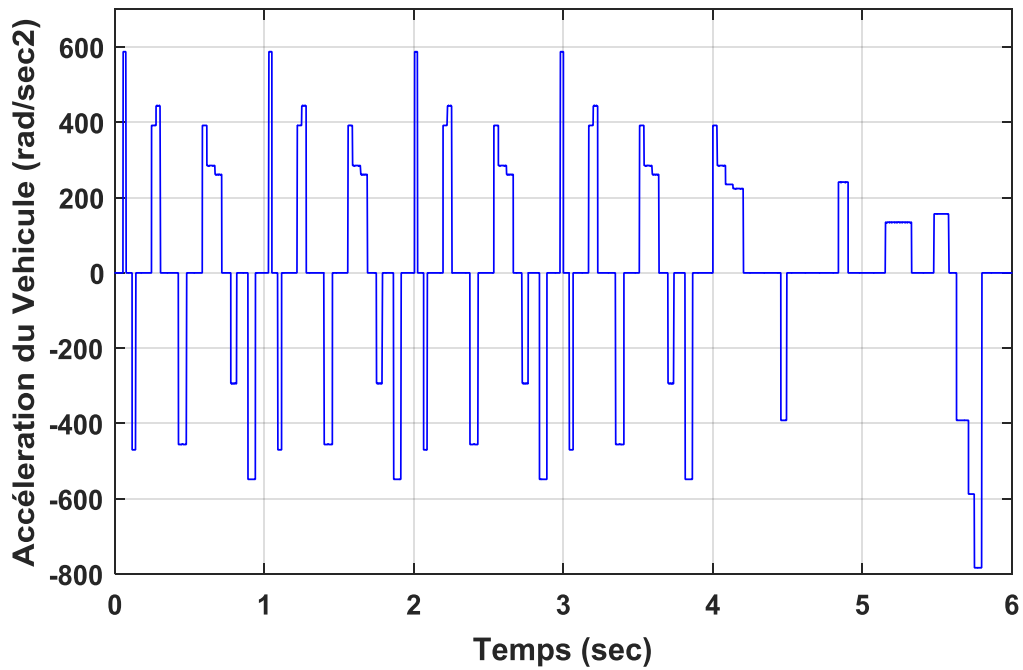


Fig.III.24 La position de la pédale d'accélération

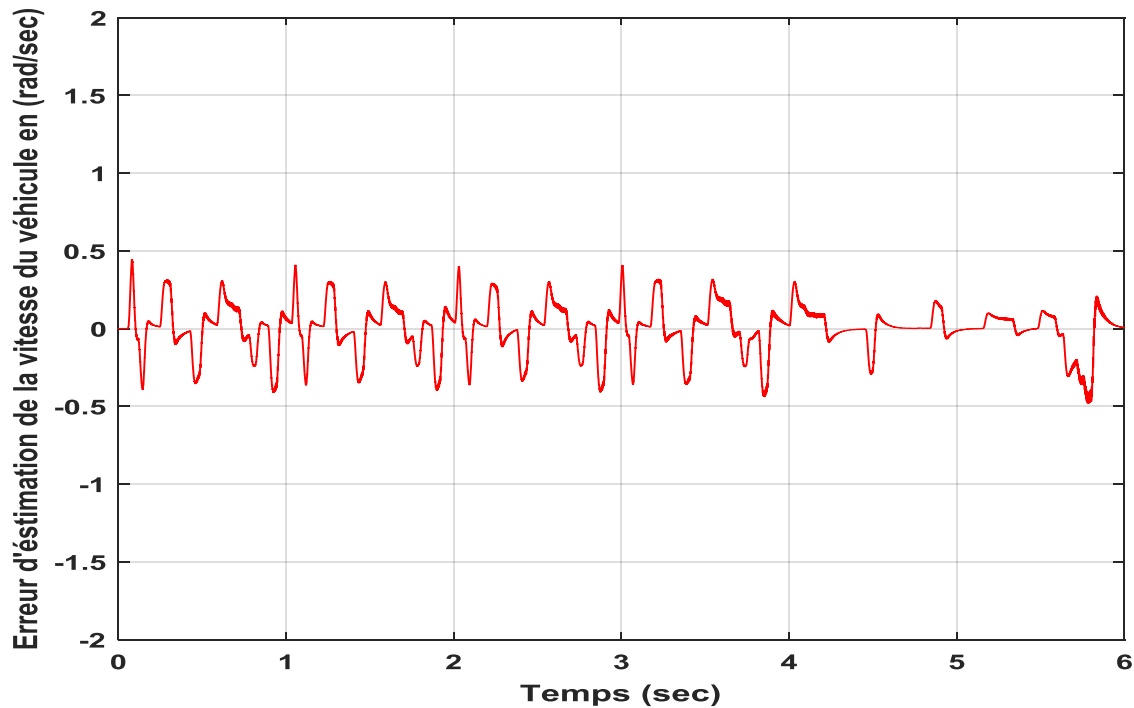


Fig.III.27 Erreur d'estimation de vitesse

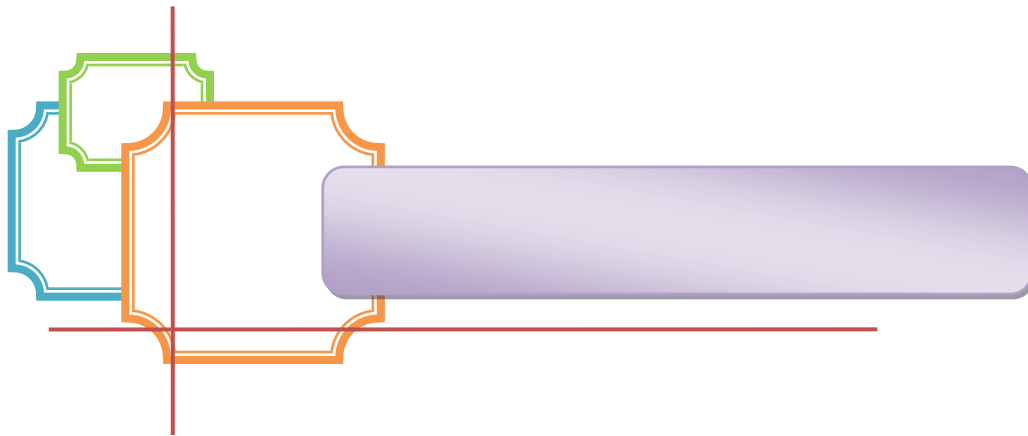
Le tableau (III.5) contient la valeur de l'erreur d'estimation de la vitesse du véhicule obtenu par les différents modes d'évaluations: ISE (Integral Squared Error), IAE (Integral Absolute Error), ITSE (Integral Time Squared Error), and ITAE (The Integral of Time multiplied by Absolute Error).

Tab.III.5. Comparaison des performances des deux contrôleurs pour IM 1

	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Moteur N° 1 (IM 1)	0.4828	0.4484	1.868	0.8915
Moteur N° 2 (IM 2)	0.463	0.4203	1.588	0.7362

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un contrôleur MRAS sans capteur et un observateur pour le contrôle du différentiel électrique d'un véhicule électrique. D'après les résultats obtenues nous constatons que l'estimateur MRAS est l'un des meilleures propositions pour reproduire la prise de décision et le contrôle sans capteur du différentiel électrique d'un véhicule électrique, en particulier lorsqu'il roule à grande vitesse. Cette comparaison montre également que l'approche MRAS est efficace. La performance exceptionnelle de la commande du moteur à induction est révélée et démontrée par les résultats obtenues

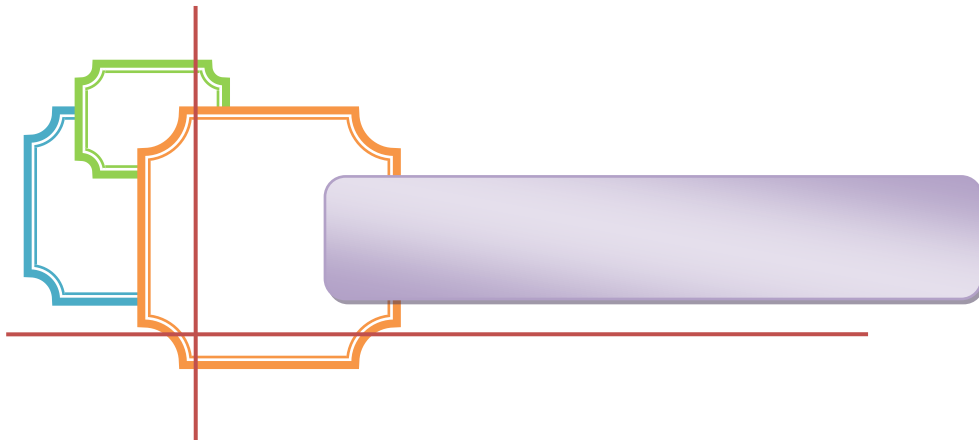


CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

Les performances des véhicules électriques (VE) dépendent de conditions telles que les terrains, les démarrages/arrêts soudains et d'autres scénarios incertains qui créent un déséquilibre entre le couple de charge et le couple électromagnétique. En raison de ce déséquilibre, de fortes vibrations de torsion se produisent, ce qui provoque une situation inconfortable pour les passagers et exerce une contrainte mécanique supplémentaire sur les véhicules électriques. Le système adaptatif de référence de modèle sans capteur convient à l'estimation et au contrôle précis de la vitesse.

Dans notre travail, nous avons proposé un contrôleur MRAS sans capteur et un observateur pour le contrôle du différentiel électrique des véhicules électriques. Les résultats obtenus montrent que notre proposition pour reproduire la prise de décision et le contrôle sans capteur du différentiel électrique des véhicules électriques, en particulier lorsqu'ils roulent à grande vitesse est très efficace.



BIBLIOGRAPHIES



Bibliographies



- [1]. Adel Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », mémoire thèse de doctorat en ingénierie, université de Québec Mai 2007.
- [2]. Sabour.K, Elazazi.S, « Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation » mémoire master, université AKLI Mohaned Oulhadj de Bouira, 2015.
- [3]. [Monde.ccdmd.qc.ca/Classification des machines électriques](http://Monde.ccdmd.qc.ca/Classification-des-machines-électriques)
- [4]. Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC », Hermès Science Publication, France, 2000.
- [5]. Turgotlimoges.scenari-community.orgresearchgate.net/moteurs-asynchrones Sonatrach
- [6]. L. Baghali, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », notes de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2003/2004.
- [7]. Esearchgate.net/figure/Stator-dune-machine-asynchrone
- [8]. I. Husain, « Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamental », CRC Press LLC, 2003.
- [9]. Chekima Djamel, « Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue » mémoire master, Université d'EL-Oued, juin 2014
- [10]. Hellal .M et Ramdane .S, « Analyse des performances de la machine asynchrone sous défauts » mémoire de fin d'étude master, UMMTO, 2017.
- [11]. Hakima Cherif, « détection des défauts statorique et rotorique dans la machine asynchrone en utilisant l'analyse par FFT et ondelettes » mémoire de magister, Université mohamed khider biskra, 2014
- [12]. Bensmail Samia « Optimisation Et Gestion d'Energie D'un Système Hybride A Energies Renouvelables », thèse de doctorat, Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information(LTII), université A.MIRA-Bejaia, 2017/201
- [13]. Achour Abdelmalak ; Aichouche Azedine « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone » mémoire d'ingénieur université de M'sila, 2005.
- [14]. Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.

- [15]. Robert H Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-parti. Transactions of the American Institute of electrical engineers, 48(3) :716–727, 1929
- [16]. Lotfi Baghli. Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. PhD thesis, université Henri Poincaré-Nancy I, 1999.
- [17]. J.P.Hautier J.P. Caron. Electrotechnique modélisation et commande de la machine asynchrone.
- [18]. Abbas Rachid, Bouaboud Hassiba, «Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écuréuil en présence des défauts de cassures de barres et d'anneaux de court-circuit », mémoire master 2, université Akli Mohand Oulhadj – Bouira , 2016
- [19]. D. Hadiouche, «Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure». thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001.
- [20]. Benalia.L «Commande en Tension des moteurs à induction double alimentés». Thèse de doctorat de l'université Batna, Algérie, 2010
- [21]. R. Bausiere G. Segulier, F. Labrique. Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Number volume 4, 2^e édition revue et augmentée. Lavoisier, Paris, 1995.
- [22]. G.Ciccarela, M.Dlla Mora, A.Germani, "A Luenberger-Like observer For Non-linear systems", Int.J.Control, vol.57, n.3, 1993.
- [23]. Yantour.H, Saadi. J,Khoimsi. A, «Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée a la machine asynchrone (DTC)». Conférence Francophone de Modélisation et Simulation, 2006 –Rabat– Maroc.
- [24]. Canudas de Wit, C. Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [25]. B.Tarek "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST", mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [26]. Zendi.M & Zoulim.L « Modélisation d'une machine asynchrone pentaphasée », mémoire de fin d'études à l'université Mouloud Mammari de Tizi-Ouzou, 2015

- [27]. 8^{ème} Conférence Internationale de MOdélisation et SIMulation - MOSIM'10 - 10 au 12 mai 2010 - Hammamet - Tunisie « Evaluation et optimisation des systèmes innovants de production de biens et de services »
- [28]. Larbi.A « Contribution à l'étude de la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone », thèse de doctorat d'état en électronique, école nationale polytechnique
- [29]. G. Grellet and G. Clerc, « Actionneurs électriques-Principes Modèles Commande », Édition Eyrolles, Paris 1997
- [30]. J.P. Caron J.P. Hautier. Electrotechnique Modélisation et commande de la machine asynchrone. Presses Universitaires de Strasbourg, 1995.
- [31]. Diedhioe.T, « Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone », mémoire fin d'étude, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [32]. Hamata.O et Louchen.N « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [33]. S. Khojet El Khil , «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ».thèse de doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [34]. T. Hanene. « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Mémoire de Magister. Université de Batna. Mai. 2006
- [35]. S. Rezgui «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009
- [36]. M. Fateh, «Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique». Thèse de doctorat en cotutelle, université de Paris Est-université de constantine, 2010.
- [37]. 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, université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [38]. Kheldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, 2007.
- [39]. S.Chekroune, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENSET d'Oran, 2009.

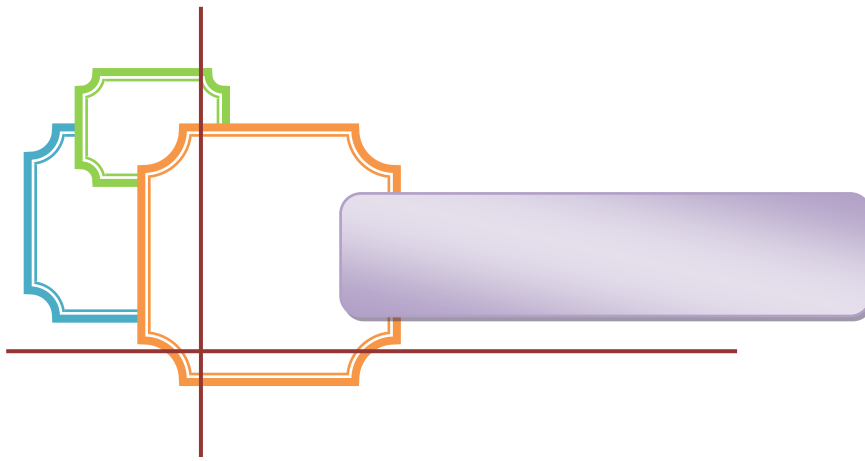
- [40]. Benamor .M, « commande par DTC de la machine à induction sans capteur de vitesse utilisation du filtre du KALMAN pour l'estimation de la vitesse », mémoire de magister, Batna 2012.
- [41]. S. Tchung-Ming, S. Vinot, « Les Energies pour le Transport : Avantages & Inconvénients », Edition Panorama Centre de Recherche IFP, France, décembre 2008.
- [42]. D.Benoudjit, « Contribution à l'optimisation et à la commande D'un système de propulsion Pour véhicule électrique », Thèse Doctorat Es-Science Université de Batna, Janvier 2010.
- [43]. L. Djaghдали « contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction »Thèse de doctorat, Université de Batna, 2016
- [44]. B. Multon, « Motorisation des véhicules électriques », Techniques de l'ingénieur, N° E3996, 2001.
- [45]. Aid.A et ZekriI .F « la commande directe du couple DTC d'un véhicule électrique à deux roues Motrices », MASTER en Automatique Et Informatique industrielle, Université Abou Bakr Belkad de Tlemcen,2020
- [46]. . B .Gsbouli « Analyse et Commande Directe du Couple d'un Véhicule Electrique à deux Roues Motrices », Thèse Doctorat Université de Béchar, 2012.
- [47]. A. Laguidi, « Réalisation, Conception et Commande d'un Véhicule Electrique », Mémoire Magister Université de Béchar, 2011.
- [48]. www.caa.ca/electric-vehicles/types-of-electric-vehicles/#bev.
- [49]. Z. Hassaine « Commande latérale d'un véhicule électrique », Ph.D. dissertation.
- [50]. « Conception d'une borne de recharge intelligente solaire pour les véhicules électrique », Master's thesis, ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES, Tlemcen, 2021
- [51]. M. Kant, « La voiture électrique », Technique de l'ingénieur, D5 560.
- [52]. B. Multon, L. Hirsinger, « Problème De La Motorisation D'un Véhicule électrique », Ecole normale supérieure de Cachan, d1375 Revue 3E.I, N°5, pp.55-64, mars 1996.
- [53]. A. S. O. WEDDOU, « Commande DTC d'un groupe motopropulseur synchrone pour une application de traction électrique », Saida: Mémoire de fin d'étude Centre Universitaire Dr. Moulay Tahar Saida, 2008.
- [54]. G. Noureddine et H. Rachid, « Étude comparative entre influence des différent paramétré physique et la performance du véhicule électrique modélisation et

- simulation », Mostaganem : Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, 2018/2019.
- [55]. A. Chaima et B. Khadidja, « Conception d'une borne de recharge intelligente solaire pour les véhicules électriques », ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES -TLEMCEM- 2021.
- [56]. B. Multon, "Motorisation des véhicules électriques», Techniques de l'ingénieur, N° E3996, 2001.
- [57]. A.Nouh, Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers, Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort-Montbéliard et par l'université de Franche-Comté, Mars 2008.
- [58]. S. Zaouzaou, S. Meziani , Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans un véhicule électrique , Mémoire de Master , Université Abderrahmane Mira de Bejaia , 2017.
- [59]. H. Benariba , Contribution à la commande d'un véhicule électrique , Thèse de doctorat , Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen , Décembre 2018.
- [60]. D. Sury, La voiture électrique : révolution ou fausse bonne idée?, Mémoire de master, Université Libre de Bruxelles, 2011.
- [61]. S. Butterbach, Stockage d'énergie électrique par association de batteries au plomb et de supercondensateurs pour véhicule lourd, Thèse de doctorat, Université de technologie de Compiègne, septembre 2012.
- [62]. S. Khenfour et Y. Smaili, « Contrôle commande d'un véhicule électrique à base d'un moteur synchrone a aimants permanent ». Ph.D. dissertation, Université Akli Mouhand Oulhadj-Bouira, 2018
- [63]. C. Larish, D. Piyabongkarn, V. Tsourapas, and R. Rajamani, "A new predictive lateral load transfer ratio for rollover prevention systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 7, pp. 2928–2936, 2013.
- [64]. S.-I. Sakai, H. Sado, and Y. Hori, "Motion control in an electric vehicle with four independently driven in-wheel motors," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 4, no. 1, pp. 9–16, 1999.
- [65]. Q. Li, Z. Zhang, and W. Zhao, "Dynamic control for four-wheel independent drive electric vehicle," in Proceedings of the International Conference on Computer Science and Electronics Engineering (ICCSEE '12), vol. 3, pp. 252–256, Hangzhou, China, March 2012.

- [66]. C. C. Chan et al., "Electric vehicles charge forward," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 2, no. 6, pp. 24–33, Nov./Dec. 2004.
- [67]. C. C. Chan, "The state of the art of electric and hybrid vehicles," *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, Feb. 2002.
- [68]. M. E. H. Benbouzid et al., "Advanced fault-tolerant control of induction- motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 519–528, Mar. 2007.
- [69]. N. Mutoh et al., "Electric braking control methods for electric vehi- cles with independently driven front and rear wheels," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1168–1176, Apr. 2007.
- [70]. N. Mutoh et al., "Driving characteristics of an electric vehicle system with independently driven front and rear wheels," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 803–813, Jun. 2006.
- [71]. K. M. Rahman et al., "Application of direct-drive wheel motor for fuel cell electric and hybrid electric vehicle propulsion system," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1185–1192, Sep./Oct. 2006.
- [72]. A. Haddoun et al., "Sliding mode control of EV electric differential system," in *Proc. ICEM, Chania, Greece, Sep. 2006*
- [73]. Gair et al., "Electronic differential with sliding mode controller for a direct wheel drive electric vehicle," in *Proc. IEEE ICM, Istanbul, Turkey, Jun. 2004*, pp. 98–103
- [74]. Y. Hori, "Future vehicle driven by electricity and control-research on four-wheel- motored 'UOT electric march II'," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 954–962, Oct. 2004
- [75]. G. Tao et al., "A novel driving and control system for direct-wheel- driven electric vehicle," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 1, pp. 497–500, Jan. 2005.
- [76]. R. X. Chen et al., "System design consideration for digital wheelchair controller," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 898–907, Aug. 2000.
- [77]. L. Ju-Sang et al., "A neural network model of electric differential system for electric vehicle," in *Proc. IEEE IECON, Oct. 2000*, vol. 1, pp. 83–88.
- [78]. Sadeghi, S. et Mirsalim, M. (2010)." Dynamic Modeling and Simulation of a Switched Reluctance Motor in a Series Hybrid Electric Vehicle", *International peer-reviewed*

- scientific journal of Applied sciences, Vol.7, No.1, (2010), pp. 51-71, ISBN 1785-8860.
- [79]. R. E. Colyer et al., "Comparison of steering geometries for multi-wheeled vehicles by modelling and simulation," in Proc. IEEE CDC, Dec. 1998, vol. 3, pp. 3131–3133.
- [80]. K. J. Astrom and B. Wittenmark, Adaptive control. Second ed., Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1995.
- [81]. C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October 1992..
- [82]. F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October 1994..
- [83]. R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," IEE Proceedings Electric P Applications, vol. 143, no. 2, pp. 113-122, March 1996.
- [84]. Shauder, C., «Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. " in Proc.IEEE IAS Ann.Mtg., 1989, pp. 493-499.
- [85]. Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu "The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless induction Motor Drive" Intelligent Control & Automation WCICA 2004 vol. 5 pp.4550-4553.
- [86]. Zhefeng Li Zhigang Liu Liiun Diao Wenli Lin Gang Zhang "A Sensorless Vector Control of Induction Machines Based on Hybrid Model" Industrial Electronics & Application ICIEA, 2007, pp.1188-1192.
- [87]. Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andre Tilli, Alberto Tonielli "Speed Sensorless Control of Indution Motor based on Indiret Field-Orientation" Indusry Application Conference, 2000 vol.3 pp. 1858-1865.
- [88]. G.Garcia soto, " Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandée vectoriellement. " Thèse de doctorat université. paris XI, France, 05 Oct 1998.
- [89]. J.Holtz, "sensorless position control of induction motors –an emerging technology. " in Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1998, Aachen,Germany, pp. 11-112.

- [90]. C.Ilas, A.Bettini,L.Ferraris,G.Griva,F.Profumo, "Comparision of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives. " in Proc.IECON'94, pp.1579-1588.
- [91]. M. André et al, in Proc. Driving Cycles Emissions Meas. Under Eur.Conditions, 1995, pp. 193–205. SAE Paper No. 950926.



ANNEXES

Annexe

Paramètres des deux moteurs à induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; $\cos\varphi$: 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- Couple électromagnétique : $C_e = 10$ Nm