



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

BEDDIAF Malek

LAKMINE ghofrane

THEME

Commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique

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

Dr. Laggoun Louanasse

à l'Université de Khenchela

Président

Dr. Khemis Abderrahmane

MCB à l'Université de Khenchela

Encadreur

Dr. Labdani Rafik

à l'Université de Khenchela

Examinateur

Promotion 2022/2023

Remerciements

Nous remercions tout d'abord ALLAH le tout puissant de nous avoir accordé la puissance et la volonté pour achever ce travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur : Monsieur KHEMIS ABDERRAHMANE

Ou on a eu l'honneur d'être parmi vos élèves et de bénéficier de votre riche enseignement. Vos qualités pédagogiques et humaines sont pour nous un modèle. Votre gentillesse, et votre disponibilité permanente ont toujours suscitée notre admiration.

Votre compétence, votre encadrement ont toujours suscité notre profond respect.

On vous remercie pour votre accueil et vos conseils.

Tous nos respect et nos remerciements vont vers les membres du jury qui vont pleinement consacrer leur temps et leur attention afin d'évaluer nos travail, qui espérons le sera à la hauteur de leur attente.

Enfin, nos remerciements les plus sincères sont adressés à toute personne qui a participé de près ou de loin à la réalisation de ce modeste mémoire.

DEDICACES

*Dédicace Avant tous, Je remercie Dieu de tout puissant de
M'avoir donné le courage et la patience pour réaliser Ce
travail malgré toutes les difficultés Rencontrées.*

*À mon encadreur KHEMIS ABDERRAHMANE Merci beaucoup
à vous.*

*Je dédie ce modeste travail à Mon père et ma mère et à
mon grand-père et ma grand-mère qui ont contribués à ma
réussite par leur soutien moral et financier.*

*À tous mes amis qui étaient présents toujours auprès de
moi.*

MALAK 

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents, qui m'ont encouragé à aller de l'avant et qui m'ont donné tout leur amour pour prendre mes études. Auxquels je dois ce que je suis. Que dieu les protège. Mes chères frères Adem et Bilal et chères sœurs Kenza, Dounia et ouissal pour leur dévouement, leur compréhension et leur grande tendresse, qui en plus de m'avoir encouragé tout le long de mes études, m'ont consacré beaucoup de temps et disponibilité, et qui par leur soutien, leurs conseils et leur amour, m'ont permis d'arriver jusqu'à ici car ils ont toujours cru en moi, Merci d'avoir toujours soutenu et merci pour tous les bons moments passé ensemble, et ce n'est pas fini.

A mon encadreur Mr KHEMIS ABDEERRAHMANE merci à vous.

A mes chouchettes Taline, Bara'a, tadjwid, Tawba et masarra.

A ma plus belle amie et binôme Malak,

A tout mes amies surtout Abir, Farah, Zahra, Djihane, Boutheina, Lamis, Rania et Nada qui m'ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire, en leur espérant bonne continuation dans leurs travaux,


Un dédicace tout particulier à ma super promotion 2022/2023 un par un. Ces 5 ans ont été riches en belles émotions sur beaucoup de plan, j'en garde des souvenirs impérissables. Merci pour l'ambiance qui a contribué à des moments d'échanges culturels et personnels très forts. Des fois, les mots ne suffisent pas pour exprimer tout le bien qu'on ressent !

Juste MERCI à vous

Ghofrane



Table de matières



Promotion 2023

Table de Matière

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

| | |
|-----------------------------|---|
| Introduction Générale | 1 |
|-----------------------------|---|

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

| | |
|---|----------|
| INTRODUCTION | 3 |
| I.1 GENERALITE SUR LES MACHINES ASYNCHRONE | 3 |
| I.1.1 Définition | 3 |
| I.1.2 Construction de la machine asynchrone | 4 |
| ❖ Le stator : | 5 |
| ❖ Le rotor | 5 |
| I.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE | 5 |
| I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE..... | 6 |
| I.3.1 Hypothèses simplificatrices : | 7 |
| I.3.2 Mise en équation de la machine asynchrone : | 8 |
| I.4 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d, q) : | 10 |
| I.4.1 Transformation de PARK : | 11 |
| I.4.2 Choix du référentiel : | 12 |
| I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... | 13 |
| I.6 SIMULATION DU MODELE | 14 |
| I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MAS : | 18 |
| I.7.1 Modélisation du redresseur | 19 |
| I.7.2 Modélisation du filtre | 19 |
| I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé..... | 20 |
| I.7.4 Modulation par largeur d'impulsions | 23 |
| I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur..... | 24 |
| I.8 CONCLUSION..... | 27 |

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

| | |
|---|-----------|
| INTRODUCTION | 28 |
| II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE | 29 |
| II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) | 29 |
| II.3 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE | 31 |
| II.3.1 Principe du découplage par compensation..... | 33 |
| II.3.2 Calcul des régulateurs..... | 35 |
| II.4 RESULTATS DE SIMULATION | 38 |
| II.4.1 Interprétation des résultats | 40 |
| II.5 CONCLUSION | 40 |

CHAPITRE III : Commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique

| | |
|--|-----------------------------|
| INTRODUCTION | ERREUR ! SIGNET NON DEFINI. |
| III.1 DEFINITION D'UN VEHICULE ELECTRIQUE | 41 |
| III.1.1 Le Bloc Moteur Electrique..... | 42 |
| III.1.2 Le Bloc de Commande et de Contrôle | 42 |
| III.1.3 Le Bloc de Puissance | 42 |
| III.2 TECHNOLOGIES EMERGENTES..... | 43 |
| III.2.1 Véhicules Electriques à Batterie..... | 43 |
| III.2.2 Véhicules hybrides : | 43 |
| III.3 GENERALITES SUR LES VEHICULES HYBRIDES | 43 |
| III.4 DIFFERENTES CONFIGURATIONS DES VEHICULES HYBRIDES..... | 44 |
| III.4.1 Hybride série | 44 |
| III.4.2 Hybride parallèle..... | 45 |
| III.5 CHAINE DE TRACTION D'UN VEHICULE ELECTRIQUE | 47 |
| III.5.1 Stockage d'énergie | 47 |
| III.5.2 Les batteries..... | 47 |
| III.5.3 Les convertisseurs : | 48 |
| III.5.4 Moteur électrique : | 48 |
| III.6 MODELISATION DU VEHICULE..... | 48 |
| III.6.1 Dynamique du véhicule :..... | 49 |
| III.7 DIFFERENTIEL ELECTRIQUE ET SA MISE EN ŒUVRE..... | 51 |
| III.8 RESULTATS DE SIMULATION | 54 |
| III.9 CONCLUSION | 58 |
| CONCLUSION GENERALE | 59 |
| BIBLIOGRAPHIES | 60 |
| ANNEXES | 64 |



Notations et symboles



Promotion 2023

NOTATIONS 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 | 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 |



Liste des figures

Liste des figures

| | | |
|-----------|---|----|
| FIG.I.1: | LA MACHINE ASYNCHRONE..... | 4 |
| FIG.I.2: | CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE | 4 |
| FIG.I.3: | PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE | 6 |
| FIG.I.4: | MACHINE ASYNCHRONE MODELISE – DEFINITION DES REPERES ROTOR ET STATOR. | 8 |
| FIG.I.5: | REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE..... | 8 |
| FIG.I.6: | POSITION DU SYSTEME D'AXE..... | 11 |
| FIG.I.7: | REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ET BIPHASEE EQUIVALENT..... | 12 |
| FIG.I.8: | ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE ... | 15 |
| FIG.I.9: | REPONSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$ | 16 |
| FIG.I.10: | REPONSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 1.2 s$ | 17 |
| FIG.I.11: | SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE..... | 18 |
| FIG.I.12: | CIRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES | 19 |
| FIG.I.13: | FILTRE L-C..... | 20 |
| FIG.I.14: | SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS21 | |
| FIG.I.15: | ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE..... | 23 |
| FIG.I.16: | TENSION TRIPHASEE GENeree PAR L'ONDULEUR MLI..... | 24 |
| FIG.I.17: | REPONSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$... | 25 |
| FIG.I.18: | REPONSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 N.m$ A $t = 1.2 s$ | 26 |

| | | |
|------------|--|----|
| FIG.II.1: | PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE | 30 |
| FIG.II.2: | RECONSTITUTION DES TENSIONS V_{ds}^* ET V_{qs}^* | 34 |
| FIG.II.3: | REPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE | 35 |
| FIG.II.4: | DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE..... | 35 |
| FIG.II.5: | SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT | 36 |
| FIG.II.6: | SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE VITESSE..... | 37 |
| FIG.II.7: | SCHEMA DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR ORIENTATION DE FLUX | 38 |
| FIG.II.8: | PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE..... | 39 |
| FIG.II.9: | RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IFOC) | 39 |
| FIG.III.4 | LES DIFFERENTES FORCES AGISSANT SUR UN VEHICULE..... | 50 |
| FIG.III.5 | SCHEMA DE PRINCIPE DES SYSTEMES DE PROPULSION ET DE CONTROLE DES VEHICULES ELECTRIQUES..... | 51 |
| FIG.III.6 | MODELE DE TRAJECTOIRE DE LA CONDUITE..... | 52 |
| FIG.III.7 | SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME DIFFERENTIEL ELECTRIQUE..... | 53 |
| FIG.III.8 | SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE IFOC..... | 54 |
| FIG.III.9 | SYSTEME SIMULE..... | 55 |
| FIG.III.10 | CYCLE EUROPEEN DE CONDUITE URBAINE ECE-15..... | 56 |
| FIG.III.11 | VITESSE DE ROTATION DES ROUES DU VEHICULE..... | 56 |
| FIG.III.12 | DYNAMIQUE DU VEHICULE ELECTRIQUE..... | 56 |
| FIG.III.13 | FLUX Φ_{dr} | 57 |
| FIG.III.14 | COUPLE C_{EM} | 57 |
| FIG.III.15 | LA POSITION DE LA PEDALE D'ACCELERATION..... | 57 |



Introduction générale



Promotion 2023

Introduction générale

Récemment, les véhicules électriques (VE), y compris les véhicules à pile à combustible et hybrides, ont été 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. Les lacunes, qui ont fait perdre au véhicule électrique son avantage concurrentiel précoce, n'ont pas encore été totalement surmontées. En effet, les VE ont une faible densité d'énergie et un long temps de charge pour les batteries actuelles. Par conséquent, une gestion optimale de l'énergie est très importante dans les véhicules électriques ; en outre, la conception optimale du moteur électrique, la sélection d'un entraînement approprié et une stratégie de contrôle optimale sont les autres facteurs majeurs des véhicules électriques. La sélection des moteurs de traction pour les systèmes de propulsion des VE est une étape très importante qui nécessite une attention particulière. En fait, l'industrie automobile est toujours à la recherche du système de propulsion électrique le plus approprié. Dans ce cas, les principales caractéristiques sont l'efficacité, la fiabilité et le coût. Le processus de sélection des systèmes de propulsion électrique appropriés est cependant difficile et doit être effectué au niveau du système. En effet, le choix des systèmes de propulsion électrique pour les VE dépend principalement de trois facteurs : l'attente du conducteur, la contrainte du véhicule et la source d'énergie. Pour la propulsion des VE, le moteur à induction à cage semble être le candidat qui répond le mieux à leurs principales exigences. Ceci est principalement dû à son faible coût, sa robustesse, sa grande fiabilité et son absence de maintenance.

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

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous présenterons une modélisation de la machine à induction à cage d'écureuil 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.

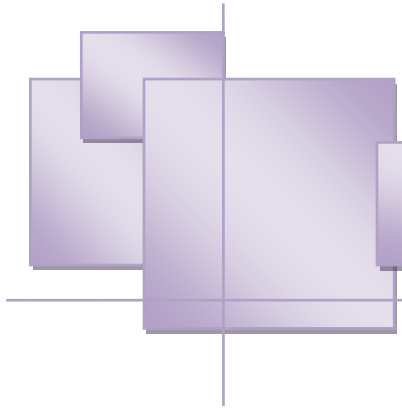
Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IFOC).

Chapitre 3 : Structures de Commande d'un Système de Propulsion Bimoteur

Asynchrone

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude des systèmes de propulsion électrique, de l'histoire aux différentes technologies émergentes, ainsi qu'une synthèse complète sur le développement, des véhicules utilisant un mode de propulsion électrique, des structures de commande pour la propulsion du véhicule électrique, en mettant en relief le principe du différentiel électrique commandé par le contrôle de la différence de vitesse des deux moteurs asynchrones qui remplace le différentiel mécanique conventionnel.

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



Chapitre I



Promotion 2023

Introduction

La modélisation de la machine électrique est une étape primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels, permettant de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. [1]

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants. La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécanique d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire. Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de PARK, ce qui nous permet d'élaborer un modèle de la machine alimentée en tension [2]

I.1 Généralité sur les Machines Asynchrone

I.1.1 Définition

La machine asynchrone connue également sous le terme `anglo-saxon` de la machine à induction, est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. [3]

Le moteur asynchrone est le moteur à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. le moteur qui nous intéresse dans ce mémoire est plus précisément le moteur à induction. il existe en effet théoriquement d'autres types de moteur asynchrones. la moteur à induction est la moteur asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques

se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique [4].

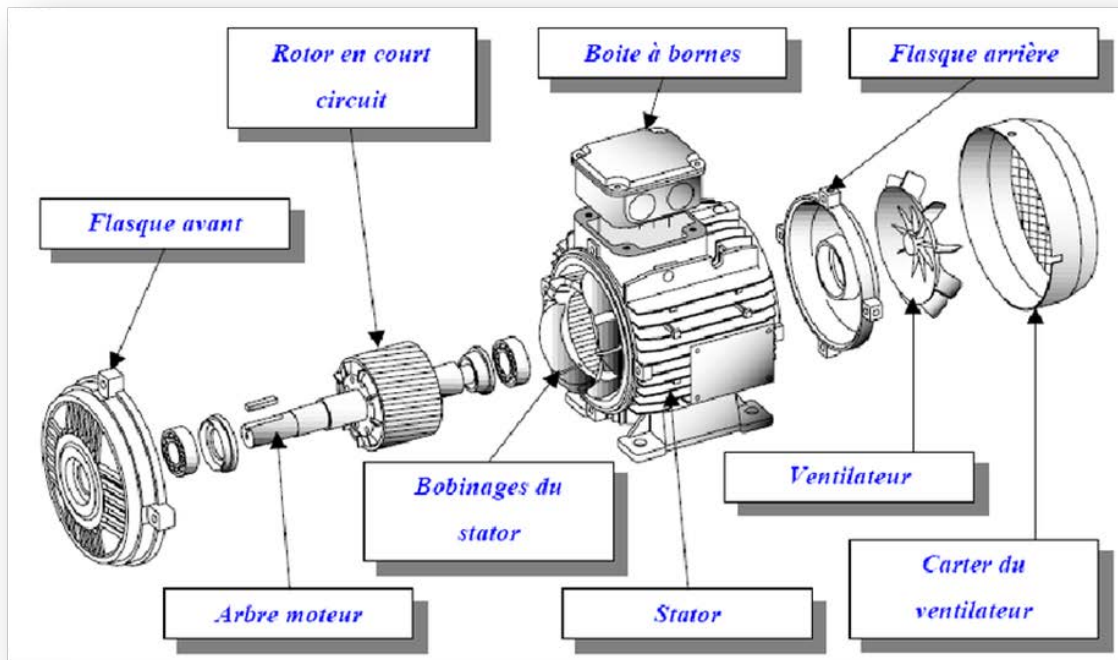


Fig.I.1: La machine asynchrone

I.1.2 Construction de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part (figure (I.1)) [5]



Fig.I.2: Construction de la machine asynchrone

❖ Le stator :

Le stator (l'inducteur) est un enroulement alimenté en tension alternative triphasée, et c'est la partie fixe du moteur. Les bobinages de sections appropriés sont répartis dans ces derniers en forment un ensemble d'enroulements qui comporte autant de circuits qu'il ya des phases sur le réseau d'alimentation. Lorsqu'ils sont alimentés par un réseau triphasé, ces enroulements créent un champ tournant multipolaire. Le stator constituer un champ tournant dans l'entrefer de la machine [6].

❖ Le rotor

Le rotor, également appelé l'induit n'est pas alimentée, Elle est placée à l'intérieur du stator. Elle est en court-circuit et peut être de deux types :

- Bobiné, muni d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des ballais en charbon.
- A cage d'écureuil, formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux [6].

Les bobinages du stator et du rotor doivent avoir le même nombre de pôles mais leurs nombres de phases peuvent être différents.

I.2 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant à l'entrefer.

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \omega_s / p$. Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique Ω inférieure à la vitesse de synchronisme ($\Omega < \Omega_s$). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative $\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega$.

Puisque :

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad \text{I.1.}$$

Alors, $\omega + \omega_{gl} = \omega_s$, et donc :

$$\omega_{gl} = g \omega_s$$

I.2.

avec

$$\Omega_s = \omega_s / p, \quad \omega_{gl} = p \Omega_{gl} \quad \text{et} \quad \omega = p \Omega$$

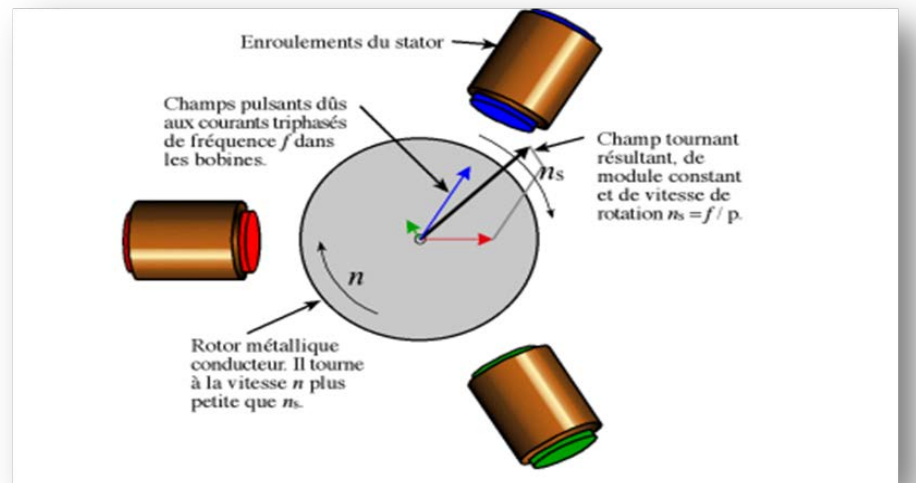


Fig.I.3: Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

L'étude de cette machine dans le but de la commande, nous oblige à la mettre sous forme d'un modèle mathématique regroupant tous les paramètres (résistance, inductance, mutuelle...) permettant ainsi de mettre en évidence certains phénomènes apparaissant lors de son fonctionnement. En outre, ce modèle nous apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques qui interviennent au cours des applications.

Nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques qui sont présentées par leur degré de complexité croissant [7] [8] [9].

Nous avons :

- La modélisation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande à cause de la simplicité de la formulation algébrique [10].

- La modélisation par réseau de perméance qui consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commande en plus de la contribution à l'estimation des paramètres de la machine ;
- La modélisation par éléments finis, c'est la plus précise elle est surtout utilisée pour la conception des machines (dimensionnement)

I.3.1 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est important et nécessaire d'avoir un modèle qui représente fidèlement son comportement au niveau des modes électriques, électromécanique et mécanique. Dans la littérature de la commande, le modèle de PARK est généralement choisi [11][12].

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-trice 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.

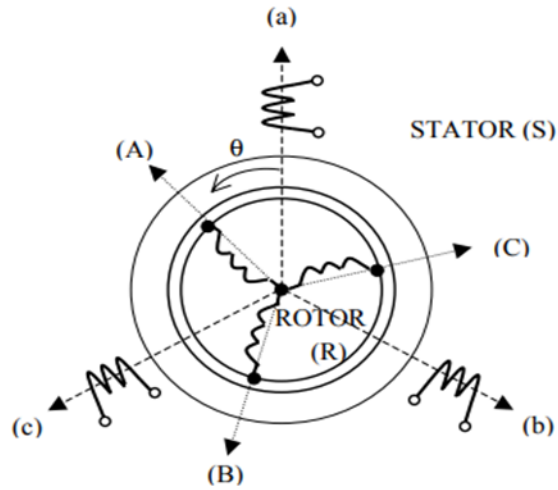


Fig.I.4: Machine asynchrone modélisé – définition des repères rotor et stator.

I.3.2 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.

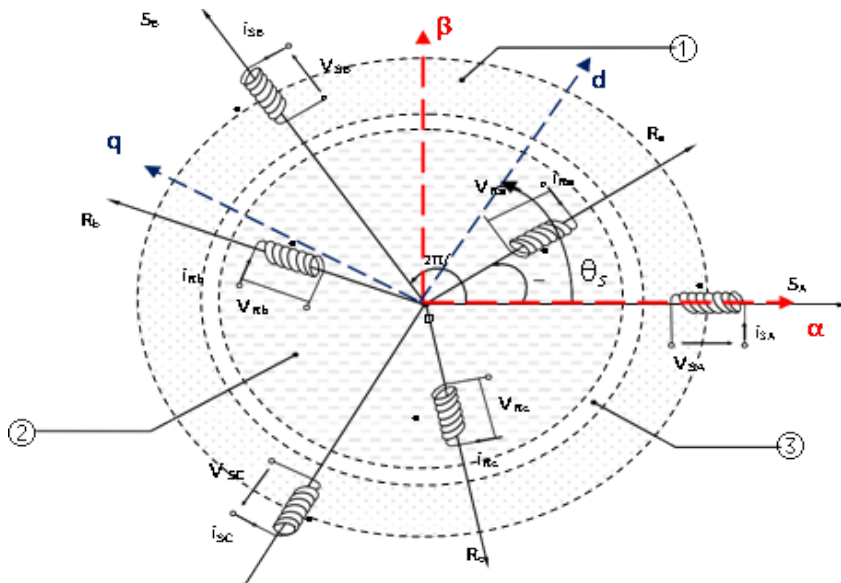


Fig.I.5: Représentation schématique de la machine asynchrone

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

❖ **Équations électriques**

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt}\Phi \tag{I.3}$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{I.4}$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \tag{I.5}$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t \\ [I_s] &= [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^t \\ [\Phi_s] &= [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^t \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \quad 0 \quad 0]^t$$

❖ **Équations magnétiques**

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \tag{I.6}$$

avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, \quad [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad \text{I.7.}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad \text{I.8.}$$

❖ Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad \text{I.9.}$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [14].

I.4 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d, q) :

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.8) et (I.9) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système triphasé et qui reste valable pour la machine réelle [15]

I.4.1 Transformation de PARK :

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.

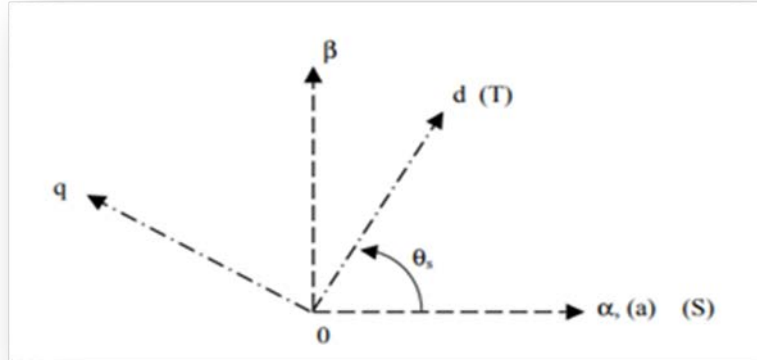


Fig.I.6: Position du système d'axe

soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{I.10.}$$

avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I.11.}$$

La transformation inverse est donnée par :

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I.12.}$$

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.7) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

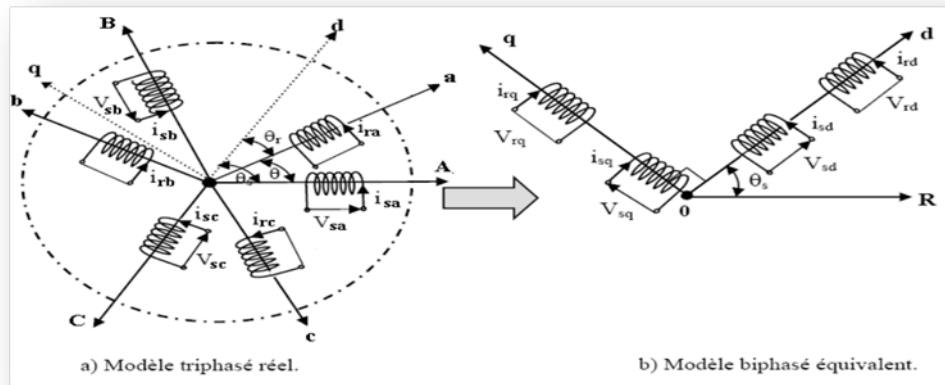


Fig.I.7: Représentation du modèle de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalent

I.4.2 Choix du référentiel :

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \tag{I.13.}$$

I.5 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [16] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{I.14.}$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad \text{I.15.}$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad \text{I.16.}$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad \text{I.17.}$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad \text{I.18.}$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad \text{I.19.}$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$. Les états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r) , (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r) .

Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad \text{I.20.}$$

avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad \text{I.21.}$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.6 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.20) et (I.21), 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.8) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasées.

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 aux figures (I.9) et (I.10), 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}).

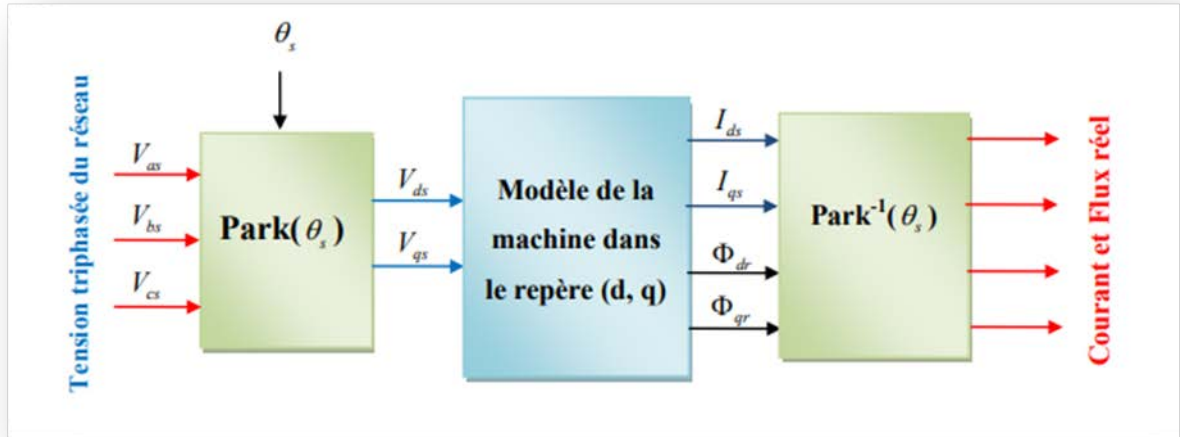


Fig.I.8: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

▪ **A vide ($C_r = 0$), figure (I.9)**

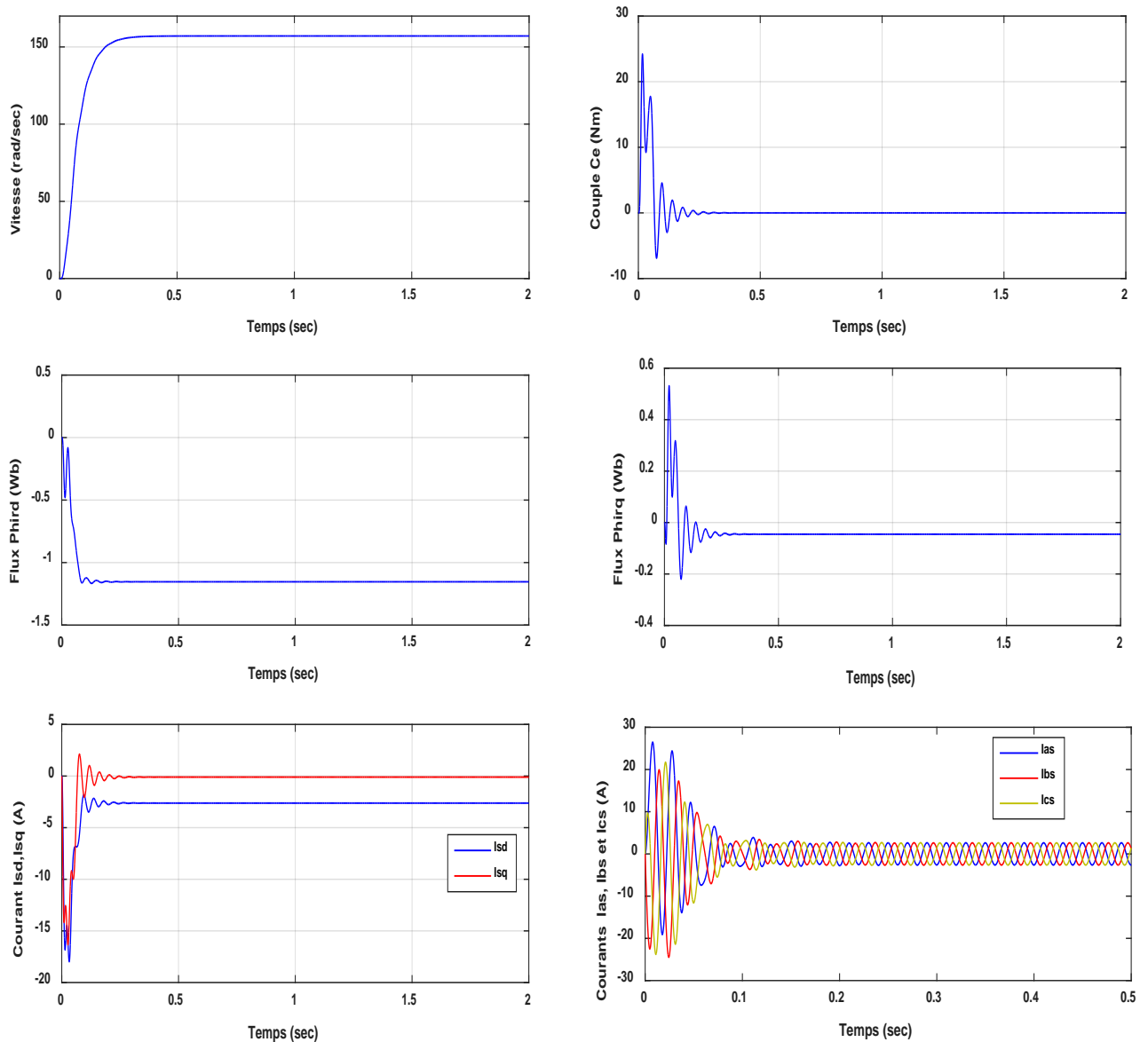


Fig.I.9: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25 s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25$ s. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l'allure du couple électromagnétique, où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s'établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants

correspondants dans l'axe (d,q) seront bien sûr oscillatoire au démarrage puis s'établissent à des valeurs constantes.

▪ **En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.10)**

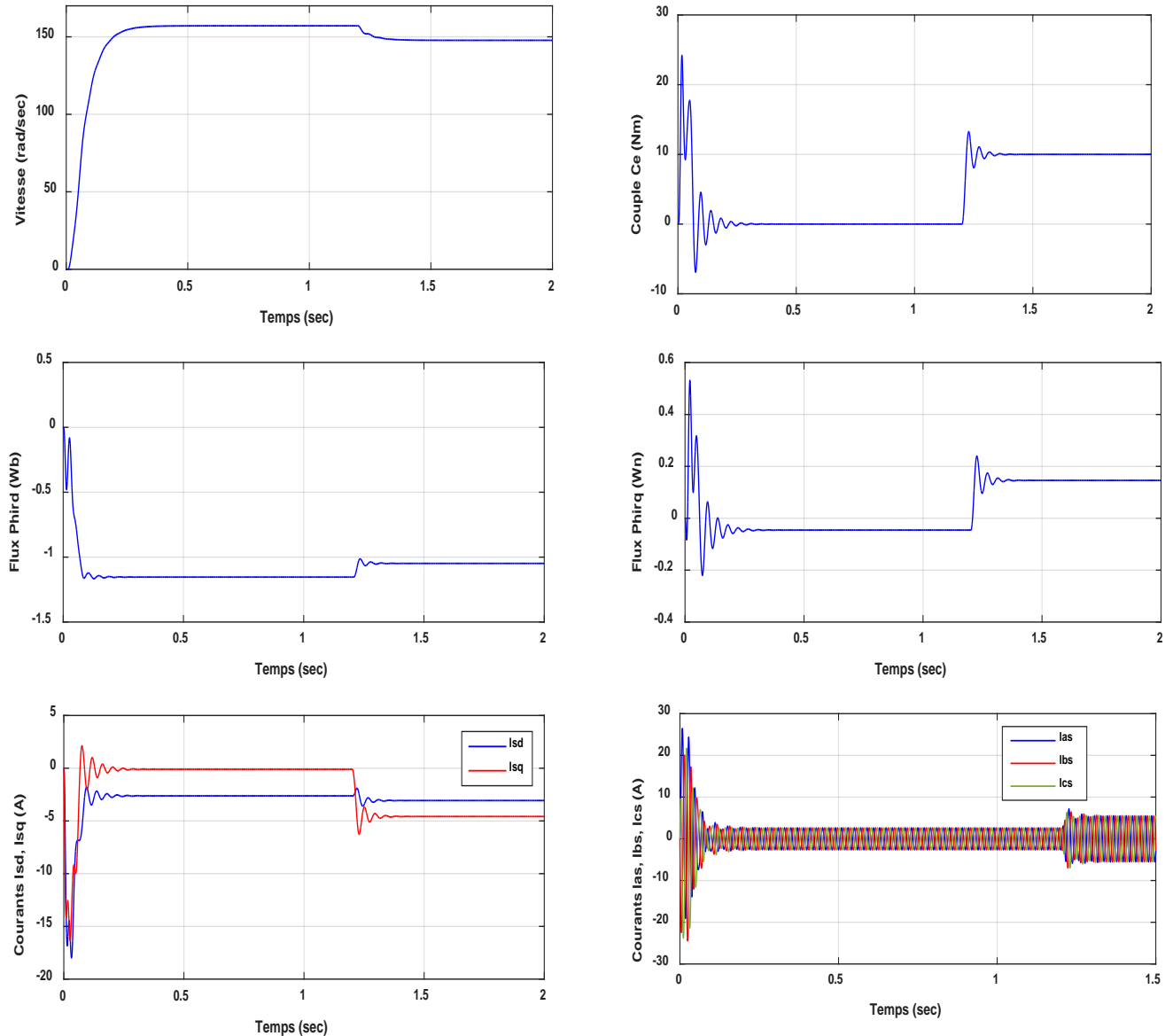


Fig.I.10: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1.2 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 1.2 \text{ sec}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une diminution du flux rotorique pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe

entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone.

I.7 Modélisation de l'alimentation de la MAS :

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur [17].

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, ou l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle triangulo-sinusoidale (MLI) [18].

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure.(I.10), est constituée [19,20] :

- D'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

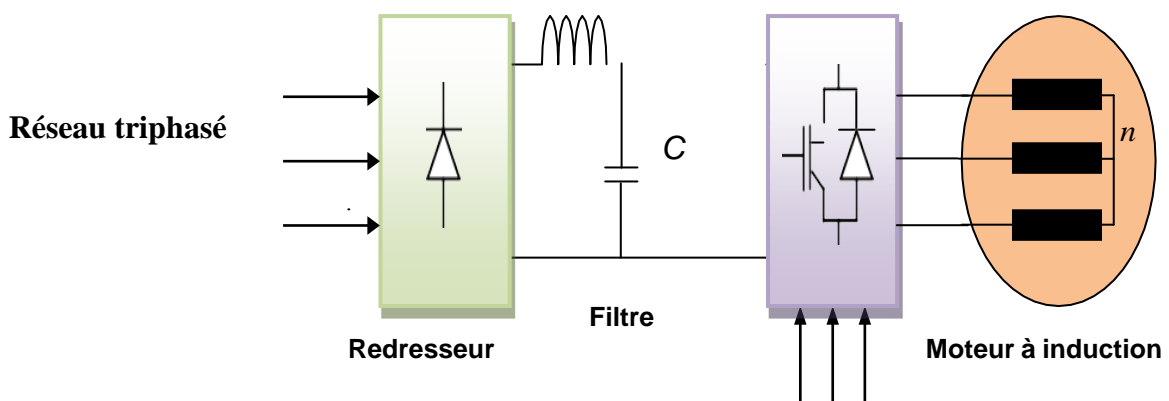


Fig.I.11: Schéma d'ensemble convertisseur machine

Les caractéristiques exigées du convertisseur dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble.

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

I.7.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.12), 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.

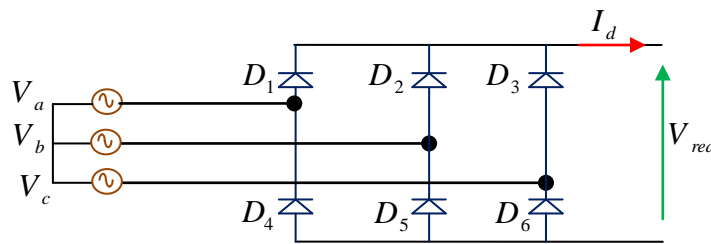


Fig.I.12: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec, f_s la fréquence du réseau et V_{eff} la valeur efficace de la tension du réseau.

I.7.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.13) dans le but de lisser ces ondulations.

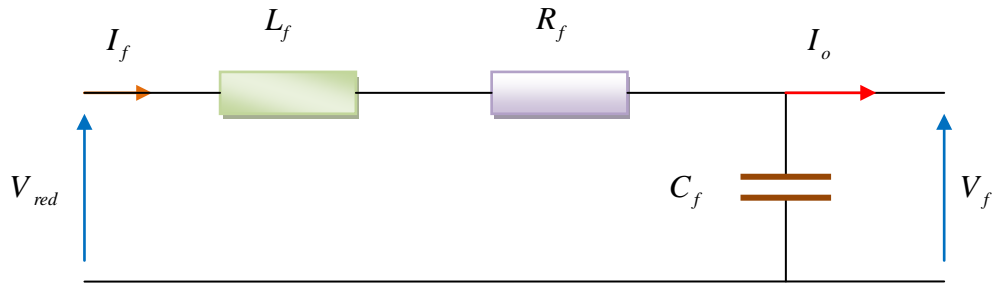


Fig.I.13: Filtre L-C

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

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_o) dt \end{cases} \quad (I.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (I.24)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.25)$$

I.7.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.14) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type MLI.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

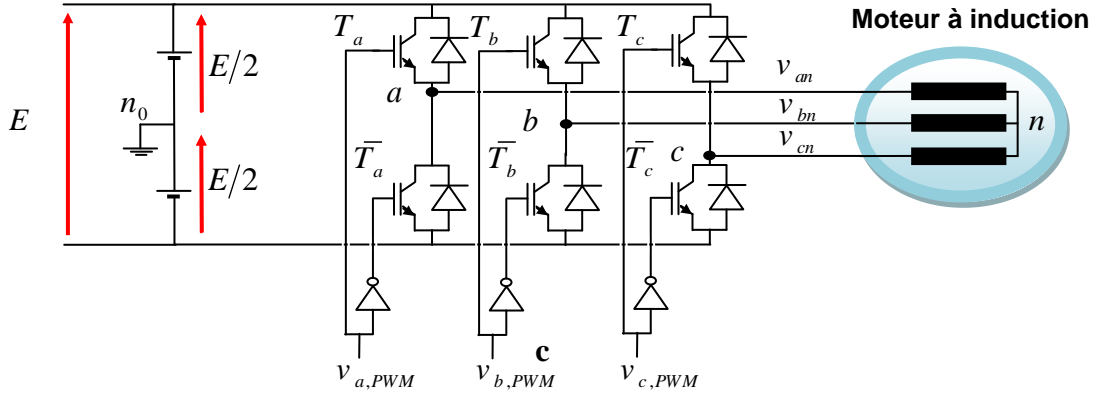


Fig.I.14: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1, T_i$ est passant et T_i' est ouvert ;

Si $S_i = 0, T_i$ est ouvert et T_i' est passant ;

Avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.26)$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.28)$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.29)$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.30)$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (I.31)$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.7.4 Modulation par largeur d'impulsions

Le principe général de la modulation consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. Dans la littérature plusieurs types de modulations peuvent être rencontrés. Dans notre cas, on s'intéresse essentiellement à la modulation dite MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation).

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m .

La figure (I.15) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

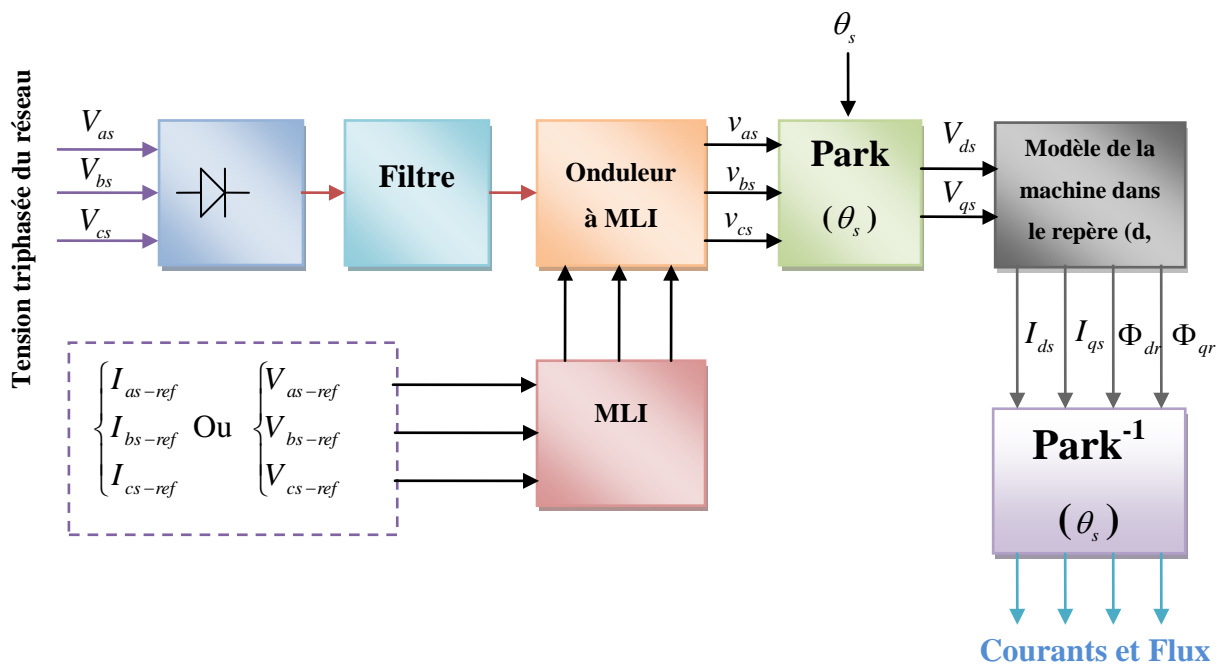


Fig.I.15: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.7.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.20) et (I.21) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (I.16). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.17) et (I.18).

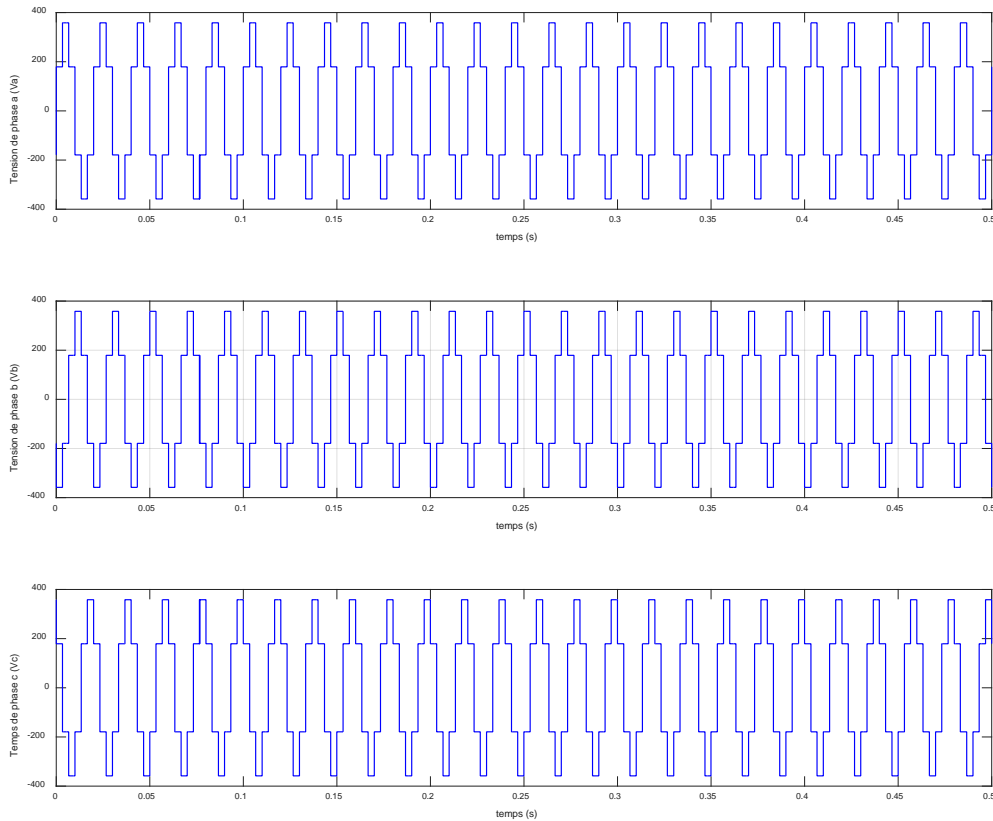


Fig.I.16: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

- A vide ($C_r = 0$), figure (I.17)

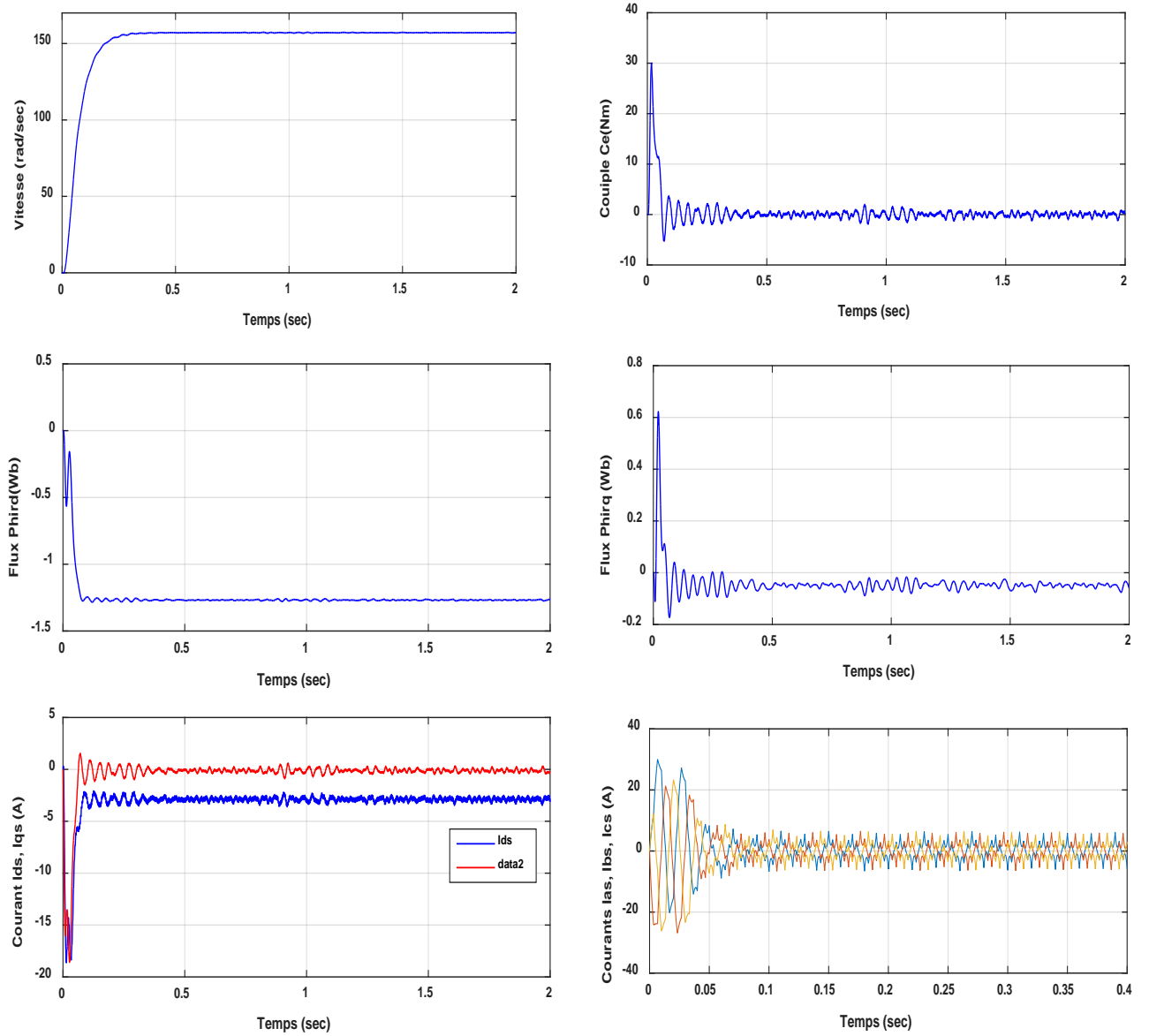


Fig.I.17: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

▪ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.18)

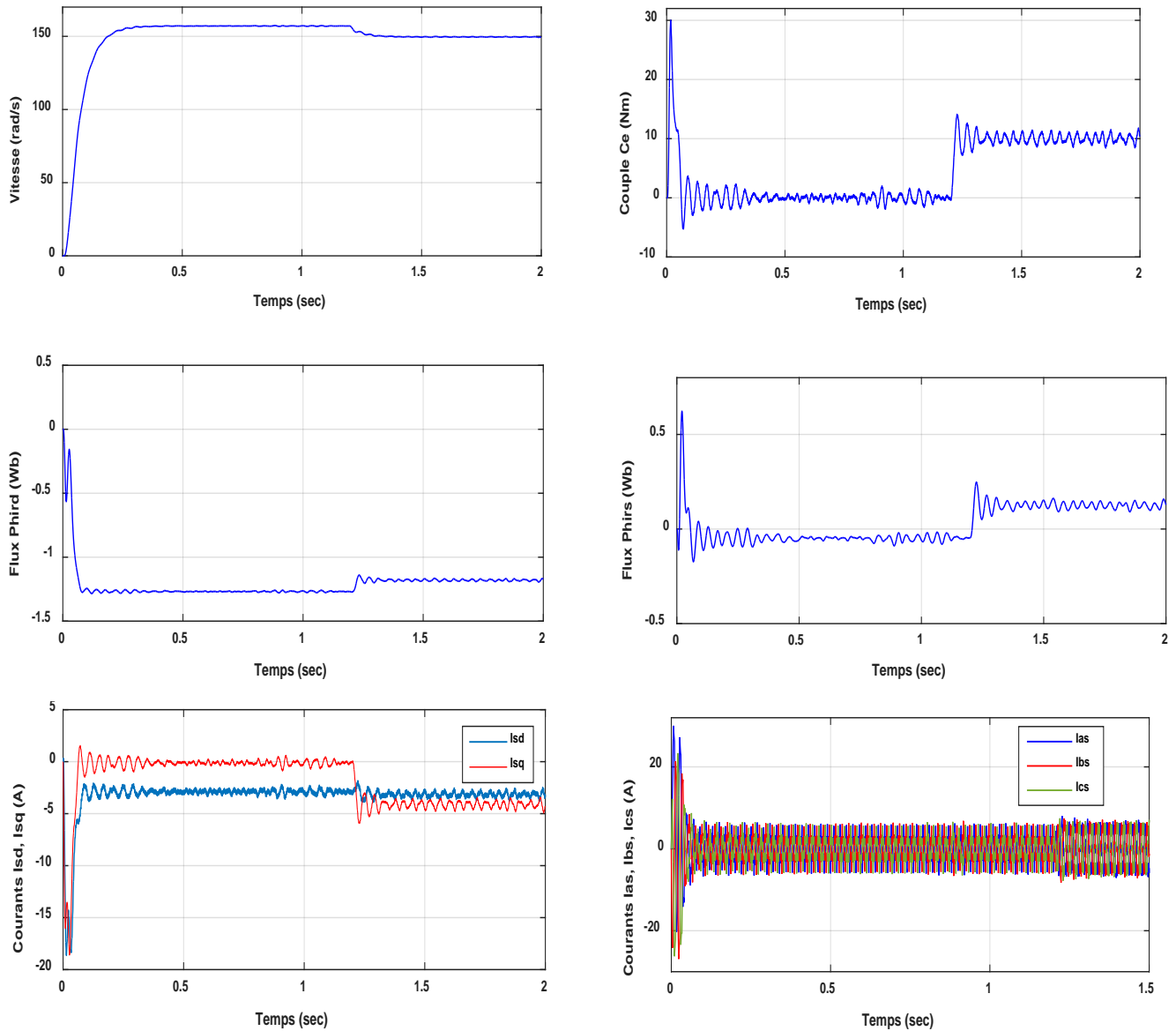


Fig.I.18: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1.2 \text{ s}$

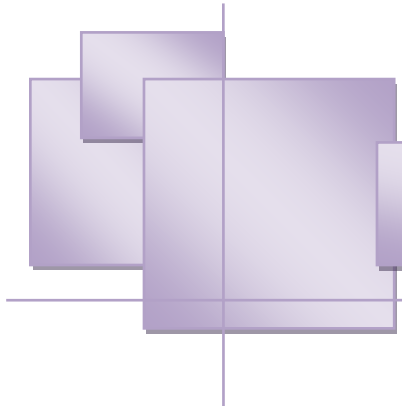
I.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre la modélisation de la machine asynchrone a été présentée. Cette modélisation est basée sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle présenté a été donné dans un repère biphasé général dans le but de réduire la complexité du modèle. Une transformation dite de Park a été utilisée pour assurer le passage entre les repères triphasé et biphasé.

Les résultats de simulation ont montré le comportement global de la machine asynchrone en présence et en absence d'un couple de charge. Deux cas de simulations ont été présentés :

- Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé
- Simulation de l'ensemble redresseur, filtre, onduleur MLI et machine asynchrone

Selon ces résultats, 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.



Chapitre II

Introduction

A l'heure actuelle, le moteur asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement le moteur à courant continu même si ce dernier offre comme principale avantage d'être facilement commandé, le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment, le courant inducteur est producteur de flux et le courant induit est producteur de couple (on parle là d'un moteur à excitation séparée car dans le cas d'un moteur série ce découplage n'existe pas), ce qui maintient le flux à sa valeur nominale et le couple maximal à tout instant. Malheureusement, la présence des balais – collecteur a toujours été le point faible de ce moteur.

Cependant, lorsque les chercheurs ont voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers les machines asynchrones, de nombreuses difficultés sont apparues car le découplage qui existe dans la MCC n'existe plus dans la MAS. En régime transitoire, le comportement de la MAS est le résultat de la combinaison de nombreuses grandeurs qui ne sont plus continues et qui varient à des vitesses différentes. Ainsi dans un premier temps les différentes commandes scalaires (directe et indirecte) ont été réalisées et se sont avérées insuffisantes dans les applications où les performances statiques et dynamiques de l'entraînement doivent être garanties pour des cahiers de charge correspondant au fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple – vitesse.

En 1971, Mr. F. Blaschke a proposé une théorie appelée contrôle vectoriel, cette théorie permet de montrer que le couple électromagnétique est aussi le résultat du produit de grandeurs orthogonales comme dans la MCC. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro - électronique. En effet, elle nécessite des calculs des transformés de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique .

Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (de l'anglais, Field Oriented Control ou FOC) sur le moteur à induction. Cependant, nous présenterons au premier lieu un rappel sur le principe de la commande vectorielle, puis l'application de cette commande sur la machine asynchrone [21].

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Par construction, la machine à courant continu produit un champ magnétique statorique toujours perpendiculaire au rotor, la position de ce dernier agissant sur la manière dont le stator est alimenté. La commande vectorielle cherche à reproduire cette configuration dans le cas des machines alternatives, qui sont globalement plus compactes et plus simples à construire.

La commande par orientation du flux consiste à régler par une composante du courant et le couple par l'autre composante, pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Le but de la commande vectorielle est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en découplant la commande du couple et du flux. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en terme de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparable à celles des machines à courant-continu .

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée [22].

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [23].

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_{ds} du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante i_{qs} 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_{qs}) et peut être contrôlé par celle-ci.

La figure (I.2) illustre le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

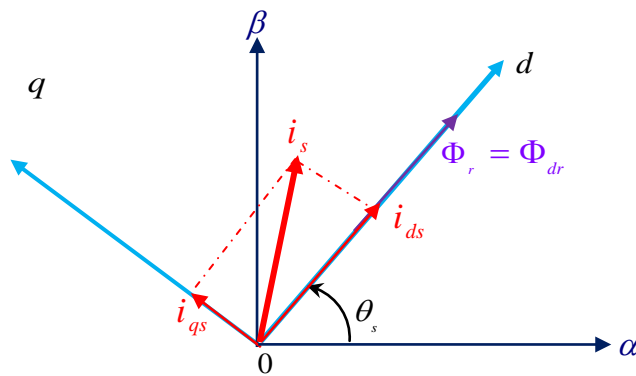


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \tag{II.1}$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \tag{II.2}$$

$$\text{Avec } k = \frac{p^2}{L_r J}$$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II. 3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.3 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'o\grave{u} & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \quad (II.6)$$

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 ω_s). 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 :

$$\left\{ \begin{aligned} I_{ds}^* &= \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* &= \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\ \omega_s &= \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* &= R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* &= R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{aligned} \right. \quad (II.7)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} 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_{ds} et I_{qs} , 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_{qs}^* qui est

comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* 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_{ds} . Le courant I_{ds}^* 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 [24].

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée - triphasée.

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} [25][26].

II.3.1 Principe du découplage par compensation

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques sont déduites de l'équation (II.3) comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r Figure (II.2).

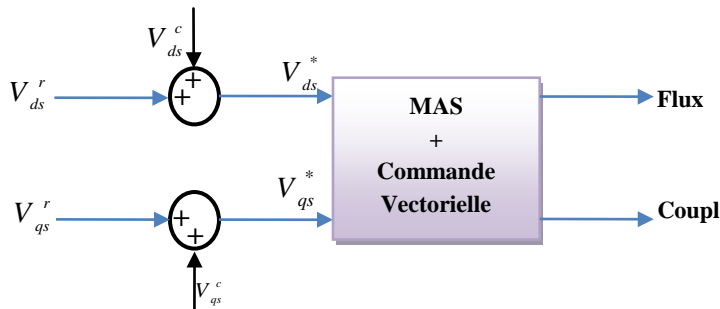


Fig.II.2: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.8) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.3). où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

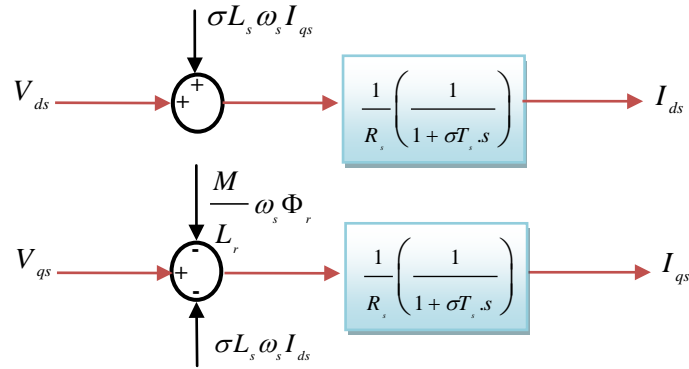


Fig.II.3: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la Figure (II.4).

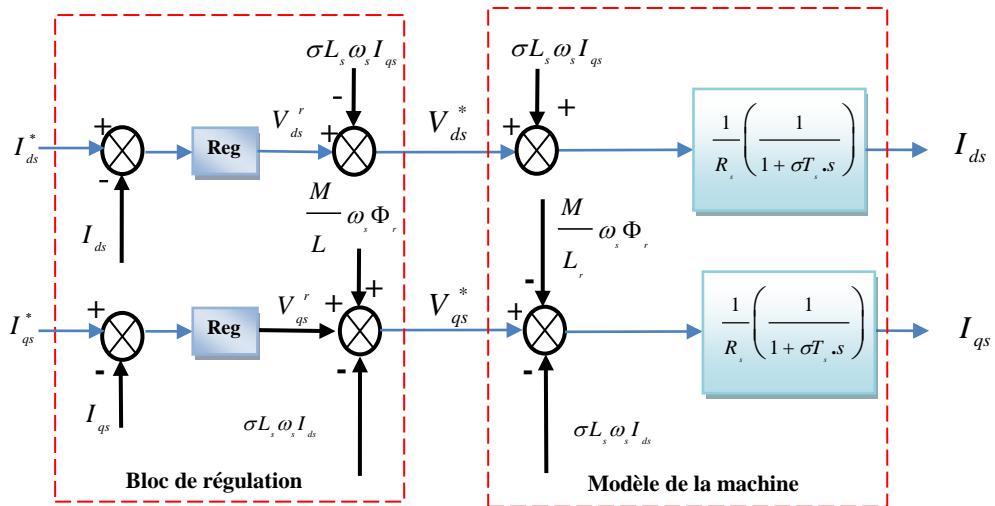


Fig.II.4: Découplage par addition des termes de couplage

II.3.2 Calcul des régulateurs

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles. Pour ce fait, on calcule la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ [27].

II.3.2.1 Régulation du courant

Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

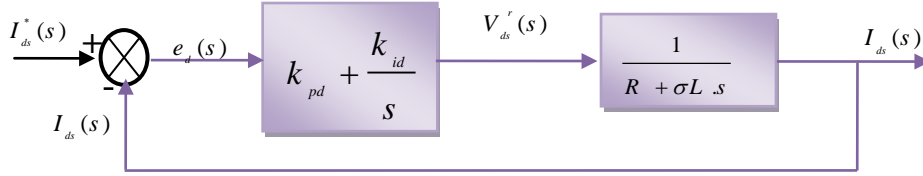


Fig.II.5: Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie [25].

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V_{ds}^r , nécessaire pour maintenir le flux de référence [28].

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \tag{II.12}$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \tag{II.13}$$

La fonction du transfert en boucle fermé de la Figure (II.5).est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s}\right)s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \tag{II.14}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s}\right)s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \tag{II.15}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \tag{II.16}$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.15) et (II.16) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \tag{II.17}$$

II.3.2.2 Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J.s} \tag{II.18}$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure (II.6).

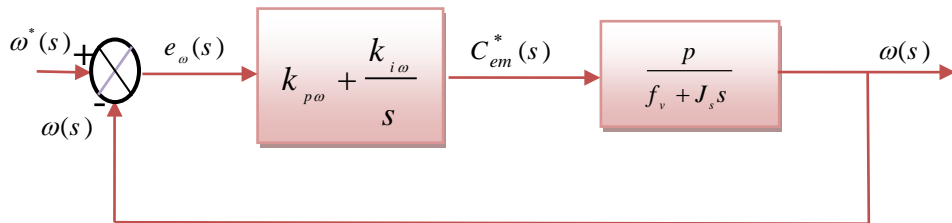


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II.6).est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \tag{II.19}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega} P}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega} P}{J} = 0 \tag{II.20}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \tag{II.21}$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.20) et (II.21) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2J \cdot \rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f_v}{p} \end{cases} \tag{II.22}$$

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.7).

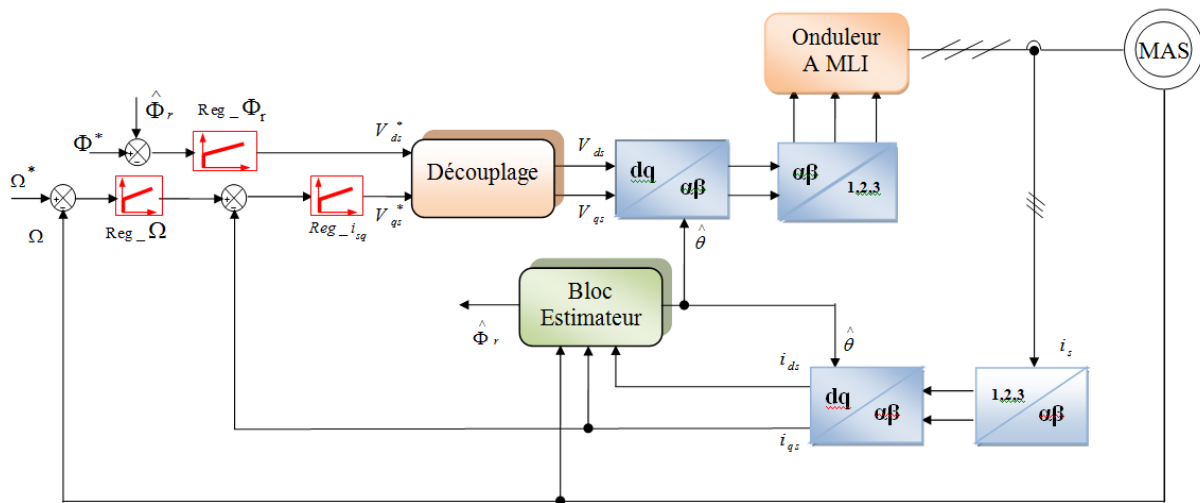


Fig.II.7: Schéma de la commande découplée par orientation de flux

II.4 Résultats de simulation

Pour montrer les performances et la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une

machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil 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.8) illustre le profile 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 $t = 9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t = 13s$ 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.

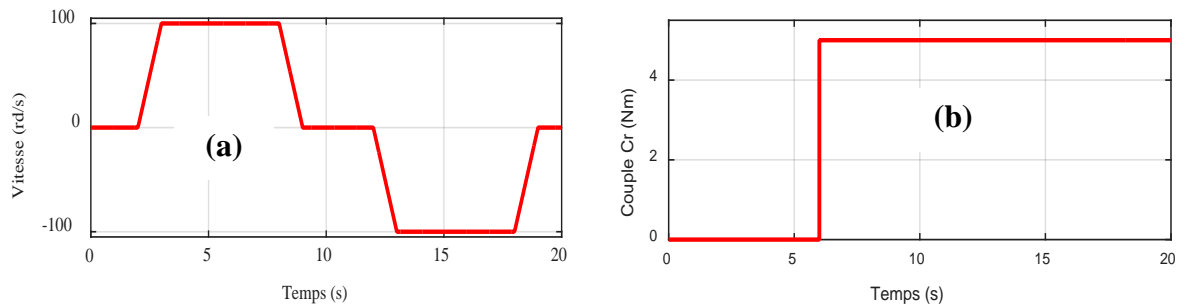


Fig.II.8: Profils de référence vitesse-Couple

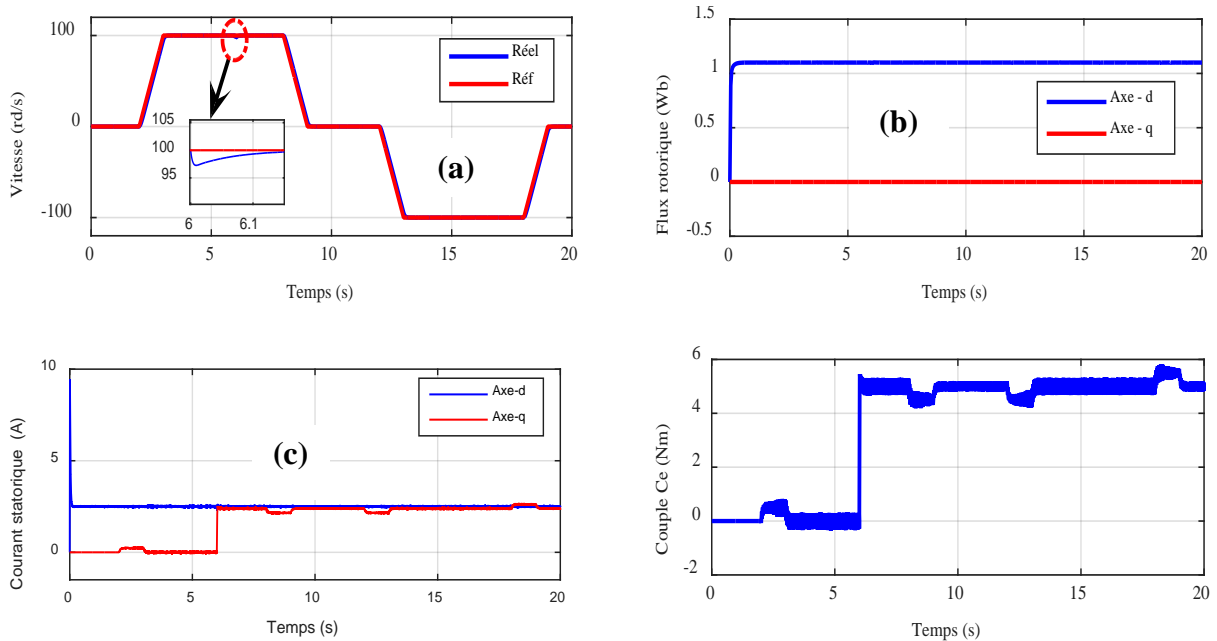


Fig.II.9: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.4.1 Interprétation des résultats

La figure (II-9a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (II-9b) 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-9c) 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-9a), 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.

II.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, la commande vectorielle ainsi que ses lois ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone. Le principe fondamental de cette commande était le découplage entre le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, le réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur (PI) donne des résultats acceptables.



Chapitre III



Promotion 2023

Introduction :

Dans un temps où l'activité humaine et le potentiel économique ne cessent d'évoluer, le vingtième siècle a connu un réchauffement climatique jamais enregistré dans les temps de nos ancêtres.

Les causes ne sont pas tant à rechercher dans la nature que dans la concentration dans l'atmosphère de CO₂ et des autres gaz dus à l'activité humaine [29]. Le secteur des transports est désormais le secteur le plus émetteur de gaz à effet de serre, c'est là pour ça que l'industrie de l'automobile s'intéresse précieusement au phénomène de la pollution afin d'atténuer les émissions de gaz à effet de serre et de contribuer dans son domaine à une vie plus saine, et propose le véhicule électrique pour améliorer la qualité de l'air grâce à des émissions nulles en échappement. Les véhicules électriques (VEs) et hybrides (VHEs) constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants) [30].

L'idée du véhicule électrique n'est pas récente et pourtant sa structure interne n'est pas figée. Plusieurs solutions sont actuellement en développement. La recherche dans le domaine des batteries est importante et donne lieu à de nombreux prototypes [31].

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art de la voiture électrique de plus nous nous intéresserons aux principaux composants de la chaîne de traction (batteries, motorisation...) et nous donnerons la configuration la plus favorable, nous finirons par souligner les différents avantages et inconvénients des véhicules électriques.

III.1 Définition d'un véhicule électrique

Un véhicule électrique "VE" 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.[32]

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces Explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité.[32]

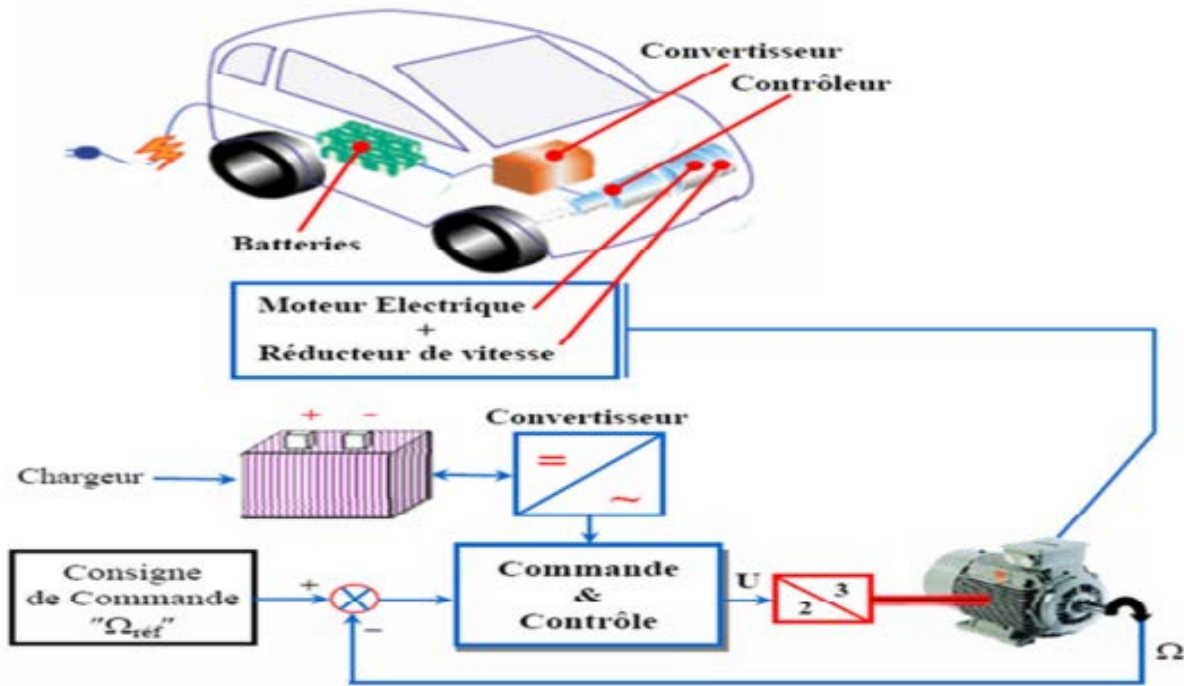


Fig.III.1 Synoptique d'un Système de Propulsion

Comme illustré sur la (figure.III.1), ce système est constitué de trois principaux blocs :

III.1.1 Le Bloc Moteur Electrique

Le moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule électrique, il doit être robuste, fiable et pratiquement sans entretien, ce qui est plus indiqué pour le moteur à induction. Selon le type de propulsion, il peut y avoir un ou plusieurs moteurs. Par ailleurs, différents types de moteurs peuvent être utilisés pour la propulsion, et cela dépend de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion (véhicule lourd ou léger, faible ou grande puissance, etc.).[32]

III.1.2 Le Bloc de Commande et de Contrôle

Le bloc de commande et de contrôle "Contrôleur" est le cerveau du système de propulsion, son rôle est de capter les informations d'état du système (vitesse de rotation, courants, etc.) de les traiter et d'agir en conséquence pour la génération des signaux de commande, appliqués au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie. [33]

III.1.3 Le Bloc de Puissance

Une autre vision sur les systèmes électroniques a émergé, cela est dû à l'évolution des Semi-conducteurs. En effet, les convertisseurs de puissance permettent maintenant d'élargir le champ d'application des machines électriques. Un convertisseur de puissance est un dispositif de puissances

qui assure la liaison entre la source "batteries" et la machine à commander en modulant l'énergie disponible pour le besoin.[32]

III.2 Technologies émergentes

III.2.1 Véhicules Electriques à Batterie

Un véhicule électrique à batterie utilise exclusivement l'énergie emmagasinée dans un bloc-batterie du véhicule, rechargé à partir d'un réseau électrique local, qui la fournit, ensuite aux moteurs électriques servant à propulser le véhicule. L'autonomie des véhicules électriques à batterie dépend du type de batterie qui y est installé.[32]

III.2.2 Véhicules hybrides :

Un système hybride est par définition composé de deux sources d'énergie différentes pour se mouvoir. L'utilisation d'un véhicule hybride qui combine une motorisation électrique et une motorisation thermique, apparaît comme une solution intermédiaire et une alternative intéressante. Ces combinaisons, bien choisies, peuvent rendre les véhicules hybrides jusqu'à deux fois plus efficaces et, assurent une autonomie comparable aux véhicules conventionnels.

L'adjonction d'un moteur électrique et d'une puissante batterie permet d'optimiser le fonctionnement du moteur thermique ou de le remplacer momentanément et donc de réduire la consommation et les émissions (en site urbain, le moteur thermique est à l'arrêt "zéro pollution", il est utilisé à des vitesses plus élevées et peut être assisté par le moteur électrique pour les fortes accélérations). D'une manière générale on distingue trois principaux types de systèmes d'entraînement hybride :

- Hybride série.
- Hybride parallèle.
- Le combiné (série-parallèle)

Ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie. [34]

III.3 Généralités sur les véhicules hybrides

Les particules et les gaz à effet de serre ont toujours été un handicap écologique pour le véhicule conventionnel (véhicules équipés d'un moteur à combustion interne et une seule source d'énergie le gazole ou l'essence), d'où l'idée de passer à l'hybridation en introduisant une motorisation électrique en plus de la motorisation thermique. L'objectif étant de combiner les avantages du véhicule électrique (zéro pollution en ville) et les prestations d'un véhicule thermique

traditionnel (en termes d'autonomie). Les véhicules hybrides qui contiennent une source électrique parmi leurs sources d'énergie sont appelés véhicules électriques hybrides. La plupart des véhicules électriques hybrides sont équipés de deux types de motorisation. Le principal objectif de la conception du véhicule électrique hybride est d'économiser l'énergie. L'ajout d'un moteur électrique à un moteur thermique conventionnel à l'essence ou au gazole permet d'économiser de l'énergie de plusieurs façons [29] :

- Le freinage par récupération : La machine électrique est utilisé en mode générateur et permet de produire de l'électricité, qui sera stockée dans la batterie.
- Réduction de la taille du moteur thermique : une partie de puissance est fournie par le moteur électrique ce qui permet de réduire la taille du moteur thermique ; le moteur thermique fonctionne à fort couple là où son rendement est optimal.
- Démarrage électrique : dans certaines configurations, le moteur électrique peut être utilisé seul pour démarrer le véhicule, (en évitant un mode de conduite où le moteur thermique est particulièrement inefficace).

Un avantage des véhicules électriques hybrides est la diminution des quantités de polluants rejetés lors du fonctionnement du moteur thermique. Il convient également de signaler qu'un autre avantage du véhicule hybride est la combinaison de plusieurs sources d'énergie telle que les batteries, la pile à combustible,... Les véhicules fonctionnant avec les piles à combustible sont très prometteurs. Ils offrent une émission zéro polluant, qui est indispensable pour un développement sain de la planète. Ils ont aussi un grand potentiel économique, comme le montrent les importants investissements effectués par le secteur privé (Daimler, Ford, Michelin, Toyota,...). [30]

III.4 Différentes configurations des véhicules hybrides

La complexité des véhicules hybrides électriques se situe dans le coût de leur conception. Comme nous l'avons déjà mentionné, les deux principales raisons pour lesquelles les concepts hybrides sont intéressants sont : l'économie de l'énergie et la diminution des polluants. Nous citerons par la suite les différentes topologies de véhicules hybrides. [30]

III.4.1 Hybride série

Ce type de véhicule est équipé d'une propulsion électrique (voir Figure III-2) qui est assurée par un ou plusieurs moteurs électriques. Une source auxiliaire d'énergie permet d'effectuer les opérations de démarrage du véhicule. La source principale d'énergie assure la recharge de la source auxiliaire d'énergie et l'alimentation de la motorisation électrique. Quand on a besoin d'énergie supplémentaire, pour les reprises lors des dépassements ou dans les côtes par exemple, c'est la source auxiliaire d'énergie qui fournit ce supplément d'énergie. Le moteur thermique peut être un moteur Diesel

ou à essence mais d'autres solutions sont envisagées, comme les batteries, la turbine et la pile à combustible [29].

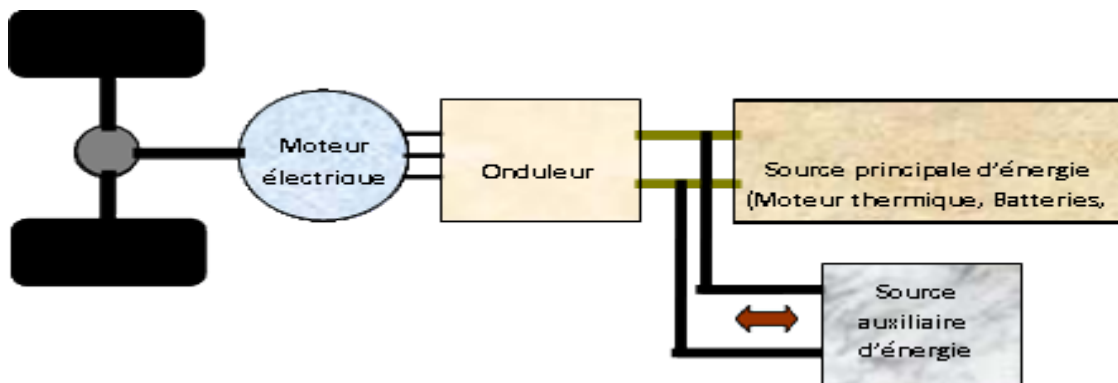


Fig.III.2 Véhicule hybride série

Parmi les avantages du véhicule hybride série nous citons :

- La source principale d'énergie peut être un moteur thermique (connecté à une génératrice), des batteries, une pile à combustibles...
- La liaison mécanique entre l'arbre moteur et l'axe des roues motrices est assurée via une simple boîte de vitesse.
- La possibilité d'utilisation de stratégies de contrôle simples.
- La possibilité d'utiliser deux moteurs ou même quatre, au lieu d'un, sans complexité au niveau de la transmission de la puissance aux roues.

Et parmi les inconvénients du véhicule hybride série nous citons :

- Des frais supplémentaires concernant le prix et le poids de la génératrice couplée au moteur thermique.
- Les pertes énergétiques dues à la conversion de l'énergie mécanique du moteur thermique à l'énergie électrique via la génératrice électrique.
- Le moteur de traction doit être dimensionné pour répondre à la forte demande de puissance, car il est la seule source d'énergie reliée aux roues.

III.4.2 Hybride parallèle

Le deuxième type de véhicule hybride est le véhicule hybride parallèle. Ce type de véhicule combine deux propulsions (thermique et électrique). Des liaisons mécaniques entre l'arbre du moteur électrique et l'arbre du moteur thermique via une boîte à vitesse permet d'assurer la transmission de la puissance aux roues.

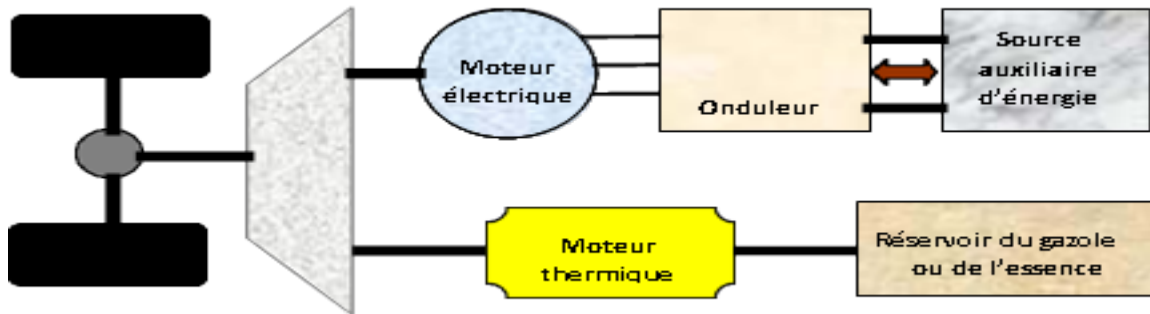


Fig.III.3 Véhicule hybride parallèle

Parmi les avantages du véhicule hybride parallèle nous citons [29] :

- Le moteur thermique et le moteur électrique sont reliés directement aux roues sans conversion de l'énergie requise, par conséquent les pertes d'énergie sont moindres par rapport à la configuration série.
- Un petit moteur thermique offre une meilleure économie de carburant et pour avoir plus de puissance le moteur électrique et le moteur thermique fonctionnent ensemble.
- Dans la plupart des véhicules hybrides à configuration parallèle, un autre générateur n'est pas nécessaire, puisque le moteur électrique lui-même fonctionne en génératrice pour recharger les sources auxiliaires (batteries ou super condensateurs).

Parmi les inconvénients du véhicule hybride parallèle nous citons :

- Les liaisons mécaniques entre le moteur thermique et les roues constituent un obstacle pour l'exploitation de celui-ci efficacement.
- La complexité de la conception et du contrôle.

III.1.3 Hybrides doux

Les configurations hybrides série ou parallèle ont des structures qui sont très différentes des véhicules classiques et nécessitent de gros investissements en temps et en matière, Aussi la forte demande d'électricité nécessite une grande unité de stockage d'énergie. Une nouvelle alternative qui fournit de bons rendements pour la technologie hybride est appelée l'hybride doux. L'idée est de faire quelques changements dans la conception classique. L'une de ces approches consiste à placer un petit moteur électrique (alimenté par une batterie par exemple) derrière le moteur thermique et de le faire fonctionner comme un démarreur pour le moteur thermique et comme un générateur pour charger la batterie. De cette manière il peut contribuer à fournir la puissance pour le groupe motopropulseur

dans le cas où il y a une forte demande de puissance, et servir à la récupération de l'énergie cinétique lors du freinage du véhicule [29].

III.5 Chaîne de traction d'un véhicule électrique

III.5.1 Stockage d'énergie

En ce qui est du stockage de l'énergie, le composant le plus couramment utilisé est la batterie d'accumulateurs électrochimiques. Du fait qu'elles sont parmi les moins chères, les batteries au plomb sont les plus utilisées dans le domaine du transport, mais elles sont aussi les plus lourdes et peu performantes. D'autres technologies, comme nickel métal hydrure ou le lithium-Ion, qui ont généralement un meilleur rendement et de meilleures performances spécifiques peuvent être utilisées. Mais ces technologies ont un coût encore élevé qui peut représenter un point limitant pour des applications à des véhicules électriques et hybrides électriques d'une part et d'autre part leur gestion (température, cycle de charge, estimation de l'état de charge) s'avère plus délicate [35]

III.5.2 Les batteries

Une batterie est un accumulateur électrochimique qui fonctionne grâce aux réactions électrochimiques aux électrodes. Ces dernières assurent la conversion de l'énergie électrique en un processus chimique réversible. L'accumulateur électrochimique a la caractéristique intéressante de fournir une tension à ses bornes peu dépendante de sa charge. Cette tension est de l'ordre de quelques volts pour un élément. Comme en pratique des tensions plus élevées sont requises, typiquement 12V, 24V voir 48V et plus, il suffit pour augmenter la tension, de raccorder des éléments du même type en série au sein d'une batterie d'accumulateurs. Les principales technologies Retenues sont les batteries au Plomb, les batteries Nickel Métal-Hydrure et les batteries Lithium-ion.

Le choix de la batterie pour un VE doit répondre aux conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique permettant de bonnes accélérations.
- Une tension stable.
- Une bonne autonomie justifiée par une bonne énergie massique.
- Une durée de vie élevée qui est calculée en nombre de cycles de chargement et de Déchargement.[36]

III.5.3 Les convertisseurs :

L'utilisation d'une chaîne de traction électrique dans un véhicule sous-entend la présence à leur bord d'une source d'énergie électrique qui est une batterie de capacité appropriée à l'autonomie souhaitée du véhicule. Dans la plupart des véhicules électriques, on se trouve confronté à la compatibilité des sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif et à l'intérieur de même catégorie à des compatibilités entre les tensions des sources et des récepteurs. Ce problème de compatibilité sous-entend la présence à bord des véhicules électriques des convertisseurs électriques dont le rôle est de lever les incompatibilités de fonctionnement.[36]

III.5.4 Moteur électrique :

Très utilisé, depuis plus d'un siècle, la machine électrique est le composant principal de la voiture électrique, elle est souple, silencieux, ne pollue pas et elle s'adapte à toutes les situations.

De manière spécifique, la machine électrique de traction doit répondre aux critères suivants :

- Il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation.
- Il doit posséder un couple important à bas régime, ainsi qu'un bon rendement.

Les constructeurs orientent donc leurs choix sur trois principaux types des moteurs électriques :

- La machine à courant continu (devenues obsolètes pour cette application avec l'évolution d'électronique de puissance).
- La machine synchrone.
- La machine asynchrone.

La motorisation électrique a deux fonctions dans le véhicule. Soit la machine électrique fonctionne en mode moteur pour propulser le véhicule, soit elle fonctionne en génératrice pour récupérer l'énergie mécanique (au freinage ou fournie par le moteur thermique) et recharger la batterie.[36]

III.6 Modélisation du véhicule.

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

[37], [38]. 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 [39].

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) [40]-[41]. 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 [42]-[44]. 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 [45]-[48].

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.6.1 Dynamique du véhicule :

Le comportement d'un véhicule en mouvement est le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui agissent sur lui dans la direction.

Le système de propulsion doit fournir un effort de traction au niveau de la roue égale à la somme des forces pour surmonter la traînée aérodynamique, la résistance au roulement et l'inclinaison de la route. Il doit également fournir l'effort nécessaire à l'accélération du véhicule. 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.4)

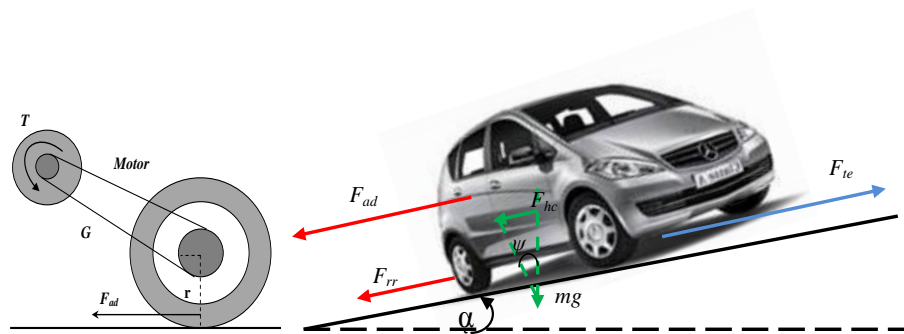


Fig.III.4 Les différentes forces agissant sur un véhicule

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 .

- α 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
- ρ 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.7 Différentiel électrique et sa mise en œuvre

La figure (III.5) 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.

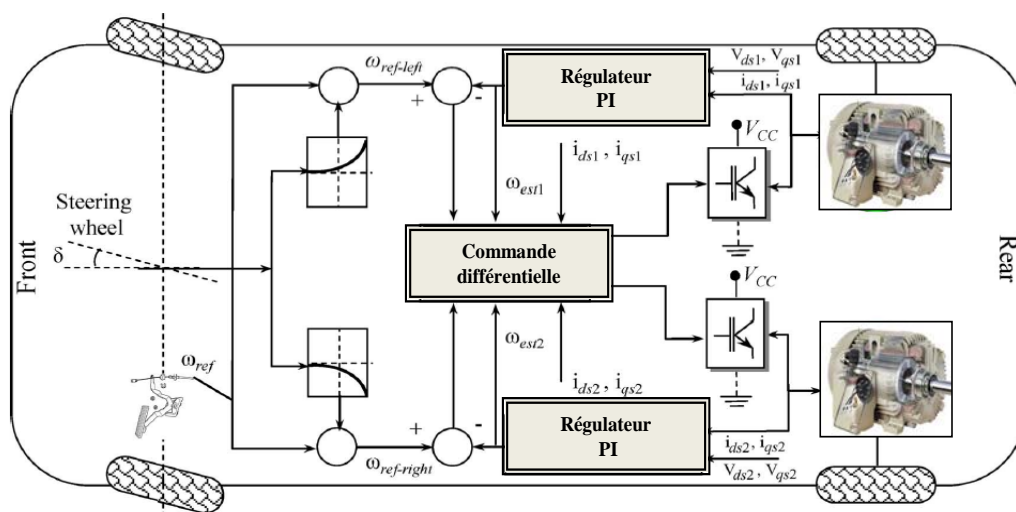


Fig.III.5 Schéma de principe des systèmes de propulsion et de contrôle des véhicules électriques.

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} . [43]

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 [49]. Il est illustré à la figure (III.6).

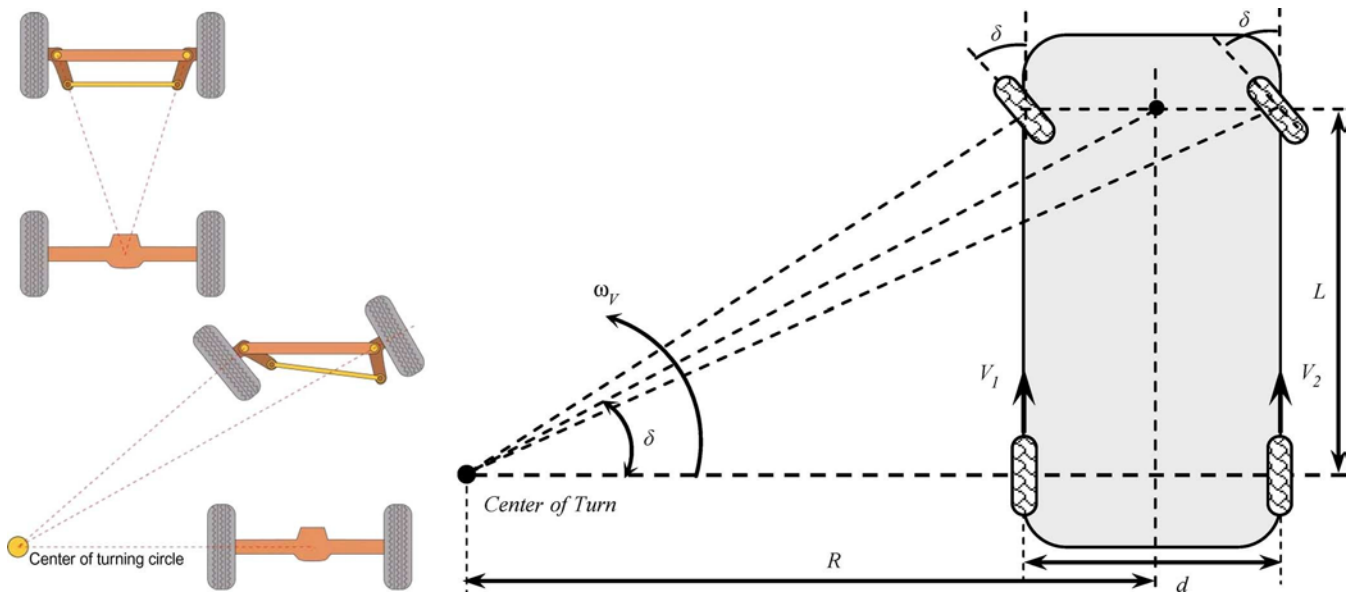


Fig.III.6 Modèle de trajectoire de la conduite

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

$$R = \frac{L}{\tan \delta} \tag{III-7}$$

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

$$V_1 = \omega_v (R - d/2) \tag{III-8}$$

$$V_2 = \omega_v (R + d/2)$$

et leur vitesse angulaire par :

$$\omega_{est1} = \frac{L - (d/2) \tan \delta}{L} \omega_v \tag{III-9}$$

$$\omega_{est2} = \frac{L + (d/2) \tan \delta}{L} \omega_v$$

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 :

$$\Delta\omega = \omega_{est1} - \omega_{est2} = -\frac{d \tan \delta}{L} \omega_v \tag{III-10}$$

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

$\delta > 0 \Rightarrow$ Tourner à droite

$\delta = 0 \Rightarrow$ Tout droit

$\delta < 0 \Rightarrow$ Tourner à gauche

(III-1)

Conformément à l'équation décrite ci-dessus, la figure (III.7) montre le schéma fonctionnel du système électrique différentiel tel qu'il est utilisé pour les simulations, où $K_1 = 1/2$ et $K_2 = -1/2$.

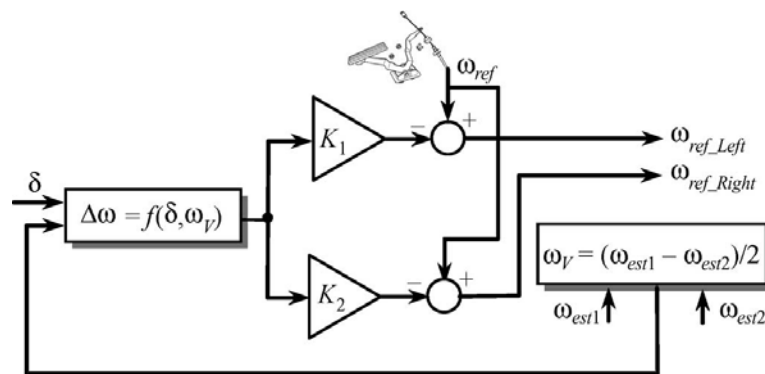


Fig.III.7 Schéma fonctionnel du système différentiel électrique.

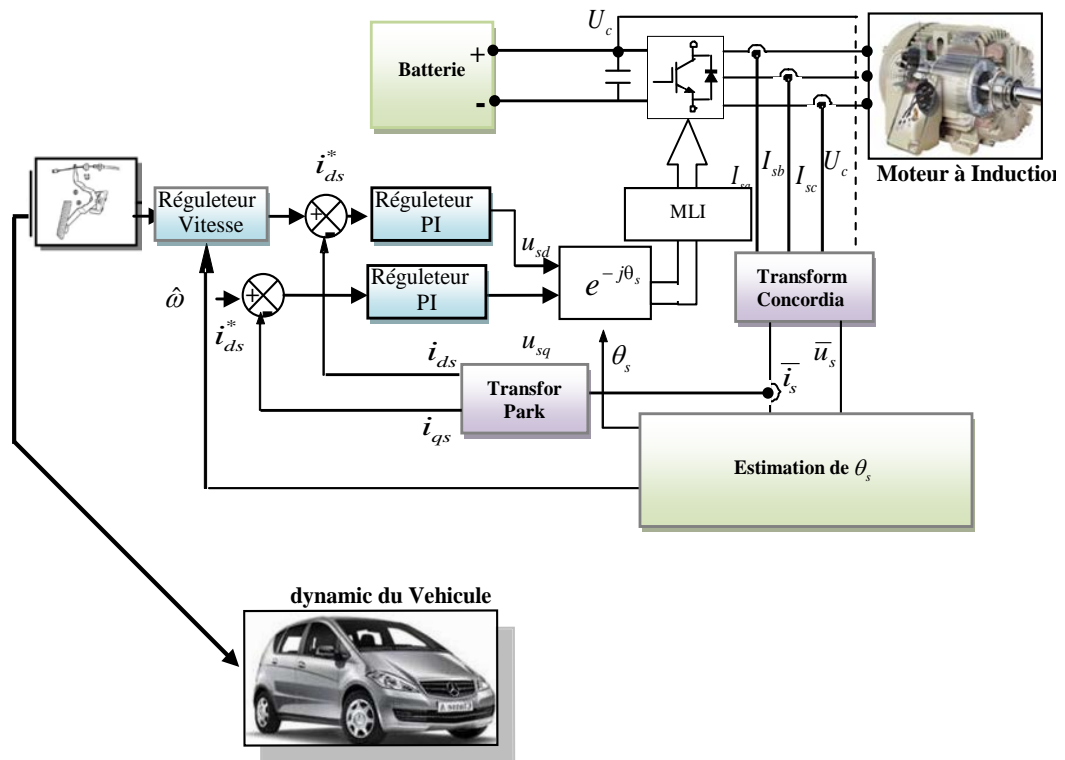


Fig.III.8 Schéma bloc de la commande vectorielle IFOC

III.8 Résultats de simulation

Des simulations numériques ont été effectuées sur un véhicule électrique propulsé par deux moteurs à induction de 37 kW dont les caractéristiques nominales sont résumées dans l'annexe (Figure (III. 9)). 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.

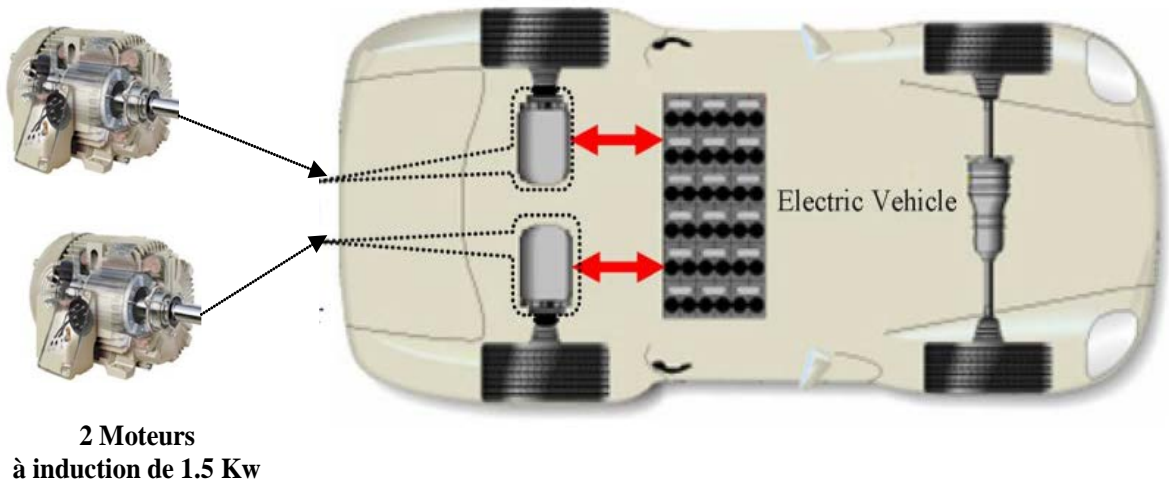


Fig.III.9 Système simulé.

Le cycle d'essai est le cycle urbain ECE-15 (Figure (III. 10)) [50]. 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.

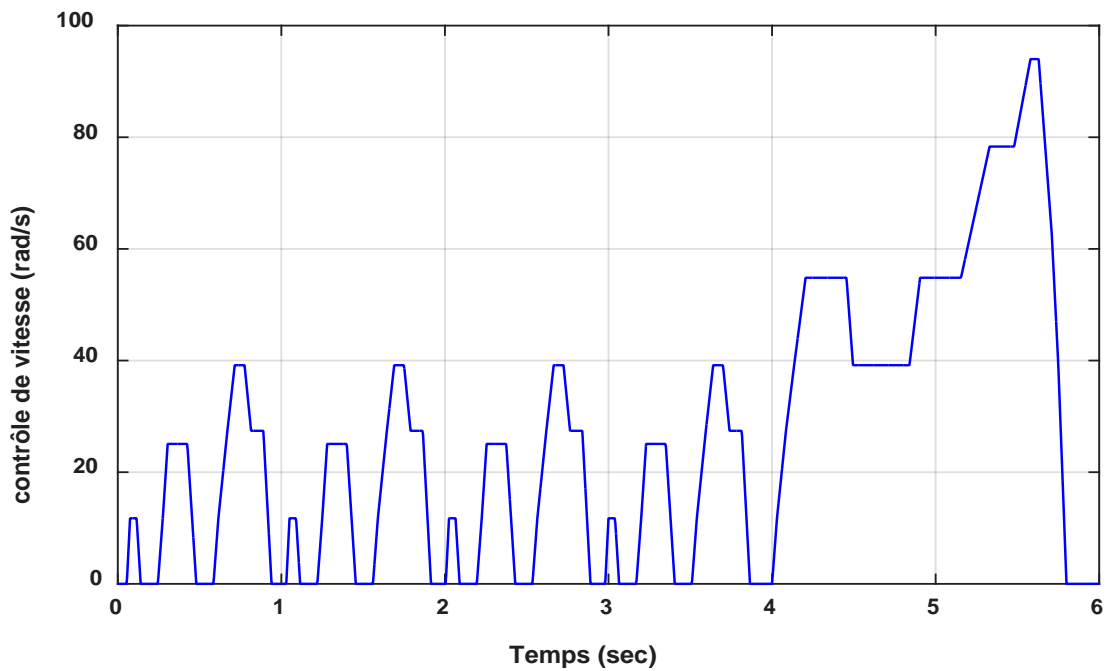


Fig.III.10 Cycle Européen de conduite Urbaine ECE-15

Les performances du différentiel électrique sont tout d'abord illustrées à la figure (III.11), 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.

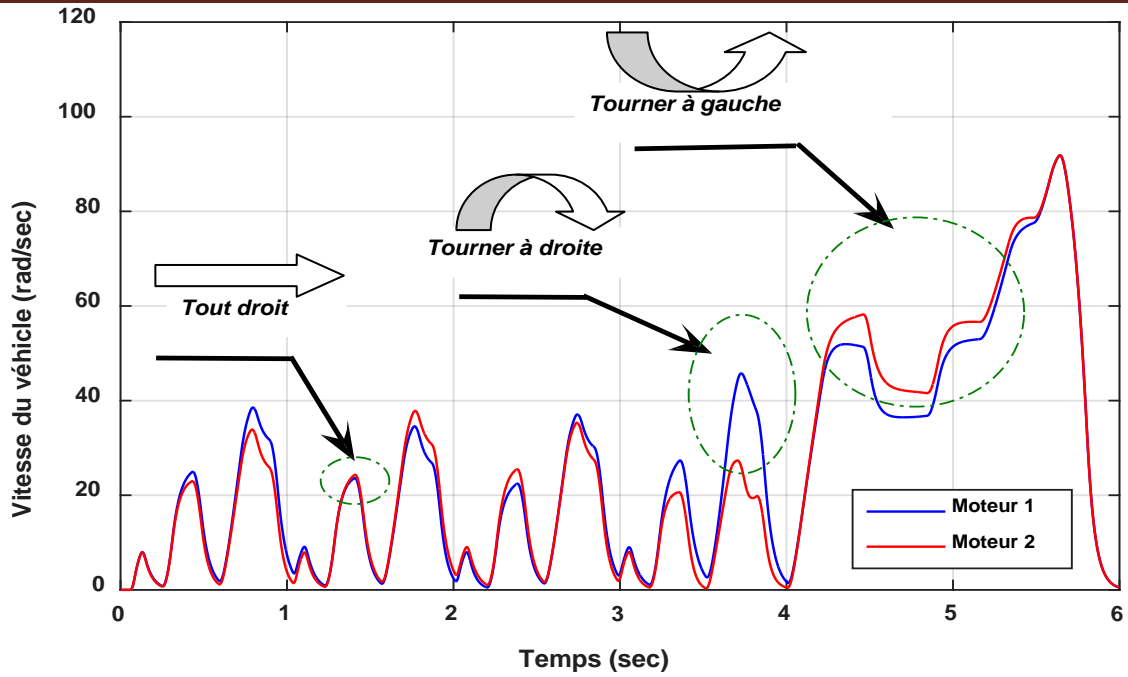


Fig.III.11 Vitesse de rotation des roues du véhicule

Les figures (III.12) , (III.13) et (III.14) 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.15)) 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.

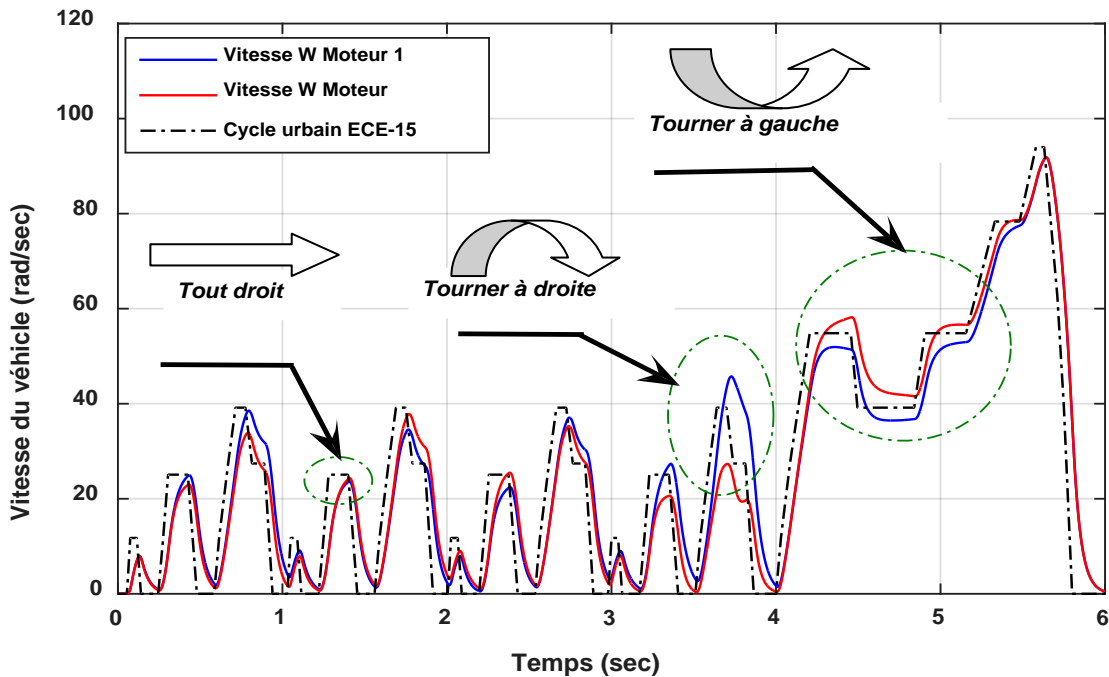


Fig.III.12 Dynamique du véhicule électrique

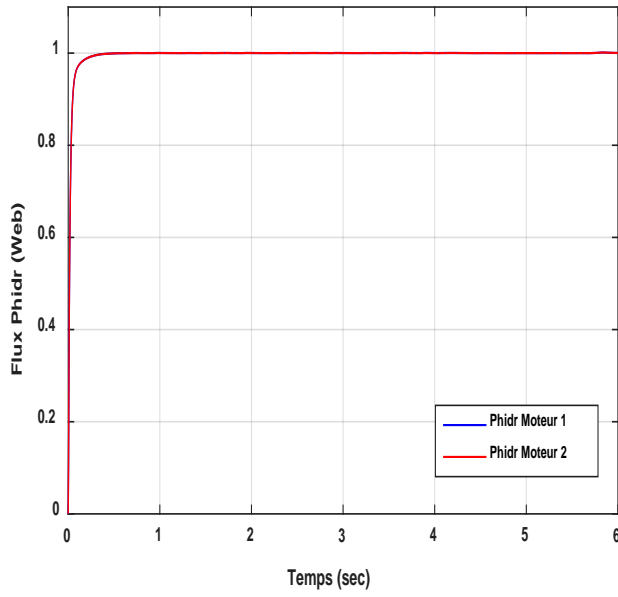


Fig.III.13 Flux Φ_{dr}

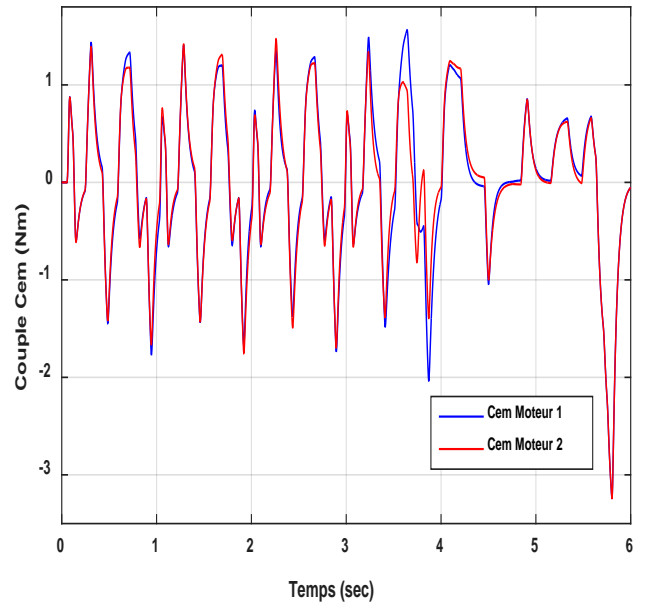


Fig.III.14 Couple C_{em}

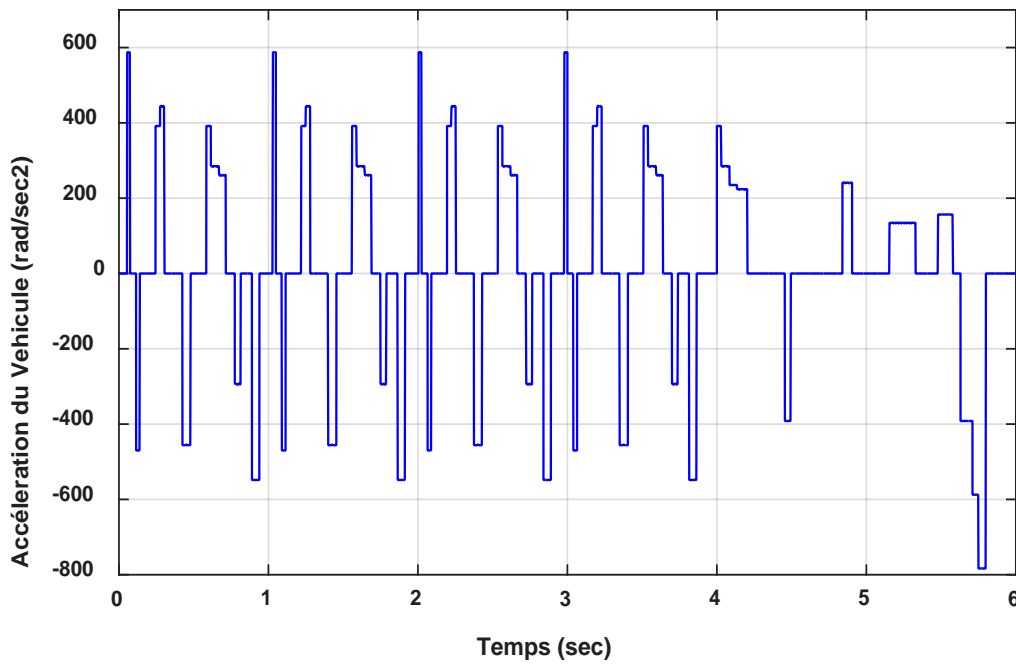


Fig.III.15 La position de la pédale d'accélération

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, un contrôle de traction pour un véhicule électrique à deux roues motrices séparées a été proposé. Ce contrôle est nécessaire pour améliorer la direction et la stabilité de l'EV lors des changements de trajectoire. Un différentiel électrique a été mis en place et tient compte de la différence de vitesse entre les deux roues dans les virages. De plus, comme les systèmes anti-patinage imposent une connaissance très précise de la dynamique du véhicule, un modèle de dynamique du véhicule a été appliqué.

Des simulations numériques ont été effectuées sur un véhicule électrique propulsé par deux moteurs à induction de 1.5 kW. Le cycle d'essai était, dans notre cas, le cycle urbain ECE-15. Pendant la traction et le freinage par récupération, une corrélation entre le contrôle de la traction et les performances du moteur a été réalisée. Les résultats obtenus semblent très prometteurs.



Conclusion générale

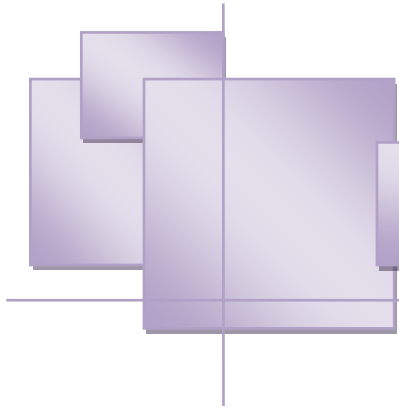


Promotion 2023

CONCLUSION GENERALE

Le travail présent dans ce mémoire présente la mise en œuvre d'une commande vectorielle indirecte pour une machine à induction utilisée dans un véhicule électrique. La commande vectorielle est très efficace : elle fournit une réponse rapide et robuste en cas de variations de la vitesse. Une commande vectorielle indirecte a été mise en œuvre en utilisant Simulink/MATLAB et les paramètres d'une machine à induction

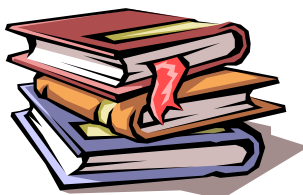
Les résultats de la simulation montrent la réponse de sortie de la vitesse et du couple des moteurs du véhicule et de la vitesse du véhicule pendant que le véhicule se déplace en ligne droite ou pendant la direction. Le système préforme l'efficacité, la sécurité, la précision et plus de contrôlabilité du système de traction du véhicule électrique, ce qui entraîne une plus grande stabilité de la vitesse du véhicule.



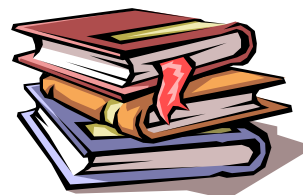
Bibliographies



Promotion 2023



Bibliographies

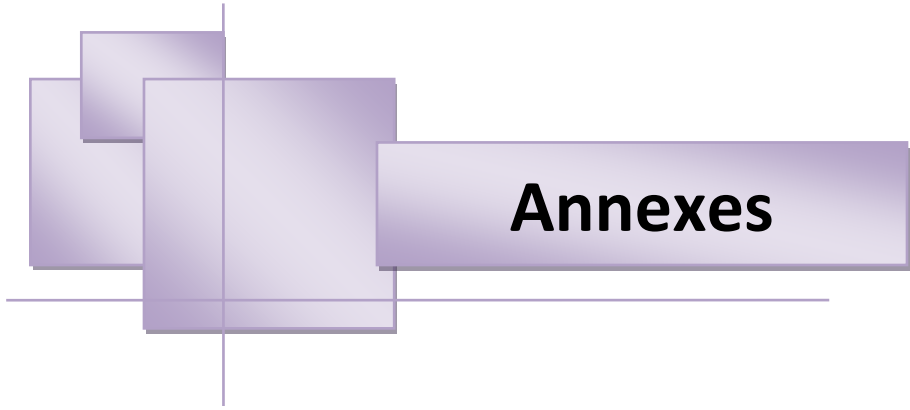


- [1] M.chbabhi, A.haffaf (commande d'une machine a induction par la méthode $h\infty$)
Mémoire d'Ingénieur Université de m' sila. (2006-2007).
- [2] Boudjtat-walid (Etude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un
onduleur de tension a commande MLI), Thèse de Master, Université d'Annaba, 2017
- [3] Mouad ouibar,Sedik bendaoud (Machine synchrone \ asynchrone) projet de fin d'étude
en Ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique Université du
Québec.30 avril 2010.
- [4] Bensetti nour el islam et Boukhachba mimouna (Machine asynchrone alimente par un
onduleur a trois niveaux) , Mémoire Master Académique Université Kasdi Merbah-
Ouaragla 2017.
- [5] J.P caron ,J. hautier (Modélisation de la machine , commande vectorielle) , Editions
Techniques Paris 1995.
- [6] K, Katia (Contribution Des Techniques De La Logique Floue Pour La Commande
D'une Machine A Induction Sans Transducteur) Thèse, de Doctorat Université de
Batna, 2008.
- [7] Lekmine Anfel (Commande Vectorielle En Mode Monophasé, D'une Machine
Asynchrone Triphasé A Cage) Thèse De Master , Université De Khanchela, 2021
- [8] P, Bastian (Stratégies De Commande Minimisant Les Parties D'un Ensemble
Convertisseur-Machine Alternative : Application A La Traction Electrique) , These De
Doctorat, Insa De Lyon, Fevrier 2001.
- [9] J, Chatelin (Machines Electriques), Tome1, Edition Dunod, Paris, 1983.
- [10] J, Lois (Modelisation Des Machines Electriques En Vue De Leur Commande) ,
Lavoisier, Paris 2004.
- [11] L .Baghli, « Contribution A La Commande De La Machine Asynchrone, Utilisation De
La De La Logique Floue, Des Reseaux De Neurones Et Des Algorithmes Genetiques »,
These De Doctorat, Universite De Henri Poincare Nancy, Janvier 1999.

- [12] S.Khelfa, « Commande Vectorielle D'une Machine A Induction ; Impact De La Saturation De La Machine Et Modulation Du Convertisseur », These De Magister, Universite De Batna, 2001
- [13] R.Abdessamed, M .Kadjoujdj, « Modélisation Des Machines Electriques », Presses De L'Universite De Batna 1997.
- [14] M.Tarbouchi, «Commande Par Linéarisation Exacte D'une Machine Asynchrone, Régime Defluxé », Thèse Présentée Pour L'obtention Du Grade De (P.Hd), Université De Laval, Québec 1997.
- [15] M. Pinard, « Commande Electronique Des Moteurs Electriques », Editions Dunos, Paris 2004
- [16] Chafik Dass, Ali Ben Bouali, « Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone», Mémoire D'ingénieur ; Ecole Militaire Polytechnique, 1999.
- [17] G. Segulier, " L'électronique De Puissance ", Bordas, Cinquième Edition, Paris, 1985.
- [18] H. Tamrabet " Robustesse D'un Controle Vectoriel De Structure Minimale D'une Machine Asynchrone "Mémoire De Magister, Universite De Batna, Mai 2006.
- [19] P. Spatiaux, " Electronique De Puissance ", Chapitre 6, Haute Ecole Spécialisée De Suisse Occidentale, 2003.
- [20] S. Gusia " Modélisation Des Systèmes Electroniques De Puissance A Commande MLI", Thèse De Doctorat De L'universite Catholique de Louvain, Louvain-la- Neuve, Septembre 2005.
- [21] B.TAREK, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [22] CHekima Djamel, « commande d'un moteur asynchrone par logique floue», mémoire d'ingénieur, université d'EL-Oued 2014.
- [23] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997
- [24] 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.
- [25] 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.

- [26] S.Chekroune, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENSET d'Oran, 2009.
- [27] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.
- [28] Azoui Nawel, « Stratégies de commandes avancées pour le suivi de trajectoire », Thèse de doctorat, Université Batna2, 2014.
- [29] V. Mester, Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique, Thèse de doctorat, Ecole central de Lille, Mai
- [30] F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, Commande DTC d'une propulsion moteurasynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique , Européen Journal of Electrical Engineering 14, 2-3 (2011) 237-254.
- [31] B. CHAUCHAT. « Chargeur de batteries intégré pour véhicule électrique », thèse de doctorat, institut national polytechnique de Grenoble, France, 1997
- [32] S.H. OULD OUALI, A. BOUHEDDA (Introduction à La Commande En Vitesse D'un Véhicule Electrique Entraîné Par Un Moteur Asynchrone) , Mémoire de master Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou 2013.
- [33] P. Degobert (Pollution Atmospherique, Reduction Des Emissions Dues Au Moteurs) , Techniques De L'ingenieur , Traite, Genie Mecanique.
- [34] Be.Noudjit (Contribution A L'optimisation Et A La Commande D'un Systeme De Propulsion), These De Doctorat Universite Batna 2010.
- [35] H.Gharbi (Modelisation Et Commande D'un Vehicule Electrique Hybride) , Memoire De Magister Universite Hassiba Ben Bouali Chlef 2014.
- [36] A.Achour , T.Makhlouf (Commande Vectorielle Et Gestion De L'energie D'un Vehicule Electrique) , Memoire De Mastr Universite Abderrahmane Mira Bejaia 2021.
- [37] C. C. Chan et al., "Electric vehicles charge forward," IEEE Power Energy Mag., vol. 2, no. 6, pp. 24–33, Nov./Dec. 2004.
- [38] C. C. Chan, "The state of the art of electric and hybrid vehicles," Proc.IEEE, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, Feb. 2002.
- [39] 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.

-
- [40] N. Mutoh et al., “Electric braking control methods for electric vehicles with independently driven front and rear wheels,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1168–1176, Apr. 2007.
- [41] 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.
- [42] 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.
- [43] A. Haddoun et al., “Sliding mode control of EV electric differential system,” in *Proc. ICEM*, Chania, Greece, Sep. 2006
- [44] 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
- [45] 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
- [46] 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.
- [47] 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.
- [48] 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
- [49] 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.
- [50] M. André et al., in *Proc. Driving Cycles Emissions Meas. Under Eur. Conditions*, 1995, pp. 193–205. SAE Paper No. 950926.



Annexes



Promotion 2023

Annexe 1

Paramètres des deux moteurs a induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cos ϕ : 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 :

- $C_e = 10 Nm$ Couple électromagnétique