

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERRI, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme

Master académique en automatique
Option commande des systèmes

Thème

***Stratégie de récupération d'énergie au freinage
dans la traction d'un véhicule électrique à base
de moteur asynchrone***

Proposé et dirigé par :

☞ Mr. CHARIF M

Présenté par :

☞ REKHOU Hacene

☞ SMAINI Farid

Soutenu le : 12 / 09 /2012

Promotion 2012

Ce travail a été préparé à : Université Mouloud MAMMERRI, Tizi-Ouzou



Dédicaces

Je dédie ce modeste mémoire :

A ceux qui m'ont donné le sens de la vie

Mon Père et ma Mère, mes chers frères Karim et Yacine

Et sur tout à ma très chère fiancée Dahbia

Et a la fiancée de mon grand frère Nawel

*Et a tous mes amis(es) en particulier mon ami d'enfance et de toujours Mohand
et toutes les personnes qui m'ont aidé et soutenu d'une façon ou d'une autre.*

Et toute la promo surtout mon meilleur ami et binôme Hacene.

Farid





Dédicaces

Je dédie ce modeste mémoire à:

- ✓ *Mes très chers parents que dieu les protège.*
- ✓ *Mes frères : Juba et Lyes.*
- ✓ *Ma sœur : Lynda.*
- ✓ *Tous mes amis(es) et personnes qui m'ont aidé et soutenu d'une façon ou d'une autre et sur tout à Nacéra que je remercie tout particulièrement.*
- ✓ *Toute la promo surtout mon meilleur ami et binôme Farid*

Hacene





Remerciements

En premier lieu, nous tenons à remercier notre DIEU, notre créateur pour nous avoir donné la force pour accomplir ce travail.

*Nos sincères remerciements à notre promoteur M. **Charif** de nous avoir guidé et encouragé durant ce travail.*


Nous tenons aussi à remercier tous les membres du jury d'avoir accepté de corriger ce modeste travail.

Nous présentons nos chaleureux remerciements aux enseignants du département Automatique pour leurs aides et orientations durant notre formation.

Un très grand merci pour nos parents

Nos derniers remerciements et ne sont pas les moindres, vont à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Farid et Hacene





Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I :	La traction électrique
I. Introduction.....	3
II. Définition de base de la chaîne de traction.....	4
III. Principales Configurations des Véhicules électriques.....	6
III.1 Les véhicules hybrides.....	7
III.1.1 Classification des véhicules hybrides.....	7
III.2 Les véhicules tout électriques.....	11
III.2.1 Technique de réalisations du véhicule électrique.....	11
IV. Source d'énergie électrique embarquée.....	12
IV.1 Les batteries.....	12
IV.2 Les piles à combustible.....	14
IV.3 Autres sources d'énergie.....	14
V. Les convertisseurs électriques.....	15
V.1 Les redresseurs (AC-DC).....	16
V.2 Les hacheurs (DC-DC).....	16
V.3 Les onduleurs (DC-AC).....	17
VI. Les moteurs dans la traction électrique.....	18
VI.1 Les moteurs thermiques.....	18
VI.2 Les moteurs électriques de traction.....	18
VI.2.1 Moteurs à courant continu (MCC).....	19
VI.2.2 Moteurs asynchrones (MAS).....	19
VI.2.3 Moteurs synchrones.....	20
VII. Conclusion.....	22
Chapitre II :	Etude du moteur asynchrone
I. Introduction.....	23
II. Généralités et principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	23

Sommaire

II.1	Organisation de la machine.....	23
II.2	Principe de fonctionnement.....	25
II.3	Glissement.....	26
II.4	Schéma électrique équivalent.....	26
II.5	Couple électromagnétique.....	27
II.6	Caractéristique mécanique.....	29
II.7	Pertes et rendement.....	30
II.7.1	La puissance absorbée.....	30
II.7.2	Les pertes par effet Joule dans le stator p_{js}	30
II.7.3	Les pertes magnétiques dans le stator P_{fs}	31
II.7.4	La puissance transmise au rotor P_{tr} (puissance électromagnétique).....	31
II.7.5	Les pertes par effet Joule dans le rotor P_{jr}	31
II.7.6	La puissance mécanique P_m	31
II.7.7	Les pertes mécaniques $\Delta P_{méc}$	32
II.7.8	La puissance utile P_u	32
II.7.9	Rendement.....	32
II.8	Réglage de la vitesse.....	32
II.8.1	Réglage par variation de tension.....	33
II.8.2	Réglage par action sur le glissement.....	33
II.8.3	Réglage par variation de nombre de paires de pôles.....	33
II.8.4	Réglage par variation de fréquence.....	33
III.	Démarrage des moteurs asynchrones.....	34
III.1	Démarrage direct.....	34
III.2	Démarrage sous tension réduite.....	34
III.2.1	Démarrage étoile-triangle.....	34
III.2.2	Démarrage par autotransformateur.....	34
III.2.3	Démarrage résistif.....	35

Sommaire

III.3 Démarrage a tension nominale.....	35
III.3.1 Démarrage rotorique.....	35
IV. Freinage des moteurs asynchrones.....	35
IV.1 Freinage hyper synchrone.....	35
IV.2 Freinage par injection de courant continu.....	35
IV.3 Le freinage à contre-courant.....	35
VI.4 Freinage mécanique par électrofrein.....	36
V. Avantages et inconvénients du moteur asynchrone à cage.....	36
V.1 Avantages.....	36
V.2 Les inconvénients.....	36
VI. Les onduleurs.....	36
VI.1 Rôle de l'ondeur.....	37
VI.2 Onduleurs de tension monophasés.....	37
VI.2.1 Onduleur de tension en pont.....	37
VI.2.2 Onduleur en demi-pont.....	38
VI.2.3 Onduleur push-pull.....	39
VI.3 Onduleurs de tension triphasée.....	39
VI.3.1 Onduleur triphasé avec conducteur de neutre.....	40
VI.3.2 Onduleur triphasé sans conducteur de neutre.....	40
VII. Conclusion.....	41
Chapitre III : Modélisation et simulation de la machine à induction	
I. Introduction.....	42
II. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone.....	42
II.1 Modèle mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasée.....	43
II.1.1 Equations électriques.....	43
II.1.2 Equations magnétiques.....	44
III. Transformation de Park.....	46

Sommaire

IV. Modèle mathématique de la machine asynchrone dans le plan biphasé.....	47
V. Mise en œuvre dans Matlab simulink.....	50
VI. Résultats de la simulation.....	53
VI.1 Initialisation.....	53
VI.2 Simulation de la machine à induction en boucle ouverte.....	54
VI.3 Simulation de la machine à induction avec la commande tension /fréquence.....	55
VI.4 Simulation de la machine à induction avec la commande vectorielle indirecte....	59
VII. Conclusion.....	64

Chapitre IV : Stratégie de récupération d'énergie au freinage sur véhicules électriques

I. Introduction.....	65
II. Principe de la récupération d'énergie.....	65
II.1 Commande de la régénération.....	66
III. Les systèmes de freinage.....	67
III.1 Gestion électronique du freinage.....	67
IV. Stratégie de récupération de l'énergie au freinage.....	69
V. Modélisation de la chaine de transmission.....	70
V.1 Equations de la dynamique.....	70
VI. Identification des paramètres du modèle.....	73
VII. Synthèse de la loi de commande.....	74
VII.1 Action préventive.....	75
VII.2 Action curative : amortissement actif de la chaine de transmission.....	76
VII.3 Compensation active.....	76
VIII. Simulation et interprétation.....	77
IX. Conclusion.....	79
Conclusion générale.....	81



Introduction générale

Dans le contexte énergétique actuel (pénurie et pollution des énergies fossiles), l'automobile occupe l'univers quotidien de notre société. En effet, les pollutions sonores et par gaz à effet de serre ainsi qu'une consommation de carburant en constante augmentation, impliquent de plus en plus cet objet de consommation au cœur des débats autour de l'énergie. Le véhicule électrique (VE) est l'une des solutions préconisées, par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche, pour remplacer peu à peu les véhicules classiques notamment dans les centres villes. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années est donc un sujet de recherche d'actualité. Ces dernières années, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que l'économie de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique. La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maîtrise de la technologie.

Dans cette combinatoire, l'électricité jouera un rôle fondamental et contribuera à atteindre les nouveaux objectifs de l'automobile en termes d'économie d'énergie et d'environnement.

Contrairement aux applications mono-disciplinaires, la difficulté de la modélisation énergétique et dynamique d'un véhicule réside dans la représentation d'un système complexe pluridisciplinaire. Cette difficulté est d'autant plus importante que le véhicule dispose de plusieurs sources d'énergie embarquées qui, soit participent à son mouvement, soit assurent des fonctions autres que la traction. De plus, un système est un ensemble complexe d'éléments en interaction. Cette définition met en évidence le mot interaction (ou couplage) qui prend, dans le contexte d'étude, une importance toute particulière.

En effet, ces couplages sont eux-aussi à la source de la complexité des systèmes et peuvent être présents sous différentes formes (couplages entre les éléments, couplages entre les disciplines, couplages avec l'environnement).

La simulation est devenue un passage obligé pour concevoir, caractériser, commander ou surveiller un processus quelconque. La conjonction des moyens de calcul et du progrès importants dans le domaine de l'analyse numérique, a permis le développement de plusieurs outils de simulation numérique qui ont remplacé petit à petit les simulateurs analogiques. Dans le domaine des transports, la technique de la modélisation présente un intérêt

économique considérable étant donné le coût que représente la réalisation d'un prototype de véhicule et la complexité grandissante des architectures innovantes à prendre en compte.

C'est dans ce contexte que nous présentons dans ce mémoire une stratégie de récupération d'énergie dans la traction d'un véhicule électrique à moteur asynchrone et pour cela nous avons décomposé notre travail en quatre chapitres.

Le premier chapitre donne un aperçu général sur l'état d'art de la traction électrique et des différents types de configurations, les types de sources d'énergie utilisés et enfin la motorisation des véhicules électriques.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude théorique du moteur asynchrone, son principe de fonctionnement, ces caractéristiques, ces méthodes de réglage de vitesse.

Dans le troisième chapitre on traitera la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écurueil en suite nous allons effectuer sa simulation sous Matlab avec trois configurations de commandes différentes afin de tester la validité de notre approche.

Enfin le quatrième chapitre sera consacré à l'élaboration de la stratégie de récupération d'énergie au freinage sur les véhicules tout électrique.



Chapitre I :

La traction électrique

I. Introduction

Tout au long de son histoire, l'Homme s'est forcé d'étendre le rayon de ses activités, ce qui l'a toujours entraîné à améliorer les techniques de transport. Chaque nouveau progrès des transports a modifié la vie humaine. Née il y a plus de cent ans, l'automobile occupe notre vie quotidienne. C'est une invention très originale qui a su au fil des ans, se faire une place en tant qu'instrument de transport, objet de haute technologie, bien de consommation et de représentation de notre comportement social. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années sera donc un sujet de recherche d'actualité.

Au tout début de l'ère automobile, existait plusieurs moyens de propulsions. Le moteur électrique avait évidemment sa place en concurrence avec le moteur à vapeur ou le moteur thermique. Le véhicule électrique existe depuis plus d'un siècle mais il n'a jamais émergé dans le monde industriel. Dès 1881, le premier véhicule électrique apparut et son inventeur fut le français Gustave Trouvé. Il faudra attendre 1899 pour que le belge Camille Jenatton construise un véhicule électrique appelé « La Jamais Contente » voir figure 1.1 dépassant la barre des 100 km/h. Bien que le véhicule électrique fût davantage d'actualité dans les années 70, en raison de la crise pétrolière de 1974, son intérêt s'estompa dans les années 80. Il revient d'actualité depuis 10 ans environ, suite à la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que la conservation de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique (VE).

Ce mode de transport apparaît donc comme une nouvelle façon de vivre en ville ou en banlieue proche, avec moins de bruit, moins de gaz d'échappement, une conduite plus calme et très sûrement comme un véhicule en libre-service, que les usagers se partagent.

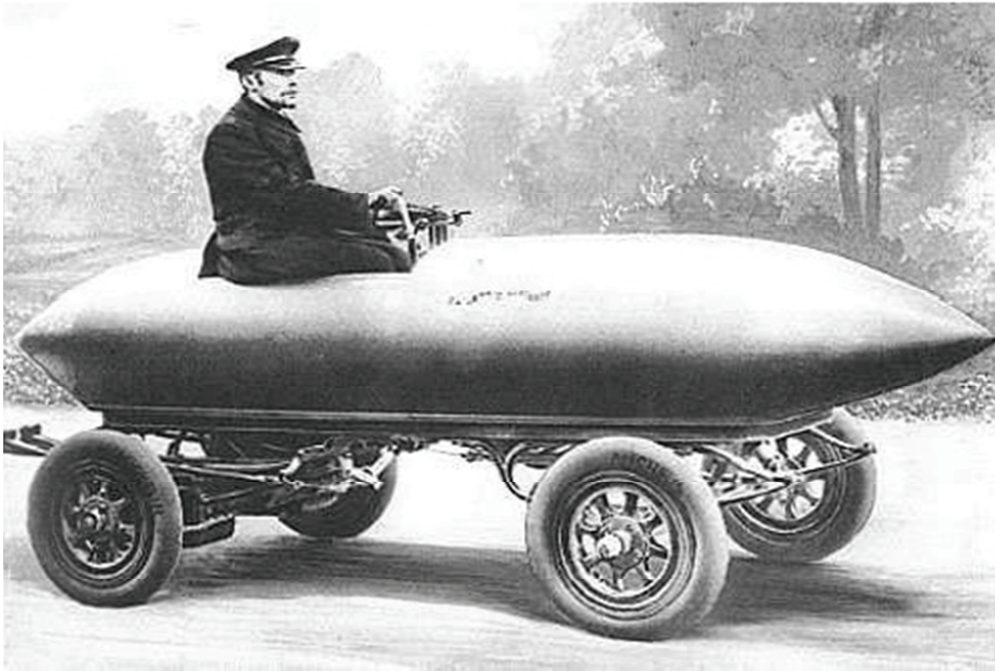


Fig.I.1 La Jamais Contente

Dans ce chapitre nous allons aborder d'une manière générale la traction des véhicules électriques et les différentes définitions utilisées par la communauté scientifique travaillant sur ce vaste domaine.

On commencera par la présentation de l'état d'art de la traction électrique en spécifiant les différents types de configurations, les types de sources d'énergies utilisées et enfin la motorisation des véhicules électrique.

II. Définition de base de la chaîne de traction

Le génie électrique investit de plus en plus l'automobile. Une mutation dans ce domaine est en train de s'accélérer grâce aux contraintes réglementaires environnementales et les lois du marché lié au confort des usagers.

Dans le contexte d'une voiture électrique, la terminologie ci-dessous sera adoptée pour tout ce mémoire [1].

➤ **Système de traction**

Ensemble des organes traversés par le flux d'énergie, et qui assurent à un véhicule sa capacité de mouvement. Il est composé d'une chaîne de traction et d'un générateur d'énergie embarquée.

➤ **Chaîne de traction**

Organe du système de traction assurant la transmission mécanique du mouvement. Elle est composée des roues, du différentiel, de la transmission ou boîte de vitesse (**BV**) et d'un moteur convertissant l'énergie sortant du générateur embarqué en énergie mécanique.

➤ **Générateur ou source d'énergie embarquée**

Organe du système de traction assurant le stockage et l'adaptation de l'énergie. Il est composé d'un système de stockage et d'un système d'adaptation (convertisseur et/ou transformateur).

➤ **Convertisseur d'énergie**

Système qui change la nature de l'énergie (moteur, radiateur, etc.).

➤ **Transformateur d'énergie**

Système qui conserve la nature de l'énergie mais change son typage (boîte de vitesse, convertisseur électrique DC/AC).

➤ **Typage de l'énergie**

Caractérise les paramètres d'une énergie de même nature (Pour l'électrique : tension, courant, fréquence,...).

➤ **Nature de l'énergie**

Caractérise les différentes formes que peut prendre l'énergie (Mécanique, électrique, chimique, hydraulique, rayonnante ou nucléaire,...).

➤ Un différentiel

C'est un système mécanique qui a pour fonction de distribuer une vitesse de rotation par répartition de l'effort cinématique, de façon adaptative, immédiate et automatique, aux besoins d'un ensemble mécanique.

➤ Un engrenage

C'est un système mécanique composé de deux roues dentées servant à la transmission du mouvement de rotation. Ces deux roues dentées sont en contact l'une avec l'autre et se transmettent de la puissance par obstacle. Quand il y a plus de deux roues dentées, on parle de train d'engrenages.

➤ Un réducteur

C'est un système d'engrenage dont le rapport de transmission est inférieur à 1, pour augmenter le couple moteur d'une rotation.

La figure.I.2, présente les symboles des composants qui seront utilisés pour expliciter le principe des différentes chaînes de traction que nous allons présenter.

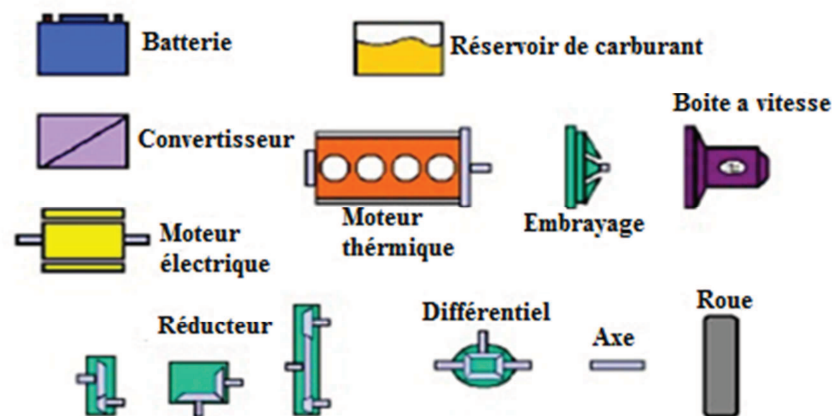


Fig.I.2 Composants qui peuvent faire partie d'une chaîne de traction

III. Principales Configurations des Véhicules électriques

Selon le type d'énergie embarqué à bord du véhicule électrique on distingue deux grandes familles de véhicule à savoir, le véhicule hybride et le véhicule tout électrique [2]. Dans ce qui suit nous exposons les caractéristiques principales de chacune de ces deux familles.

III.1 Les véhicules hybrides

Les véhicules hybrides (VH) constituent une famille recouvrant une grande variété de solution. Ainsi, une définition exhaustive des VH est assez difficile et la majorité des définitions sont incomplètes. Une définition courante est celle proposée par le Comité Technique 67 (Electric Road Véhicule) de la Commission Internationale d'Electrotechnique [3], [4] : *le VH est un véhicule dans lequel l'énergie de propulsion est fournie par deux ou plusieurs types de dispositifs de stockage, sources, ou convertisseurs d'énergie, où au moins un parmi eux fournit de l'énergie électrique.* Une autre définition proposée par l'Agence Internationale de l'Energie (IEA) dans un rapport technique [5] : *un VH a un groupe motopropulseur dans lequel l'énergie peut être transmise par au moins deux dispositifs de conversion d'énergie différents tirant l'énergie d'au moins deux dispositifs de stockage d'énergie différents.*

III.1.1 Classification des véhicules hybrides

Une chaîne de traction hybride peut être réalisée à partir de deux configurations principales, série ou parallèle, en pratiques les solutions retenues sont souvent des combinaisons entre les deux schémas.

III.1.1.1 Véhicules hybride série

La configuration série, présentée sur La figure.I.3, peut être vue comme étant un véhicule électrique (VE) assisté par un moteur thermique. Elle a l'avantage d'être la configuration hybride la plus simple mais aussi le désavantage d'avoir trois machines alors qu'il n'y a qu'un seul moteur fournissant la puissance de propulsion.

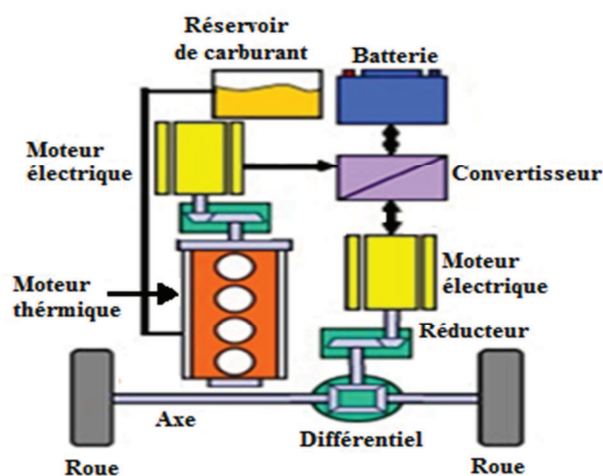


Fig.I.3 Chaîne de traction hybride série

Le système Hybride série permet au moteur électrique de diriger seul la rotation des roues en utilisant la puissance générée par le moteur thermique. Un Hybride série, est composé d'un moteur électrique, d'un moteur thermique, d'un générateur, d'une batterie et d'un inverseur.

Lors des faibles vitesses, le moteur thermique est utilisé par intermittence pour alimenter soit le moteur électrique, soit pour recharger la batterie.

Le tout électrique, est utilisé en ville, sur route le moteur thermique assure la recharge de la batterie ainsi que l'alimentation du moteur électrique.

Le nom série vient du fait que le moteur thermique, est directement lié en série au moteur électrique.

III.1.1.2 Véhicule hybride parallèle

L'hybride parallèle (ou dual) est caractérisé par deux motorisations assurant la propulsion. Comme présenté sur La figure.I.4, le moteur thermique et le moteur électrique sont placés en parallèle et sont liés mécaniquement afin que chacun puisse propulser la voiture indépendamment ou simultanément.

L'hybride parallèle est plutôt un véhicule thermique assisté par un moteur électrique afin de réduire les émissions du moteur thermique et d'optimiser la consommation de carburant. Le moteur électrique peut être utilisé comme génératrice pour charger la batterie à partir du moteur thermique ou lorsque le véhicule est en régime de freinage. Le désavantage provient de la complexité du contrôle mais aussi du dispositif mécanique liant les deux moteurs. L'avantage, par rapport à la configuration série, est que cette solution nécessite seulement deux moteurs de plus petite taille car tous deux participent à la traction. L'ensemble est donc plus compact que l'hybride série.

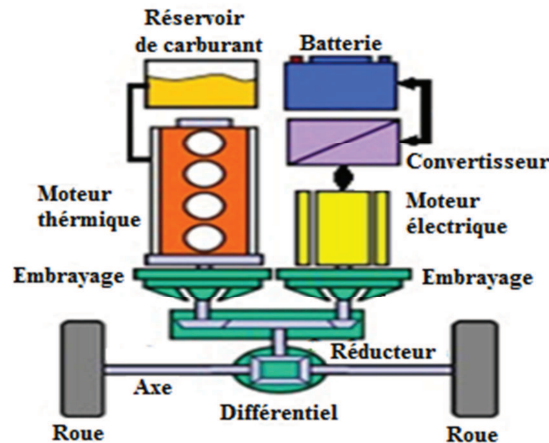


Fig.I.4 Chaîne de traction hybride parallèle

III.1.1.3 Véhicule hybride série/parallèle

A partir de ces deux configurations de base, d'autres configurations ont été réalisées. La combinaison la plus simple est l'hybride série/parallèle, présenté sur La figure.I.5, rassemblant les deux configurations classiques dans une solution qui incorpore les avantages des VH série et des VH parallèle.

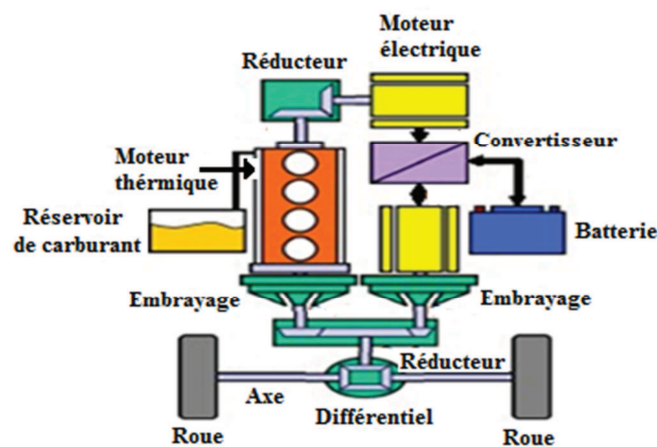


Fig.I.5 Chaîne de traction hybride Série/Parallèle

Le système série/parallèle est la combinaison du moteur électrique et thermique permettant la rotation des roues en rendant de l'électricité à la recharge de la batterie par l'intermédiaire du générateur. Ce système a l'avantage de pouvoir sélectionner les moteurs soit électrique soit thermique ainsi qu'une recharge permanente des batteries. Il est composé d'un moteur électrique, d'un moteur thermique, un répartiteur d'énergie, d'un module de commande l'alimentation (inverseur/convertisseur). Le répartiteur, permet de faire fonctionner le moteur électrique ainsi que de produire de l'électricité pour recharger les

batteries, ceci tout en essayant d’obtenir le meilleur rendement possible en fonction des conduites (ville, route...)

Une comparaison faite par Toyota entre les trois configurations d’hybride décrites ci-dessus est présentée dans le Tableau.1. Ce dernier met en évidence l’élimination des désavantages des configurations série et parallèle dans la configuration série/parallèle.

Tableau.1 Comparaison entre les configurations série, parallèle et série/parallèle (source Toyota)

	Economie de carburant				Performances	
	Arrêt	Récupération d’énergie	Gestion de l’énergie	Rendement total	Accélération	Régime permanent
Série	●	⊙	●	●	○	○
Parallèle	●	●	○	●	●	○
Série/Parallèle	⊙	⊙	⊙	⊙	●	●

⊙ Excellent ● Supérieur ○ Défavorable

Tableau.1 Comparaison entre les configurations du véhicule hybride

III.1.1.4 Véhicule hybride complexe

La possibilité d’agencer les éléments dans une chaîne de traction hybride reste ouverte, d’autres possibilités de configurations peuvent encore apparaître. Un autre exemple de chaîne de traction hybride qui n’est pas inclus dans les configurations mentionnées est l’hybride complexe. La différence est située au niveau de la génératrice, qui dans le cas de l’hybride complexe peut également fonctionner en moteur avec la possibilité de participer à la traction.

Cette configuration peut être appliquée pour entraîner les deux essieux qui représentent le premier système hybride à quatre roues motrices, comme présenté sur La figure.I.6.

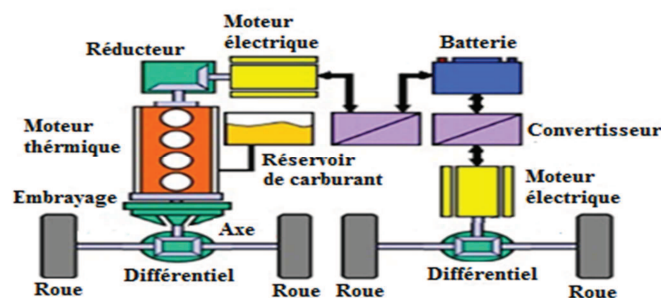


Fig.I.6 Chaîne de traction hybride complexe

III.2 Les véhicules tout électriques

Le véhicule tout électrique est réapparu ces derniers temps comme une solution potentielle au remplacement du véhicule conventionnel. Même s'il n'est pas encore en mesure de s'imposer sur le marché des véhicules particuliers, il reste sans conteste une bonne solution mais à la condition de disposer d'une source d'énergie embarquée performante.

III.2.1 Technique de réalisations du véhicule électrique

La solution la plus simple pour réaliser un véhicule électrique est de le construire sur la base d'un véhicule thermique existant, en remplaçant le moteur thermique par un moteur électrique. Cependant, la transmission mécanique peut être simplifiée. La capacité des moteurs électriques à démarrer à couple élevé et de fonctionner sur une large plage de vitesse, comme présentée sur La figure.I.7, rend possible l'élimination de l'embrayage, voir même de la boîte de vitesses.

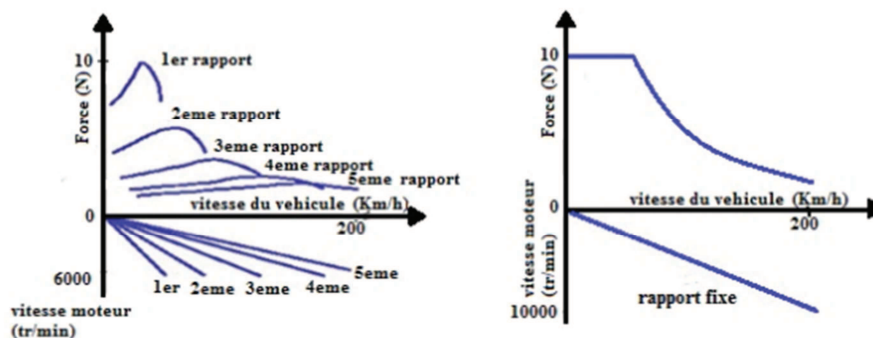


Fig.I.7 Caractéristiques force-vitesse du véhicule thermique à 5 rapports et du véhicule électrique à rapport fixe

Par contre, comme le couple est une grandeur dimensionnelle, l'absence de boîte de vitesse implique un moteur plus lourd, plus encombrant et donc plus coûteux. Aussi, pour réduire la masse embarquée, les VE peuvent être conçus avec un adaptateur de vitesse qui permet au moteur électrique de travailler à grande vitesse. Cet adaptateur permet de réduire la taille du moteur grâce à la réduction du couple demandé.

Cette chaîne de traction centrée autour d'un seul moteur de traction couplé à un réducteur à rapport fixe représente la solution dite classique pour l'architecture des VE. La chaîne de traction classique d'un VE comprend donc, la source d'énergie, le convertisseur, le

moteur électrique, la transmission mécanique englobant le différentiel et les roues. Cette configuration est présentée sur La figure.I.8.

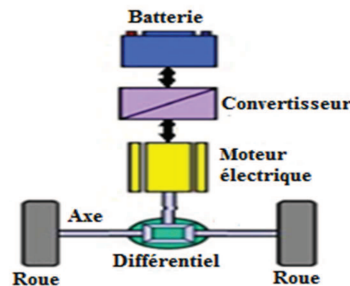


Fig.I.8 Chaîne de traction électrique

IV. Source d'énergie électrique embarquée

Un des problèmes majeurs des véhicules électriques est la source d'énergie. Dans cette partie, nous présentons de manière succincte deux voies technologiques possibles d'alimentations embarquées. Il s'agit des batteries utilisées dans tous les véhicules électriques actuels, et les piles à combustible, solution d'avenir largement défendue par les spécialistes des véhicules électriques.

IV.1 Les batteries

Pour les véhicules électriques, la technologie utilisée actuellement est celle des batteries [6]. Ces éléments permettant de stocker de l'énergie doivent remplir les conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant de bonnes accélérations.
- Une bonne énergie massique (en Wh/kg) étant synonyme d'une bonne autonomie.
- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles chargement/déchargement, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.
- Disposer d'un faible entretien et constituer d'éléments facilement recyclables. Actuellement, les technologies les plus fiables sont ceux utilisés dans la batterie au plomb et la batterie Nickel-Cadmium. La batterie au plomb est peu onéreuse et demande peu d'entretien.

Néanmoins, ses performances ne sont pas très élevées et possède une durée de vie trois fois moindre que celle des batteries Nickel-Cadmium qui possède une énergie massique plus importante et est entièrement recyclable.

Récemment, de nombreux progrès ont été faits dans ce type de technologie et il ressort que le couple Nickel-Métal-Hydrure (NiMH) ou Lithium-Ion (Li-Ion) ont acquis une bonne maturité. Ils fournissent une énergie relativement élevée permettant d'augmenter l'autonomie des véhicules jusqu'à 200 km. Néanmoins, le prix reste encore un obstacle.

A titre d'exemple, le tableau.2 ci-dessous présente quelques chiffres permettant de situer les différentes technologies de batteries :

	Plomb Acide Pb-PbO ₂	Nickel Cadmium NiCd	Nicel Métal Hydrure NiMH	Sodium Soufre NaS	Lithium Sulfure de Fer LiFeS ₂
Energie Massique (wh/kg)	40	60	80	100	150
Puissance Massique (w/kg)	90	200	200	100	250
Durée de vie Nombre de cycles	100	2000	1500	800	1000
Energie Volumique (wh/l)	90	120	130	150	180
Poids pour 20kwh (kg)	600	300	250	200	150

Tableau.2 Technologies des batteries.

Pour des performances acceptables, les batteries devraient posséder les caractéristiques suivantes :

- Energie se situant entre 15 et 30 kWh.
- Energie spécifique supérieure à 100 Wh/kg.
- Une puissance massique moyenne de 300 W/kg à 80% de profondeur de décharge.
- Une durée de vie de 600 à 1500 cycles à 80% de profondeur de décharge.

- Une durée de vie calendaire de 8 ans.
- Peu d'exigences pour le fonctionnement à froid.

IV.2 Les piles à combustible

La pile à combustible peut être une autre source d'énergie pour le véhicule électrique ainsi que pour d'autres applications. Système peu polluant, cela permettrait de passer à une autonomie supérieure à 400 km [7]. Néanmoins, beaucoup de progrès restent à faire en matière de fiabilité, longévité, et sécurité. Il faudra évaluer le coût des infrastructures et le bénéfice pour l'environnement. En effet, certains matériaux constitutifs tels que le platine restent coûteux.

A titre d'exemple, le tableau.3 illustre les différentes technologies possibles pour les piles à combustible :

	Type	Température	Carburant	Electrolyte
SOFC	SOLID Oxid Fuel Cell	850- 1000 °C	<ul style="list-style-type: none"> • Hydrogène • CO • Hydrocarbures 	Céramique (Zircone)
MCFC	Molten Carbonate Fuel Cell	650 °C	<ul style="list-style-type: none"> • Hydrogène • CO • Hydrocarbures 	Mélange de Carbonates (Li. K. Na)
PAFC	Phosphoric Acid Fuel Cell	200- 250 °C	Hydrogène + reformage	Acide Phosphorique (H ₃ PO ₄)
AFC	Alkaline Fuel Cell	50- 200 °C	Hydrogène	Potasse (KOH 8-12N)
PEMFC	Proton Exchange Fuel Cell	50- 90 °C	Hydrogène (méthanol) + reformage	Membrane Polymère

Tableau.3 Technologies des piles à combustibles

IV.3 Autres sources d'énergie

Parmi les sources d'énergie électrique actuelles, autres que les batteries et les piles à combustible, seuls les super-condensateurs semblent présenter une maturité suffisante pour être intégrés à un véhicule électrique [8].

Les super-condensateurs sont des systèmes électrochimiques de stockage d'énergie électrique dont les caractéristiques sont situées entre celles des condensateurs électriques et celles des accumulateurs électrochimiques. Leurs spécialités sont une grande cyclabilité et une densité de puissance élevée. Comme les batteries ou les piles à combustible, ils

contiennent deux électrodes et un électrolyte ionique, mais contrairement aux batteries, il n'y a pas de réactions électrochimiques aux électrodes mais un stockage de charges aux interfaces électrode/électrolyte ou un inter-calage d'ions dans la structure de l'électrode sans qu'il y ait de réaction chimique. La charge dans l'électrode représente, dans la plupart des cas, un excès ou un défaut d'électrons.

Une super-capacité est un condensateur particulier, mettant en jeu un électrolyte, en général organique (liquide ou solide) et muni de bases au charbon actif (super-capacité) ou encore d'oxyde métallique (ultra-capacité). Au point de vue physique, il s'agit toujours d'un gros condensateur, stockant peu d'énergie (≈ 3 à 8 Wh/kg), mais capable de délivrer ou d'absorber une puissance massique très élevée, de l'ordre de 10 kW/kg.

L'usage de ces éléments reste relativement marginal. Il semble que l'association de batteries et de super-capacité soit une solution intéressante d'un point de vue technique mais relativement coûteuse à mettre en œuvre.

V. Les convertisseurs électriques

L'utilisation d'une chaîne de traction électrique dans les véhicules routiers autonomes sous-entend la présence à leur bord d'une source d'énergie électrique qui peut-être [1]:

- une batterie d'accumulateur de capacité appropriée à l'autonomie souhaitée du véhicule dans le cas d'un véhicule tout électrique ;
- une batterie d'accumulateur de plus faible capacité, associée à un groupe thermo-électrique (association d'un moteur thermique et d'un alternateur) ou à une pile à combustible dans le cas d'un véhicule électrique hybride.

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 d'une 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 de convertisseurs électroniques dont le rôle est de lever les incompatibilités de fonctionnement.

De ce fait on pourra trouver à bord des véhicules :

- des convertisseurs de courant alternatif en courant continu (AC-DC), que l'on appelle redresseurs.

- des convertisseurs de courant continu en courant continu de tension différée (DC-DC) que l'on appelle hacheurs ;
- des convertisseurs de courant continu en courant alternatif (DC-AC) que l'on appelle onduleurs.

NB : Le but de cette section n'est pas de donner une description exhaustive de chacun de ces types d'organes mais d'expliquer leurs rôles à bord d'un véhicule automobile.

V.1 Les redresseurs (AC-DC)

Les redresseurs sont des convertisseurs d'énergie qui transforment une source électrique à courant alternatif en une source électrique à courant continu. Nous pouvons distinguer :

- Des redresseurs à diodes : ces convertisseurs établissent une relation rigide entre la tension continue de sortie et la tension alternative d'entrée.
- Des redresseurs à thyristors, qui permettent de faire varier de manière continue le rapport entre la tension continue récupérée à leurs bornes de sortie et la tension alternative appliquée à leurs bornes d'entrée en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors.
- Des redresseurs mixtes associant des diodes et des thyristors.
- Des groupements de redresseurs à thyristors destinés à améliorer les performances et à diminuer les perturbations.
- Des redresseurs MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui associent des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et des diodes et qui ont pour avantage d'être faiblement perturbateurs des sources alternatives qui les alimentent.

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

V.2 Les hacheurs (DC-DC)

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants

contrôlés, réglables, différents des valeurs d'entrée et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation de divers récepteurs (moteurs, batteries, etc.).

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

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

En effet, on ne peut envisager le branchement brutal d'un moteur à courant continu sur une source d'énergie à tension fixe (batterie d'accumulateur par exemple) pour les raisons suivantes :

- aucun réglage du couple moteur ni de la vitesse du moteur ne serait possible ;
- le régime transitoire à la mise sous tension directe du moteur serait destructif tant du point de vue électrique (surintensité) que mécanique (sur-couple) ;

L'utilisation d'un hacheur permet en effet de maintenir le courant moteur à la valeur souhaitée tout en assurant le réglage progressif et sans perte notable de la tension du moteur. Il permet également de régler le couple et la vitesse du moteur et donc du véhicule en traction mais aussi en freinage électrique.

V.3 Les onduleurs (DC-AC)

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

La conversion DC-AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage, les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielles ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un IGBT et d'une diode montés en antiparallèle et commandés selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion, en anglais (PMW)). Ce type de montage permet d'associer une source de tension (de type batterie) et un récepteur de type source de

courant (moteur asynchrone, moteur synchrone bobiné, à aimant permanent ou à réluctance variable). La méthode de commande par MLI présente deux avantages importants :

- elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage de cette tension ;
- elle permet de faire varier le fondamental de la tension de sortie.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont le plus souvent déterminés en temps réel au moyen d'une électronique de commande appropriée.

VI. Les moteurs dans la traction électrique

Comme on l'a expliqué précédemment il y a deux types de véhicule électrique : Véhicule électrique hybride et véhicule tout électrique [1].

Dans le premier type (**VEH**) on utilise dans sa motorisation deux moteurs bien distincts le moteur thermique associé au moteur électrique avec ces différents types de configuration expliqués dans (**III.1**).

Dans le deuxième type (**VTE**) on procède au remplacement direct du moteur thermique conventionnel par un moteur électrique.

Donc on distingue deux types de moteur : Moteur thermique et moteur électrique.

VI.1 Les moteurs thermiques

Les moteurs thermiques sont des systèmes ou des ensembles de systèmes qui effectuent des cycles thermodynamique afin de produire du travail à partir de chaleur (moteur) ou de transférer de la chaleur en utilisant du travail (cycle récepteur).

Par définition, un moteur thermique est un moteur alternatif à combustion interne permettant de produire un travail mécanique, sous forme de rotation du vilebrequin, à partir de la combustion d'un mélange carburé (air-essence) ou (air-gazole) à l'intérieur d'un cylindre, dans lequel se déplace un piston en mouvement alternatif. Le déplacement du piston s'effectue entre deux limites appelées respectivement le Point Mort Haut (PMH) et le Point Mort Bas (PMB). Le volume balayé par ce déplacement de piston est la cylindrée unitaire du moteur.

VI.2 Les moteurs électriques de traction

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation des hautes performances des véhicules électriques en exploitation. Il existe trois grandes catégories de moteurs (à courant continu, asynchrone et synchrone).

En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation à courant continu, soit dans sa version à excitation série, solution robuste qui présente de manière intrinsèque une caractéristique à la traction (Volta), soit plus récemment, dans sa version à excitation séparée commandée par hacheur (Express). Mais l'évolution de l'électronique de puissance et des matériaux tels que les aimants permanents conduit aujourd'hui à s'orienter vers des solutions plus performantes telles que les motorisations synchrones ou asynchrone.

VI.2.1 Moteurs à courant continu (MCC)

Parmi les différents types de moteurs à courant continu (moteur série, moteur à excitation séparée, moteur à aimants permanents), c'est essentiellement le moteur à excitation séparée qui est utilisé. C'est la solution la plus économique et la plus fiable grâce à son convertisseur d'induit du type hacheur à deux interrupteurs et un hacheur d'inducteur de plus faible puissance. Mais cette technologie comporte les inconvénients suivants :

- la difficulté de refroidissement de l'induit tournant ce qui limite l'obtention des possibilités d'un couple massique élevé.
- la vitesse de rotation de l'induit est limitée par sa constitution ;
- l'usure des balais nécessitant un entretien périodique pour enlever les poussières conductrices qui nuisent à l'isolement du collecteur.
- le coût de construction est élevé car la machine est complexe : collecteur, bobinage de l'induit.

VI.2.2 Moteurs asynchrones (MAS)

Le moteur asynchrone à cage est robuste, assez bon marché et facilement industrialisable. Il a une puissance massique assez élevée, ce qui conduit à un bon rendement pour la chaîne de traction. Le MAS est le candidat le plus adapté pour propulser les véhicules électriques hybrides (VEH).

Cependant, la principale difficulté reste son pilotage. L'excitation étant induite par les courants statoriques, la commande séparée du couple et du flux est difficile à faire. Le pilotage de la machine asynchrone par commande vectorielle est géré par microprocesseur.

Toutefois, l'accroissement des performances des calculateurs et l'intégration poussée de cette commande ont donné lieu à une solution fiable à un coût raisonnable.

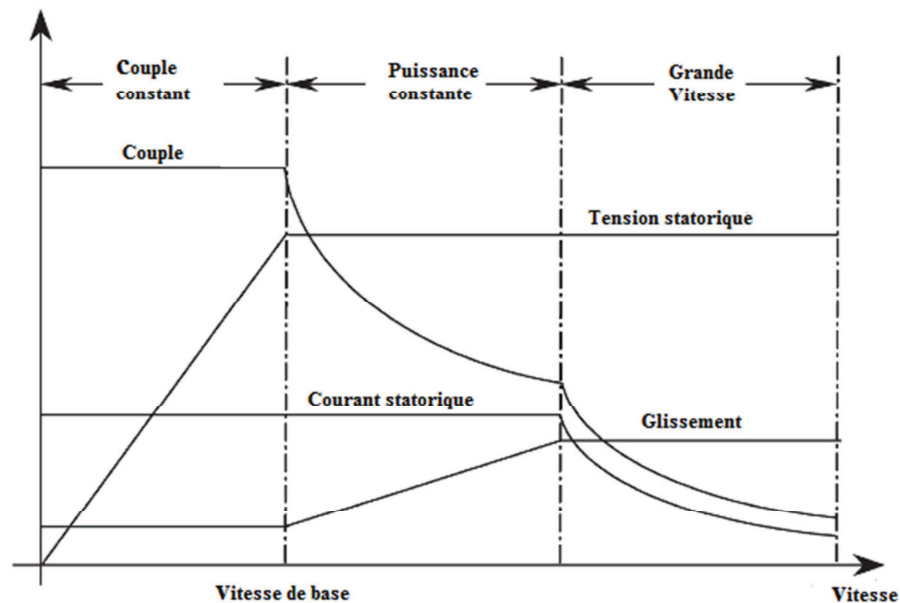


Fig.I.9 Caractéristiques du moteur à induction

VI.2.3 Moteurs synchrones

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons les plus fréquentes dans la littérature :

- **Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)**

Semble à plus d'un titre, une solution adaptée pour ses performances techniques et en particulier, sa compacité et son rendement. L'excitation dans ce cas est créée par les aimants permanents.

- **Le moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB)**

Il ressemble au moteur à courant continu, la différence entre eux réside dans la manière de commuter le courant (commutation mécanique pour la machine à courant continu et commutation électronique pour la machine synchrone à rotor bobiné).

- **Le moteur à réluctance variable (MRV)**

Le rotor de ce type de moteur ne contient ni aimants permanents, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet réluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif.

- **Le moteur synchrone à double excitation (MSDE)**

L'utilisation des aimants permanents permet d'augmenter significativement le rendement et le rapport couple/masse ou la compacité de la machine (rapport couple volume). Cela nous pousse à opter pour une machine à aimants permanents. Mais l'utilisation des aimants engendre un problème lié à la nature de leur flux d'excitation. Pour les machines associées à des convertisseurs commandés, il est possible par la commande du courant d'induit de réduire le flux total et d'augmenter la plage de fonctionnement en vitesse. Il faut cependant que la réaction magnétique d'induit soit comparable au flux des aimants.

Selon la manière dont sont agencés les deux circuits d'excitation il y a plusieurs types de machines à double excitation. Nous allons les classer en deux catégories :

- machine synchrone à double excitation série
- machine synchrone à double excitation parallèle

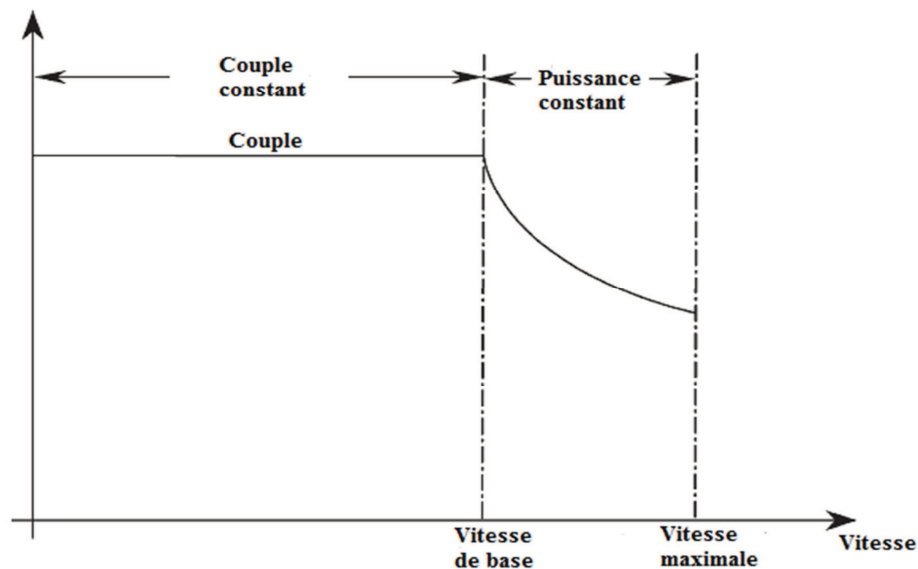


Fig.I.10 Caractéristiques couple vitesse d'un moteur synchrone

Le tableau.4 ci-dessous présente les différentes caractéristiques et le domaine d'emploi de tous les moteurs électriques étudiés :

Type de moteur	Moteur asynchrone a cage triphasé	Moteur synchrone a rotor bibiné	Moteur a courant continu
Cout du moteur	Faible	Elevé	Faible
Moteur étanche	Standard	Sur demande couteux	Possible très couteux
Démarrage direct sur réseau	aisé	Impossible à partir de quelque KW	Non prévu
Variateur de vitesse	Facile	Frequent	Toujours
Cout de la solution variation de vitesse	De plus en plus économique	Très économique	Très économique
Performance en variation industrielle	De plus en plus élevée	élevée	Elevée a très élevé
Emploi	Vitesse constant ou variable	Vitesse constant ou variable	Vitesse variable
Utilisation industrielle	Universelle	Dans les grandes puissances ou moyenne tension	En diminution

Tableau.4 les différentes caractéristiques des moteurs électriques [18]

Il faut souligner la place tenue par les moteurs asynchrones à cage triphasés dont le qualificatif de « standard » est de nos jours renforcé par une parfaite adaptation à l'emploi consécutive au développement des dispositifs électroniques qui autorisent la variation de vitesse.

VII. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les éléments de base de la chaîne de traction des véhicules électriques et de sa gestion en insistant sur les différentes technologies disponibles. Pour cela nous nous sommes basés sur les travaux rencontrés dans la littérature et qui peuvent être considérés comme le contexte général de notre travail. Cela nous a permis d'effectuer nos choix concernant l'architecture, le moteur, les convertisseurs et la source d'énergie. En effet, nous étudions une structure spécifique de la chaîne de traction qui est la configuration d'un véhicule tout électrique. Dans la littérature spécialisée le choix de la composante est orienté au moteur asynchrone qui représente le candidat le plus adapté au véhicule électrique pur. Il est alimenté par une batterie à travers des convertisseurs de type onduleur.

Dans le chapitre suivant, nous allons entamer l'étude générale du moteur asynchrone, son fonctionnement et en suite on donnera toutes les notions théoriques le concernant en associant à ce dernier un élément de conversion essentiel qui est l'onduleur en spécifiant tous les types existant.



Chapitre II :
Etude du moteur asynchrone

I. Introduction

La machine asynchrone est la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point négatif est la puissance réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées, alimentées directement par le réseau représentant la grande majorité des applications, supplantant les machines monophasées aux performances bien moindres et au couple de démarrage nul.

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 électromécaniques d'une part et d'autre part, l'élaboration des lois de commande.

Le moteur asynchrone, alimenté directement depuis le réseau industriel triphasé ou monophasé de fourniture de l'énergie électrique à tension et à fréquence constante, nécessite peu d'entretien et sa durée de vie qui est très grande.

Le présent chapitre constitue des généralités sur les moteurs asynchrones (constitution, principe de fonctionnement, choix de moteur).

II. Généralités et principe de fonctionnement de la machine asynchrone

II.1 Organisation de la machine

L'organisation d'une machine asynchrone triphasée est montrée sur la figure.II.1 Elle est constituée des principaux éléments suivants [9]:

- 1) le stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- 2) le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné ou injecté.

Les organes mécaniques permettent la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

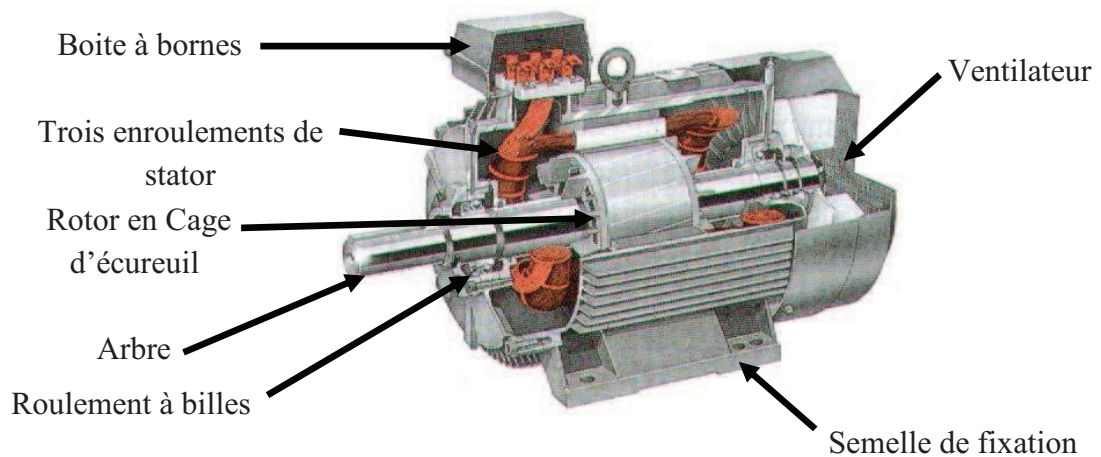


Fig.II.1 Moteur asynchrone triphasé en coupe

➤ **Le stator :** Les différents types de moteur asynchrone ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste au moins dans son principe, le même.

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

➤ **Le rotor :** Il est réalisé de deux façons :

a) Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué des barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil.

Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium.

Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V) la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple).

b) Rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, il est couplé en étoile.

Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon de réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques d'espace.

Les sorties des extrémités des enroulements rotoriques sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone.

On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse.

II.2 Principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone est une machine très simple dans sa réalisation et son principe qui utilise l'action d'un champ magnétique tournant sur les courants qu'il induit dans une masse métallique.

Le champ magnétique tournant créé par le stator induit dans le rotor des courants de Foucault. Conformément à la loi de Lenz, les forces dues à l'action du champ magnétique tournant sur les courants induits s'opposent à la cause qui leurs donne naissance, c'est-à-dire au mouvement relatif du champ magnétique tournant par rapport au rotor. Elles font tourner ce dernier dans le sens du champ magnétique tournant.

Si le rotor n'est soumis à aucun couple résistant, sa vitesse atteint celle du champ magnétique tournant appelé vitesse de synchronisme, mais alors, les courants induits disparaissent et au même temps le couple moteur.

S'il existe un couple résistant, le rotor prend une vitesse inférieure à celle du champ. L'écart est d'autant plus grand que le couple est plus important, car les courants induits et, le couple moteur, augmente avec cet écart.

On caractérise cet écart en introduisant une grandeur appelée *glissement*.

II.3 Glissement

Supposons qu'un moteur à induction à p paires de pôles absorbe des courants triphasés équilibrés. Ceux-ci créent un champ tournant à la vitesse dite de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad [\text{rad} / \text{s}] \quad (\text{II.1})$$

Avec ω : pulsation des courants statoriques.

Si le rotor tourne à une vitesse égale à Ω_s , chacun de ses enroulements embrasse un flux statorique constant et n'est pas donc le siège d'aucune force électromotrice.

Si le rotor tourne à une vitesse Ω différente de la vitesse de synchronisme, ses enroulements embrassent alors un flux statorique variable dont la pulsation est : $p(\Omega_s - \Omega)$.

La différence de vitesse ($\Omega_s - \Omega$) est appelée vitesse de glissement du rotor par rapport au stator, et sa valeur relative par rapport à Ω_s est appelée glissement :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{II.2})$$

De cette définition, il résulte que g est positif si : $\Omega < \Omega_s$

Comme les courants rotoriques sont à la pulsation de glissement et qu'ils forment un système triphasé équilibré direct, ils engendrent un champ tournant à la vitesse :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} = \frac{g\omega}{p} \quad (\text{II.3})$$

Par rapport au rotor, comme celui-ci tourne à la vitesse ($\Omega = (1 - g) \cdot \frac{\omega}{p}$) par rapport au stator, le champ tournant rotorique tourne à la vitesse :

$$\Omega + \Omega_r = \omega_s \Leftrightarrow \frac{(1-g)\omega}{p} + \frac{g\omega}{p} = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.4})$$

C'est-à-dire qu'il est immobile par rapport au champ statorique.

II.4 Schéma électrique équivalent

On peut considérer la machine asynchrone comme un transformateur à champ tournant. En résumé, les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement.

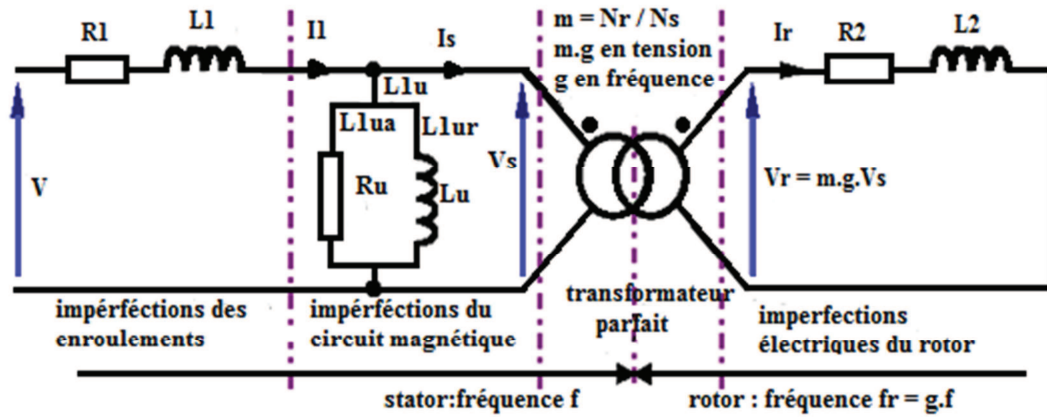


Fig.II.4 Schéma équivalent de la machine asynchrone

R_u : résistance représente les pertes fer au stator.

g : glissement.

II.5 Couple électromagnétique

La puissance électromagnétique ou la puissance transmise au secondaire à travers l'entrefer est celle qui traverse le transformateur parfait du schéma équivalent, elle s'écrit pour une machine triphasée :

$$P_{em} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 \tag{II.5}$$

Si φ_2 est le déphasage de I_2 sur E_2 cette puissance est rapportée par un C.M.T (Champ Magnétique. Tournant résultant) de vitesse par rapport au rotor :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega = g \cdot \Omega_s \tag{II.6}$$

D'où le couple électromagnétique moteur (puisque au couple positif, l'énergie passe du stator au rotor) exercé par ce champ magnétique tournant sur ce rotor est:

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_r} = \frac{3 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2}{g \cdot \Omega_s} \tag{II.7}$$

Si on néglige les effets de l'impédance primaire, on peut écrire :

$$E_2 = g \cdot m \cdot E_1 \neq g \cdot m \cdot V, V_1 \neq E_1 \tag{II.8}$$

L'impédance primaire complexe est :

$$Z_2 = r_2 + j \cdot L_2 \cdot g \cdot \omega \quad (\text{II.9})$$

Dont le module:

$$Z_2 = |Z_2| = \sqrt{r_2^2 + (g \cdot L_2 \cdot \omega)^2} \quad (\text{II.10})$$

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} \neq \frac{m \cdot g \cdot V_1}{Z_2} \quad (\text{II.11})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3(m \cdot g \cdot V_1)^2 \cdot r_2}{Z_2^2 \cdot g \cdot \Omega_s} \quad (\text{II.12})$$

Alors :

$$3 \cdot (m \cdot V_1)^2 \frac{g \cdot r_2}{r_2^2 + (L_2 \cdot g \cdot \omega)^2} = 3(m \cdot V_1)^2 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{r_2/g}{(r_2/g)^2 + (L_2 \cdot \omega)^2} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Aux faibles glissements : } (L_2 \cdot g \cdot \omega \ll r_2) \quad (\text{II.14})$$

$$C_{em} = 3(m \cdot V_1)^2 \frac{P \cdot g}{\omega \cdot r_2} = k \cdot g \quad (\text{II.15})$$

$$\text{Aux forts glissements : } (L_2 \cdot g \cdot \omega \gg r_2) \quad (\text{II.16})$$

$$C_{em} = 3(m \cdot V_1)^2 \frac{P \cdot r_2}{\omega (L_2 \cdot \omega)^2 g} = \max \quad (\text{II.17})$$

$$\text{Alors : } \frac{r_2^2}{g} + g(L_2 \cdot \omega)^2 = \min \quad (\text{II.18})$$

$$\text{Donc : } \frac{r_2^2}{g_0} = g_0(L_2 \cdot \omega)^2 \quad (\text{II.19})$$

$$\text{et } g_0 = \frac{r_2}{L_2 \cdot \omega} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Alors : } C_{em \max} = 3(m \cdot V_1)^2 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{1}{2L_2 \cdot \omega} \quad (\text{II.21})$$

Donc le couple électromagnétique maximale $C_{em \max}$ ne dépend pas de la résistance de l'enroulement rotorique.

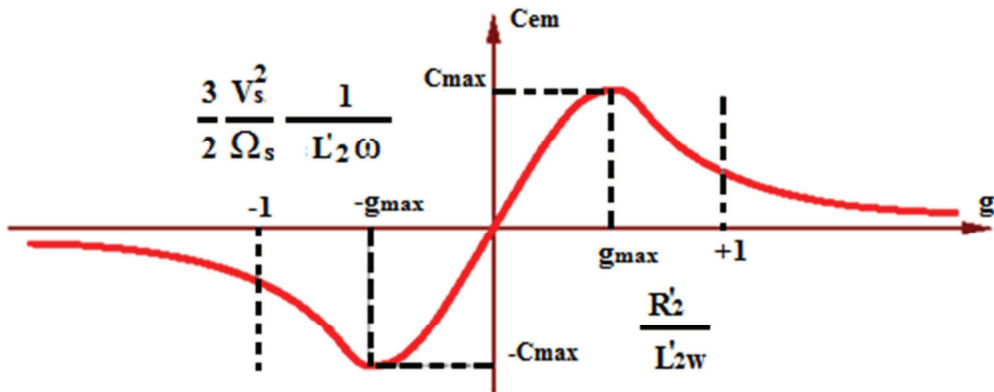


Fig.II.5 couple électromagnétique en fonction du glissement ω

II.6 Caractéristique mécanique

Le couple C s'exerçant entre le stator et le rotor du moteur asynchrone triphasé varie, en fonction de la vitesse, suivant la caractéristique de la figure.II.6

Ce dernier est nul pour $g=0$ ou $N=N_s$. Il augmente en premier avec l'augmentation de g , passe par un maximum puis diminue jusqu'au couple de démarrage C_d ($g=1$ ou $N=0$).

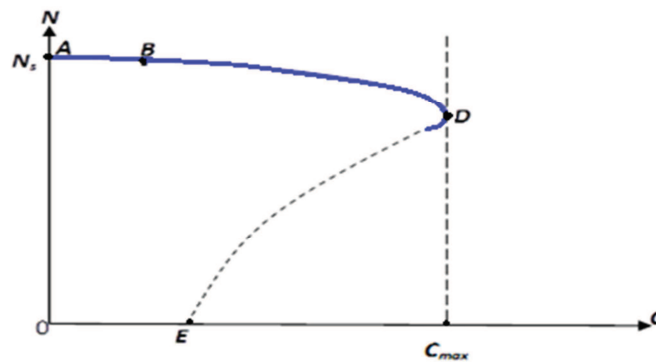


Fig.II.6 caractéristique mécanique

On analysant l'ensemble de la caractéristique ABDE, seule la portion AD est normalement stable ($dC/dN < 0$). Le moteur peut travailler en régime permanent sur la partie AB comprise entre la marche à vide et le fonctionnement nominal qui correspond à un glissement de quelques centièmes.

Au démarrage, le point de fonctionnement décrit rapidement la branche instable ED et se fixe sur DA à l'endroit où le couple résistant égal au couple moteur.

En cas de surcharge, le point se déplace sur AD ; si on dépasse le couple maximal, le moteur « cale », c'est-à-dire décrit rapidement la branche DE pour s'arrêter.

Si on augmente la résistance par phase r_2 du rotor (emploi d'une cage plus résistante, insertion de résistances supplémentaires dans le cas du moteur à rotor bobiné), on ne change pas le couple maximal, mais ce couple est obtenu pour une valeur plus élevée du glissement et le couple de démarrage est accru.

II.7 Pertes et rendement

II.7.1 La puissance absorbée

$$P_a = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (\text{II.22})$$

P_a : la puissance électrique absorbée en watts (w).

U : La tension entre fils de ligne, en volts (V).

I : L'intensité du courant de ligne en ampères (A).

φ : Déphasage entre les vecteurs U et I .

Une faible partie de cette puissance (1 à 2%) est perdue dans le stator sous forme de pertes dans le fer (P_{fs}) et de pertes dans le cuivre dues à l'effet Joule (P_{js}).

II.7.2 Les pertes par effet Joule dans le stator p_{js}

$$P_{js} = \frac{3}{2} \cdot R \cdot I^2 \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Couplage étoile : } P_{js} = 3 \cdot R' \cdot I^2 \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Couplage triangle : } P_{js} = 3 \cdot R' \cdot J^2 \quad (\text{II.25})$$

P_{js} : en watts (W).

R : est la résistance mesurée entre deux bornes de stator, en ohms (Ω).

R' : la résistance d'une phase en ohms (Ω).

I : l'intensité du courant de ligne en ampères (A).

J : l'intensité du courant dans un enroulement couplé en triangle en ampères (A).

$$\text{Remarque : } J = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.26})$$

II.7.3 Les pertes magnétiques dans le stator P_{fs}

Les pertes magnétiques dans les tôles de son armature (appelées aussi pertes dans le fer) sont pratiquement indépendantes de la charge, en revanche, elles sont liées à la valeur efficace U et à la fréquence f de la tension d'alimentation.

Pour un réseau donnée, ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par :

$$P_{fs} = K_{fs} \cdot f^{1.5} \cdot B^2 \quad \text{En watts (W).} \quad (\text{II.27})$$

B : valeur de l'induction dans le fer.

K_{fs} : coefficient caractéristique.

II.7.4 La puissance transmise au rotor P_{tr} (puissance électromagnétique)

$$P_{tr} = P_a - P_{js} - P_{fs} \quad (\text{II.28})$$

$$\text{Ou } P_{tr} = C \cdot \Omega_s \quad (\text{II.29})$$

P_{tr} : La puissance électrique transmise au rotor en watts (W).

P_{js} : Les pertes par effet joule dans le stator en watts (W).

C : Le couple mécanique transmis au rotor en newton-mètre (Nm).

Ω_s : La fréquence de rotation du champ magnétique en radians par seconde (rd/s).

Une faible partie de cette puissance est perdue dans le rotor par effet Joule.

II.7.5 Les pertes par effet Joule dans le rotor P_{jr}

$$P_{jr} = g \cdot P_{tr} \quad (\text{II.30})$$

P_{jr} : Les pertes par effet joule au rotor en watts (W).

Le rotor est également le siège d'un autre type de pertes : les pertes magnétiques. Cependant ces pertes seront toujours négligées devant les autres ; la fréquence des courants rotoriques étant très faible.

II.7.6 La puissance mécanique P_m

$$P_{méc} = P_{tr} - P_{jr} \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Ou } P_{méc} = C_{él} \cdot (2 \cdot \pi \cdot n) \quad (\text{II.32})$$

n : la fréquence de rotation du rotor en (tr/s).

$C_{él}$: couple électromagnétique.

Une faible partie de cette puissance est perdue sous forme des pertes mécaniques.

II.7.7 Les pertes mécaniques $\Delta P_{méc}$

Ces pertes sont considérées comme constantes, elles sont données, ou calculées par un essai à vide avec la formule suivante :

$$\Delta P_{méc} = C_0 \cdot \omega \tag{II.33}$$

Avec : $C_0 = C_{él} - C_u$ (II.34)

C_u : Le couple utile mécanique sur l'arbre du moteur en newton-mètre (N.m).

II.7.8 La puissance utile P_u

$$P_u = C_u \cdot (2 \cdot \pi \cdot n) \tag{II.35}$$

On peut schématiser le bilan de puissance de la façon suivante :

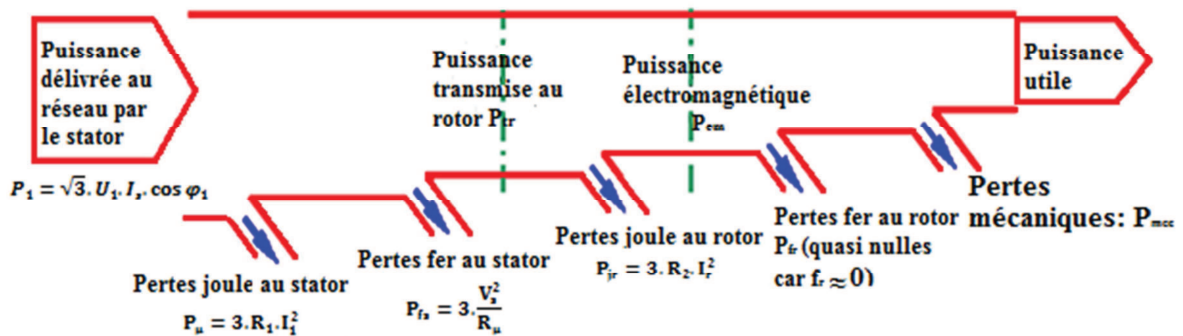


Fig.II.7 Diagramme énergétique d'une machine asynchrone

II.7.9 Rendement

Le rendement du rotor : $\eta_r = 1 - g$ (II.36)

Le rendement industriel: $\eta_i = \frac{P_u}{P_a} \Rightarrow \eta_i < 1 - g$ (II.37)

II.8 Réglage de la vitesse

Intérêt :

Bien que les moteurs asynchrones n'aient pas comme les moteurs synchrones, une vitesse strictement constante, puisque la relation ($N = N_s(1 - g)$), n'est guère possible, pour autant de les considérer comme des moteurs à vitesse variable. Leur vitesse est en effet bornée, d'un côté par la vitesse de fonctionnement au couple maximal, de l'autre par la vitesse de synchronisme, ce qui ne donne qu'une plage de variation inférieure à 10 %. Par ailleurs, on ne dispose pas de moyens électrique simples et économiques (comme les rhéostats de champ des moteurs à courant continu) pour régler leur vitesse.

Pourtant la variation de vitesse d'un moteur présente deux intérêts fondamentaux.

- ❖ Le premier, qui est plus évident, est de répondre aux exigences de variation de vitesse de l'organe entraîné (le cas le plus typique est celui de la traction)
- ❖ Le second est de fournir un réglage performant au système entraîné, sans que celui-ci ait, en toute rigueur un réglage de vitesse.

II.8.1 Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominal en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = K\Omega^2$).

II.8.2 Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistance rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hypo synchrone réservée à la très fort puissance pour des machines à rotor bobiné.

II.8.3 Réglage par variation de nombre de paires de pôles

Ceci donnant une variation non continue de la vitesse ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

II.8.4 Réglage par variation de fréquence

La fréquence de rotation de la machine, étant au glissement près proportionnelle à la fréquence d'alimentation des enroulements statorique, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable à base des onduleurs de tension.

On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les onduleurs de courant ou commutateurs de courant.

On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence de réseau) à l'aide d'un cyclo convertisseur commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

REMARQUE

Signalons que les deux premiers procédés (action sur la fréquence et sur le glissement) permettent un réglage progressif, alors que l'action sur le nombre de paires de pôles n'assure qu'un réglage discontinu (valeurs discrètes de la vitesse).

III. Démarrage des moteurs asynchrones

Lors d'un démarrage d'un moteur asynchrone, le courant peut atteindre 8 fois le courant nominal de la machine [10]. Si l'application utilise un variateur, c'est ce dernier qui se chargera d'adapter les tensions appliquées au moteur afin de limiter ce courant. En absence de variateur de vitesse, il existe plusieurs méthodes permettant de limiter le courant de démarrage. Elles ont été développées avant l'apparition d'électronique de puissance, mais sont encore utilisées de nos jours dans les installations anciennes ou par mesure d'économie pour des applications ne nécessitant pas de variateur en dehors du démarrage.

III.1 Démarrage direct

Ce type de démarrage est réservé aux moteurs de faible puissance devant celle du réseau, ne nécessitant pas une mise en vitesse progressive. Le couple est énergique, l'appel de courant est important (5 à 8 fois le courant nominal).

III.2 Démarrage sous tension réduite

Plusieurs dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator pendant la durée du démarrage du moteur ce qui est un moyen de limiter l'intensité des courants de démarrage. L'inconvénient est que le couple moteur est également diminué et que cela augmente la durée avant laquelle le moteur atteint le régime permanent.

III.2.1 Démarrage étoile-triangle

Lors d'un démarrage étoile-triangle, le moteur est d'abord connecté au réseau avec un couplage étoile, puis une fois démarré on passe sur le couplage triangle.

Le fait de démarrer avec un couplage étoile permet de diviser par la racine carrée de trois la tension appliquée; ainsi, le courant maximal absorbé est trois fois plus faible que lors d'un démarrage directement avec un couplage triangle. Le couple de démarrage est lui aussi 3 fois plus faible que lors d'un démarrage en triangle. La surintensité lors du passage étoile triangle est inférieure au courant d'appel d'un démarrage effectué directement en triangle, réalisée simplement à l'aide des contacteurs, cette méthode de démarrage est très économique.

III.2.2 Démarrage par autotransformateur

Dans ce mode de démarrage le stator du moteur est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépasse pas la valeur maximale désirée.

III.2.3 Démarrage résistif

Lors d'un démarrage résistif on insère des résistances en série avec les enroulements statoriques, ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes. Une fois le démarrage est effectué on court-circuite ces résistances. Cette opération peut être effectuée progressivement par un opérateur à l'aide de rhéostat de démarrage.

III.3 Démarrage a tension nominale

III.3.1 Démarrage rotorique

Lors d'un démarrage rotorique, des résistances de puissances sont insérées en série avec les enroulements du rotor. Ce type de démarrage permet d'obtenir un fort couple de démarrage réduits mais il ne peut être mis en œuvre qu'avec des machine a rotor bobine muni de contacts glissants (bagues et balais); permettent des connexions électrique des enroulements rotoriques. Ces machines sont de prix de revient plus important.

IV. Freinage des moteurs asynchrones

On distingue plusieurs types de freinage [10]:

IV.1 Freinage hyper synchrone

Lorsque la vitesse du rotor est supérieure à la vitesse du champ tournant, le moteur freine. Couple a un variateur de vitesse qui diminue progressivement la vitesse du moteur on peut arrêter le moteur. Le couple freinage est faible, cette méthode n'est donc pas très efficace pour freiner rapidement le moteur asynchrone.

IV.2 Freinage par injection de courant continu

L'alimentation en courant continu du stator crée un champ fixe dans la machine qui s'oppose au mouvement. C'est la méthode la plus efficace pour freiner la machine mais les contraintes en courant sont également très sévères. Le contrôle de l'intensité du courant continu permet de contrôler le freinage.

IV.3 Le freinage à contre-courant

Le principe consiste à inverser des phases pendant un court instant. Ceci est donc équivalent à un freinage hyper synchrone, mais a fréquence fixe. Le couple résistant est donc faible et le courant appelé est également très important (de l'ordre de 10 à 12 fois l'intensité nominale). La conséquence en est que les enroulements du moteur risquent un sur-échauffement : on peut prévoir des résistances supplémentaires afin de diminuer l'intensité. Enfin avec cette méthode, le couple décélérateur reste négatif même lorsque la vitesse est égale à 0 tr/min, il faut donc prévoir de couper l'alimentation quand la vitesse est nulle (temporisation, contact centrifuge), sinon la rotation s'inverse.

IV.4 Freinage mécanique par électrofrein

Ce système est constitué d'un frein à disque solidaire avec l'arbre de la machine asynchrone et dont les mâchoires initialement serrées hors tension sont commandées par un électro-aimant. Après alimentation de l'électro-aimant, les mâchoires se desserrent laissant la rotation libre. La coupure de l'alimentation provoque un freinage. Ce dispositif appelé « frein à manque de courant » est souvent prévu comme dispositif d'arrêt d'urgence.

V. Avantages et inconvénients du moteur asynchrone à cage

V.1 Les avantages

- Alimenté directement en courant alternatif.
- Peu d'entretien et de surveillance.
- Prix faible que les moteurs à induction.
- Ce moteur ne contient pas de collecteur qui est un organe coûteux .Il est donc de prix d'achat moins élevé et beaucoup plus robuste.

V.2 Les inconvénients

- Faible possibilité de réglage de la vitesse.
- Appel de courant important au démarrage.
- Ne supporte pas le démarrage de longue durée.
- La zone de stabilité étroite.

VI. Les onduleurs

L'onduleur est un dispositif important de l'électronique des convertisseurs [11]. Il est le constituant principal de la plupart des variateurs de vitesse pour moteurs à courant alternatif aussi bien dans le domaine industriel que grand public. La gamme de puissance de ces applications est très étendue, depuis les quelques dizaines ou centaines de watts des appareils électroménagers jusqu'aux systèmes d'alimentations des locomotives électriques récentes dont la puissance peut atteindre dix mégawatts.

L'onduleur autonome trouve ses applications dans l'obtention de tensions alternatives à partir de sources continue, citons comme exemple la sauvegarde des systèmes informatiques en cas de défaillance du réseau grâce à des batteries d'accumulateurs, ou encore l'alimentation de tubes d'éclairage fluorescents par des piles ou autres batteries.

VI.1 Rôle de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur, son rôle est donc de modifier la forme de l'énergie électrique. Interface constituée de commutateurs, il relie et permet l'échange d'énergie entre deux pôles, un générateur fonctionnant en régime continu et un récepteur fonctionnant en régime alternatif. Les règles d'associations des dipôles doivent être respectées, il existe donc deux structures fondamentales et duales d'onduleur, symbolisées sur la figure.II.8

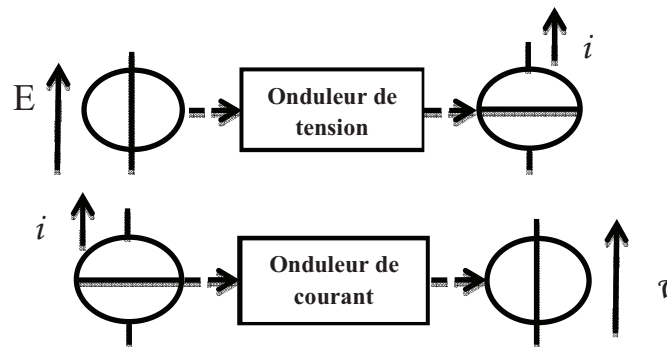


Fig.II.8 structure duals d'onduleur.

L'onduleur de tension relie un générateur de tension continue et un récepteur de courant alternatif, alors que l'onduleur de courant relie un générateur de courant continu et un récepteur de tension alternative.

Le dipôle alternatif impose un signal alternatif, selon le cas d'un courant ou d'une tension dont l'allure peut prendre des formes très diverses. Le dipôle alternatif idéal sera défini comme imposant un signal sinusoïdal.

Les structures d'onduleurs habituellement utilisées offrent des possibilités de réversibilité du fonctionnement. La conversion ainsi réalisée est un redressement.

VI.2 Onduleurs de tension monophasés

Trois structures élémentaires d'onduleur de tension monophasé seront présentées :

VI.2.1 Onduleur de tension en pont

Le schéma de principe est donné par figure.II.9, le choix des commutateurs permet le fonctionnement avec comme charge un dipôle de courant inductif ou capacitif. On distingue deux modes de fonctionnement selon que les deux demi-ponts commutent en même temps ou de manière décalée.

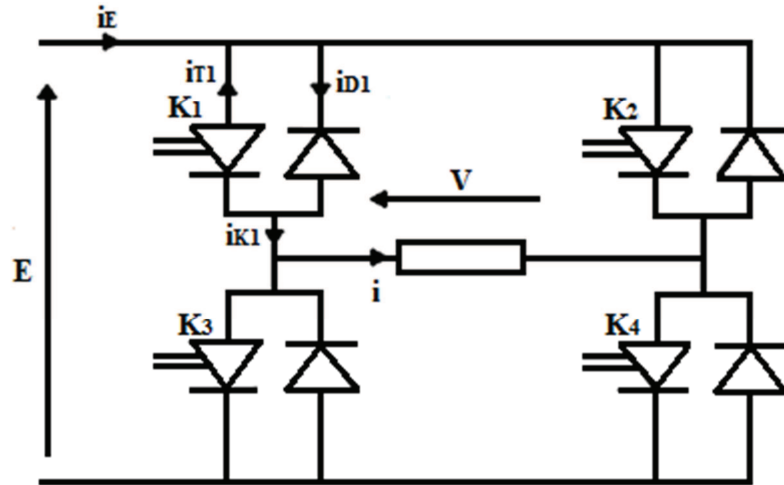


Fig.II.9 Onduleur de tension en pont

VI.2.1 Onduleur en demi-pont

VI.2.1.1 Structure et fonctionnement

L'onduleur en demi pont représenté sur la figure.II.10 ne comporte que deux interrupteurs K_1 et K_2 mais nécessite deux générateurs de tension identiques E , la charge est un dipôle de courant. Les contraintes de fonctionnement des dipôles utilisées conduisent à la relation logique entre les commutateurs :

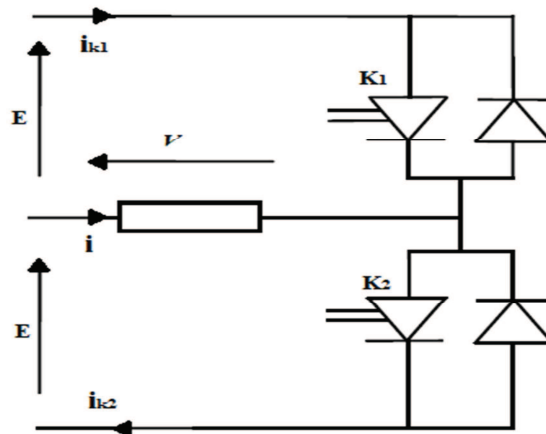
$$k_1 = \overline{k_2}$$


Fig.II.10 Onduleur en demi-pont

Chaque commutateur conduit pendant une demi-période, ainsi la tension $v(t)$ est à valeur moyenne nulle.

VI.2.3 Onduleur push-pull

L'onduleur push-pull dont le schéma est donné sur la figure.II.11 comporte un transformateur pour lequel on posera $m=N'/N$. chaque interrupteur conduit à tour de rôle pendant une demi-période. L'approximation du transformateur idéal (résistances et inductances de fuites nulles), perméabilité magnétique infini, conduit avec la loi de Faraday, a :

$$u_1 = u_2 = N \frac{d\phi}{dt} \text{ et } v = N' \frac{d\phi}{dt} \text{ soit } v = mu_1 = mu_2$$

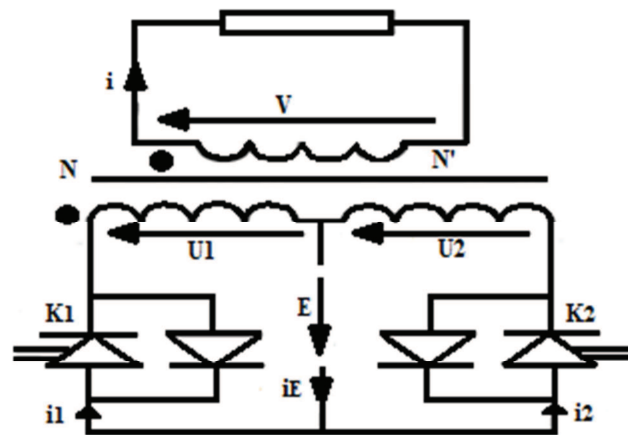


Fig.II.11 schéma de l'onduleur push-pull

L'onduleur push-pull est surtout utilisé à cause du transformateur pour des équipements de petite puissance de quelques centaines de watts au maximum. il est intéressant lorsqu'il faut adapter les niveaux de tension entre l'entrée et la sortie. L'alimentation de tubes fluorescents 230 V à partir de piles ou de batteries est un exemple classique d'application de ce type d'onduleur.

VI.3 Onduleurs de tension triphasée

Une première idée pourrait être envisagée : alimenter par un même « bus » continu trois onduleurs monophasés en pont identiques, dont le fonctionnement serait décalé l'un par rapport à l'autre d'un tiers de période. Malheureusement, ce montage s'avère impossible, le couplage en étoile ou en triangle des trois récepteurs pour constituer un récepteur triphasé conduirait à la mise en court-circuit permanente du dipôle continu. En revanche, l'opération est possible avec trois onduleurs en demi-pont et un récepteur triphasé couplé en étoile.

VI.3.1 Onduleur triphasé avec conducteur de neutre

La structure de l'onduleur est représentée figure.II.12 Les commutateurs de chaque demi-pont doivent obéir à des relations identiques a (1), soit :

$$K_1 = \overline{K_4}, \quad \text{et} \quad K_3 = \overline{K_6} \quad \text{et} \quad K_5 = \overline{K_2}$$

Pour obtenir un système de tension « triphasées », chaque commutateur conduit pendant une demi-période et les demi-ponts fonctionnent avec des décalages respectifs d'un tiers de période. Les tensions aux bornes de la charge triphasée sont des créneaux symétriques à deux niveaux de valeurs $\pm E/2$. Les courants dépendent de la charge, équilibrée ou non, le courant dans le conducteur du neutre vaut :

$$i_N = i_A + i_B + i_C$$

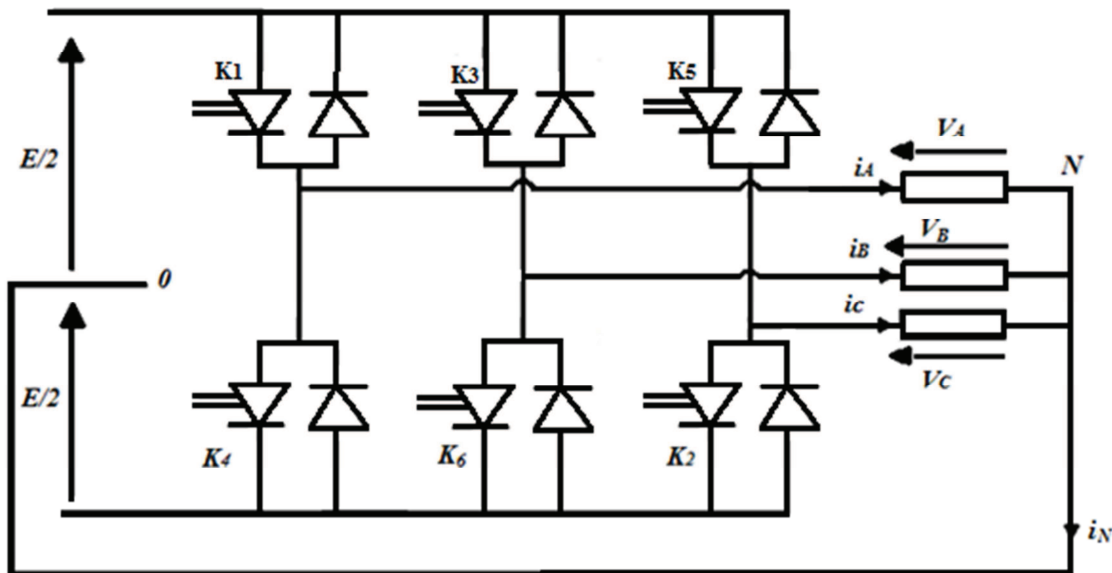


Fig.II.12 Onduleur triphasé avec neutre

VI.3.2 Onduleur triphasé sans conducteur de neutre

On reprend le montage précédent en supprimant la connexion de neutre selon le schéma de la figure.II.13. Un seul générateur continu de valeur E suffit pour alimenter l'onduleur ; le point commun O est virtuel. Seul le cas d'une charge triphasée équilibrée sera envisagé.

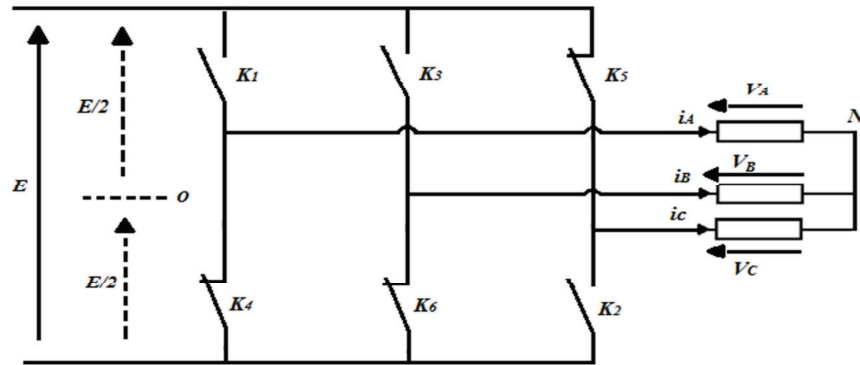


Fig.II.13 Onduleur triphasé sans neutre

En raison de son meilleur taux de distorsion et de sa plus grande facilité de réalisation (une seule source) il est préférable d'utiliser l'onduleur triphasé sans liaison de neutre chaque fois que la charge est équilibrée, un moteur par exemple, mais si la charge est déséquilibrée parce qu'elle inclut des récepteurs monophasés, la présence du conducteur de neutre est la seule solution pour préserver l'équilibre des tensions de l'onduleur. Les deux demi tensions (point commun), seront généralement réalisés à l'aide d'un diviseur capacitif.

Conclusion

D'après l'étude théorique que nous avons effectué sur le moteur asynchrone en conclu que le moteur a rotor a cage présente plusieurs avantages par rapport au moteur a rotor bobiné en matière de facilité de construction par conséquent d'un prix d'achat très abordable et une robustesse intrinsèquement plus grand.

L'association d'un onduleur triphasé sans neutre au moteur à induction est le plus adapté à notre étude et ce par rapport à sa facilité de réalisation et son meilleur taux de distorsion.

Dans le chapitre suivant nous allons effectuer la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil et la simuler sous Matlab SIMULINK avec trois configurations de commande différentes.

Chapitre III :

*Modélisation et simulation de la machine à
induction*

I. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle dynamique sous forme mathématique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de Park. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine à induction.

II. Modèle dynamique de la Machine Asynchrone

Le modèle dynamique de la MAS, servant à la synthèse de la commande, doit être connu pour comprendre et élaborer sa commande. Dû au fait que chaque commande adéquate doit être caractériser par une robustesse, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes transitoire et permanent, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques.

II.1 Modèle mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasée

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est illustré par la Figure 1.1 avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune des enroulements triphasée, pour le stator (Sa, Sb, Sc) et pour le rotor (Ra, Rb, Rc), et θ l'angle entre une phase statorique de référence (Sa) et une phase rotorique de référence (Ra).

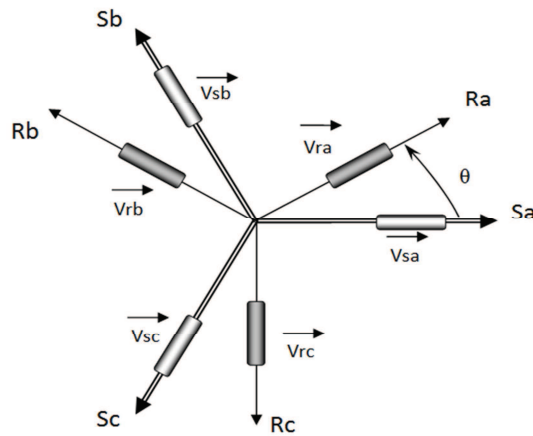


Fig.III.1 Représentation schématique des axes de la MAS triphasée.

II.1.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm sur les trois phases statorique et rotoriques, nous obtenons:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] \tag{III.1}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] = [0] \tag{III.2}$$

Où :

$[V_s], [V_r]$ représentent respectivement les vecteurs tensions statoriques et rotoriques.

$[I_s], [I_r]$ les vecteurs courants statoriques et rotoriques.

$[\psi_s], [\psi_r]$ les vecteurs flux statoriques et rotoriques.

Tel que :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} ; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \tag{III.3}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} ; \quad [\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

Les matrices des résistances R_S , R_r où sont regroupées respectivement les résistances de chacune des phases statoriques et rotoriques, se mettent sous la forme suivante :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} r_{Sa} & 0 & 0 \\ 0 & r_{Sb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{Sc} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} r_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & r_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{rc} \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

Le système est équilibré alors :

$$r_{Sa} = r_{Sb} = r_{Sc} = R_S \quad (III.6)$$

$$r_{ra} = r_{rb} = r_{rc} = R_r \quad (III.7)$$

II.1.2 Equations magnétiques

Les trois phases statoriques sont aussi magnétiquement couplées avec les trois phases rotoriques donc les flux total ψ_s et ψ_r s'écrivent sous la forme suivante :

$$[\psi_s] = [L_{Is}] [I_S] + [M_{sr}] [I_r] \quad (III.8)$$

$$[\psi_r] = [L_{Ir}] [I_r] + [M_{rs}] [I_S] \quad (III.9)$$

L_{Is} : Matrice des inductances statoriques.

L_{Ir} : Matrice des inductances rotoriques.

M_{sr} : Matrice des mutuelles stator-rotor.

$M_{rs} = M_{sr}^T$ Matrice des mutuelles rotor- stator.

Avec :

$$[L_{Is}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{Ir}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

$$[M_{sr}] = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}^T] \quad (III.12)$$

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

l_{ss} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

l_{rr} : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

L_m : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsqu'elles sont en phase.

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

En remplaçant les équations (III.8) et (III.9) dans les équations (III.1) et (III.2), on obtient finalement le modèle de la MAS triphasé :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ls}] \frac{d}{dt} [I_s] + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [I_r] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + [L_{lr}] \frac{d}{dt} [I_r] + [M_{rs}] \frac{d}{dt} [I_s] \end{cases} \quad (III.13)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas.

L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent 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 transformé et qui reste valable pour la machine réelle. On utilisera la transformation de Park pour passer du plan triphasé au biphasé.

III. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère $(\alpha\beta)$ puis vers (dq) . Le

repère $(\alpha\beta)$ est toujours fixe par rapport au repère (abc) du stator, par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe $(\alpha\beta)$ un angle qui est appelé l'angle de Park.

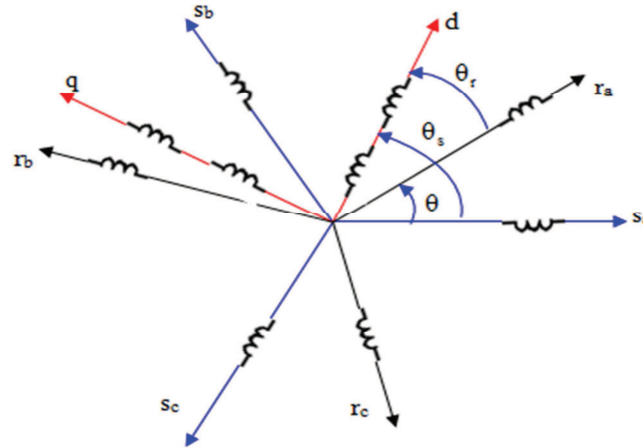


Fig.III.2 Repérage angulaire des systèmes d’axes dans l’espace électrique

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier leurs équations Figure III.2 Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \tag{III.14}$$

Alors dans ce cas la transformation de Park s’écrit de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \tag{III.15}$$

Comme on définit également la transformation inverse ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \tag{III.16}$$

L’angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation, $\rho=\theta_s$ pour le stator et, $\rho=\theta_r$ pour le rotor.

La transformation de Park (d,q) peut être également obtenue à partir des grandeurs triphasées (abc) , et en faisant une rotation de l’angle ρ , le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] * \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{III.17}$$

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

[P] : est la matrice de Park, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \rho & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

IV. Modèle mathématique de la machine asynchrone dans le plan biphasé

La machine à induction dans le plan d-q représentée par le circuit équivalent en dynamique est illustrée sur la Fig.III.3

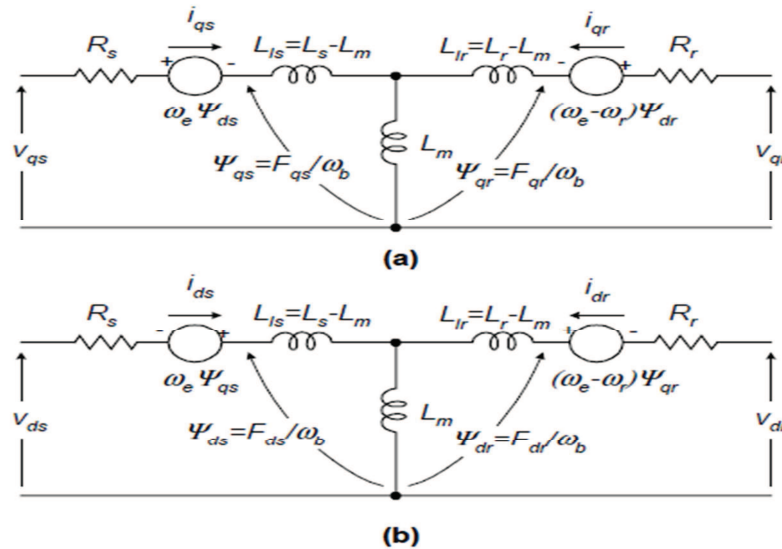


Fig.III.3 Circuit équivalent en dynamique de la machine à induction

Les modèles dérivés de ce circuit équivalent sont le modèle de Krause [13]. D'après son modèle, le model des équations dans la forme de la liaison du flux sont comme suit:

$$\frac{dF_{qs}}{dt} = \omega_b \left[v_{qs} - \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{ds} + \frac{R_s}{x_{ls}} (F_{mq} + F_{qs}) \right] \tag{III.19}$$

$$\frac{dF_{ds}}{dt} = \omega_b \left[v_{ds} + \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{qs} + \frac{R_s}{x_{ls}} (F_{md} + F_{ds}) \right] \tag{III.20}$$

$$\frac{dF_{qr}}{dt} = \omega_b \left[v_{qr} - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{dr} + \frac{R_r}{x_{lr}} (F_{mq} - F_{qr}) \right] \quad (\text{III.21})$$

$$\frac{dF_{dr}}{dt} = \omega_b \left[v_{dr} + \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{qr} + \frac{R_r}{x_{lr}} (F_{mq} - F_{dr}) \right] \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$F_{mq} = X_{ml}^* \left[\frac{F_{qs}}{x_{ls}} + \frac{F_{qr}}{x_{lr}} \right] \quad (\text{III.23})$$

$$F_{md} = X_{ml}^* \left[\frac{F_{ds}}{x_{ls}} + \frac{F_{dr}}{x_{lr}} \right] \quad (\text{III.24})$$

$$X_{ml}^* = 1 / \left(\frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_{ls}} + \frac{1}{x_{lr}} \right) \quad (\text{III.25})$$

$$i_{qs} = \frac{1}{x_{ls}} (F_{qs} - F_{mq}) \quad (\text{III.26})$$

$$i_{ds} = \frac{1}{x_{ls}} (F_{ds} - F_{md}) \quad (\text{III.27})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{x_{lr}} (F_{qr} - F_{mq}) \quad (\text{III.28})$$

$$i_{dr} = \frac{1}{x_{lr}} (F_{dr} - F_{md}) \quad (\text{III.29})$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{1}{\omega_b} (F_{ds} i_{qs} - F_{qs} i_{ds}) \quad (\text{III.30})$$

$$T_e - T_L = J \left(\frac{2}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{III.31})$$

$$V_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \cdot R_r \right) \cdot i_{ds} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} - \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{F_{dr}}{\omega_b} \quad (\text{III.32})$$

$$V_{qs} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \cdot R_r \right) \cdot i_{qs} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{ds} + \omega_r \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{F_{dr}}{\omega_b} \quad (\text{III.33})$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad (\text{III.34})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{III.35})$$

Ou :

d : axe directe de Park.

q : axe quadratique de Park.

s : variable du stator.

r : variable du rotor.

F_{ij} (Wb): la liaison du flux ($i=q$ ou d , $j=s$ ou r).

V_{qs} , V_{ds} (V) : Tensions statoriques sur l'axe d ou q .

V_{qr} , V_{dr} (V): Tensions rotoriques sur l'axe d ou q .

F_{mq} , F_{md} (Wb): la liaison du flux magnétique de l'axe q et d .

R_r (Ω): résistance rotorique.

R_s (Ω): résistance statorique.

X_{ls} (H) : impédance du stator.

X_{lr} (H): impédance du rotor.

X_{ml} (H): impédance magnétique.

i_{qs} , i_{ds} (A): Courant statorique sur l'axe d ou q .

i_{qr} , i_{dr} (A): Courant rotorique sur l'axe d ou q .

p : Nombre de pôles.

J (kg.m^2) : Moment d'inertie des parties tournantes.

T_e (N.m) : couple électromagnétique.

T_l (N.m): couple résistant.

T_r (s) : constante de temps rotorique.

ω_e (rad/s) : pulsation électrique statorique.

ω_b (rad/s) : pulsation électrique rotorique.

ω_r (rad/s) : vitesse mécanique rotorique.

σ : Coefficient de fuite.

Pour la machine à induction a cage d'écurie comme dans le cas de ce travail, v_{qr} et v_{dr} dans les équations (III.21) et (III.22) sont mises à zéro.

Le modèle de la machine à induction peut être représenté avec les équations différentielles vu au-dessus. Pour résoudre ces équations, on doit les mettre sous la forme d'état,

$\dot{x} = ax + bu$ avec x un vecteur d'état.

Dans ce cas, la forme d'état peut être réalisée en insérant les équations (III.23) et (III.24) dans (III.19-III.22) et rassembler tous les termes communs afin que chaque dérivé d'état soit une seule fonction a variables d'état et entrées du modèle. Alors, les équations du model (III.19-III.22 et III.31) du moteur à induction a cage d'écurie devient dans l'espace d'état :

$$\frac{dF_{qs}}{dt} = \omega_b \left[v_{qs} - \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{ds} + \frac{R_s}{x_{ls}} \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{lr}} F_{qr} + \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{ls}} - 1 \right) F_{qs} \right) \right] \quad (\text{III.36})$$

$$\frac{dF_{ds}}{dt} = \omega_b \left[v_{ds} - \frac{\omega_e}{\omega_b} F_{qs} + \frac{R_s}{x_{ls}} \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{lr}} F_{dr} + \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{ls}} - 1 \right) F_{ds} \right) \right] \quad (\text{III.37})$$

$$\frac{dF_{qr}}{dt} = \omega_b \left[-\frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{dr} + \frac{R_r}{x_{lr}} \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{ls}} F_{qs} + \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{lr}} - 1 \right) F_{qr} \right) \right] \tag{III.38}$$

$$\frac{dF_{dr}}{dt} = \omega_b \left[\frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} F_{qr} + \frac{R_r}{x_{lr}} \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{ls}} F_{ds} + \left(\frac{x_{ml}^*}{x_{lr}} - 1 \right) F_{dr} \right) \right] \tag{III.39}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \left(\frac{p}{2J} \right) (T_e - T_L) \tag{III.40}$$

V. Mise en œuvre dans Matlab simulink

Les entrées d'une machine à induction à cage d'écurueil sont les trois phases de tensions, leur fréquence fondamentale, et le moment de rotation.

Les productions, en revanche, sont les trois phases de courants, le moment de rotation électrique et la vitesse du rotor.

Le modèle du d-q exige que toutes les variables des trois phases doivent être transformées au biphasé de façon synchrone à cadre tournant. Par conséquent, le modèle de la machine à induction aura un bloc qui transforme les tensions triphasées en tensions d-q et un bloc qui transforme les courants d-q en courants triphasés.

Le modèle de la machine à induction qui est illustré sur la Figue.III.4, consiste en cinq blocs majeurs: le convertisseur o-n, le convertisseur abc-syn, le convertisseur syn-abc, unité de calcul vectorielle, et le bloc du modèle d-q de la machine à induction. Les subdivisions suivantes expliqueront chaque bloc.

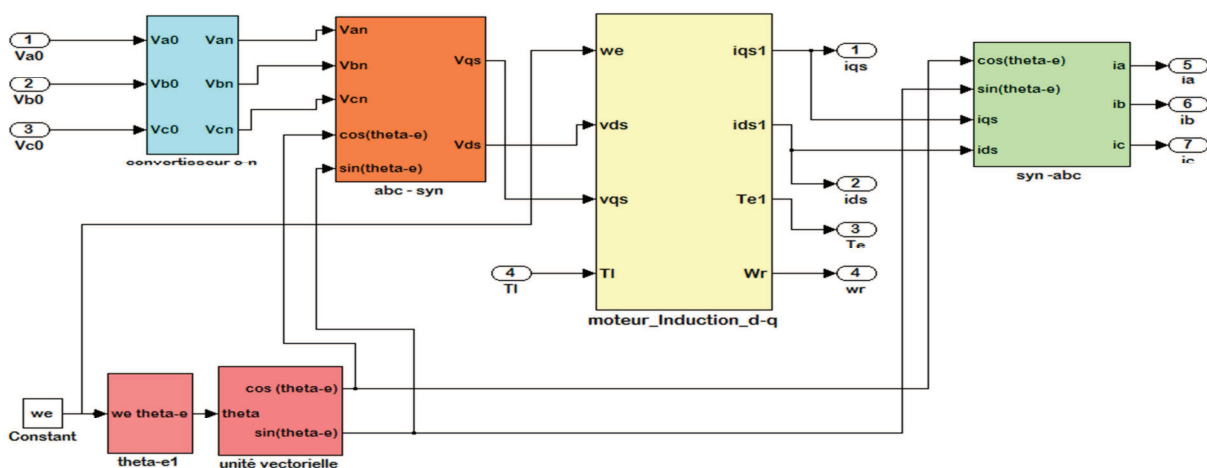


Fig.III.4 Model complet de la machine à induction sous Simulink

➤ **Le bloc du convertisseur o-n**

Ce bloc est exigé pour un système neutre isolé, autrement il peut être mis hors circuit. La transformation faite par ce bloc peut être représenté comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \tag{III.41}$$

Cela est rendu effectif dans Simulink en faisant passer la tension d’entrée par un bloc « Gain Matricielle » qui contient la matrice de la transformation citée précédemment.

➤ **Bloc unité de calcul vectorielle**

Les vecteurs unités $\cos \Theta_e$ et $\sin \Theta_e$ sont utilisé dans les blocs rotation vecteur, le bloc convertisseur abc-syn. et le bloc convertisseur syn-abc.

L’angle Θ_e est directement calculé par l’intégration des tensions d’entrée triphasée, ω_e .

$$\Theta_e = \int_0^{2\pi} \omega_e dt \tag{III.42}$$

Les vecteurs unités sont obtenues simplement en prenant le sinus et le cosinus de Θ_e .

La position initiale du rotor peut être aussi insérée dans ce bloc, s’il est exigé, on ajoutant une condition initiale au bloc « intégrateur » dans Simulink. Notant que le résultat de l’intégration dans (III.42) est réinitialisé pour mettre à zéro à chaque fois qu’il atteint 2π radians afin que l’angle varie toujours entre 0 et 2π .

➤ **Bloc du convertisseur abc-syn**

Pour convertir des tensions triphasés en tensions biphasée de façon synchrone a cadre tournant en les convertie en premier lieu en tensions biphasés a cadre stationnaire qui utilise l’équation (III.43) et en suite convertie d’une façon synchrone a cadre stationnaire en cadre tournant en utilisant la transformation de Park (III.44).

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{III.43}$$

$$\begin{cases} v_{qs} = v_{qs}^s \cos \theta_e - v_{ds}^s \sin \theta_e \\ v_{ds} = v_{qs}^s \sin \theta_e + v_{ds}^s \cos \theta_e \end{cases} \tag{III.44}$$

Ou l'indice supérieur « s » fait référence au cadre stationnaire.

➤ **Bloc du convertisseur syn-abc**

Ce bloc fait exactement l'inverse du bloc du convertisseur abc-syn. Pour les variables courantes on utilise les équations (III.45) et (III.46) et on suit les mêmes techniques de mise en œuvre que précédemment.

$$\begin{cases} i_{qs}^s = v_{qs} \cos \theta_e + v_{ds} \sin \theta_e \\ i_{ds}^s = -v_{qs} \sin \theta_e + v_{ds} \cos \theta_e \end{cases} \tag{III.45}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \tag{III.46}$$

➤ **Bloc du model d-q de la machine à induction**

L'intérieur de ce bloc est représenté sur la figure.III.5 ou chaque équation du model d'état de la machine à induction est représenté dans des blocs différents.

Pour pouvoir concevoir ce block, on a pris en considération les équations d'État du flux de liaison, car les flux de liaisons sont nécessaires pour calculer toutes les autres variables.

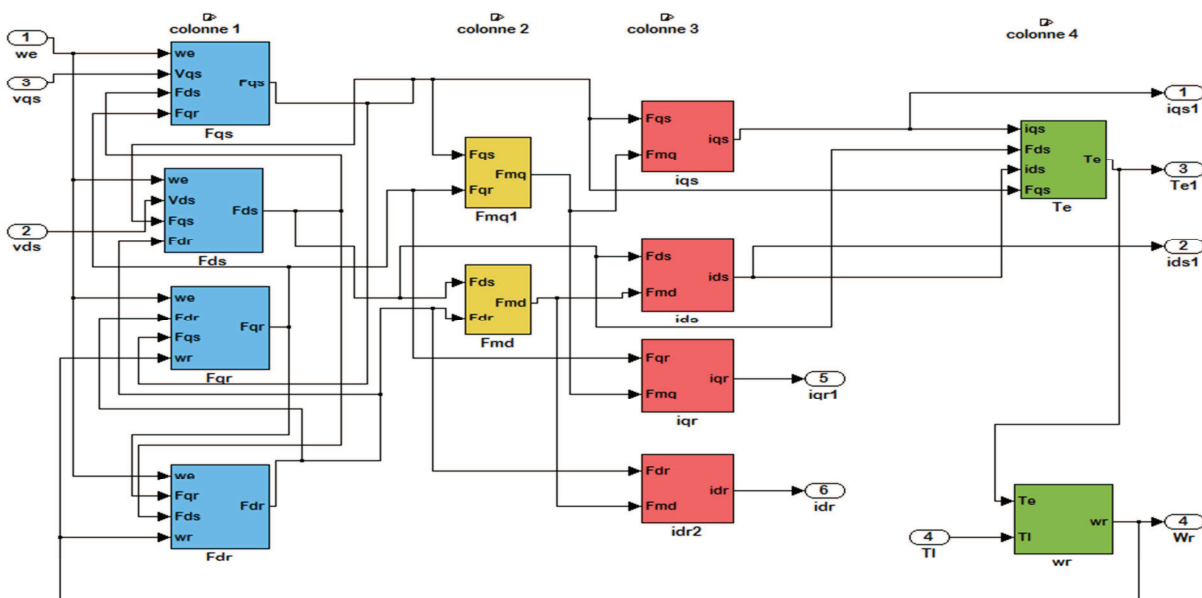


Fig.III.5 Model de la machine à induction implanté dans Simulink

Résultat de la simulation en boucle ouverte :

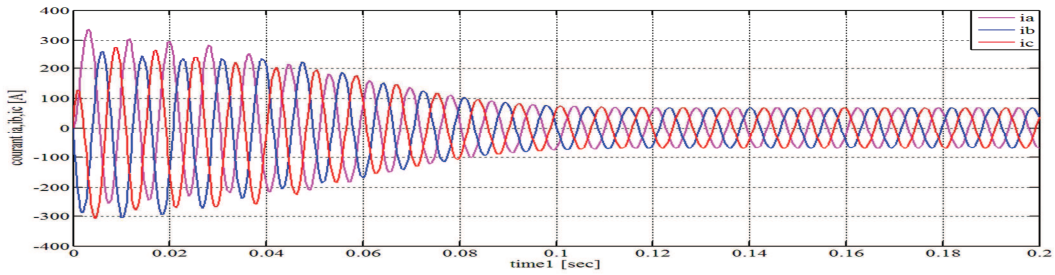


Fig.III.7 Courants ia,ib,ic

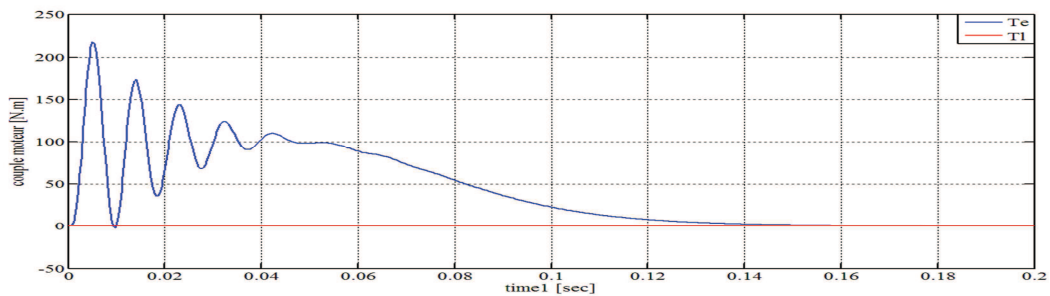


Fig.III.8 Couples Te,Tl

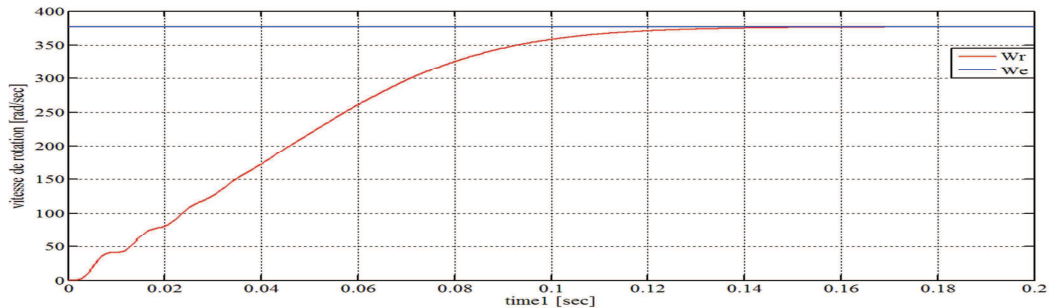


Fig.III.9 Vitesses ω_e, ω_r

Les figures (III.7, III.8, III.9) montrent respectivement les courbes des courants, du couple et de la vitesse.

on remarque qu’il y a une forte demande de courant et d’importante oscillation du couple au démarrage de MAS en régime transitoire.

A 0.14s la MAS atteint le régime permanent et ce stabilise (faible amplitude du courant, vitesse et couple constants).

A noté que le temps de réponse est accés lent et cela est dû a la charge d’inertie .

VI.3 Simulation de la machine à induction avec la commande tension /fréquence (V/f)

Le model de simulation de la machine à induction en V/f que nous avons développé est illustré par la figure.III.10.

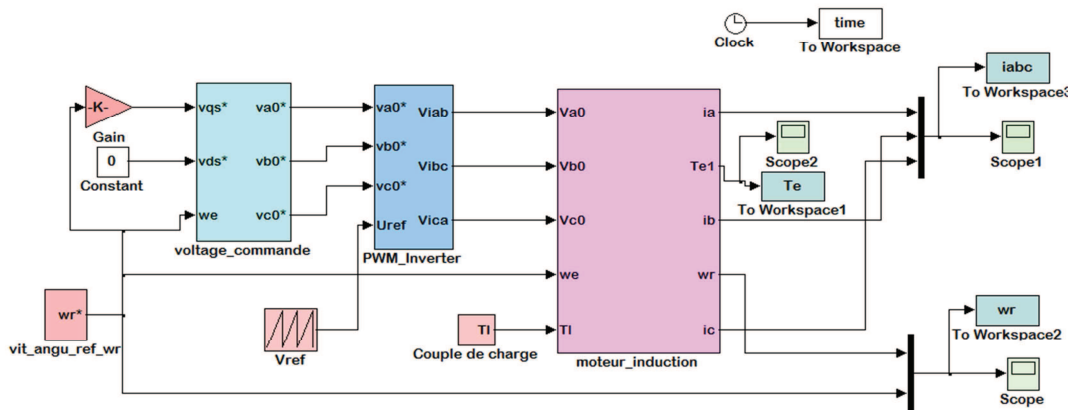


Fig.III.10 Model Simulink de la commande V / f contrôle en boucle ouverte

Ce schéma est constitué de trois blocs :

- **Bloc moteur induction**
Ce bloc représente le model de simulation de la machine à induction en boucle ouverte.
- **Bloc voltage commande**
Ce bloc représente le model d’un convertisseur de tensions biphasés-triphasés en utilisant la transformation de Park.
- **Bloc PMW_inverter**
Ce bloc représente le model d’un onduleur MLI.

❖ **Définition de la commande MLI**

La Modulation en Largeur d’Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d’interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d’alimentation (onduleur triphasé, ...). C’est donc une technique utilisée pour la conversion de l’énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse With Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne.

Loin d’être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l’étage MLI joue un rôle essentiel avec des

conséquences sur toutes les performances du système : les performances d’entraînement, les pertes dans l’onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique, la destruction même du système, due par exemple aux surtensions qui apparaissent lors de l’utilisation des longs câbles.

❖ **Principe de modulation de la largeur de la pulsation (PWM)**

La figue.III.11 illustre le modèle du circuit de l’onduleur MLI triphasé. La figue.III.12 montrent la forme de l’ondulation du signal de référence (V_{ref}), le signal de contrôle ($V_{control}$), les lignes de tension neutre de l’onduleur (V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}) et les lignes de tensions du l’onduleur réguler respectivement (V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}).

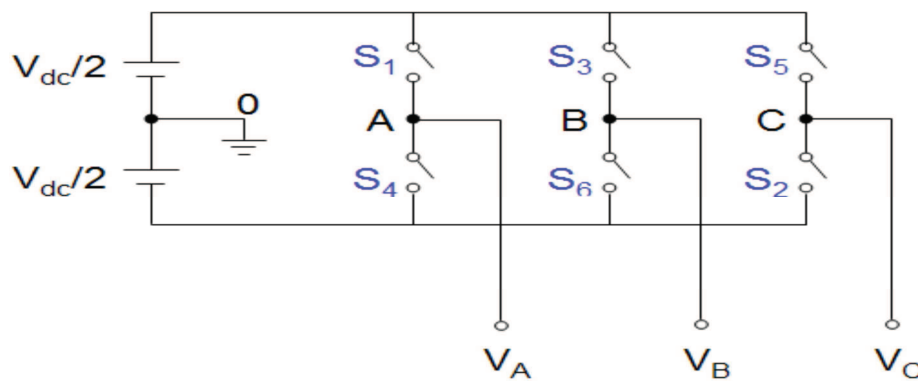


Fig III.11 Onduleur MLI triphasé

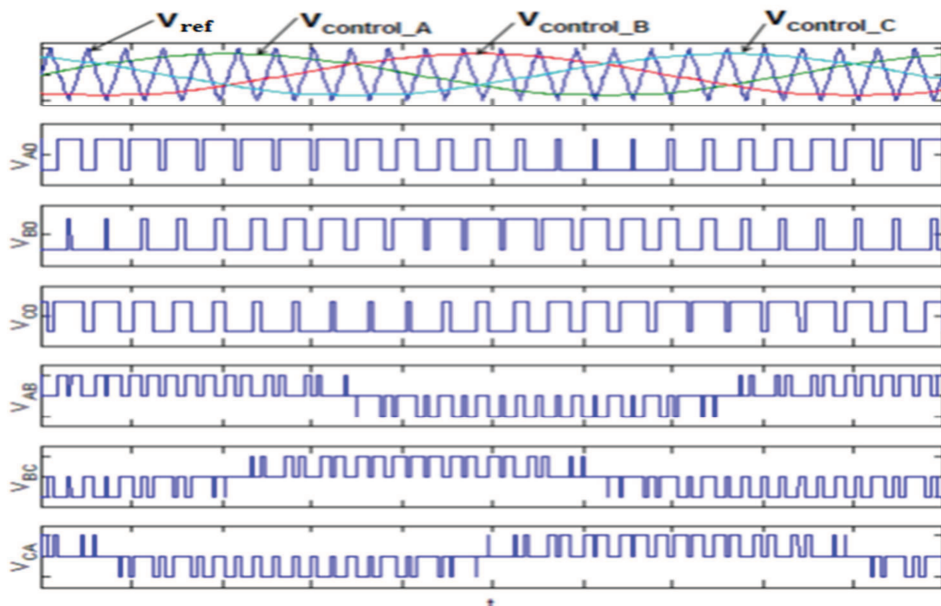


Fig III.12 Courbes des signaux de l’onduleur MLI triphasé

Comme décrit sur la figure III.12, les fréquences des tensions V_{ref} , $V_{control}$ sont :

- $V_{ref}=fs$
- $V_{control}=fl$

Avec fs = la fréquence de PWM, fl =la fréquence du fondamental

Les tensions de l'onduleur sont déterminées comme suit :

Quand $V_{control} > V_{ref}$, $V_{A0} = V_{dc}/2$

Quand $V_{control} < V_{ref}$, $V_{A0} = -V_{dc}/2$

Où, $V_{AB} = V_{A0} - V_{B0}$, $V_{BC} = V_{B0} - V_{C0}$, $V_{CA} = V_{C0} - V_{A0}$

Résultat de la simulation en V/f contrôle :

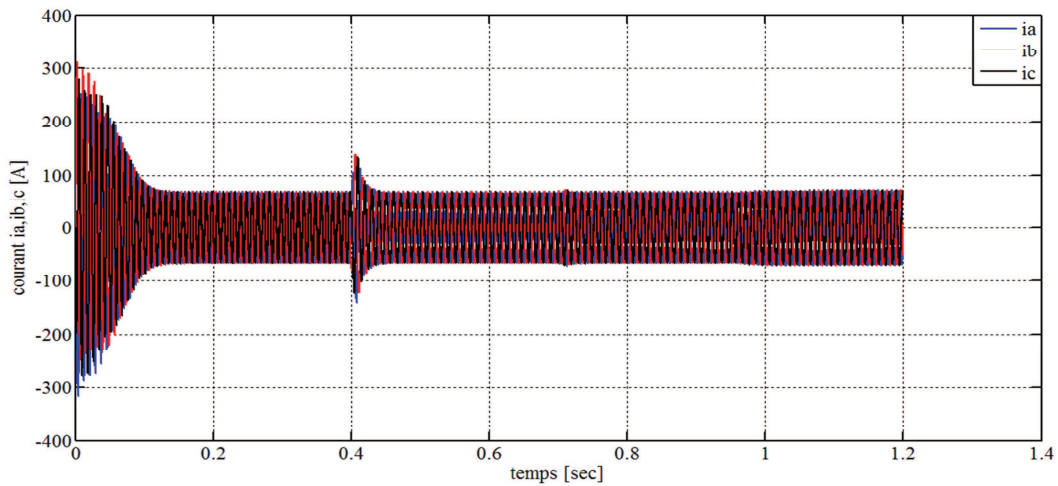


Fig III.13 Courants ia,ib,ic

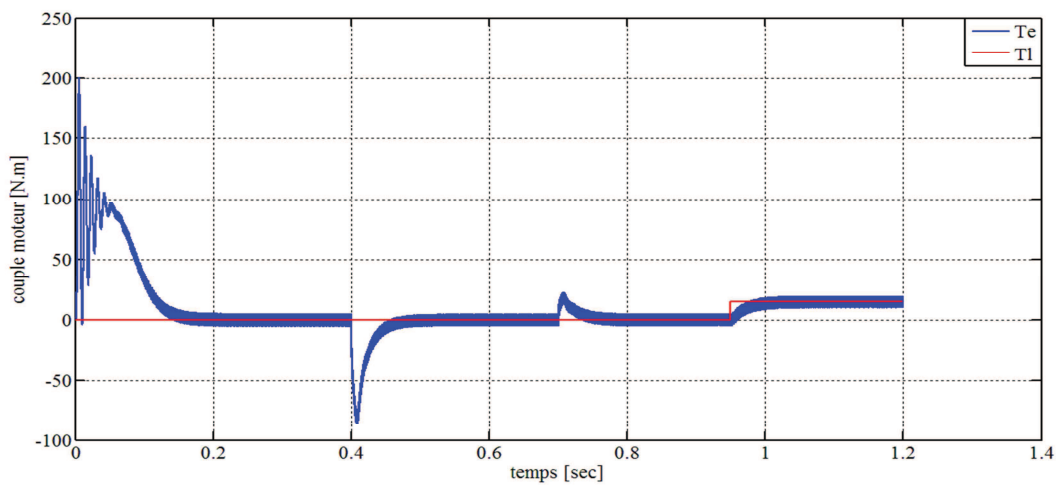


Fig III.14 Couples Te,Tl

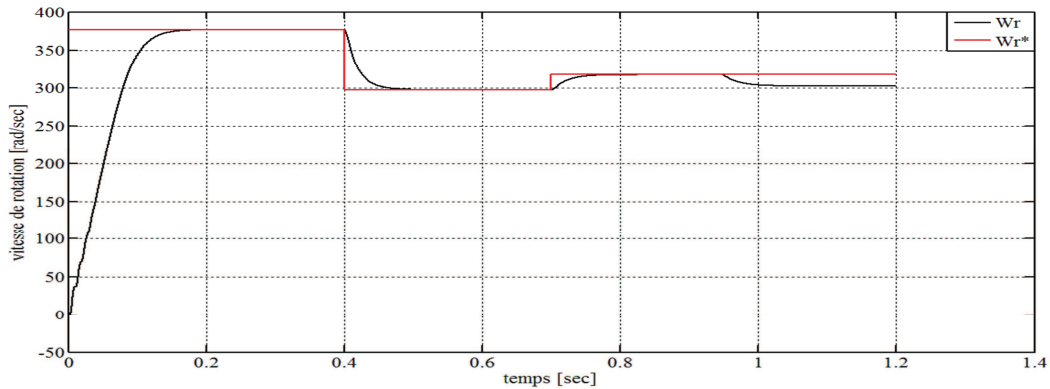


Fig III.15 Vitesses ω_r, ω_r^*

Interprétation des résultats

L'opération V/f contrôle en boucle ouverte est simulée pour un temps de 1.2s, on remarque la variation de la commande de vitesse aux tours du couple de charge les résultats sont reportés sur les figures (III.13, III.14, III.15) dans lesquelles la réponse de l'entraînement aux changements dans la commande de la vitesse et des perturbations de charge peuvent être observer.

On constate que la vitesse ω_r suit la vitesse de commande ω_r^* mais avec un temps de réponse accé lent.

VI.4 Simulation de la machine à induction avec la commande vectorielle indirecte

Le model de simulation de la machine à induction avec la commande vectorielle indirecte est illustré par la figure.III.16.

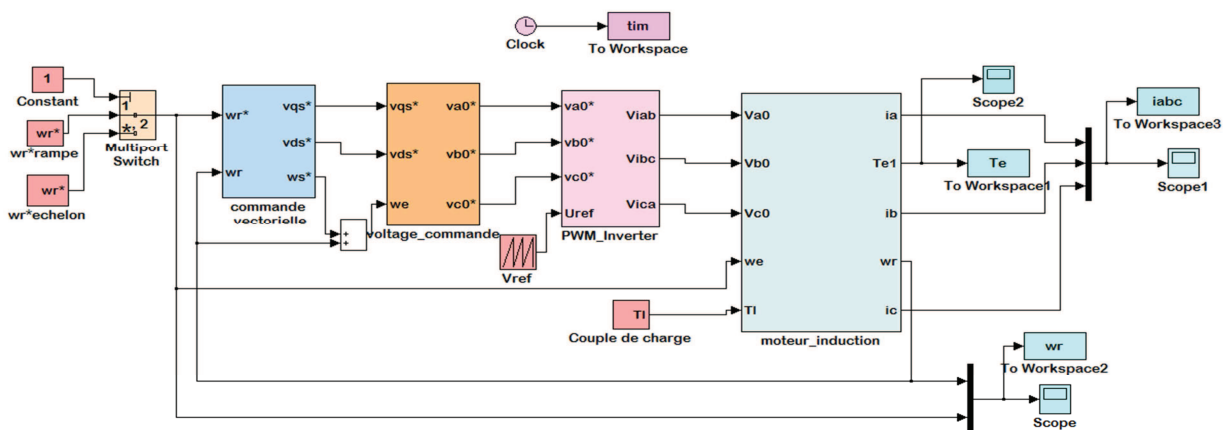


Fig III.16 Model Simulink de la commande vectorielle indirecte

Ce schéma est constitué des mêmes blocs que le model Simulink de la commande V / f contrôle en boucle ouverte, sauf que dans ce dernier cas nous avons un nouveau bloc qui est le model de la commande vectorielle.

➤ Bloc commande vectorielle

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_e = pM (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}).$$

Une fois que l'on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. On parle alors de régulation en cascade ; les boucles sont imbriquées l'une dans l'autre. Il est évident que pour augmenter la vitesse, il faut imposer un couple positif, pour la diminuer il faut un couple négatif. Il apparaît alors clairement que la sortie du régulateur de vitesse doit être la consigne de couple. Ce couple de référence doit à son tour être imposé par l'application des courants ; c'est le rôle des régulateurs de courants.

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

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieur de la machine de celle du couple.

Il existe plusieurs types de contrôles vectoriels, nous n'aborderons dans ce mémoire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO).

• Principe de la commande vectorielle

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère d.q comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} - \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad \text{(III.47)}$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\phi_{qr} \cdot i_{ds}$), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère d.q de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir $\phi_{qr} = 0$. Ainsi $\phi_r = \phi_{dr}$

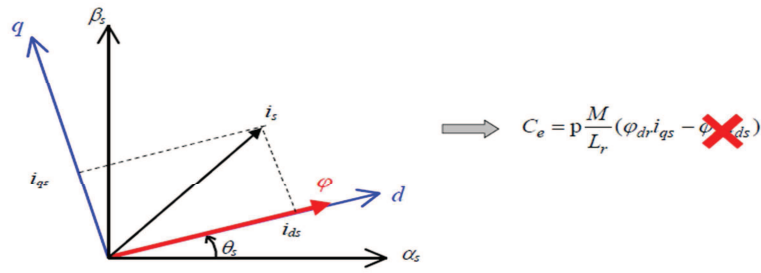


Fig III.17 Principe de contrôle vectoriel

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \phi_r \cdot i_{qs} \tag{III.48}$$

La figure III.18 représente le model de simulation de la commande vectorielle.

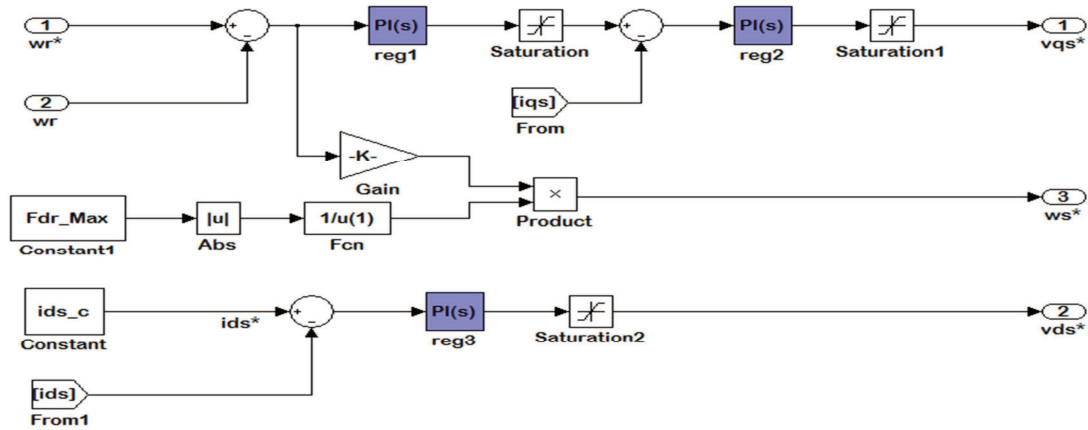


Fig III.18 modele Simulink de la commande vectorielle

On a trois régulateurs P-I dans ce schéma :

- Régulateur de vitesse
- Régulateur de courant i_{qs}
- Régulateur de courant i_{ds}

Pour le calcul des paramètres de ces régulateurs plusieurs méthodes mathématiques sont applicables, parmi elles on citera :

- méthode de placement de pôles
- critère de Naslin
- compensation du pôle dominant
- optimum symétrique
- réglage de la marge de phase

On optera pour la méthode de compensation du pole dominant pour le calcul des paramètres.

❖ Compensation du pôle dominant

Lorsque la fonction de transfert du système non corrigé possède un ou plusieurs pôles, on choisit de compenser, par le zéro introduit par le PI, le pôle dominant, c'est à dire celui qui a la pulsation de coupure la plus faible. Le gain du correcteur est alors choisi en fonction de la bande passante souhaitée en boucle fermée, ou de la marge de phase imposée.

Par exemple si $\frac{S}{U} = \frac{G}{(1+T_p)D_p}$

Où D(p) concentre les autres pôles du système

La compensation du pôle dominant repose sur la bonne évaluation du système à corriger.

Cependant, il existe certaines situations pour lesquelles ce n'est pas le cas: un système thermique par exemple évolue au cours du temps (une fenêtre que l'on ouvre) ou certains systèmes non linéaires sont modélisables par une fonction de transfert dont les pôles ou le gain évoluent avec le point de fonctionnement (alimentations à découpages). Mais la correction reste correcte, à condition que le pôle dominant soit bien dissocié des autres pôles du système.

Dans le cas de deux pôles rapprochés, la compensation du pôle dominant est dangereuse. En effet, si un pôle du système vient à se trouver en dessous du pôle compensé, cela se traduit par une diminution de la marge de phase, amenant un risque d'instabilité.

Après utilisation de la méthode de compensation du pôle dominant pour le calcul des paramètres des correcteurs P-I on a obtenu les résultats suivants :

➤ Régulateur de vitesse

$$K_{pw} = \frac{8.w_b.j}{\tau_w.3.P^2.Fdr_{max}} \tag{III.49}$$

$$K_{iw} = 1 \tag{III.50}$$

Avec τ_w la constant de temps de vitesse en boucle ouverte.

➤ Régulateur de courant i_{ds}

$$K_{pd} = \frac{1}{a.\tau_i} \tag{III.51}$$

$$K_{id} = K_{pd} \cdot (a.R_s + c.R_r) \tag{III.52}$$

Avec : $\left\{ \begin{array}{l} \tau_i \text{ la constante de temps du courant en boucle ouverte} \\ a = \frac{1}{\sigma.L_s} \\ c = \frac{1-\sigma}{\sigma.L_m} \end{array} \right. \tag{III.53}$

➤ Régulateur de courant i_{qs}

$$k_{pq} = K_{pd} \tag{III.54}$$

$$K_{iq} = k_{id} \tag{III.55}$$

Résultats de la simulation avec entrée échelon :

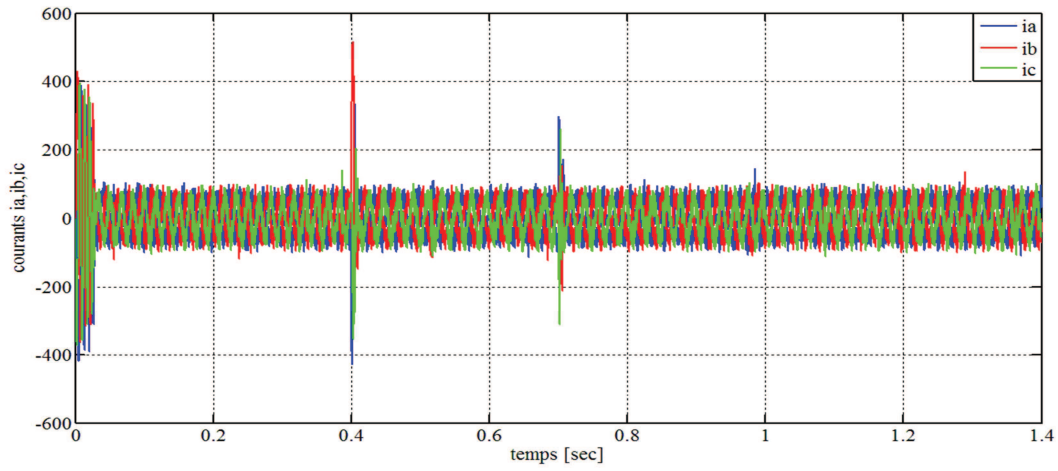


Fig III.17 Courants ia,ib,ic

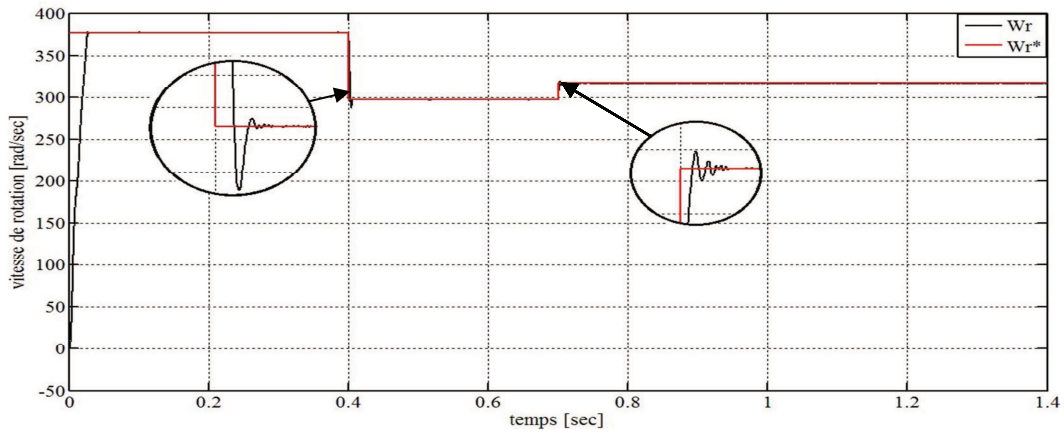


Fig III.18 Vitesses ω_r, ω_r^*

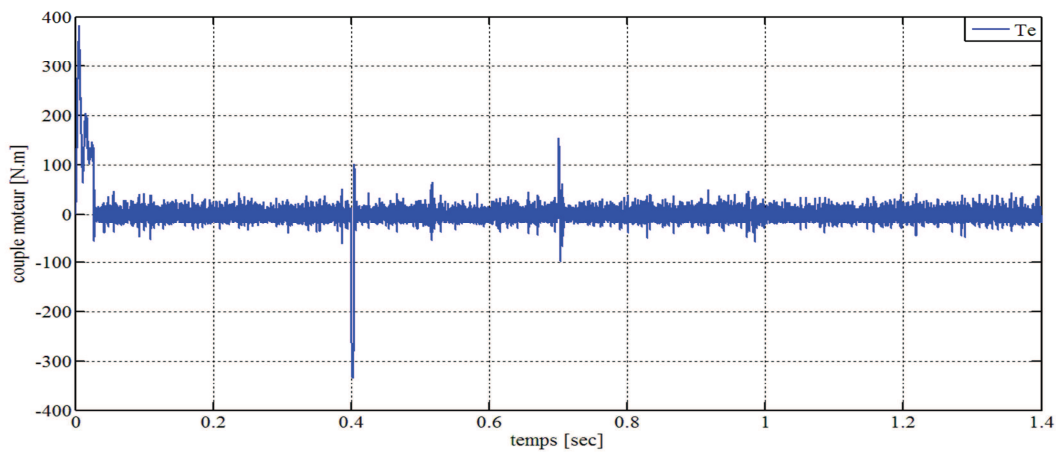


Fig III.19 Couple T_e

Résultats de la simulation avec une entrée rampe :

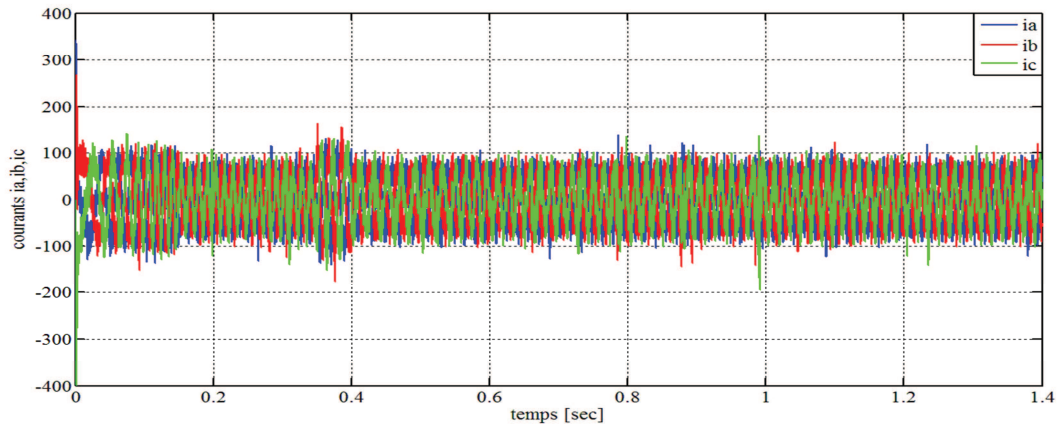


Fig III.20 Courants ia,ib,ic

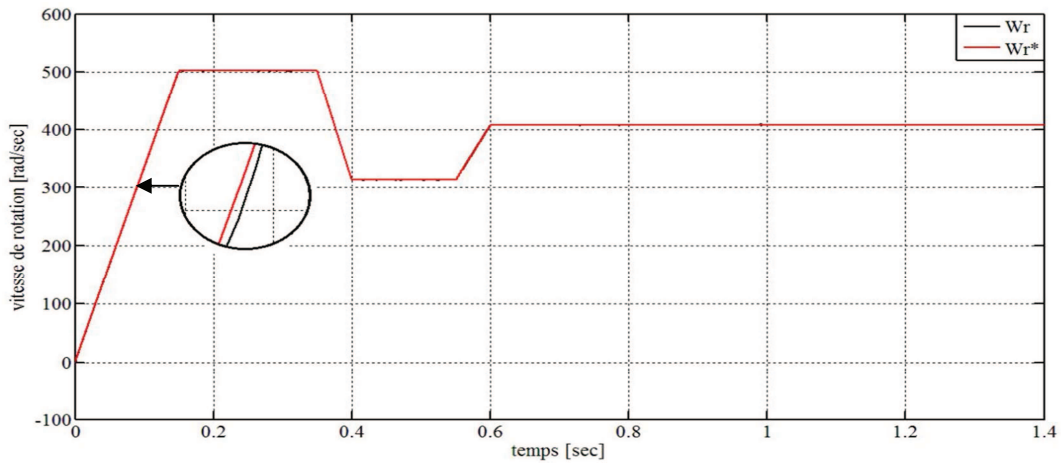


Fig III.21 Vitesses ω_r, ω_r^*

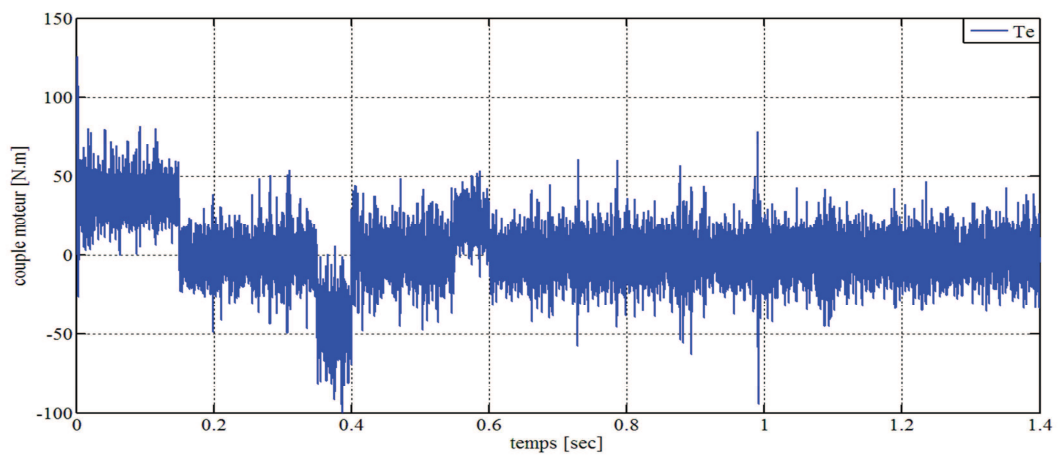


Fig III.22 Couple T_e

Interprétation des résultats :

On remarque que la commande vectorielle à apporter une nette amélioration du temps de réponse lors de la variation de la commande de vitesse.

Lors de l'application d'une consigne en échelon, le système converge rapidement mais il y a une forte demande de courant lors des variations brusques de la commande de la vitesse. Cette simulation correspond à une conduite dynamique et rapide du véhicule électrique.

Lors de l'application d'une consigne en rampe, le système suit parfaitement les variations de la commande de vitesse, à noter une quasi absence d'une forte demande de courant. Cette simulation correspond à une conduite progressive du véhicule électrique.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué la modélisation de la machine à induction avec toute sa complexité et en tenant compte du caractère non linéaire de ces paramètres. Après avoir modélisé et simplifier le modèle nous avons entamés la simulation en effectuant trois types de simulations différentes en commençant par une simulation en boucle ouverte c.-à-d. en alimentant directement la machine au réseau triphasé, la seconde simulation constitue en l'introduction de l'onduleur MLI à la MAS ce qui nous a permis de faire une simulation de cette dernière avec la commande tension fréquence contrôle en boucle ouverte.

Enfin l'application de la commande vectorielle indirecte constitue la troisième et dernière simulation effectuée, cette dernière nous a permis de traiter la machine à induction d'une façon semblable à celle d'une machine à courant continu.

Dans le chapitre suivant nous allons élaborer la stratégie de récupération d'énergie au freinage dans le véhicule tout électrique.

Chapitre IV :

*Stratégie de récupération d'énergie au freinage sur
véhicule électrique*

I. Introduction

Lorsqu'un véhicule automobile se déplace sur la route, il existe de nombreuses sources de dissipation d'énergie, par exemple, les accessoires (climatisation, feux, alimentation des calculateurs du véhicule, . . .) dissipent presque dix pour cent de l'énergie totale, les efforts de trainée aérodynamique dissipent de l'ordre de vingt-cinq pour cent, la résistance au roulement de l'ordre de quinze pour cent et l'énergie dissipée dans les freins avoisine cinquante pour cent des pertes totales. Dans le but d'augmenter l'autonomie des véhicules électriques, il serait dès lors très intéressant de récupérer le plus possible des cinquante pour cent de pertes d'énergie dues au freinage du véhicule [16].

II. Principe de la récupération d'énergie

Le principe de la régénération, (ou récupération d'énergie), semble simple de prime abord. Le moteur, entraîné par l'énergie du véhicule, devient générateur et fournit le courant permettant la recharge de la batterie haute tension. Seulement, il faut prendre en compte la F.E.M (Force Electromotrice) de la batterie et la F.C.E.M (Force Contre-Electromotrice) du moteur qui s'inverse lorsque le moteur devient générateur et la batterie réceptrice [17].

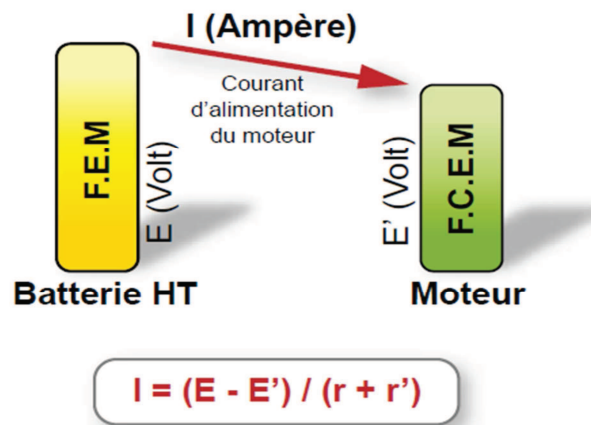


Fig.IV.1 Circuit de courant en phase moteur

Afin que le moteur soit alimenté en courant pour fournir un couple, il faut que la F.E.M de la batterie soit supérieure à la F.C.E.M du moteur, l'intensité étant proportionnelle à la différence de ces deux potentiels.

La F.E.M de la batterie reste théoriquement fixe et ce quel que soit le courant.

La F.C.E.M du moteur reste proportionnelle à sa vitesse de rotation.

La figure.IV.1 montre que le moteur a toujours une F.C.E.M inférieure à la F.E.M de la batterie, ce qui rend impossible la régénération. Pour régénérer, il faut que la F.C.E.M du moteur soit plus importante que la F.E.M de la batterie, et ce, afin que le courant s'inverse et ainsi recharge la batterie.

Note : en régénération, la F.C.E.M du moteur devient une F.E.M et la F.E.M de la batterie devient une F.C.E.M.

On distingue plusieurs méthodes pour permettre la régénération :

➤ **Variation du champ inducteur**

- Pour une même vitesse de rotation du moteur, on peut augmenter la F.C.E.M en augmentant le flux inducteur (Φ), de la même manière que l'on commande un alternateur de charge conventionnel.
- Ce système a pour avantage une grande facilité du contrôle de la régénération du moteur, au détriment du rendement global car le circuit d'excitation d'un moteur de traction peut atteindre une consommation d'un kilowatt.

➤ **Répartition de la plage de régime**

- A basse vitesse de rotation, la F.C.E.M du moteur est inférieure à la F.E.M de la batterie, ce qui rend alors la régénération impossible.
- A grande vitesse de rotation, la F.C.E.M du moteur est supérieure à la F.E.M de la batterie alors la F.C.E.M devient F.E.M et F.E.M devient F.C.E.M, ce qui rend alors la régénération possible.

➤ **Utilisation d'un moteur haute tension**

- Cette méthode consiste à utiliser un moteur ayant une F.C.E.M beaucoup plus importante que la F.E.M de la batterie (ex : La TOYOTA PRIUS moteur de 500V pour une batterie 201.6 V) [17].

II.1 Commande de la régénération

La commande de régénération peut être effectuée de deux manières :

- Par la pédale d'accélérateur, dont la position détermine une vitesse au véhicule la relâcher commande la régénération, tandis que l'enfoncer commande le couple moteur. Cette méthode est généralement présente sur les petits véhicules.
- L'autre méthode est plus sophistiquée, elle consiste à dissocier la pédale de frein du circuit de freinage et à mesurer par des capteurs le mode de ralentissement du véhicule. Les signaux de ces capteurs sont exploités par les calculateurs de régénération et de freinage afin de répartir, pour un maximum de régénération, le frein moteur (électrique) et le freinage hydraulique.

III. Les systèmes de freinage

Lors du freinage d'un véhicule électrique, il faut récupérer un maximum d'énergie cinétique, et donc n'utiliser le système de frein hydraulique qu'en complément de la régénération. Cela implique de dissocier la pédale de frein de la commande hydraulique et de gérer le freinage par un calculateur et des actionneurs [16].

Cette technologie, onéreuse en développement et en réalisation, ne peut pas être utilisée sur les véhicules de petites séries ou d'entrée de gamme. Pour ces véhicules, un système de freinage hydraulique conventionnel est utilisé en alimentant le mastervac par une pompe à vide électrique.

III.1 Gestion électronique du freinage

Le graphique ci-contre montre, de façon générale, la répartition des forces de freinage d'un véhicule avec gestion électronique de la récupération d'énergie et de freinage.

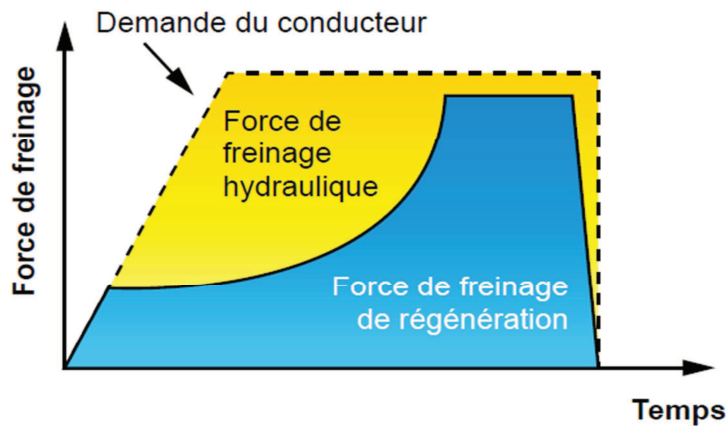


Fig.IV.2 Répartition des forces de freinage

Deux systèmes de freinage sont utilisés :

➤ Système intégrant un bloc hydraulique

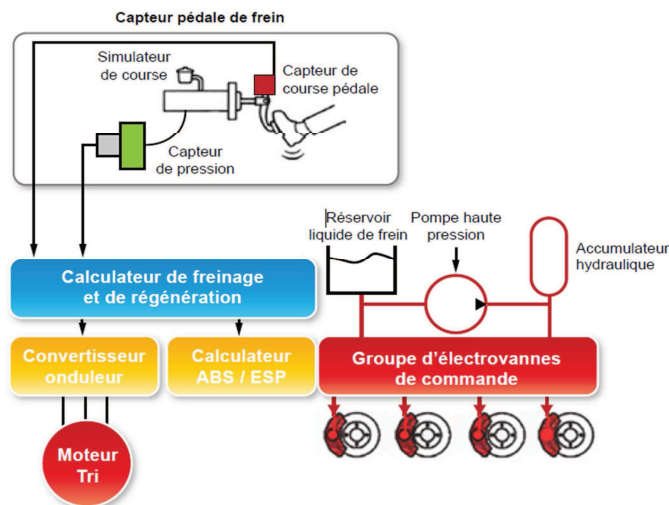


Fig.IV.3 Synoptique de freinage par groupe hydraulique

La pédale de frein est composée d'un simulateur de course et de capteurs qui informent le calculateur de freinage et de régénération du souhait du conducteur. Celui-ci répartit la force de freinage sur le moteur et sur les freins.

Le bloc hydraulique ABS comporte une pompe HP (haute pression) fournissant la pression nécessaire à la commande des freins. Cette pression est stockée dans un accumulateur. Elle alimente un groupe d'électrovannes, ce qui permet de faire varier la pression dans les étriers de frein. Chacun des capteurs de pression (un par roue) assure la boucle de contrôle.

➤ **Système de freinage piloté utilisant un mastervac commandé par une électrovanne**

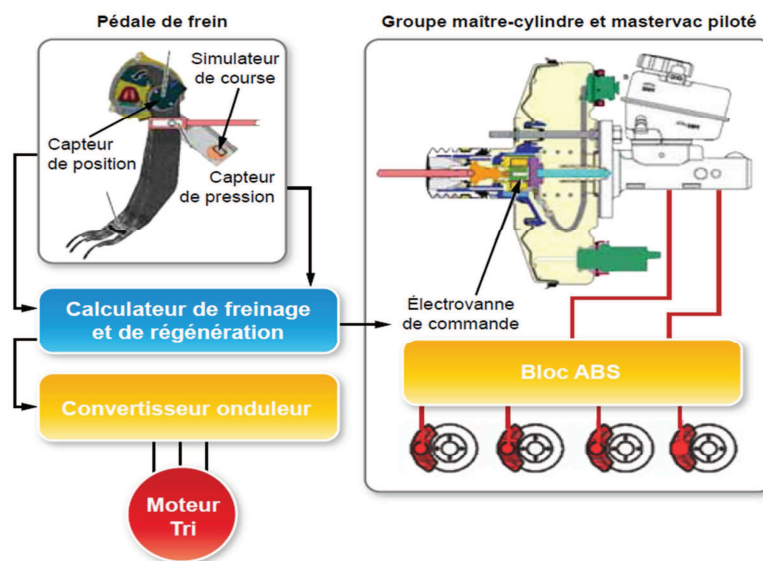


Fig.IV.4 freinage par mastervac piloté

La pédale de frein a deux courses de fonctionnement :

La première est la course normale d'utilisation : la tige poussoir de la pédale n'atteint pas le mastervac, seul un contre-effort est exercé par un simulateur de course donnant ainsi l'illusion complète d'une commande conventionnelle.

Les capteurs de position et de pression de la pédale envoient au calculateur de freinage et de régénération les commandes du conducteur.

Celui-ci répartit les forces de freinage sur le moteur et sur les freins.

La pression dans le circuit hydraulique de freinage est générée par la poussée de la membrane du mastervac sur le piston du maître-cylindre. Pour son pilotage, une électrovanne a été

implantée en parallèle de sa valve de commande lui conférant ainsi un fonctionnement d'accumulateur pneumatique.

Le mastervac est alimenté en dépression par une pompe à vide électrique. Un capteur de pression surveille son fonctionnement tandis qu'un autre capteur mesure le déplacement de la membrane du mastervac.

IV. Stratégie de récupération de l'énergie au freinage

Lors des phases de freinage (appui frein et/ou lever de pied de la pédale d'accélération), la machine à induction peut être utilisée pour développer un couple de freinage qui agit sur la chaîne de transmission en excitant les modes élastiques, en particulier les modes de torsion, provoquant des oscillations sur l'arbre moteur et sur les roues. Le phénomène est de plus, mal amorti ce qui provoque des vibrations pendant une durée de quelques secondes, qui sont ressenties par le conducteur et tous les occupants du véhicule.

En vue de limiter ces vibrations il est nécessaire de mettre en place une stratégie robuste de freinage qui assure la réalisation de la totalité de l'effort de freinage souhaitée par le conducteur dans les meilleurs délais, ainsi que le meilleur compromis entre : le confort du conducteur ou amortissement du mode de flexion de la chaîne de transmission et la maximisation de l'énergie récupérée.

On trouve dans la littérature spécialisée des filtres anti à-coups qui sont utilisés pour les phases de traction [16]. Cependant, les solutions proposées ne sont pas optimales pendant les phases de freinage car elles n'utilisent qu'un seul des deux actionneurs capables de faire décélérer le véhicule : la machine à induction en mode générateur. Dans ce mémoire on propose d'utiliser les deux actionneurs situés de part et d'autre de l'axe flexible de la chaîne de transmission : la machine à induction en mode générateur et les freins à friction.

V. Modélisation de la chaîne de transmission

Le but de cette section est de construire un modèle pour la commande de la chaîne de transmission avec pour entrées : le couple de freinage demandé par la machine à induction, le couple de freinage demandé par les freins à friction, et pour mesures : le régime moteur et le régime roue [16].

V.1 Equations de la dynamique

Le schéma de la figure.IV.5 représente le modèle physique retenu pour le système constitué par la chaîne de transmission et le véhicule.

Afin de modéliser la chaîne de transmission, les hypothèses suivantes ont été formulées:

- H1 : lorsque le véhicule avance, $\dot{\theta}_{ri} > 0$
- H2 : $\dot{\theta}_t = r \dot{\theta}_m$
- H3 : $\dot{\theta}_{r1} = \dot{\theta}_{r2} = \dot{\theta}_r = V/R_t$, où V est la vitesse longitudinale du véhicule en m/s
- H4 : $C_{d1}^f, C_m^f > 0$ lorsque le véhicule freine
- H5 : $\gamma_d > 0$ en décélération
- H6 : la répartition hydraulique fixe est imposée entre les freins à friction des roues avant et arrière :

$$C_{d2}^f = \alpha C_{d1}^f$$

- H7 : modèle véhicule à deux roues.

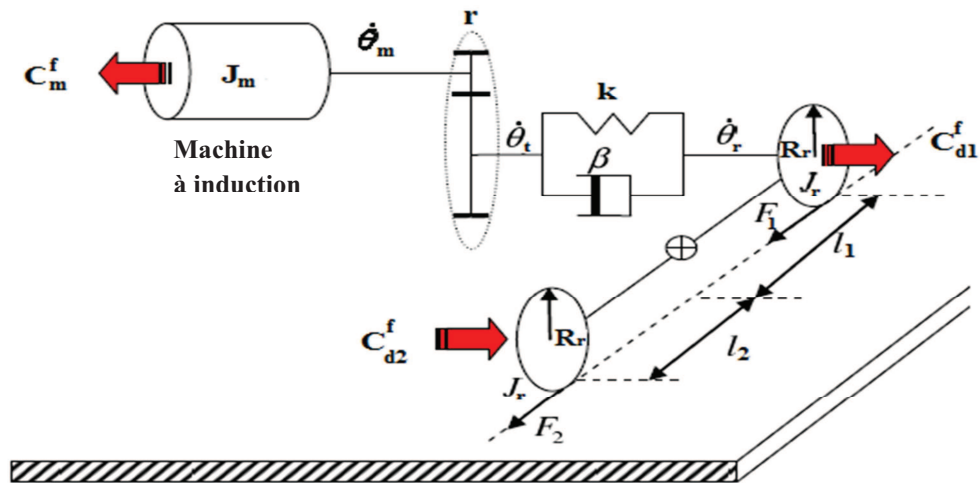


Fig.IV.5 Schéma physique de la chaîne de transmission

r : Rapport de réduction

R_r : Rayon roue [m]

l_j : Distance du centre de gravité à l'essieu j [m]

M : Masse totale du véhicule [kg]

J_r : Inertie roue [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

J_m : Inertie de la machine à induction [$\text{kg}\cdot\text{m}^2$]

k : Raideur de la transmission [Nm/rad]

β : Coefficient de frottement visqueux de la transmission [Nm/rad/s]

$\dot{\theta}_m$: Régime moteur [rad/s]

$\dot{\theta}_r$: Régime roue [rad/s]

$\dot{\theta}_t$: Régime après réducteur [rad/s]

γ_d : Décélération du véhicule [m/s²]

F_j : Effort contact sol-pneu j [N]

C_m^f : Couple de freinage récupératif [Nm]

C_{dj}^f : Couple de freinage non récupératif roue j [Nm]

j = 1(2) Essieu avant (arrière)

En écrivant le principe fondamental de la dynamique, appliqué à l'arbre moteur, on déduit :

$$J_m \ddot{\theta}_m = -C_m^f + r \left(k(\theta_r - r\theta_m) + \beta(\dot{\theta}_r - r\dot{\theta}_m) \right) \quad (IV.1)$$

Soit :

$$\ddot{\theta}_m = -\frac{C_m^f}{J_m} + \frac{rk}{J_m} \theta_r - \frac{r^2k}{J_m} \theta_m + \frac{r\beta}{J_m} \dot{\theta}_r - \frac{r^2\beta}{J_m} \dot{\theta}_m \quad (IV.2)$$

Le principe fondamental de la dynamique, appliqué aux deux roues, conduit à :

$$\begin{cases} J_r \ddot{\theta}_{r1} = F_1 R_r - C_{d1}^f - \left(k(\theta_{r1} - r\theta_m) + \beta(\dot{\theta}_{r1} - r\dot{\theta}_m) \right) \\ J_r \ddot{\theta}_{r2} = F_2 R_r - C_{d2}^f \end{cases} \quad (IV.3)$$

En utilisant les efforts de freinage, F_1 et F_2 (d'après les équations (IV.3)) et la relation de la dynamique $F_1 + F_2 = M\gamma_d$ il revient :

$$M\gamma_d = \frac{C_{d1}^f}{R_r} + \frac{1}{R_r} \left(k(\theta_{r1} - r\theta_m) + \beta(\dot{\theta}_{r1} - r\dot{\theta}_m) \right) + \frac{J_r}{R_r} \ddot{\theta}_{r1} + \frac{C_{d2}^f}{R_r} + \frac{J_r}{R_r} \ddot{\theta}_{r2} \quad (IV.4)$$

Soit, en utilisant les hypothèses H3 et H5 :

$$-MR_r \ddot{\theta}_r = \frac{1}{R_r} \left(k(\theta_r - r\theta_m) + \beta(\dot{\theta}_r - r\dot{\theta}_m) \right) + 2 \frac{J_r}{R_r} \ddot{\theta}_r + \frac{C_{d1}^f}{R_r} + \frac{C_{d2}^f}{R_r} \quad (IV.5)$$

Si l'on introduit $J_{eq} = MR_r^2 + 2J_r$, on obtient :

$$\ddot{\theta}_r = -\frac{C_{d1}^f}{J_{eq}} - \frac{C_{d2}^f}{J_{eq}} - \frac{k}{J_{eq}} \theta_r + \frac{rk}{J_{eq}} \theta_m - \frac{\beta}{J_{eq}} \dot{\theta}_r + \frac{r\beta}{J_{eq}} \dot{\theta}_m \quad (IV.6)$$

Finalement, on utilise H6 pour aboutir à :

$$\ddot{\theta}_r = -\frac{k}{J_{eq}}\theta_r + \frac{rk}{J_{eq}}\theta_m - \frac{\beta}{J_{eq}}\dot{\theta}_r + \frac{r\beta}{J_{eq}}\dot{\theta}_m - \frac{(1+\alpha)}{J_{eq}}C_{d1}^f \quad (IV.7)$$

On obtient la représentation d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \theta_m \\ \dot{\theta}_m \\ \theta_r \\ \dot{\theta}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{r^2k}{J_m} & -\frac{r^2\beta}{J_m} & \frac{rk}{J_m} & \frac{r\beta}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{rk}{J_{eq}} & \frac{r\beta}{J_{eq}} & -\frac{k}{J_{eq}} & -\frac{\beta}{J_{eq}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_m \\ \dot{\theta}_m \\ \theta_r \\ \dot{\theta}_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(1+\alpha)}{J_{eq}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_m^f \\ C_{d1}^f \end{pmatrix} \quad (IV.8)$$

Les valeurs propres associées à cette représentation sont celles de l'équation caractéristique :

$$P_c(s) = s^2 \left(s^2 + s \frac{\beta(r^2J_{eq}+J_m)}{J_m J_{eq}} + \frac{k(r^2J_{eq}+J_m)}{J_m J_{eq}} \right) \quad (IV.9)$$

Soit :

- Deux pôles en 0 (deux intégrateurs)
- Deux autres pôles, correspondant à des modes élastiques, tels que :

$$\begin{cases} p_{1,2} = 0 \\ p_{3,4} = \frac{\beta(r^2J_{eq}+J_m)}{2J_{eq}J_m} \left(-1 \pm i \sqrt{1 - \frac{4kJ_{eq}J_m}{\beta^2(r^2J_{eq}+J_m)}} \right) \end{cases} \quad (IV.10)$$

VI. Identification des paramètres du modèle

Dans le cadre de l'identification de la chaîne de transmission, une partie des paramètres du modèle est préalablement bien connue. Dans le cas présent, les paramètres à identifier sont essentiellement la raideur et l'amortissement de la chaîne de transmission. D'un point de vue expérimental, le véhicule électrique utilisé pour l'identification a les caractéristiques suivantes:

$$\begin{cases} J_r = 1.5 \text{ kg. m}^2 \\ J_m = 0.034 \text{ kg. m}^2 \\ r = 1/9.336 \\ R_r = 0.3 \text{ m} \\ M = 1600 \text{ kg} \end{cases} \quad (IV.11)$$

Remarque : la valeur de l'inertie du moteur est plus faible que l'inertie classique d'un moteur à combustion interne.

Dans le but d'exciter le mode de flexion du système, les réponses aux échelons sont une pratique courante dans l'identification de la raideur et de l'amortissement de la chaîne de

transmission. Ainsi, pour identifier complètement la chaîne de transmission il a été utilisé des échelons de couple avec comme mesure l'accélération longitudinale résultante.

Cette procédure est relativement facile à mettre en place d'un point de vue expérimental. En effet en prenant comme conditions initiales un déplacement à vitesse constante il est facile de traduire les informations issues de la pédale d'accélérateur et d'imposer une commande de couple constant.

Les valeurs identifiées pour la raideur et le coefficient d'amortissement visqueux de la chaîne de transmission sont :

$$\begin{cases} k = 12,86 \cdot 10^3 \text{ Nm/rad} \\ \beta = 1.17 \text{ Nm/rad/s} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Dans la figure.IV.6 on peut observer le diagramme de Bode entre le couple de freinage exercé par la machine à induction et les régimes moteur et roue.

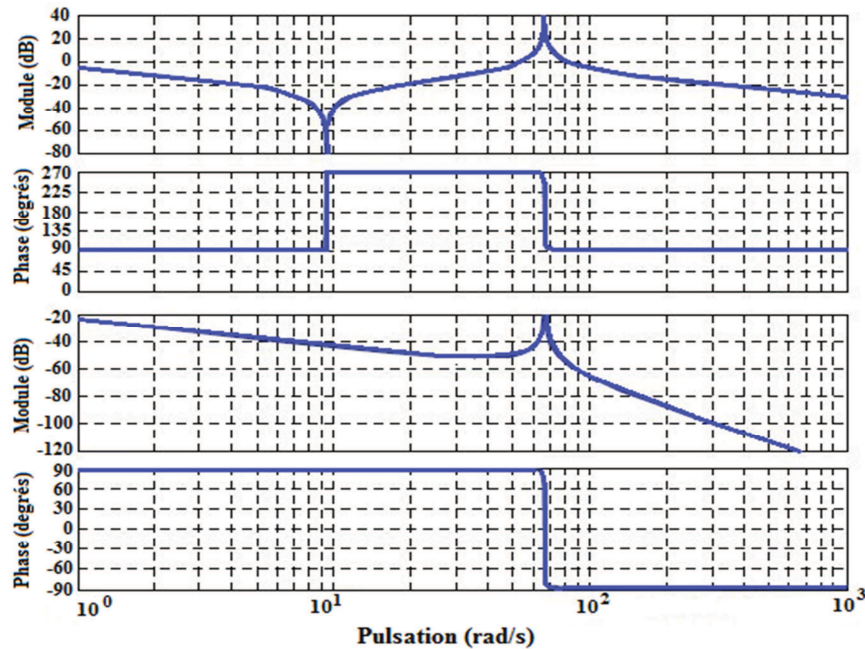


Fig.IV.6 Réponse fréquentielle : Commande couple machine à induction vers régimes moteur et roues respectivement

Ces réponses fréquentielles montrent en plus du caractère intégrateur des transferts la présence d'une résonance à 66 rad/s due aux modes élastiques. Avec les valeurs identifiées et à partir de l'équation (IV.9) on déduit les emplacements polaires :

$$\begin{cases} p_{1,2} = 0 \\ p_{3,4} = -0.2 \pm 6.65i \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Au regard de la position des pôles, après identification de la raideur et de l'amortissement de la chaîne de transmission, il est important de rajouter la dynamique des actionneurs dans le modèle de synthèse de la loi de commande.

VII. Synthèse de la loi de commande

La loi de commande présentée dans cette section (figure.IV.7) peut être décomposée en 3 fonctions : action préventive, action curative et compensation active.

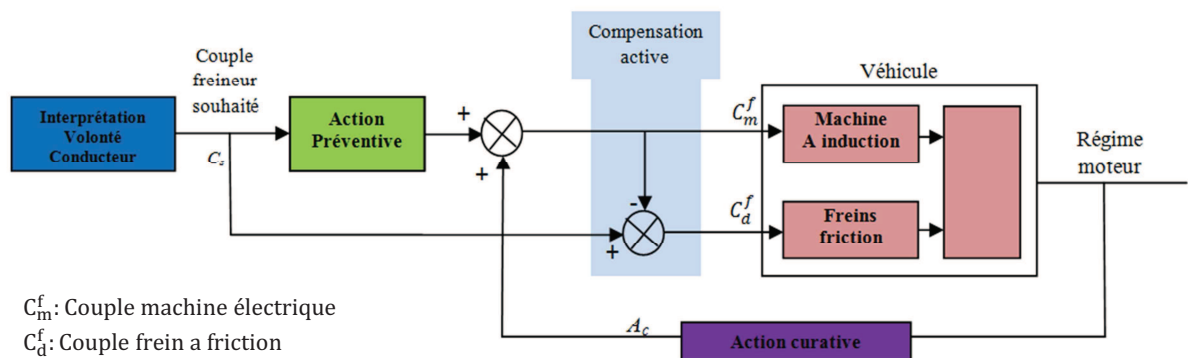


Fig.IV.7 Schéma de principe de la loi de commande

VII.1 Action préventive

La commande de couple C_m^f de la machine à induction est obtenue par filtrage du couple demandé par le conducteur et un terme de retour obtenu à partir de la mesure du régime moteur. Le but du filtrage est de limiter l'excitation du mode de flexion de la chaîne de transmission. Cette limitation a comme objectif de faciliter la synthèse de la loi de commande en boucle fermée (fonction curative). Le filtrage est réalisé avec une fonction passe-bas du premier ordre de constante de temps τ_p . Cette constante permet de gérer le compromis entre la prévention des à-coups et la récupération. En effet, l'augmentation de la valeur de τ_p , permet un filtrage en plus basse fréquence, conduisant ainsi à la limitation des à-coups mais dégrade en conséquence la récupération d'énergie (figure.IV.8).

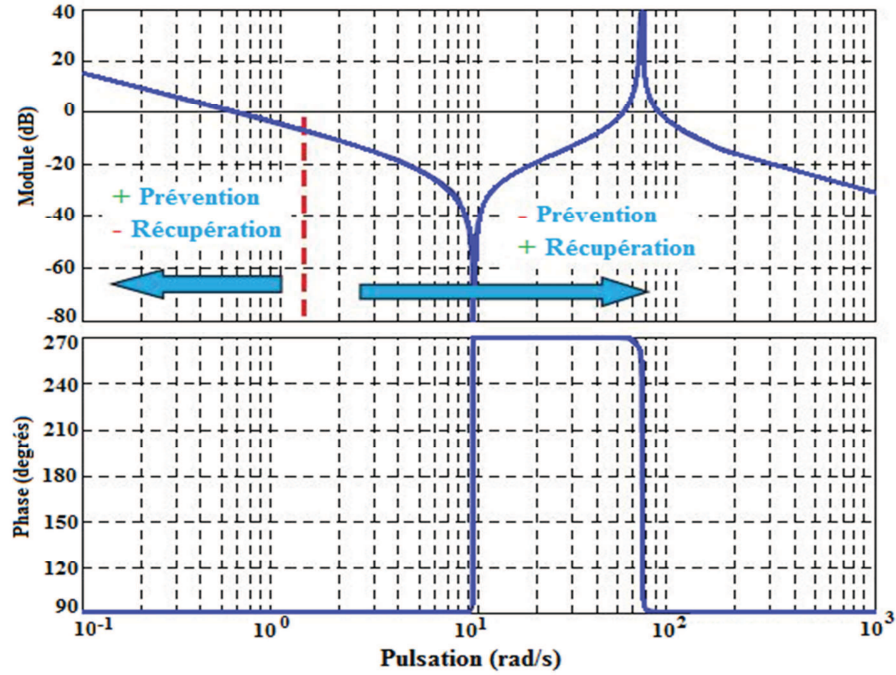


Fig.IV.8 Schéma de principe de l'action préventive

VII.2 Action curative : amortissement actif de la chaîne de transmission

Cette fonction permet d'amortir les oscillations de la chaîne de transmission en utilisant la mesure du régime moteur pour modifier les commandes de couple demandées à la machine à induction. La fonction de transfert du correcteur associé à la forme suivante :

$$T(s) = \frac{s^2}{(1+\tau_1 s)^2} \cdot k \frac{(1+\tau_3 s)}{(1+\tau_2 s)} \quad (\text{IV.14})$$

Ce correcteur comporte :

- Une double action dérivée filtrée dont la constante de temps τ_1 permet de limiter son influence aux hautes fréquences afin de ne pas amplifier les bruits,
- Un couple pole-zéro (retard de phase) qui permet d'ajuster le diagramme de phase afin d'optimiser la robustesse de la loi de commande face à des retards éventuels dans la chaîne de commande ou de mesure,
- Le gain k , les constantes de temps τ_2 et τ_3 permettent de régler les marges de phase de la boucle et en conséquence son amortissement.

La double action dérivée s'explique par le besoin de maximiser la récupération d'énergie. En effet cette action dans la chaîne de retour, au regard de la structure proposée dans la figure.IV.7, en phase de décélération constante permet :

- Que la totalité de l'effort de freinage demandé par le conducteur soit transmis à la commande de couple de la machine à induction.

- Que la commande de couple demandé aux freins à friction soit nulle (en conséquence ces freins n'agissent pas).

Notons que la récupération du maximum du couple de freinage ne peut être assurée que dans la mesure de la capacité statique de l'ensemble moteur-batterie.

Enfin, le module d'action curative pourrait être supprimé mais au prix d'un filtrage pour l'action préventive très important (filtre passe-bas avec une fréquence de coupure très faible) ce qui conduirait à une diminution non négligeable de l'énergie récupérée.

VII.3 Compensation active

Cette action permet d'assurer que la totalité de l'effort de freinage souhaité par le conducteur soit demandée aux actionneurs. Pour satisfaire cette contrainte, le couple demandé aux freins à friction est obtenu en réalisant l'écart instantané entre l'effort souhaité par le conducteur et celui demandé à la machine à induction.

Une variante de la solution retenue serait d'élaborer l'écart entre l'effort souhaitée par le conducteur et celui réalisé pratiquement par la machine à induction.

VIII. Simulation et interprétation

On rappelle que le schéma de simulation de la loi de commande en boucle fermée est comme suit :

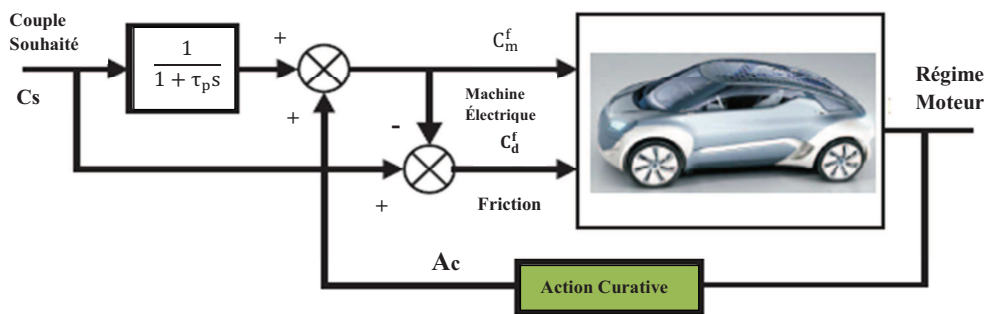


Fig.IV.9 Schéma de la loi de commande en boucle fermée

On peut écrire que :

$$C_d^f(s) = C_s(s) - \left(C_s(s) \frac{1}{(1+\tau_p s)} + A_c(s) \right) \quad (\text{IV.14})$$

D'où :

$$C_d^f(s) = C_s(s) \frac{\tau_p s}{(1 + \tau_p s)} - A_c(s) \tag{IV.15}$$

Le schéma peut donc être restructurer comme suit :

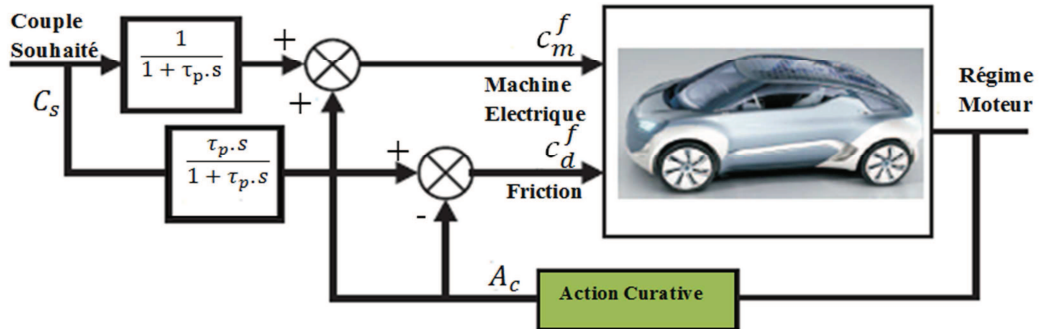


Fig.IV.10 Schéma équivalent de la loi de commande en boucle fermée

• Simulation

En utilise le bloc SIMULINK de Matlab pour la simulation. Les dynamiques des actionneurs sont modélisées dans la suite comme deux fonctions du premier ordre avec des constantes de temps de 20ms pour la machine à induction et de 40ms pour le système de freinage à friction.

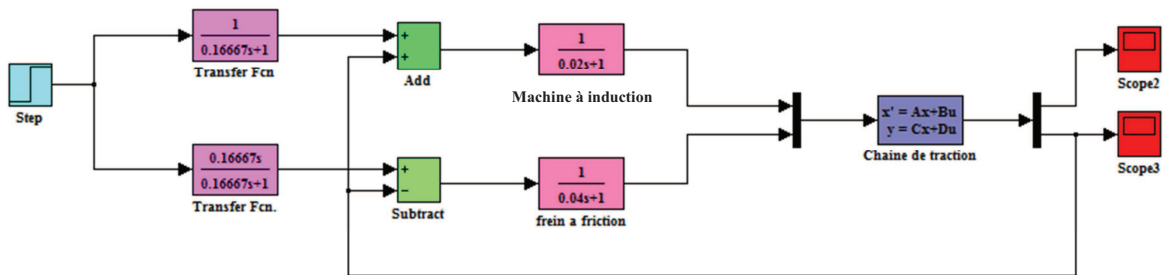


Fig.IV.11 Schéma de simulation de la chaine de traction sous Matlab

On supposera pour les simulations temporelles utilisation d'un échelon de couple souhaité par le conducteur à l'instant t = 10 secondes dans une phase ou le véhicule se déplace à une vitesse constante de 50 km/h sur une route plate, on obtient les résultats suivants :

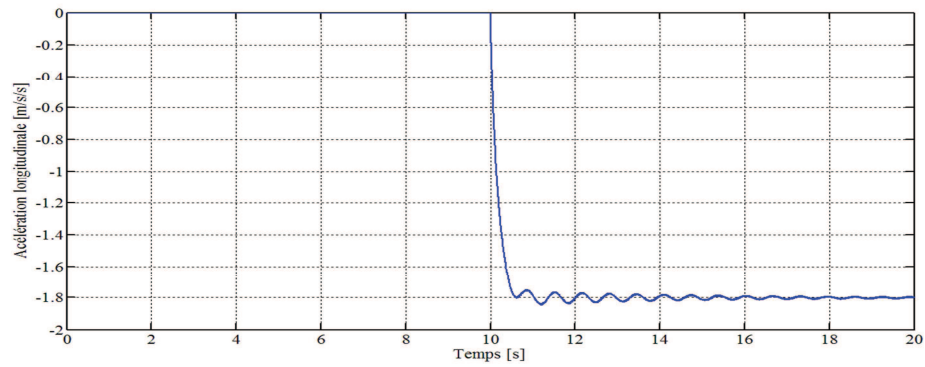


Fig.IV.12 Accélération longitudinale du véhicule (m/s^2) sans action curative pour un échelon de consigne.

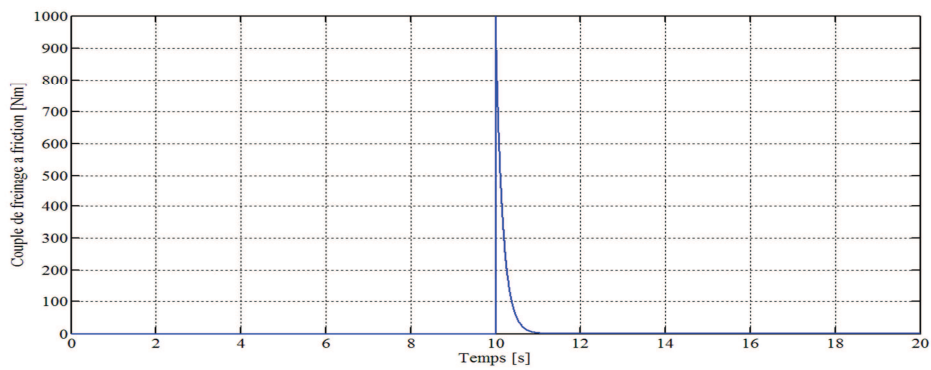


Fig.IV.13 Couple de freinage (Nm) demandés aux freins pour un échelon de consigne sans action curative.

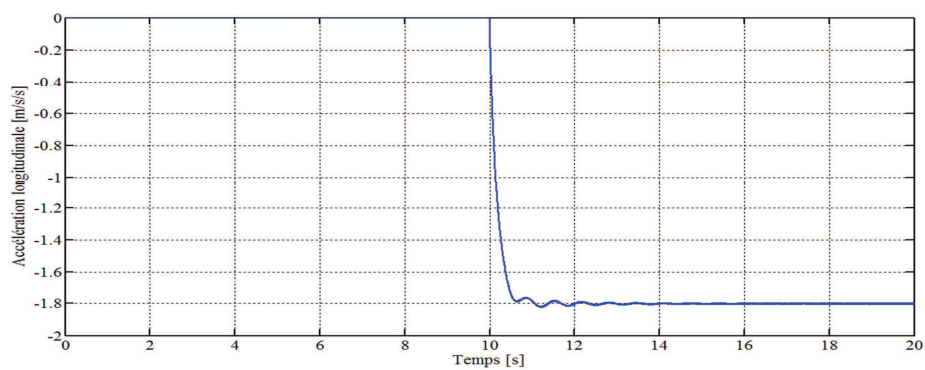


Fig.IV.14 Accélération longitudinale du véhicule (m/s^2) avec action curative pour un échelon de consigne.

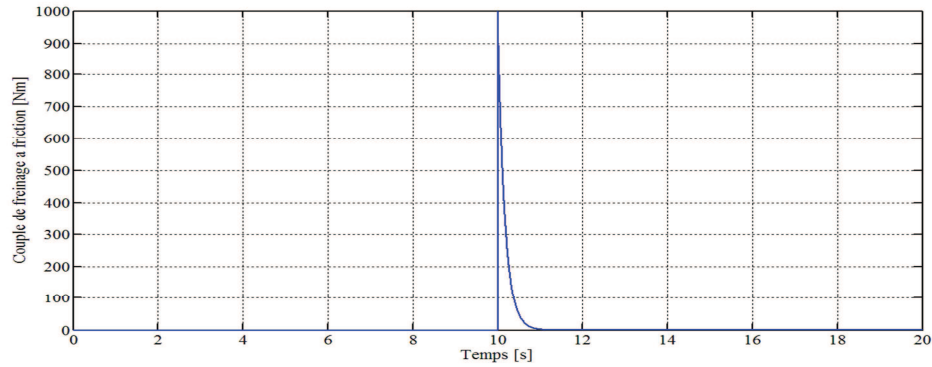


Fig.IV.15 Couple de freinage (Nm) demandés aux freins pour un échelon de consigne avec action curative.

- **Interprétation des résultats**

Dans les figures (IV.12 et IV.13) on peut observer la réponse temporelle du système lorsque l'on utilise seulement l'action préventive (réglée à $\tau_p = 1/6$ secondes). Si on observe le couple demandé aux freins à friction, on remarque que ceux-ci sont utilisés seulement pendant les phases transitoires.

Si on ajoute l'action curative, on obtient la réponse temporelle de la figure.IV.14. On remarque que les oscillations sont de plus faible amplitude et qu'elles sont beaucoup mieux amorties. Si on compare maintenant le couple demandé aux freins (figure.IV.15) on s'aperçoit que l'ordre de grandeur est très similaire.

On remarque que pour une décélération constante et en régime établi, le seul actionneur sollicité est la machine à induction, ce qui va dans le sens de maximiser l'énergie récupérée au freinage.

IX. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une stratégie de freinage applicable aux véhicules électriques qui sont dotés d'un système de récupération d'énergie au freinage qui représente une perte énergétique importante.

Nous avons commencé par présenter le modèle du véhicule d'une manière générale qui reste toujours utile pour d'autres études dans le domaine de l'automatique et de l'automobile, et après simplification du modèle de la chaîne de transmission en un modèle à deux roues,

nous avons effectués des simulations d'implémentation de la commande en aval des actionneurs des freins (machine à induction et les freins à friction).

La stratégie de commande présentée assure :

- ❖ Que tout le couple de freinage demandé par le conducteur soit transmis, dans toutes les situations aux actionneurs de freinages.
- ❖ Que la récupération d'énergie soit maximisée pour un niveau de confort donné en amortissant les à-coups de la chaîne de transmission.



Conclusion générale

Les travaux effectués dans ce mémoire de fin d'étude se sont focalisés sur une étude d'état d'art des méthodes de commande et techniques de l'automatique en employant divers techniques utilisées dans différents domaines tel que l'électronique de puissance et l'électrotechnique afin d'élaborer une Stratégie de récupération d'énergie dans la traction d'un véhicule tout électrique à base d'un moteur asynchrone qui est l'une des problématiques de recherche actuelle dans la commande de l'automobile.

Les directions abordées ont porté sur trois axes fondamentaux à savoir le choix de l'organe de traction électrique, qui s'est porté au final sur le moteur asynchrone par la suite la partie modélisation et simulation de cet actionneur sous trois configurations de commande différentes ce qui nous a conduit à l'utilisation de la commande vectorielle indirect afin d'affiner la régulation de vitesse en calculant les paramètres des trois régulateurs PI incorporés dans le système de commande ce qui nous a permis un découplage parfait de la MAS et de ce fait utiliser la machine à induction sous deux modes ; moteur de traction ou génératrice d'alimentation.

Et enfin on s'est intéressé à la stratégie de récupération d'énergie au freinage dans le but d'augmenter l'autonomie des véhicules électriques où nous avons présenté les différents types de régénération existant dans la littérature spécialisée, ainsi que leurs commandes en étudiant le système de freinage à savoir la machine à induction en mode génératrice et les freins à friction pour récupérer un maximum d'énergie dans le but de proposer une approche de résolution du problème des à-coups de la chaîne de transmission pour permettre un confort de conduite optimale.

Après modélisation de la chaîne de traction, la solution préconisée pour la résolution de ce problème est l'ajout d'une action curative sur la chaîne de retour et cela afin de :

- Limiter amplification des bruits en hautes fréquences.
- Permettre d'ajuster le diagramme de phase afin d'optimiser la robustesse de la loi de commande face à des retards éventuels dans la chaîne de commande ou de mesure.
- Régler les marges de phase de la boucle et en conséquence son amortissement.
- Permettre que la totalité de l'effort de freinage demandé par le conducteur soit transmis à la commande de couple de la machine à induction.
- S'assurer que la récupération d'énergie soit maximisée pour un niveau de confort optimal.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] **Aiman NOUH**, “*Contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routiers*”, Thèse de Doctorat N° 085, Université de technologie de Belfort – Montbéliard, Mars 2008.
- [2] **Victor MESTER**, “*Conception Optimale Systémique des Composants des Chaines de Traction électrique*”, Thèse de Doctorat N° 48, Ecole centrale de Lille, Mai 2007.
- [3] **C. C. Chan, K. T. Chau**, “*Modern Electric vehicle Technology*”, Oxford University Press Inc., New York, 2001, ISBN: 0-19-850416-0
- [4] **Iqbal Husain**, “*Electric and Hybrid Vehicles: design fundamentals*”, CRC Press LLC, 2003, ISBN: 0-8493-1466-6
- [5] **Richard T.M. Smokers, Arjan J. J. Dijkhuizen and Rob G.Winkel**, Annex VII-Overview Report 2000 “*Worldwide Developments and Activities in the Field of Hybrid Road-Vehicle Technology*”, Agence Internationale de l’Energie (IEA), Hybrid & Electric Vehicle, 2000, on-line : http://www.ieahev.org/Annex_VII-2000.html.
- [6] **M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay et A. Emadi**. “*Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*”: fundamentals, theory, and design. CRC Press LLC, 2005.
- [7] Transport électrique routier : “*véhicule électriques à pile à combustible*”, Dans technique de l’ingénieur, N° D5570, Mai 2003.
- [8] **M. Kant**. “*La voiture électrique*”, Dans technique de l’ingénieur, N° D5562, septembre 1995.
- [9] **Réal-Paul BOUCHARD et Guy OLIVIER**, “*Conception de moteur asynchrone triphasé*”, Presses Internationales Polytechnique, Québec, 1997, ISBN : 2-553-00615-2
- [10] **Théodore WILDI et Gilbert SYBILLE**, “*Electrotechnique*”, Edition De Boeck Université, Québec, 2000, ISBN : 2-7637-7593-4
- [11] **Laroche, Jacques**, “*électronique de puissance convertisseurs*”.
- [12] **Pierre BORNE**, “*Modélisation et commande de la Machine asynchrone*”, Edition TECHNIP, France, 1995, ISBN : 2-7108-0683-5
- [13] **Ozpineci BURAK et Léon M.TOLBERT**, “*Simulink implimentation of induction Machine Model*”, Oak Ridge National Laboratory, Université of Tennessee Knoxville, département of Electrical and computer engineering, 2009.
- [14] **Jin-Woo JUNG**, “*Projet #1 Sine- Δ PWM Inverter*”, Mechatronic Systems Laboratory, Department of Electrical and computer Engineering, The OHIO STATE University, 2005.
- [15] **Davide AGUGLIA**, “*Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle*”, Mémoire Maitre ès sciences (M.Sc.), Université LAVAL, Québec, 2004.

Bibliographie

- [16] **Guillermo PITA GIL, Emanuel GODOY, Didier DUMUR, Marco MARSILIA, Samuel CREGUT**, “ Stratégie de récupération d’énergie au freinage sur véhicules électriques hybrides”, Renault SAS, direction de l’électronique avancée, SUPELEC science des systèmes (E35), Département d’automatique.
- [17] www.anta-auto.fr
- [18] www.schneider-electric.fr



Annexe

Annexe

$f = 60 \text{ Hz}$	Fréquence du réseau triphasé
$R_r = 0.39 \Omega$	Résistance du rotor
$R_s = 0.19 \Omega$	Résistance du stator
$L_{ls} = 0.21e-3 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_{lr} = 0.6e-3 \text{ H}$	Inductance du rotor
$L_m = 4e-3 \text{ H}$	Inductance magnétique
$F_b = 100 \text{ Hz}$	Fréquence de base
$P = 4 \text{ pôles}$	Nombre de pôles
$J = 0.0226 \text{ kg.m}^2$	Moment d'inertie
$L_r = L_{lr} + L_m$	
$T_r = L_r / R_r$	
$\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot F_b$	Vitesse de base
$X_{ls} = \omega_b \cdot L_{ls}$	Impédance du stator
$X_{lr} = \omega_b \cdot L_{lr}$	Impédance du rotor
$X_m = \omega_b \cdot L_m$	Impédance magnétique
$X_{mstar} = 1 / (1/X_{ls} + 1/X_m + 1/X_{lr})$	
$i_{ds_c} = 67.8 \text{ A}$	Courant statorique direct
$F_{dr_Max} = 0.2715 \text{ Wb}$	Flux rotorique direct max
$T_s = 1e-4$	Fréquence de la MLI