

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Électrotechnique
Spécialité : Électrotechnique industrielle

Présenté par

Masten TACHE
Mellissa HAKEM

Thème

Electro-traction : la nouvelle ère des machines asynchrones

Mémoire soutenu publiquement le 29/06/2024 devant le jury composé de :

Mme Ferroudja Bitam Megherbi
Professeure , UMMTO, Présidente

Mlle Rahma Kachenoura
MCB, UMMTO, Encadrante

M M'hand Mekious
MCB, UMMTO, Examineur

Remerciements

En premier lieu, nous remercions chaleureusement notre promotrice R.KACHENOURA, pour ses conseils avisés, sa disponibilité constante, et son soutien scientifique et moral tout au long de ce projet. Ses encouragements et ses critiques constructives ont été d'une grande aide pour mener à bien ce travail.

Nos remerciements vont également aux membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce mémoire.

Enfin, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à l'élaboration de ce mémoire.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire,

A mes parents, qui ont su me soutenir tout le long de ce mémoire, ainsi tous leurs sacrifices que je n'oublierais jamais car ils ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui ;

A mes grands-parents qui m'ont été d'une grande aide, et je tacherais de m'en souvenir durant toute ma vie ;

A mon frère et deux sœurs qui m'ont encouragé et qui attendaient ce moment avec impatience ;

A mon binôme avec qui j'ai bien mené ce travail et que je ne regrette pas de l'avoir choisie ;

À tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

Masten.

Dédicaces

Je dédie ce mémoire,

A mes chers parents qui ont été toujours présents pendant tout mon parcours universitaire, en m'offrant tous les moyens et conditions nécessaires pour en arriver là où je suis aujourd'hui.

A mon grand-père disparu trop tôt et qui aurait tant aimé être présent aujourd'hui.

A mon oncle adoré qui a toujours été comme un deuxième père pour moi.

A ma sœur et mon frère qui m'ont toujours encouragé.

A mes amis(e) et toutes autres personnes ayant contribués de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Sans oublier mon binôme sans qui je n'aurais pas pu avancer et avec lequel j'ai su former une bonne équipe.

Mellissa.

Liste des figures

Chapitre I

Figure I- 1 Accumulateur au plomb de Gaston planté (1859).....	4
Figure I- 2 La « Jamais contente », premier véhicule automobile à avoir franchi le cap des 100km/h en 1899.....	5
Figure I- 3 Représentation de la machine asynchrone triphasée (ABC/DQ).....	7
Figure I- 4 Schéma fonctionnel de la machine asynchrone sous l'axe d-q.....	17
Figure I- 5 Schéma globale de la machine asynchrone.....	17
Figure I- 6 évolution des courants statoriques abc.....	18
Figure I- 7 Zoom des courants statoriques en régime permanent.....	18
Figure I- 8 couple mécanique.....	19
Figure I- 9 Vitesse de la machine asynchrone.....	19

Chapitre II

Figure II 1 Topologie de base de l'ISS.....	25
Figure II 2 Modèle de la machine avec SSI.....	27
Figure II 3 Schéma representatif du SSI.....	28
Figure II 4 Vitesse de la machine avec SSI.....	28
Figure II 5 couple mécanique de la machine asynchrone.....	30
Figure II 6 Zoom du couple au régime permanent.....	30
Figure II 7 Evolution de la vitesse et du couple avec SSI.....	31
Figure II 8 Evolution de la tension de commutation V_{sw} sur une période plus longue (de 0 à 1,4 secondes).	31
Figure II 9 Zoom de la tension de commutation V_{sw} au niveau du convertisseur sur une période très courte (de 1,2 à 1,21 secondes).....	32
Figure II 10 Transition du couple.....	33
Figure II 11 Tension de phase de la machine asynchrone.....	33
Figure II 12 Zoom de la tension de phase de la machine asynchrone.....	34
Figure II 13 Evolution des courants de phase i_a i_b i_c	35
Figure II 14 Zoom sur les courants de phase i_a i_b i_c	35

Liste des figures

Chapitre III

Figure III 1 Diagramme de phase expliquant le contrôle vectoriel indirect.....	40
Figure III 2 circuits équivalents dynamiques (de-dq) de la machine (a) circuit de l'axe (qe), (b) circuit de l'axe (de)	40
Figure III 3 Schéma fonctionnel de l'IFOC pour la machine asynchrone	44

Chapitre IV

Figure IV 1 Schéma de commande d'un moteur asynchrone avec SSI et FOC.....	48
Figure IV 2 Résultats de sortie de la machine asynchrone avec SSI et FOC.....	49
Figure IV 3 Vitesses réelles et de référence en fonction du temps pour les contrôleurs PI basés sur le FOC.	50
Figure IV 4 couple électromagnétique de la MAS.....	51
Figure IV 5 Tensions de références V^*_{qs} et V^*_{ds}	51
Figure IV 6 Courant de références i^*_{ds}	52

Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I. Introduction	4
II. Modélisation de la machine Asynchrone.....	6
II.1. Description	6
II.2. Hypothèses simplificatrices	7
II.3. Convention de signes.....	7
II.4. Définition des angles	8
III. Equations de la machine asynchrone triphasée	8
III.1. Equations électriques du moteur	8
III.2. Equations des flux.....	9
III.3. Transformation de Park.....	10
III.4. Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq).....	11
III.4.1. Equations électriques [7]	11
III.4.2. Equations des flux [6].....	13
III.4.3. Repère d-q [6]	13
III.5. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone	14
III.6. Mise sous forme d'équation d'état.....	16
IV. Simulation de la MAS sur MATLAB	17
IV.1. Model de la machine sur SIMULINK	17
IV.2. Résultats de la simulation	18
V. Conclusion.....	19

Chapitre II : Association machine asynchrone avec convertisseur SSI

I. Introduction	22
II. Etude du convertisseur	22
III. C'est quoi un onduleur SSI ?.....	23

III.1.	La comparaison entre un onduleur triphasé à source divisée (SSI) et d'autres types d'onduleurs triphasés	23
III.2.	Principe de la commande du moteur à rendement maximal	24
III.3.	Fonctionnement de l'onduleur (SSI)	24
III.4.	Contrôle de la PWM d'un SSI	25
IV.	Dérivations mathématiques du SSI	26
V.	Modèle Simulink et résultat de la simulation.....	27
VI.	Résultats de simulation.....	28
VII.	Conclusion.....	36

Chapitre III : Observateur FOC

I.	Introduction	38
II.	Objectif et principe de la commande vectorielle à flux orienté	38
II.1.	Contrôle vecteur indirecte	39
II.2.	Conversion des courants	43
II.3.	Modèle de système du contrôle vectoriel indirecte pour MAS	44
III.	Conclusion.....	45

Chapitre IV : Association de la machine asynchrone avec SSI+FOC

I.	Introduction	47
II.	Modèle Simulink.....	48
III.	Etude de la simulation	49
IV.	Conclusion.....	52
	Conclusion générale	54

Bibliographie

Introduction générale

Dans le domaine industriel, les machines asynchrones, aussi appelées moteurs à induction, occupent une position centrale en raison de leur robustesse, de leur coût abordable et de leur efficacité énergétique approuvée. Avec les exigences croissantes de performance et de contrôle dans les applications modernes, il est indispensable de maîtriser non seulement la modélisation précise de ces machines, mais aussi leur intégration avec des convertisseurs de puissance avancés et des techniques de contrôle sophistiquées. [1]

Ce mémoire s'engage à explorer la modélisation des machines asynchrones ainsi que leur interaction avec les convertisseurs statiques (Split-Source Inverter (SSI)). De plus, il met l'accent sur la mise en œuvre d'observateurs pour le contrôle vectoriel du champ orienté (FOC), une approche reconnue pour sa capacité à améliorer la précision et la réactivité des systèmes électromécaniques. [1]

Chaque chapitre de ce mémoire est structuré pour couvrir une phase spécifique de cette étude : Le premier chapitre se concentre sur la modélisation des machines asynchrones, en explorant les fondements de leur fonctionnement et les équations mathématiques qui décrivent leur comportement dynamique et statique. Cela constitue une base théorique cruciale pour comprendre les interactions complexes entre la machine et les éléments de contrôle associés.

Le deuxième chapitre aborde l'association des machines asynchrones avec les convertisseurs SSI. Ces dispositifs jouent un rôle essentiel en permettant la régulation précise de la vitesse et du couple des machines, en ajustant la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation. Une analyse approfondie des techniques de ces convertisseurs et de leur impact sur le fonctionnement global des machines est effectuée.

Le troisième chapitre explore la synergie entre les machines asynchrones et les observateurs pour le contrôle vectoriel FOC. Le principe de fonctionnement du FOC est de transformer les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le second règle le couple. L'intégration d'observateurs permet d'améliorer encore davantage les performances du système en fournissant des estimations précises des variables d'état internes de la machine, même en présence de perturbations et d'erreurs.

Enfin, le quatrième chapitre présente les résultats des simulations réalisées pour valider les modèles théoriques et les stratégies de contrôle proposées. Ces simulations permettent d'évaluer les performances des systèmes dans divers scénarios d'utilisation, mettant en lumière à la fois les bénéfices obtenus et les défis rencontrés. Cette analyse approfondie ouvre des perspectives significatives pour l'amélioration continue et le développement futur de ces technologies dans des applications industrielles complexes.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I. Introduction

Le véhicule automobile est l'un des moyens de locomotion le plus répandu. De manière générale, celui-ci est composé d'une structure sur laquelle est installé un groupe moto propulseur. Ce dernier se compose d'un moteur qui produit l'énergie mécanique nécessaire. Le moteur le plus connu est celui à combustion interne ou plus communément appelé moteur thermique. Ces moteurs sont mis en défaut pour leurs émissions de gaz à effet de serre et de particules néfastes pour la santé, ainsi que l'utilisation d'énergies fossiles vouées à se raréfier dans les décennies à venir. La pollution engendrée par les moteurs thermiques réduit la qualité de l'air, surtout dans les grandes villes où la concentration de véhicules peut être très importante. [2]

Une alternative pour diminuer la pollution produite localement par les moteurs thermiques est l'utilisation de véhicules propulsés par une énergie propre tel que les véhicules électriques. Bien sûr, il faudra prendre en compte le coût énergétique et la pollution liés à la production de l'électricité pour propulser le véhicule électrique, avec notamment le recyclage et traitement des déchets permettant la génération de l'électricité. [2]

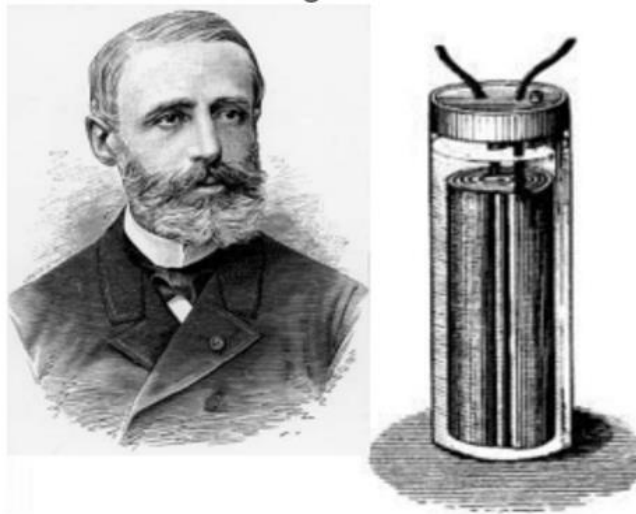


Figure I- 1 Accumulateur au plomb de Gaston planté (1859) [1]

Au niveau historique, les premiers véhicules électriques ont fait leur apparition quasiment en même temps que les véhicules thermiques à la fin du XIXe siècle. Leur invention fut possible grâce à l'accumulateur au plomb réalisé par Gaston Planté en 1859. [2]

La voiture électrique a même été le premier véhicule automobile à avoir franchi le cap des 100km/h. Ce record a été établi par le Belge Camille Jenatzy en 1899 au volant de la voiture au célèbre nom de « la jamais contente ». [2]

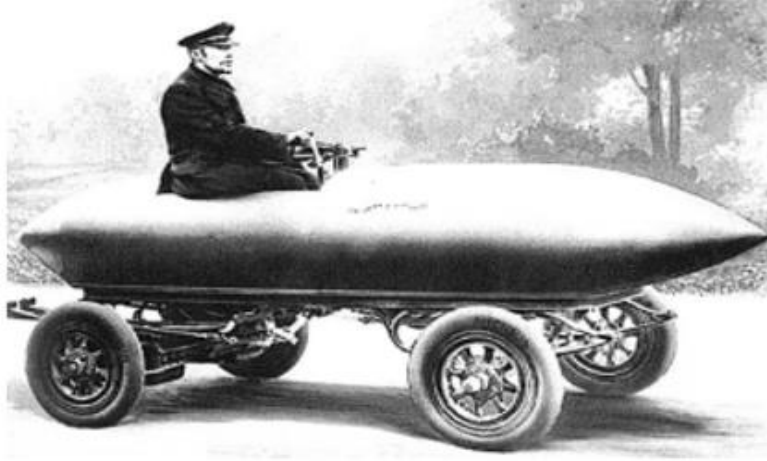


Figure I- 2 La « Jamais contente », premier véhicule automobile à avoir franchi le cap des 100km/h en 1899. [1]

La fabrication en série des véhicules électriques a débuté à partir de 1905 avec l'entreprise "Edison Electric Car". Cependant la production fut abandonnée à cause du succès de la Ford T qui fut fabriquée en série de 1908 à 1927 avec la réalisation et la vente de plus de 16 millions d'exemplaires. De 1959 à 1960, de nouvelles tentatives de production de véhicules électriques ont été réalisées par l'entreprise Henry Kilowatt aux Etats Unis. Celle-ci n'a pas connu le succès attendu car sa production n'a duré pas plus d'un an et seulement 100 exemplaires ont été conçus. Puis, plusieurs modèles de véhicules électriques ont vu le jour et ont été réalisés, mais n'ont pas connu une production de masse et un franc succès de la part des consommateurs : l'inconvénient majeur étant la difficulté de stockage de l'énergie et en conséquence le peu d'autonomie disponible pour ces véhicules. Mais après différentes périodes de hauts et de bas, le véhicule électrique est de nouveau au-devant de la scène. Sa présence est amplifiée par le prix du pétrole qui est à la hausse depuis quelques années. [2]

Le moteur électrique, élément clé de la chaîne énergétique d'un véhicule n'a cessé d'évoluer depuis "la jamais contente" de 1899 jusqu'à nos jours. Les premiers véhicules électriques étaient pourvus de moteurs à courant continu à excitation séparée réglable. Ils ont été remplacés depuis la fin des années 1990 par des moteurs à courant alternatif, ceci grâce aux progrès réalisés en électronique de puissance et de commande. Par rapport à leurs

prédécesseurs, ces moteurs sont beaucoup plus robustes, ont une puissance massique et volumique plus élevée, et un meilleur rendement. [2]

Trois technologies sont actuellement utilisées. Ce sont les machines synchrones dites excitées au rotor, par des aimants permanents ou par des bobinages, et les machines à induction (ou asynchrones). [3]

Le moteur à induction (asynchrone), avec son faible coût, peut être une solution intéressante pour le futur développement en masse de véhicules à vocation urbaine, par exemple pour l'autopartage. En effet, ces véhicules doivent être économiques pour les collectivités. Ils ne font qu'un faible kilométrage sur une journée et devront pouvoir être chargés à chaque station. L'efficacité énergétique n'est donc pas là aussi, le critère le plus important pour ce type de véhicule. [3]

II. Modélisation de la machine Asynchrone

Pour commander la machine asynchrone à double alimentation, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. [4]

À partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande, ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental. [5]

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques : [5]

- La modélisation de Park.
- La modélisation par réseaux de perméances.
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail on s'intéresse à la modélisation de Park à cause de sa simplicité. Cette dernière est établie à partir des équations électriques de la machine.

II.1.Description

Une machine asynchrone peut être schématisée par trois axes portant ses enroulements statoriques (A, B, C) et trois autres axes portant ses enroulements rotoriques (a, b, c) comme l'indique la figure (I- 3) où les axes d-q statorique et rotorique sont identiques. [6]

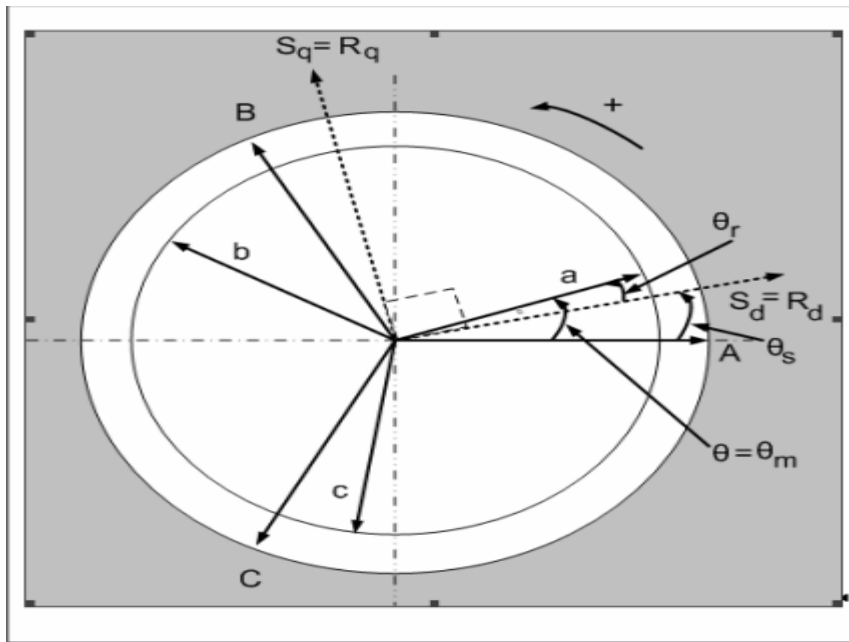


Figure I- 3 Représentation de la machine asynchrone triphasée (ABC/d-q) [6]

II.2.Hypothèses simplificatrices

- Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) ;
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs ;
- Seul le premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase est considéré ;
- L'entrefer est constant ;
- Les inductances propres sont constantes ;
- Les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques ;
- La symétrie de construction est parfaite ;
- La machine est ramenée à sa forme bipolaire, les paires de pôles étant introduites de façon judicieuse et intelligible.

II.3.Convention de signes

- Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif ;
- Une tension positive fait circuler un courant positif ;

- Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

II.4. Définition des angles

Il est à noter que les grandeurs rotoriques portent l'indice « r » et celles du stator l'indice « s ». L'angle électrique θ indique la position du rotor par rapport au stator. Si θ est nul, l'enroulement de la phase « a_r » de la partie mobile se trouve aligné à l'enroulement « a_s » de la partie fixe. D'un point de vue magnétique, et avec les hypothèses posées, seules les inductances mutuelles entre stator et rotor sont fonction de l'angle θ . [7]

$$\begin{cases} (o_{as}, o_d) = \theta_s & (o_{ar}, o_d) = \theta_r \\ (o_{bs}, o_d) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} & (o_{br}, o_d) = \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\ (o_{cs}, o_d) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} & (o_{cr}, o_d) = \theta_r - \frac{4\pi}{3} \end{cases} \quad (1.1)$$

On définit également :

$$\begin{cases} (o_{as}, o_{ar}) = \theta_s - \theta_r = \theta \\ (o_q, o_d) = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (1.2)$$

III. Equations de la machine asynchrone triphasée

III.1. Equations électriques du moteur

Les équations électriques de la machine asynchrone sont celles d'un circuit mobile dans un champ tournant, où le flux est en fonction du temps et de l'angle entre les enroulements. [8]

$$[v_s] = \frac{d}{dt} [\varphi_s] + [R_s][i_s] \quad (1.3)$$

$$[v_r] = \frac{d}{dt} [\varphi_r] + [R_r][i_r] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Où :

$[v_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^t$: Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques ;

$[v_r] = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^t$: Tensions instantanées aux bornes des enroulements rotoriques ;

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$: Courants dans les phases des enroulements statoriques ;

$[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t$ Courants dans les phases des enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^t$: Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^t$: Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

III.2. Equations des flux

Conformément aux hypothèses, le flux est linéairement relié aux courants via les matrices d'inductance.

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{sr}][i_s] \end{cases} \quad (1.7)$$

Dans une machine asynchrone, les inductances statoriques et rotoriques sont souvent considérées comme égales en raison de la manière dont la machine est construite et fonctionne, La machine asynchrone est basée sur les courants induits dans le rotor par le champ magnétique du stator. Le stator et le rotor sont constitués de bobines d'inductance qui sont triphasées et déphasées de 120° les unes par rapport aux autres. De plus, la répartition sinusoïdale du flux au niveau des enroulements entraîne une répartition sinusoïdale des inductances, entre elles, avec la position du rotor. [8]

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

l_s, l_r : inductances propres statoriques et rotoriques ;

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques ;

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la **Position du rotor**, La répartition sinusoïdale du flux au niveau des enroulements entraîne une répartition sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [8]

$$M_{sr} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

m_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor.

III.3. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc (Figure I-3), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park. [7]

Dans le cas de la machine asynchrone, les transformations de Park pour les grandeurs statoriques s'obtiennent en substituant θ par θ_s et pour les grandeurs rotoriques, θ par θ_r .

L'application de la transformation de Park aux équations électriques donne : [7]

La transformation directe est la suivante :

$$[p(\theta_s)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

La transformation inverse s'écrit :

$$[p(\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

La transformation directe de Park s'écrit :

$$[X'_d, X'_q, X'_o] = [A][X'_a, X'_b, X'_c] \quad (1.12)$$

Et la transformation inverse s'obtient :

$$[X'_a, X'_b, X'_c] = [A]^{-1}[X'_d, X'_q, X'_o] \quad (1.13)$$

Avec :

$[X'] = ([i], [v], [\varphi])$ où ces composantes sont respectivement le courant, la tension et le flux.

III.4. Modèle du moteur asynchrone exprimé dans le repère (dq)

III.4.1. Equations électriques [7]

Pour le stator :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [p(\theta_s)][v_s] = [p(\theta_s)][R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s][p(\theta_s)] \\ [v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sp}] \end{cases} \quad (1.14)$$

(V_{sp}), vecteur tension, où l'indice p indique ici la nouvelle base de Park.

(V_{sp}) = (V_d, V_q, V_o)^t, sont les composantes du vecteur dans le repère de Park.

Pour le rotor :

$$\begin{cases} [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \\ [p(\theta_r)][v_r] = [R_r][p(\theta_r)][i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r][p(\theta_r)] \\ [v_{rp}] = [R_r][i_{rp}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rp}] \end{cases} \quad (1.15)$$

(V_{rp}), vecteur tension, où l'indice p indique ici la nouvelle base de Park.

(V_{rp}) = (V_d, V_q, V_o)^t, sont les composantes du vecteur dans le repère de Park.

En multipliant les deux membres des deux équations par $[P(\theta_s)]$, il vient :

Pour le stator :

$$[p(\theta_s)][v_{sp}] = [R_s][p(\theta_s)][i_{sp}] + \left(\frac{d}{dt} [\phi_{sp}][p(\theta_s)] \right) \quad (1.16)$$

Pour le rotor :

$$[p(\theta_r)][v_{rp}] = [R_r][p(\theta_r)][i_{rp}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rp}][p(\theta_r)] \quad (1.17)$$

En multipliant une autre fois par $[P(\theta_s)]^{-1}$, on trouve :

Pour le stator :

$$\begin{aligned} [v_{sp}] &= [R_s][i_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [p(\theta_s)][\phi_{sp}] \right) \\ &= [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sp}] + [p(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)][\phi_{sp}] \end{aligned} \quad (1.18)$$

Pour le rotor :

$$\begin{aligned} [v_{rp}] &= [R_r][i_{rp}] + [p(\theta_r)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [p(\theta_r)] [\varphi_{rp}] \right) \\ &= [R_r][i_{rp}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rp}] + [p(\theta_r)]^{-1} \frac{d}{dt} [p(\theta_r)] [\varphi_{rp}] \end{aligned} \quad (1.19)$$

Le développement du dernier terme de la somme est :

Pour le stator :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \cdot \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{pmatrix} &= \frac{2}{3} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \omega_s \begin{pmatrix} -\sin(\theta_s) \cdot \phi_{sd} & -\cos(\theta_s) \cdot \phi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \phi_{sd} & -\cos(\theta_s - 2\pi/3) \cdot \phi_{sq} & 0 \\ -\sin(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \phi_{sd} & -\cos(\theta_s - 4\pi/3) \cdot \phi_{sq} & 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1.20)$$

En effectuant la multiplication des matrices, on trouve :

$$[p(\theta_s)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [p(\theta_s)] \cdot (\phi_{sp}) = \omega_s \begin{pmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.21)$$

Pour le rotor :

On aura les mêmes étapes au rotor en changeant partout l'indice « s » en « r » et on obtient :

$$[p(\theta_r)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [p(\theta_r)] \cdot (\varphi_{rp}) = \omega_r \begin{pmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.22)$$

D'où le résultat final :

$$[v_{sp}] = [R_s][i_{sp}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sp}] + \omega_s \begin{pmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.23)$$

Le développement des composantes de PARK pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} - \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (1.24)$$

Le développement des composantes de PARK pour le rotor :

Les tensions s'annulent puisque le rotor est en court-circuit ;

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} - \omega \phi_{rd} \end{cases} \quad (1.25)$$

III.4.2. Equations des flux [6]

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & 0 & M & 0 \\ 0 & l_s & 0 & M \\ M & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = l_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = l_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = M i_{ds} + l_r i_{dr} \\ \phi_{qr} = M i_{qs} + l_r i_{qr} \end{cases} \quad (1.27)$$

III.4.3. Repère d-q [6]

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

Le champ tournant est le champ crée par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'on vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux. Le flux rotorique, quant à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en

régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme.

III.5. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

Cette représentation dépend à priori de plusieurs choix : [9]

1. référentiel de représentation.
2. variables d'états.
3. grandeurs de commande avec le type d'alimentation.

Le choix du référentiel de représentation du modèle est conditionné par les objectifs que l'on veut atteindre plusieurs variables d'états de la machine peuvent être choisies.

Par conséquent plusieurs variantes pour le choix du vecteur d'état sont possibles.

Dans notre cas nous allons étudier sur l'axe (d-q) en agissant sur les flux rotoriques et les courants statoriques, donc on a : [8]

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.28)$$

Et

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - L_m I_{rd}) \\ I_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - L_m I_{rq}) \end{cases} \quad (1.29)$$

Des équations (1.27) et (1.28) on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_s \varphi_{sq} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = V_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.30)$$

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{L_r} \varphi_{rd} - L_m I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{1}{L_r} \varphi_{rq} - L_m I_{sq} \end{cases} \quad (1.31)$$

Avec : $\delta = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \delta L_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \delta L_s I_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (1.32)$$

$$\delta L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_s \delta L_s I_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rq} \quad (1.33)$$

$$\delta L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = V_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_s \delta L_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rq} \quad (1.34)$$

En remplaçant dans (1.31) et (1.32) avec (1.29) on obtient :

$$\delta L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = V_{sd} - R_s I_{sd} + \omega_s \delta L_s I_{sq} - \frac{L_m}{L_r} V_{rd} + \frac{L_m}{L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} \quad (1.35)$$

$$\delta L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = V_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_s \delta L_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} V_{rq} - \frac{L_m}{L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} \quad (1.36)$$

On a :

$$\omega_e = \omega_s - \omega_r \quad (1.37)$$

$$L_m^2 = (1 - \delta) L_s L_r \quad (1.38)$$

$$R_{sr} = R_s + \frac{(1-\delta)L_s}{L_r} R_r \quad (1.39)$$

Qui donnera :

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\delta L_m} V_{sd} - \frac{1-\delta}{\delta L_m} V_{rd} + \left[-\frac{1}{\delta L_m} - \frac{(1-\delta)}{\delta T_r} \right] I_{sd} + \omega_s I_q + \frac{1-\delta}{\delta L_m} \omega_e \varphi_{rq} + \left[\frac{1-\delta}{\delta L_m} - \frac{1}{T_r} \right] \varphi_{rd} \quad (1.40)$$

Ensuite :

$$\delta L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = V_{sq} - R_s I_{sq} - \omega_s \delta L_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} V_{rq} - \frac{L_m}{L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} \quad (1.41)$$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} - \frac{L_m}{\delta L_s L_r} V_{rq} - \left[R_s + \frac{(1-\delta)L_s R_r}{\delta L_s} \right] I_{sq} - \frac{\omega_s \delta L_s I_{sd}}{\delta L_s} - \frac{L_m}{\delta L_s L_r} \omega_e \varphi_{rd} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} \quad (1.42)$$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} - \frac{L_m}{\delta L_s L_r} V_{rq} - \left[\frac{1}{\delta T_s} + \frac{1-\delta}{\delta T_r} \right] I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{\delta L_s L_r} \omega_e \varphi_{rd} + \frac{L_m}{\delta L_s L_r^2} \varphi_{rq} \quad (1.43)$$

Sachant que :

$$L_s L_r = \frac{L_m^2}{1-\delta} \quad (1.44)$$

On remplace dans (1.43) avec (1.44) et on obtient :

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} - \frac{1-\delta}{\delta L_m} V_{rq} + \left[-\frac{1}{\delta T_s} - \frac{1-\delta}{\delta} \frac{1}{T_r} \right] I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \frac{1-\delta}{\delta L_m} \omega_e \varphi_{rd} + \left[\frac{1-\delta}{\delta} \frac{1}{L_m T_r} \right] \varphi_{rq} \quad (1.45)$$

Equation du flux au rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \delta L_r I_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rq} = \delta L_r I_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sq} \end{cases} \quad (1.46)$$

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = V_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} L_m I_{sd} + \omega_r \varphi_{rq} \quad (1.47)$$

Donc :

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = V_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} I_{sd} + \omega_r \varphi_{rq} \quad (1.48)$$

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = V_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} L_m I_{sq} - \omega_r \varphi_{rd} \quad (1.49)$$

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = V_{rq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_r \varphi_{rd} \quad (1.50)$$

III.6. Mise sous forme d'équation d'état

Les équations de la machine asynchrone doivent s'écrire sous forme matricielle afin de les utiliser sous MATLAB et lancer une simulation pour confirmer si la démarche suivie est juste et si nous permet-elle de raisonner sous cette manière. On peut donc l'écrire sous cette forme : [9]

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[\dot{X}] = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}; [X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\delta T_s} + \frac{1-\delta}{\delta T_r}\right] & \omega_e & \left[\frac{1-\delta}{\delta L_m T_r}\right] & \left[\frac{1-\delta}{\delta L_m}\right] \omega_r \\ -\omega_e & -\left[\frac{1}{\delta T_s} + \frac{1-\delta}{\delta T_r}\right] & -\left[\frac{1-\delta}{\delta L_m}\right] \omega_r & \left[\frac{1-\delta}{\delta L_m T_r}\right] \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.51)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.52)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

IV. Simulation de la MAS sur MATLAB

IV.1. Model de la machine sur SIMULINK

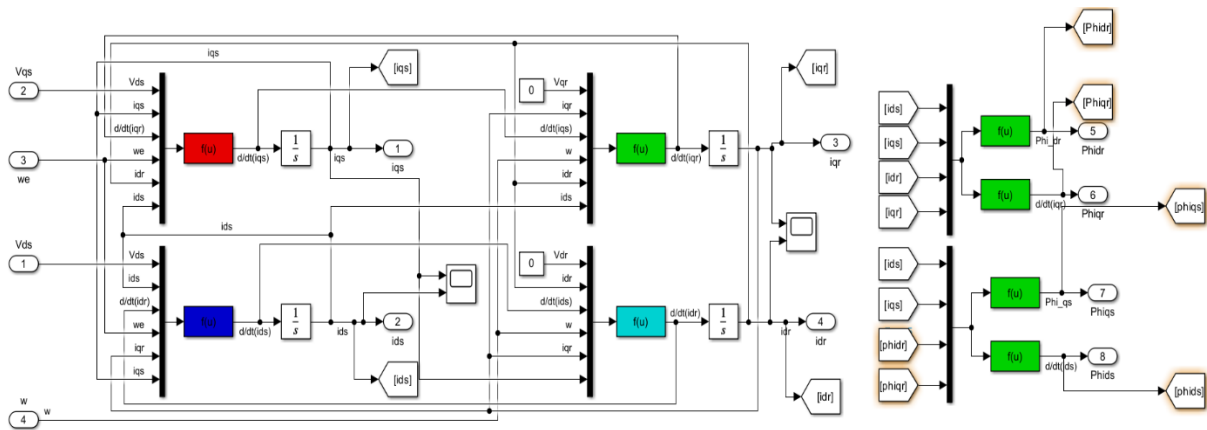


Figure I- 4 Schéma fonctionnel de la machine asynchrone sous l'axe d-q

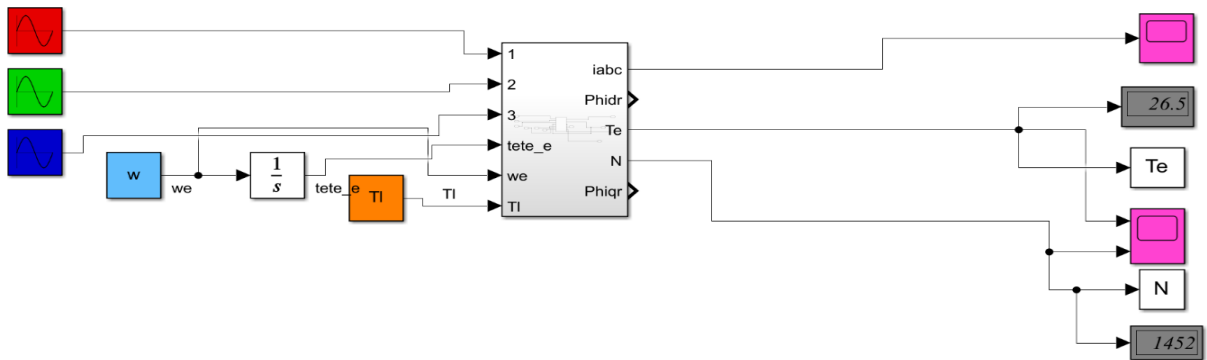


Figure I- 5 Schéma globale de la machine asynchrone

IV.2. Résultats de la simulation

Courants statoriques :

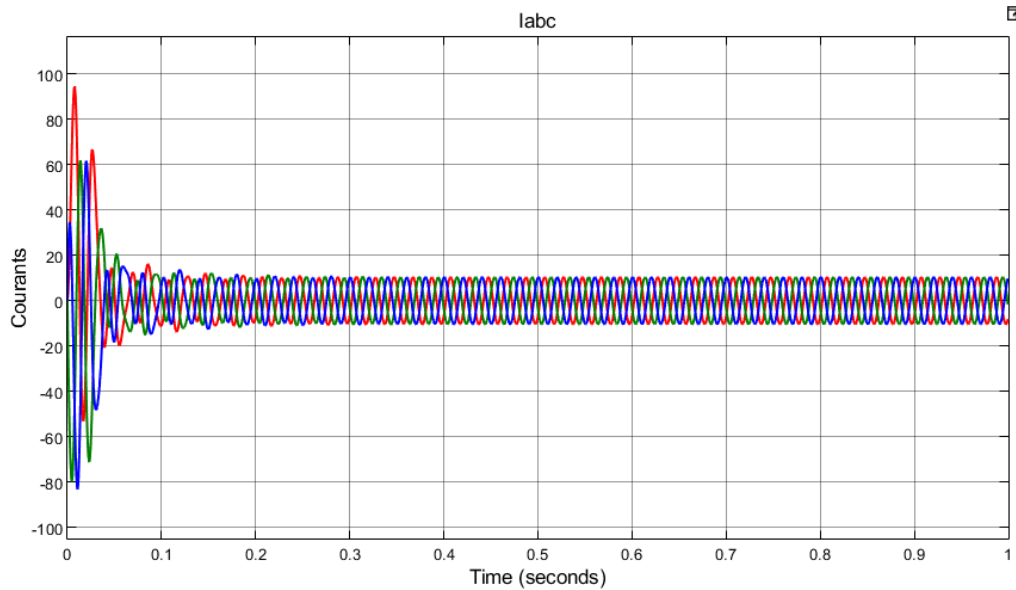


Figure I- 6 évolution des courants statoriques abc

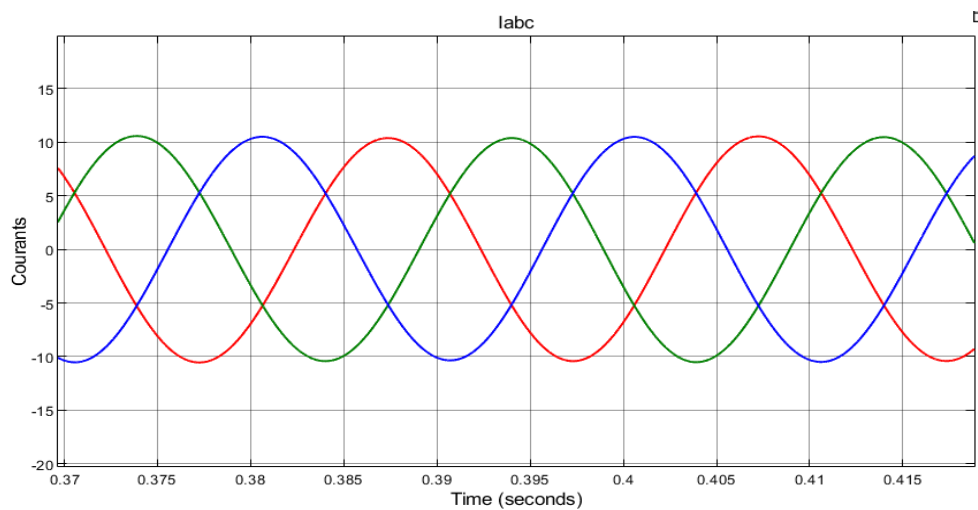


Figure I- 7 Zoom des courants statoriques en régime permanent

Au démarrage de la machine asynchrone on fait appel à de forts courants, et on remarque que les courants sont déphasés de 120 degrés ce qui caractérise un système équilibré, et au fil du temps les courants se stabilisent et forment une sinus, donc on peut dire que chaque phase transporte le même courant en magnitude.

Le couple :

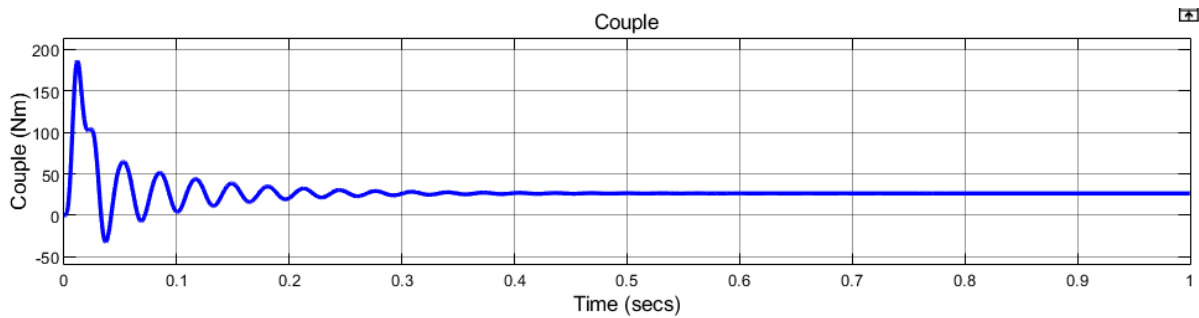


Figure I- 8 couple mécanique

On voit que le couple atteint presque les 200 (Nm) qui est dû au démarrage de la machine, au fil du temps les oscillations diminuent pour se stabiliser à $t = 0,5$ (s) et atteindre un régime d'équilibre.

La vitesse :

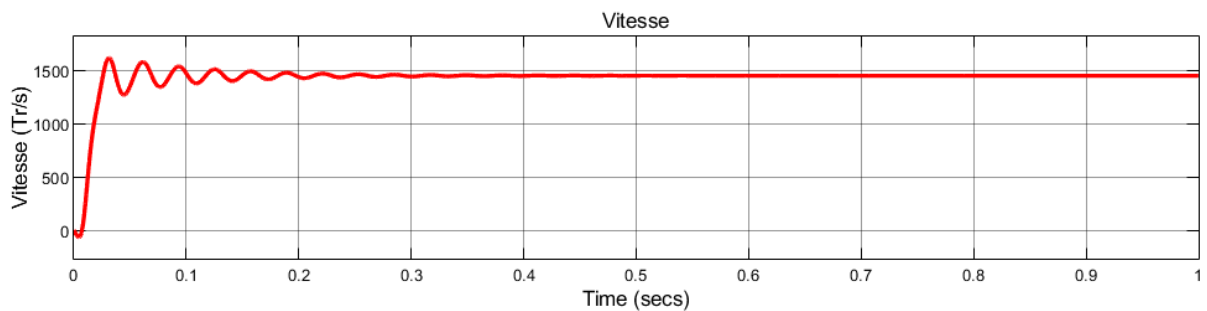


Figure I- 9 Vitesse de la machine asynchrone

On voit une accélération forte qui atteint un pic de 1600 tr/s, et qui va ensuite varier entre 1550 tr/s et 1250 tr/s afin de se stabiliser au voisinage de 1500tr/s (1452tr/s).

V. Conclusion

Les modèles d-q de la machine asynchrone permettent de simuler le comportement de la machine en régime permanent équilibré. De façon rigoureuse, ils ne permettent pas d'analyser les défauts et les cas anormaux de fonctionnement. Le choix du référentiel est lié à la disposition du convertisseur qui commande la machine. Dans le cas où le convertisseur est lié au stator, le référentiel peut être soit le repère stationnaire lié au stator, soit le repère synchrone lié au stator où les grandeurs sont continues. L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation. On peut, à partir de ces équations, les réécrire pour avoir un vecteur d'état (variables d'état du système) différent. C'est-à-dire qu'au lieu d'avoir les flux, on peut l'écrire en courants,

il suffit juste d'opérer des substitutions dans les équations. Ensuite on introduit le système dans un outil de simulation. Grâce à cette simulation, il est possible de garantir le bon fonctionnement de la machine, en s'assurant que le couple et la vitesse sont maintenus dans des limites acceptables, contribuant ainsi à son efficacité et à sa fiabilité dans une multitude d'applications industrielles.

Chapitre II

Association machine asynchrone avec un convertisseur SSI

I. Introduction

Les machines asynchrones, également appelées moteurs à induction, jouent un rôle important dans de nombreuses applications industrielles en raison de leur robustesse, de leur fiabilité et de leur coût relativement faible. Cependant, pour maximiser l'efficacité et les performances, ils doivent souvent être combinés avec des dispositifs de contrôle avancés tels que des convertisseurs Source Static Inverter (SSI). Ces convertisseurs vous permettent de moduler les formes d'onde de courant et de tension fournies à votre machine, optimisant ainsi son fonctionnement dans différentes conditions.

Ce chapitre se concentre sur l'analyse des performances d'une machine asynchrone lorsqu'elle est associée à un convertisseur SSI. Nous commençant par expliquer le concept des convertisseurs SSI, en mettant en avant leur fonctionnement et leur rôle dans l'amélioration de l'efficacité des machines asynchrones, puis à travers des graphiques détaillés, nous examinerons les différentes phases de fonctionnement de la machine, en mettant en évidence les transitions entre le démarrage et le régime permanent. Nous discuterons également de l'impact du convertisseur SSI sur les performances globales de la machine.

En abordant ces points, ce chapitre vise à fournir une compréhension complète de l'interaction entre les machines à induction et les convertisseurs SSI et comment cette connexion peut être optimisée pour améliorer les performances et l'efficacité énergétique des systèmes industriels.

II. Etude du convertisseur

Le convertisseur de puissance CC-CA le plus couramment utilisé dans tout système électronique de puissance est l'onduleur à source de tension (VSI). Le VSI ne peut être utilisé que comme inverseur abaisseur, c'est-à-dire que la tension alternative de sortie ne peut pas dépasser la tension d'entrée continue disponible. Pour de nombreuses applications avec rail DC élevé, ce n'est pas un problème. Mais la plupart des applications nécessitent une tension alternative de sortie plus élevée que la tension continue d'entrée. Une étape de suralimentation supplémentaire est donc obligatoire pour ces applications telles que les systèmes basés sur les piles à combustible. Ainsi, pour réduire le coût et la complexité du système, les convertisseurs de puissance DC-AC dotés de la capacité Buckboost en un seul étage font l'objet de recherches.

[11]

Les convertisseurs de puissance DC-AC à un étage les plus populaires et les plus courants sont l'onduleur source Z (ZSI) conventionnel, l'onduleur source de tension abaisseur-

boost (BBVSI) et l'onduleur source Y (YSI). Ces onduleurs utilisent des réseaux d'impédance pour coupler la source et le pont onduleur. [11]

Un autre convertisseur de puissance DC-AC à un étage, appelé onduleur à source divisée (SSI), présente certains avantages par rapport aux autres topologies, le principal étant la possibilité d'utiliser les schémas de modulation courants de l'onduleur à source de tension conventionnelle sans aucune modification [11]. Et c'est ce type de convertisseur qu'on va utiliser dans notre travail.

III. C'est quoi un onduleur SSI ?

Ce type de topologie utilise un nombre réduit de composants passifs par rapport au ZSI et au YSI, en plus d'utiliser uniquement des diodes par rapport au BBVSI qui utilise un commutateur semi-conducteur actif supplémentaire. La tension aux bornes du pont du SSI est constante contrairement aux topologies susmentionnées, utilisant les états de l'onduleur de source de tension (VSI) avec les schémas de modulation communs. Il s'agit d'une combinaison du convertisseur boost avec le VSI triphasé en connectant l'inductance d'entrée aux points de partage du pont B6 via des diodes. Il s'agit donc d'un onduleur boost. [12]

III.1. La comparaison entre un onduleur triphasé à source divisée (SSI) et d'autres types d'onduleurs triphasés

La comparaison se base sur plusieurs critères importants : [12]

1. Puissance de sortie : Les SSI offrent généralement une meilleure puissance de sortie par rapport aux onduleurs monophasés ou à d'autres types d'onduleurs triphasés. Cela est dû à leur conception qui permet une distribution plus efficace de l'énergie sur les trois phases.

2. Efficacité énergétique : Les SSI sont conçus pour minimiser les pertes d'énergie, ce qui les rend plus efficaces énergétiquement. Ils optimisent l'utilisation de l'électricité et peuvent réduire les coûts opérationnels.

3. Économie d'espace : Comparativement, les SSI sont souvent plus compacts que l'assemblage de plusieurs onduleurs monophasés, ce qui permet d'économiser de l'espace dans les installations, surtout là où l'espace est limité.

4. Régulation de la tension et de la fréquence : Les SSI disposent de systèmes de contrôle avancés qui offrent une régulation précise de la tension et de la fréquence, assurant ainsi une alimentation électrique stable et de qualité, ce qui est crucial pour les applications industrielles et les infrastructures critiques.

5. Flexibilité : Les SSI sont flexibles à une large gamme d'applications grâce à leur flexibilité et leur capacité à s'ajuster aux variations de la charge électrique.

III.2. Principe de la commande du moteur à rendement maximal

Comme pour le moteur synchrone, le moteur à induction est alimenté par un convertisseur, dont le transfert d'énergie est de nature DC-AC. La commande de ce convertisseur permet d'imposer au moteur les courants, ou les tensions statoriques en amplitude et en fréquence afin de respecter les contraintes mécaniques imposées par la charge au moteur. Afin de ramener le schéma équivalent de l'association convertisseur moteur à une machine à courant continu à excitation indépendante, la commande vectorielle à flux rotorique ou statorique orienté, associée à des observateurs permet ainsi d'arriver à notre fin. En termes de dynamique, précision de réglage et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du moteur, en particulier la résistance rotorique dans le cas d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté. [13]

En partant du schéma équivalent monophasé (valable uniquement en régime permanent) avec fuites magnétiques totalisées au stator, on peut démontrer que le couple électromagnétique dépend de 2 grandeurs : la valeur efficace du flux rotorique ϕ_r et la pulsation des courants rotoriques ω_r . Pour imposer une certaine valeur de couple, une infinité de couples de valeurs (ϕ_r, ω_r) sont à priori possibles, avec comme contraintes le courant maximal et la tension maximale (fixée par la tension de la batterie et la stratégie de modulation) en sortie d'onduleur. Il est donc possible de choisir le couple de valeurs permettant d'optimiser un critère. Pour les véhicules électriques, le critère privilégié est le rendement global moteur + convertisseur de puissance. A partir d'un modèle de pertes (calculées ou mesurées), il est alors possible de déterminer les paramètres de réglage optimaux afin de maximiser le rendement global pour tout point de fonctionnement dans le plan vitesse-couple. Le flux rotorique est alors ajusté en temps réel par la commande vectorielle pour être toujours au maximum de rendement. Pour une vitesse donnée, sa valeur optimale augmente à mesure que le couple augmente. [13]

III.3. Fonctionnement de l'onduleur (SSI)

Le fonctionnement d'un SSI peut être expliqué en plusieurs étapes : [14]

Conversion du courant continu en courant alternatif : Une fois le courant continu redressé, il passe par un convertisseur électronique qui le transforme en courant alternatif triphasé. Cette conversion est réalisée en utilisant des interrupteurs électroniques appelés IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor) qui contrôlent l'ouverture et la fermeture des différents bras de l'onduleur.

Contrôle de la tension et de la fréquence : L'onduleur triphasé est également équipé d'un système de contrôle qui ajuste la tension et la fréquence du courant alternatif produit. Cela permet de s'adapter aux variations de la charge et de maintenir une alimentation électrique stable et de qualité.

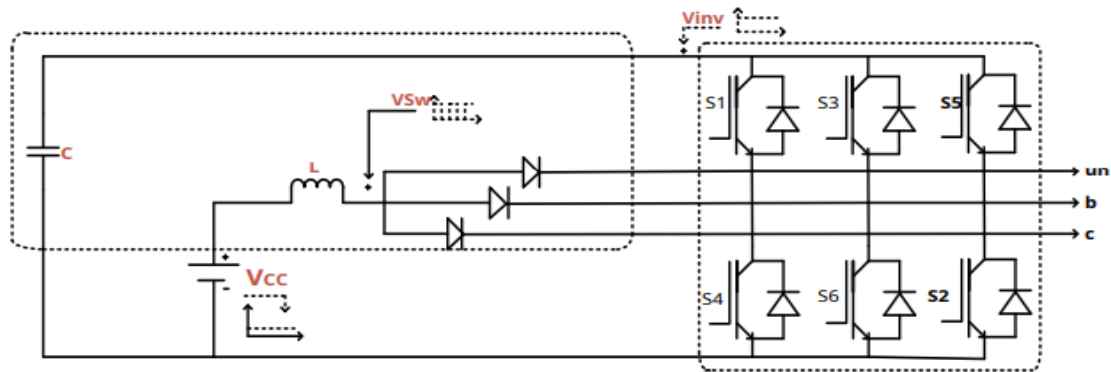


Figure II 1 Topologie de base de l'ISS

III.4. Contrôle de la PWM d'un SSI

Le SSI peut être contrôlé à l'aide de n'importe quelle technique de modulation utilisée pour les onduleurs classiques (VSI), parmi ces techniques on trouve celle provenant des télécommunications ou autrement dit modulation intersective comme (SPWM, THPWM), mathématiques dites optimisées ou stochastiques ou bien pour finir les techniques vectorielles utilisées pour la première fois en 1988 par Akagi, son principe repose sur la poursuite du vecteur champ tournant. [13]

La **SPWM** (Sinusoidal Pulse Width Modulation) est une technique de modulation de largeur d'impulsion utilisée dans les onduleurs. Cette technique compare une onde sinusoïdale de référence avec une onde triangulaire de fréquence plus élevée pour générer les impulsions. L'objectif de la SPWM est de contrôler la puissance moyenne ou l'amplitude délivrée par un signal électrique. [13]

La **THPWM** (Third Harmonic Pulse Width Modulation) est une autre technique de modulation utilisée pour réduire la distorsion harmonique totale (THD) dans les onduleurs. Cette technique injecte une troisième harmonique dans le signal de commande de l'onduleur pour déplacer les harmoniques loin de la fréquence fondamentale. Cela permet de réduire la THD et d'améliorer la qualité du signal de sortie.

Il a été observé que la THPWM est supérieure à la SPWM en termes de réduction de la THD. Cependant, on va utiliser dans ce chapitre la SPWM pour une meilleure modulation par rapport à un onduleur simple. [13]

IV. Dérivations mathématiques du SSI

L'inducteur L du SSI est chargé d'un rapport cyclique D, donné par (2.1) pour les schémas SPWM et THPWM respectivement. Selon (2.2) le rapport cyclique D n'est pas constant, il varie avec une fréquence égale à trois fois la fréquence fondamentale. Cette variation est faible dans le cas du schéma THPWM par rapport au schéma SPWM. [13]

$$D = \begin{cases} \frac{1}{2}(1 - M \sin \theta) & \rightarrow SPWM \\ \frac{1}{2}\left(1 - \frac{2M}{\sqrt{3}}\left(\sin \theta + \frac{\sin 3\theta}{6}\right)\right) & \rightarrow THPWM \end{cases} \quad (2.1)$$

Où $7\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6$, et M est la modulation. L'inducteur est chargé avec un rapport cyclique moyen D_{av} donné par (2.2) :

$$D_{av} = \begin{cases} 0.5 + \frac{3\sqrt{M}}{4\pi} & \rightarrow SPWM \\ 0.5 + \frac{3M}{2\pi} & \rightarrow THPWM \end{cases} \quad (2.2)$$

Ainsi la tension du condensateur V_C et la tension de l'onduleur V_{inv} sera :

$$V_C = V_{inv} = \frac{1}{1 - D_{av}} V_{DC} \quad (2.3)$$

Où, V_{DC} est la tension continue d'entrée. Le remplacement de l'équation (2.2) dans (2.3) donne la tension de l'onduleur V_{inv} et en utilisant les schémas SPWM et THPWM, on obtient les équations (2.4). À partir de (2.4), la tension de phase de crête fondamentale de sortie $V_{\phi 1}$ sera donnée par (2.5) pour les schémas SPWM et THPWM. [13]

$$V_{inv} = \begin{cases} \frac{4\pi}{2\pi - 3\sqrt{3}M} V_{DC} & \rightarrow SPWM \\ \frac{2\pi}{\pi - 3M} V_{DC} & \rightarrow THPWM \end{cases} \quad (2.4)$$

$$V_{\phi 1} = \begin{cases} \frac{2\pi M}{2\pi - 3\sqrt{3}M} V_{DC} & \rightarrow SPWM \\ \frac{2\pi M}{\sqrt{3}\pi - 3\sqrt{3}M} V_{DC} & \rightarrow THPWM \end{cases} \quad (2.5)$$

Les ondulations du courant inducteur peuvent être calculées par (2.6) en supposant de faibles variations de la tension du condensateur, où la capacité souhaitée pourrait être obtenue à partir de (2.7).

$$L \approx \frac{K V_{inv}}{6\pi f_1 \Delta I_L} + \frac{(D_{min} + D_{max})}{2f_s \Delta I_L} V_{DC} \quad (2.6)$$

$$C \approx \frac{K(I_{DC} + I_{\phi 1})}{6\pi f_1 \Delta V_C} + \frac{(2 - D_{min} - D_{max})I_{DC}}{2f_s \Delta V_C} \quad (2.7)$$

Où I_{DC} et $I_{\phi 1}$ sont le courant continu d'entrée moyen et la valeur maximale du courant de phase de sortie fondamental respectivement, ΔI_L est l'ondulation globale du courant d'inductance, y compris la composante basse fréquence, ΔV_C est l'ondulation globale de la tension du condensateur, y compris la composante basse fréquence, et K est une constante donnée par :

$$K = \begin{cases} \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} M & \rightarrow SPWM \\ \frac{27 - 4\pi\sqrt{3}}{36\pi} M & \rightarrow THPWM \end{cases} \quad (2.8)$$

V. Modèle Simulink et résultat de la simulation

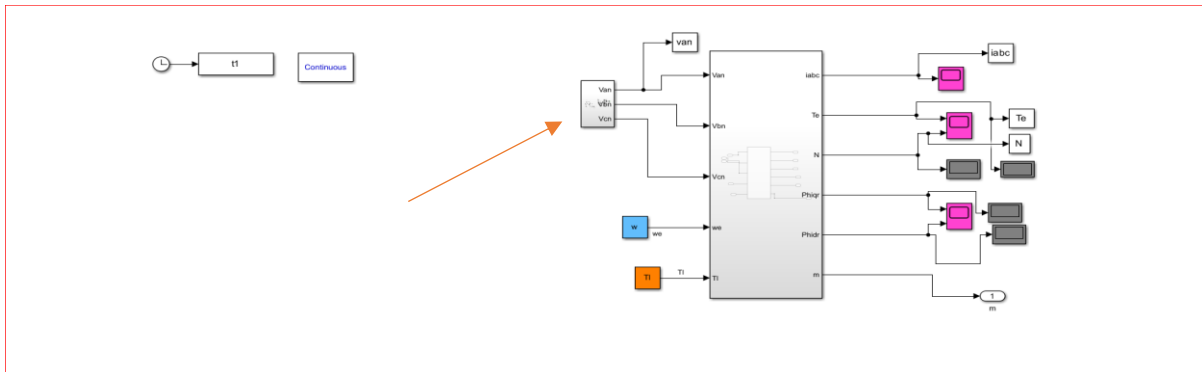


Figure II 2 Modèle de la machine avec SSI

Le schéma ci-dessus représente le schéma bloc de simulation sur MATLAB de (machine + convertisseur SSI).

Le bloc indiqué par la flèche orange représente le convertisseur SSI qui se présente comme suit et la machine est alimentée à pleine tension avec une fréquence de 50Hz :

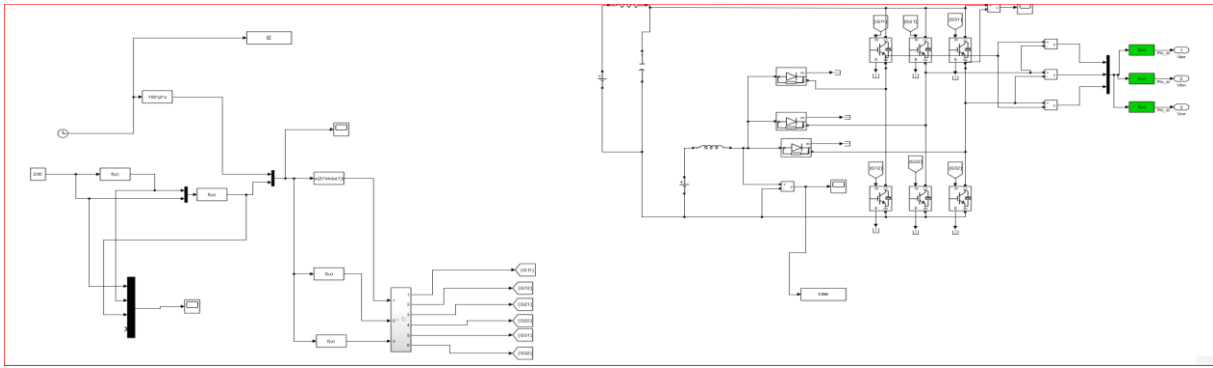


Figure II 3 Schéma représentatif du SSI

VI. Résultats de simulation

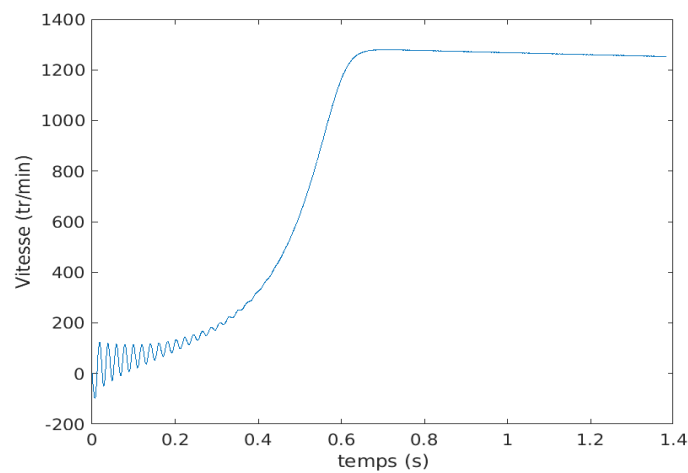


Figure II 4 Vitesse de la machine avec SSI

Analyse détaillée :

- **Phase initiale (0 à $\approx 0.3s$) :**
 - On observe une montée rapide de la vitesse avec des oscillations significatives. Ces oscillations sont typiques des réponses transitoires des moteurs asynchrones lorsqu'ils sont alimentés par un convertisseur SSI.
 - Ces oscillations peuvent être dues à des phénomènes comme le couple de démarrage et l'inertie du rotor.

- **Transition (≈ 0.3 à $\approx 0.6s$) :**
 - La vitesse continue d'augmenter avec des oscillations qui s'atténuent progressivement.

- Cette période de transition montre que le moteur est en train de stabiliser sa vitesse de rotation après le démarrage initial.
- **Stabilisation (≈ 0.6 à $1.4s$) :**
 - La vitesse se stabilise autour de 1300 tr/min.
 - Cette stabilisation indique que le moteur atteint un régime permanent où la vitesse est maintenue constante sans oscillations significatives.

Interprétation :

- **Oscillations initiales :**
 - Les oscillations observées au démarrage sont typiques des moteurs asynchrones lorsqu'ils sont alimentés par un convertisseur de fréquence. Elles peuvent être attribuées à la dynamique électromécanique du moteur et à l'interaction entre le stator et le rotor.
- **Montée de la vitesse :**
 - La montée rapide de la vitesse montre la capacité du moteur à accélérer rapidement jusqu'à sa vitesse nominale.
 - L'atténuation des oscillations au fil du temps montre que le moteur et le système de contrôle par convertisseur parviennent à stabiliser la vitesse.
- **Stabilisation de la vitesse :**
 - Une fois que les oscillations se sont atténuées, la vitesse se stabilise, indiquant que le moteur fonctionne de manière stable à une vitesse constante.

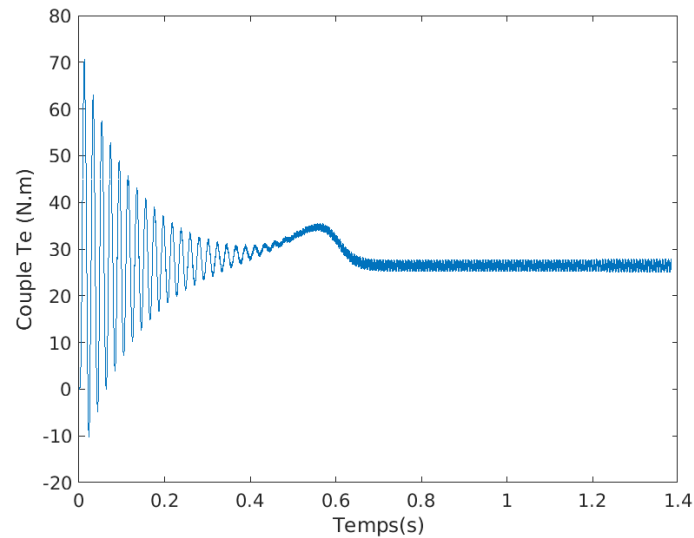


Figure II 5 couple mécanique de la machine asynchrone

□ **Oscillations initiales :**

- On observe des oscillations initiales importantes du couple, avec des valeurs atteignant environ 70 N.m et descendant jusqu'à -10 N.m.
- Ces oscillations sont typiques lors du démarrage d'une machine asynchrone ou lors de changements brusques de charge.

□ **Amortissement :**

- Les oscillations s'amortissent progressivement et le couple se stabilise autour d'une valeur moyenne de 26,5 N.m après environ 0,7 secondes.
- Ceci indique que la machine atteint un état de régime stable après les transitoires initiaux.

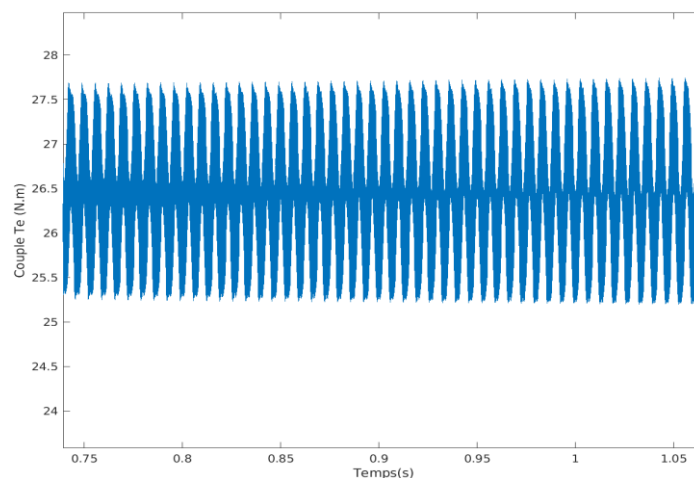


Figure II 6 Zoom du couple au régime permanent

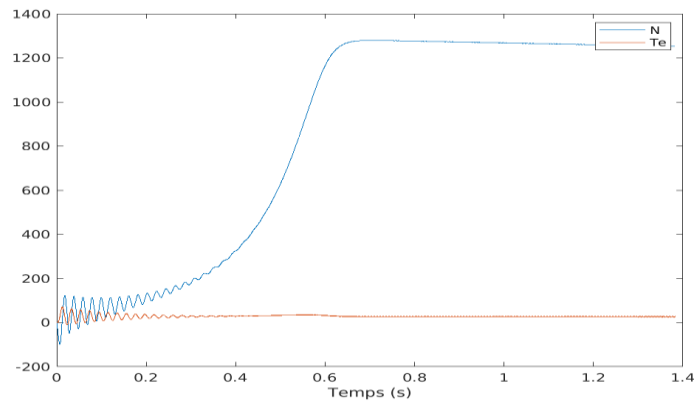


Figure II 7 Evolution de la vitesse et du couple avec SSI

□ **Vitesse N (courbe bleue) :**

- La vitesse commence à 0 tr/min et augmente rapidement jusqu'à environ 1200 tr/min.
- La courbe montre des oscillations au début, suggérant une réponse transitoire avant que la vitesse ne se stabilise.
- Vers 0,6 secondes, la vitesse atteint un régime permanent.

□ **Couple Te (courbe rouge) :**

- Le couple montre également des oscillations initiales, mais de moindre amplitude comparée à la vitesse.
- Après une courte période de transitoire, le couple se stabilise, ce qui indique que la machine n'est pas en charge ou a une charge équilibrée à ce moment-là.

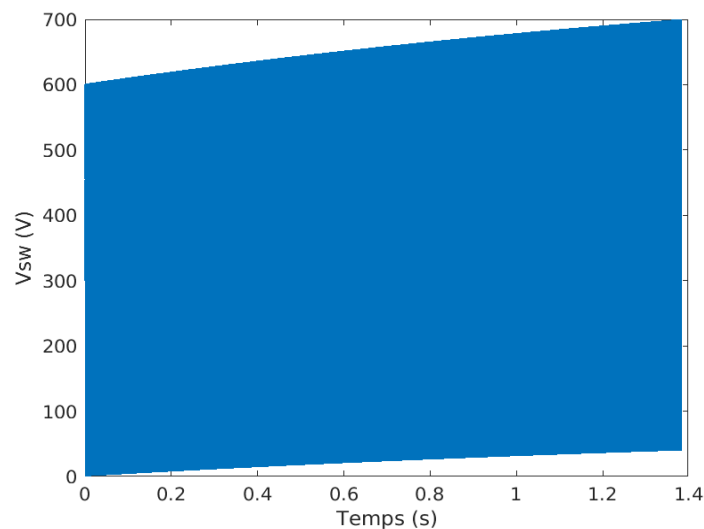


Figure II 8 Evolution de la tension de commutation V_{sw} sur une période plus longue (de 0 à 1,4 secondes).

□ **Montée en tension :**

- On observe une montée continue de la tension de 0 à environ 700 V.
- Cela pourrait représenter une rampe de tension appliquée à la machine, typique lors de certaines stratégies de démarrage pour éviter les transitoires brusques.

□ **Absence d'oscillations visibles :**

- À cette échelle, les oscillations rapides observées dans le graphique ne sont pas visibles, ce qui montre l'évolution globale de la tension.

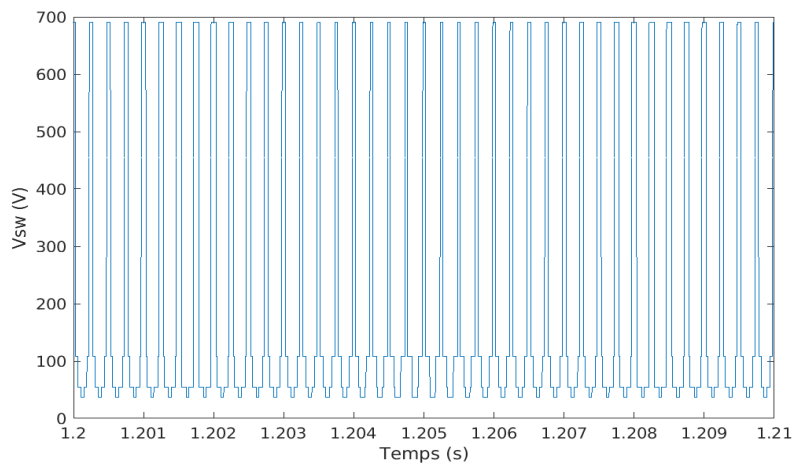


Figure II 9 Zoom de la tension de commutation V_{sw} au niveau du convertisseur sur une période très courte (de 1,2 à 1,21 secondes)

1. Haute fréquence :

- On observe des variations rapides et périodiques de la tension entre 0 et environ 700 V.
- Ceci est typique d'un convertisseur SSI qui fonctionne à haute fréquence pour moduler la tension.

2. Stabilité :

- La tension semble périodique et stable, ce qui indique que le convertisseur fonctionne correctement et que la modulation est bien contrôlée.

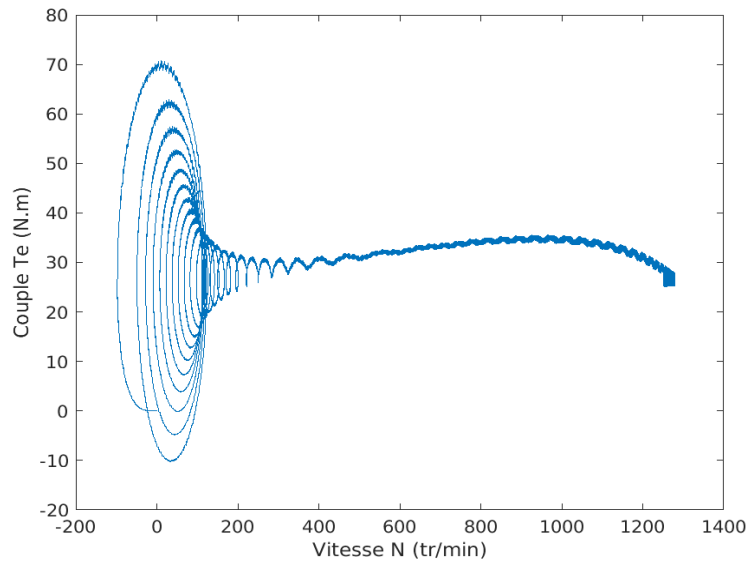


Figure II 10 Transition du couple

- Le graphique montre une relation transitoire entre le couple et la vitesse.
- Initialement, pour des vitesses proches de zéro, il y a des oscillations importantes du couple, ce qui est typique lors de la mise en route d'une machine asynchrone.
- En augmentant la vitesse, les oscillations se réduisent et le couple se stabilise autour de 30 N.m avant de légèrement diminuer lorsque la vitesse atteint environ 1200 tr/min.

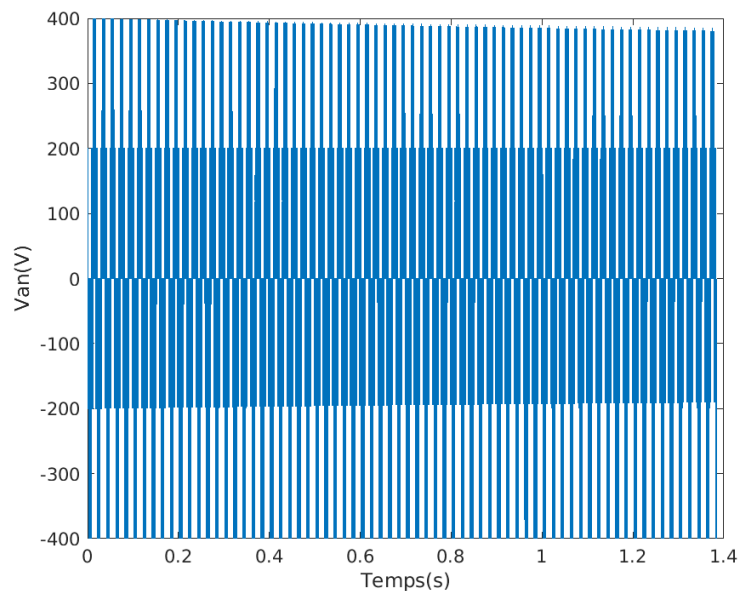


Figure II 11 Tension de phase de la machine asynchrone

- La tension V_{an} représente la tension de phase de la machine asynchrone.
- On observe une onde sinusoïdale stable avec une amplitude de crête d'environ ± 400 V.

□ La forme de l'onde semble rester constante tout au long de la période observée (1,4 secondes).

Ce graphique montre une forme d'onde de tension rectangulaire modulée en amplitude avec une fréquence élevée. Cette forme d'onde est typique d'un onduleur à source de tension (SSI), qui convertit une tension continue en une série d'impulsions pour créer une tension alternative. La fréquence élevée des impulsions est indicative de la technique de modulation utilisée, souvent la modulation de largeur d'impulsion (PWM).

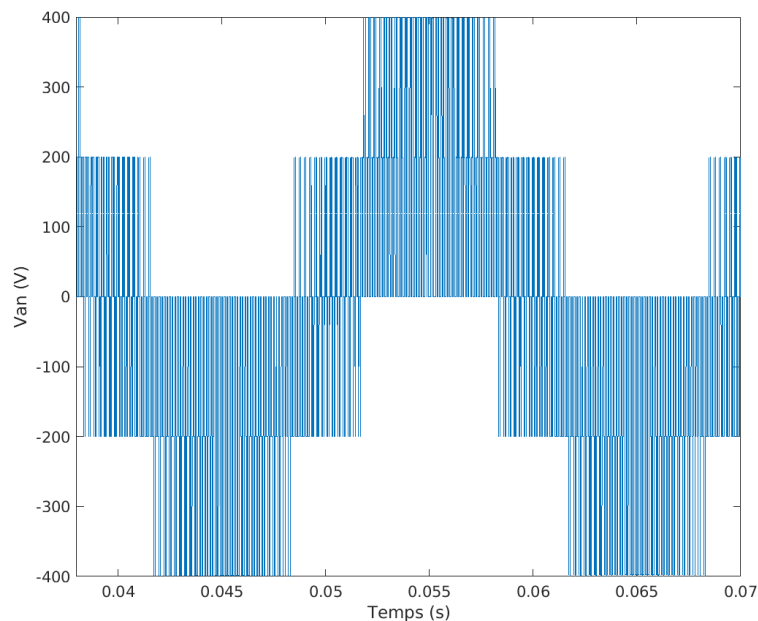


Figure II 12 Zoom de la tension de phase de la machine asynchrone

Ce graphique montre un zoom sur une petite portion du premier graphique pour mieux visualiser les détails de la modulation. On observe une présence de plusieurs niveaux de tensions contrairement à la structure classique VSI, ce qui explique l'amélioration de l'ondulation en régime permanent, et confirme l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (PWM). La structure en escalier de la tension est typique des onduleurs modernes qui approximativement produisent une forme d'onde sinusoïdale à partir de ces impulsions.

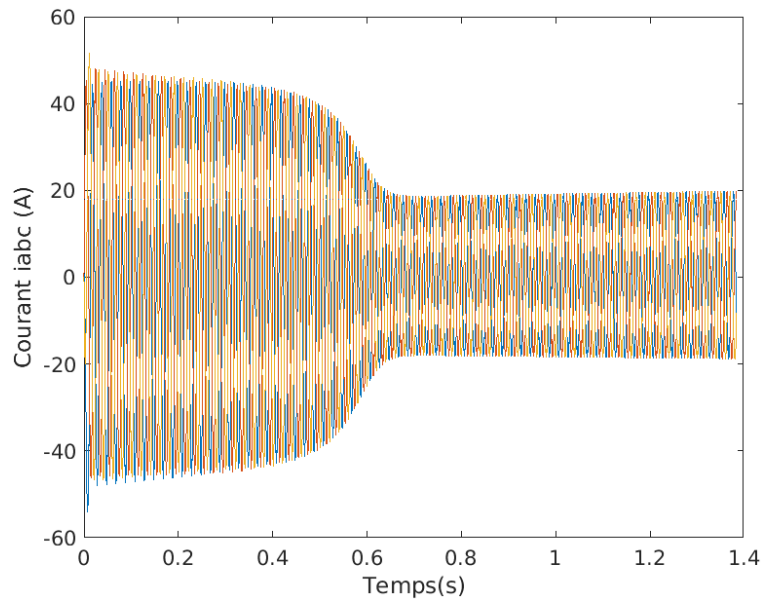


Figure II 13 Evolution des courants de phase ia ib ic

Le graphique montre les courants des trois phases de la machine (i_a , i_b , et i_c) sur une période de temps, on note une transition au niveau de la magnitude des courants : les courants sont plus élevés au début (jusqu'à environ 0.5 seconde), puis ils diminuent en amplitude pour atteindre une forme plus stable et moins variable après 0.6 seconde, cela revient à la phase de démarrage de la machine où les courants sont plus élevés, suivie par une phase de régime permanent où les courants sont plus stables (20 A).

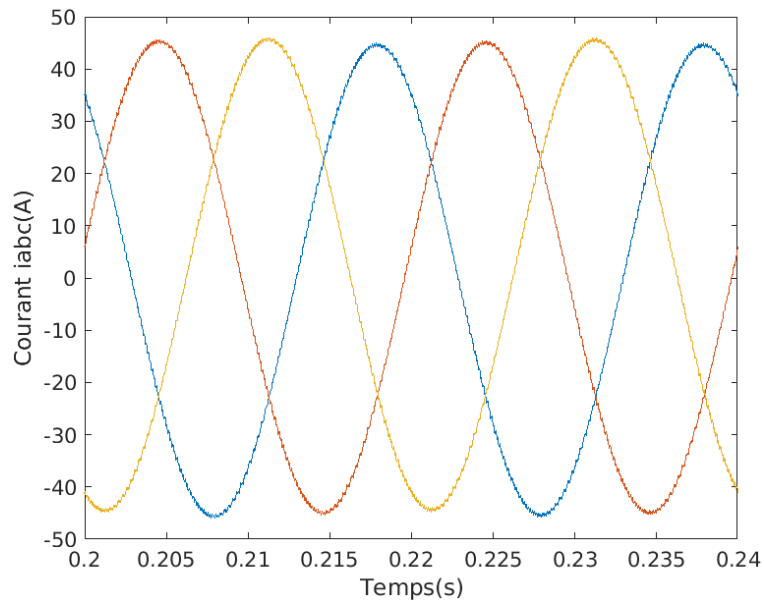


Figure II 14 Zoom sur les courants de phase ia ib ic

Ce graphique zoom sur une petite plage du premier graphique pour montrer en détail les formes d'onde des courants de phase, on constate que les courants sont de forme quasi

sinusoïdale, grâce aux niveaux supplémentaires comme indiqué ci-dessus dans la figure II 12 de la tension V_{an} , on remarque aussi qu'ils sont décalés de 120 degrés les uns par rapport aux autres, indiquant un fonctionnement équilibré de la machine, ce qui est typique des courants de phase dans un moteur asynchrone triphasé en régime permanent.

La forme d'onde des courants suggère que le convertisseur fonctionne correctement pour fournir les courants nécessaires au moteur.

VII. Conclusion

Ce chapitre a présenté une étude approfondie du fonctionnement et de l'analyse des performances d'une machine asynchrone associée à un convertisseur Source Static Inverter (SSI). Après avoir examiné les principes de base des machines asynchrones dans le premier chapitre en mettant l'accent sur leurs caractéristiques électriques et mécaniques. On a décidé dans ce deuxième chapitre de porter l'attention sur le rôle du convertisseur SSI, qui permet d'ajuster les formes d'onde et d'améliorer l'efficacité de la machine.

Les résultats des tests obtenus montrent clairement les phases de démarrage et de régime permanent de la machine asynchrone. Les courants de phase observés dans le graphique montrent une transition initiale de courant élevé typique du démarrage d'une machine asynchrone, suivie d'une stabilisation du courant lorsque l'état stable est atteint. Une forme d'onde sinusoïdale stable indique un fonctionnement équilibré et efficace du système.

Outre les courants de phase, les courbes de vitesse et de couple électromagnétique de la machine ont également été analysées. Ces diagrammes fournissent des informations supplémentaires importantes sur le comportement dynamique de la machine. La vitesse de la machine montre une augmentation rapide au démarrage, suivie d'une stabilisation en régime permanent. Le couple électromagnétique présente de grandes fluctuations au démarrage avant de se stabiliser, ce qui est conforme aux attentes d'une machine asynchrone. Les graphiques de tension révèlent les variations des tensions appliquées aux enroulements de la machine, démontrant la capacité du convertisseur SSI à fournir les tensions nécessaires pour un fonctionnement optimal.

En résumé, l'association d'une machine asynchrone avec un convertisseur SSI offre des avantages significatifs en termes de performance et d'efficacité. Les études menées dans ce chapitre fournissent une base solide pour de futures recherches et développements dans ce domaine, visant à optimiser encore davantage le contrôle et l'exploitation des machines asynchrones.

Chapitre III
Observateur FOC

I. Introduction

La commande à flux orienté (FOC) représente une méthode avancée de contrôle des machines électriques, particulièrement adaptée aux moteurs asynchrones et synchrones. Son principe fondamental réside dans la capacité à contrôler indépendamment le flux magnétique et le couple électromagnétique, similaire au contrôle réalisé dans les machines à courant continu à excitation séparée. Cette approche permet d'optimiser la performance des moteurs en assurant une réponse rapide et précise aux variations de consignes telles que la vitesse, le couple et la position du rotor.

Pour implémenter efficacement la commande à flux orienté, il est essentiel de convertir les courants de référence, qui déterminent le flux et le couple souhaités, en tensions de référence appliquées aux phases du stator de la machine. Cette conversion est réalisée à l'aide de régulateurs PI (Proportionnel-Intégral), qui jouent un rôle crucial dans le maintien de la stabilité et de la précision du système.

Les régulateurs PI ajustent les tensions appliquées aux bobinages du stator en fonction des écarts entre les courants de référence et les courants réels mesurés. Le gain proportionnel (K_p) ajuste la réponse du système en fonction de l'erreur actuelle, tandis que le gain intégral (K_i) corrige les erreurs persistantes au fil du temps. Cette approche assure une régulation fine des courants statoriques, nécessaires pour maintenir le flux magnétique et le couple électromagnétique aux niveaux requis pour la performance optimale du moteur.

D'où aussi nous allons voir l'utilité des transformations inverse de PARK et de CLARK pour avoir la tension de phase de référence que nous allons utiliser pour la régulation de notre moteur asynchrone, tout en l'implémentant à l'entrée de notre SSI.

II. Objectif et principe de la commande vectorielle à flux orienté

L'objectif de la commande vectorielle est de rendre la machine asynchrone capable de répondre efficacement à des variations de consignes (position du rotor, couple, vitesse) dans une large gamme de points de fonctionnement et ce pour des applications nécessitant des performances dynamiques élevées. [14]

Ce type de commande repose sur le contrôle instantané du couple et son principe consiste à rendre le fonctionnement de la machine asynchrone analogue à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre les contrôles

du flux et du couple. En effet, dans une telle machine, le courant d'excitation permet de régler le flux inducteur dans l'axe polaire, tandis que le courant d'armature est utilisé pour contrôler le couple dans l'axe neutre (perpendiculaire à l'axe polaire). [14]

Un choix adéquat du repère (d-q) de Park, choisi de façon à ce que l'axe d soit aligné avec la direction du vecteur flux rotorique, permet de réaliser un tel découplage. Nous parlons alors de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. C'est-à-dire, de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur courant I, générateur de couple. [14]

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et le flux, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation-producteur de flux, et courant d'induit-producteur de couple). La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés. [14]

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axe (d-q) repère tournant biphasé orienté sur 'r' (flux rotorique) ou 's' (flux statorique) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux . [14]

II.1. Contrôle vecteur indirecte

Le vecteur indirect est largement utilisé dans les applications industrielles. La figure (III 1) illustre le principe de base de la commande vectorielle indirecte via un diagramme de phase. Les axes d^s-q^s sont fixés sur le stator, tandis que les axes d^r-q^r du rotor se déplacent à la vitesse ω_r comme montré. Les axes d^e-q^e synchrones tournent en avance sur les axes d^r-q^r du rotor d'un angle de glissement positif θ_{sl} , qui correspond à la fréquence de glissement ω_{sl} . Puisque le pôle du rotor est aligné avec l'axe d^e et que $\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$, nous pouvons établir l'équation suivante : [14]

$$\theta_e = \int \theta_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (3.1)$$

Noter que la position polaire du rotor n'est pas absolue, mais qu'elle glisse par rapport au rotor à la fréquence ω_{sl} . Le diagramme de phase suggère que pour la commande de découplage, la composante flux du stator du courant i_{ds} doit être alignée sur l'axe d^e et la composante couple du courant i_{qs} doit être sur l'axe q^e, comme illustré. [14]

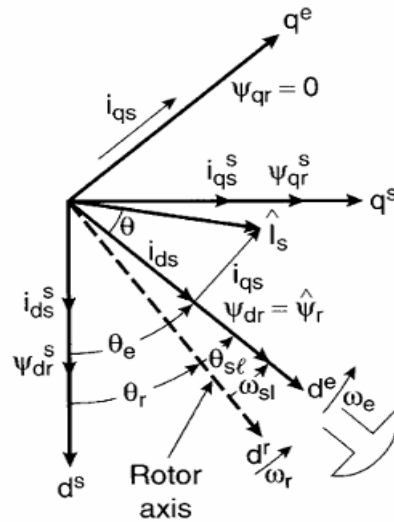


Figure III 1 Diagramme de phase expliquant le contrôle vectoriel indirect [14]

Pour la commande de découplage, nous pouvons maintenant dériver les équations de commande de la commande vectorielle indirecte à l'aide des circuits équivalents ts d^e-q^e (figure III 2). Les équations du circuit du rotor peuvent être écrites comme suit : [14]

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r)\phi_{qr} = 0 \tag{3.2}$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} - (\omega_e - \omega_r)\phi_{dr} = 0 \tag{3.3}$$

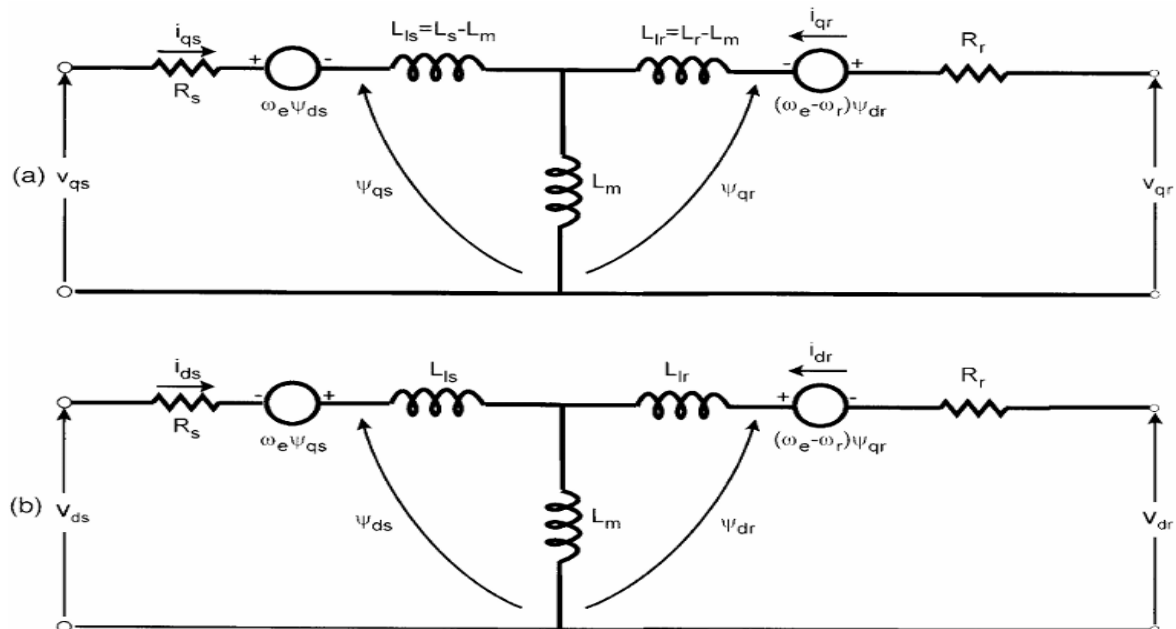


Figure III 2 circuits équivalents dynamiques (de-dq) de la machine (a) circuit de l'axe (qe), (b) circuit de l'axe (de) [14]

L'expression de la liaison de flux du rotor peut être donnée comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (3.4)$$

À partir des équations ci-dessus, nous pouvons écrire

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (3.5)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (3.6)$$

Les courants du rotor dans les équations (3.2) et (3.3), qui sont inaccessibles, peuvent être éliminés à l'aide des équations (3.5) et (3.6) comme suit :

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \varphi_{qr} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} - \omega_{sl} \varphi_{dr} = 0 \quad (3.8)$$

Où $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ a été remplacé.

Pour le contrôle du découplage, il est souhaitable que

$$\varphi_{qr} = 0 \quad (3.9)$$

qui est

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = 0 \quad (3.10)$$

de sorte que le flux total du rotor φ_r soit dirigé sur l'axe d°.

En substituant les conditions ci-dessus aux équations (3.7) et (3.8), on obtient

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = L_m i_{ds} \quad (3.11)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\varphi_r L_r} i_{qs} \quad (3.12)$$

Où $\varphi_r = \varphi_{dr}$ a été substitué.

Si le flux du rotor est constant, où c'est toujours le cas alors de l'équation (3.11)

$$\varphi_r = L_m i_{ds} \quad (3.13)$$

En d'autres termes, le flux du rotor est directement proportionnel à l'intensité du courant en régime permanent.

Pour mettre en œuvre la stratégie de commande vectorielle indirecte, il est nécessaire de prendre en considération les équations (3.1), (3.11) et (3.12).

La boucle de régulation de vitesse génère la composante couple du courant i_{qs}^* , comme d'habitude. La composante flux du courant i_{ds}^* pour le flux désiré du rotor φ_r est déterminée à partir de l'équation (3.13), et est maintenue constante ici en boucle ouverte pour des raisons de simplicité. La variation de l'inductance magnétisante L_m entraînera une certaine dérive du flux. [14]

La fréquence de glissement ω_{sl}^* est générée à partir de i_{qs}^* en commande vectorielle directe à partir de l'équation 3.12 pour satisfaire le diagramme de phase de la figure (III 1), et d'elle on peut obtenir l'équation de courant de référence suivante : [14]

$$i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \quad (3.14)$$

Pour i_{qs}^* nous devons nous baser sur le couple de référence que nous pouvons obtenir comme suit :

L'équation mécanique du couple s'écrit :

$$T_e = \frac{3}{2}(P) \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (3.15)$$

Sachant que $\varphi_{qr} = 0$ donc :

$$T_e = \frac{3}{2}(P) \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} i_{qs} \quad (3.16)$$

De plus, la vitesse angulaire de référence ω_m^* peut être obtenu à partir de la machine, vitesse du rotor ω_r et la vitesse de glissement ω_{sl} .

$$\omega_e^* = \omega_{sl} + \omega_r \quad (3.17)$$

Tel que à obtenir :

$$T_e^* = \frac{3}{2} (P) \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs}^* \quad (3.18)$$

Et

$$i_{qs}^* = \left(\frac{2}{3}\right) \left(\frac{1}{P}\right) \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e^*}{\varphi_r} \quad (3.19)$$

Les courants de référence i_d^* et i_q^* obtenus dans le contexte du contrôle vectoriel des moteurs électriques sont essentiels pour ajuster précisément le fonctionnement du moteur en fonction des objectifs de contrôle de vitesse, de couple et d'efficacité. Après avoir calculé ces courants de référence à partir des équations du contrôle FOC (Field-Oriented Control), il est nécessaire de les convertir en tensions.

II.2. Conversion des courants

La conversion des courants de référence en tensions de référence joue un rôle crucial dans le contrôle des machines électriques, notamment dans les systèmes à courant alternatif (AC). Utiliser un contrôleur PI (Proportionnel-Intégral) pour cette conversion permet d'assurer une régulation précise de la vitesse et du positionnement des machines, tout en optimisant leur performance opérationnelle. [15]

Equations du régulateur PI :

En utilisant la méthode de placement des pôles, les gains proportionnel et intégral du régulateur de vitesse PI (K_p et K_i) sont déterminés par : [15]

$$K_p = \frac{2 \times \rho \times J - f}{P} \quad (3.20)$$

$$K_i = \frac{2 \times J \times \rho^2}{P} \quad (3.21)$$

- K_p, K_i : Gain proportionnel du régulateur PI, gain intégral du régulateur PI.
- P : Nombre de paires de pôles de la machine électrique.
- f : Fréquence de résonance souhaitée pour la dynamique du système.
- J : Moment d'inertie du rotor de la machine électrique.
- ρ : Paramètre de placement des pôles, utilisé pour ajuster la réponse dynamique du système.

Courant V_{ds}^* (référence) :

En insérant un régulateur PI après la sortie du courant de référence i_{ds}^* on obtient en boucle ouverte cette tension :

$$V_{ds}^* = \left(K_p + K_i \frac{1}{S} \right) (i_{ds}^* - i_{ds}) - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* \quad (3.22)$$

Courant V_{qs}^* (référence) :

En insérant un régulateur PI après la sortie du courant de référence i_{qs}^* on obtient en boucle ouverte cette tension

$$V_{qs}^* = \left(K_p + K_i \frac{1}{S} \right) (i_{qs}^* - i_{qs}) - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \quad (3.23)$$

II.3. Modèle de système du contrôle vectoriel indirecte pour MAS

Le schéma Simulink représente un contrôle vectoriel complet d'un moteur asynchrone. Les transformations de Park et de Clarke sont essentielles pour convertir entre les référentiels et pour générer les tensions de phase nécessaires au contrôle précis du moteur. En utilisant les équations et les blocs Simulink appropriés.

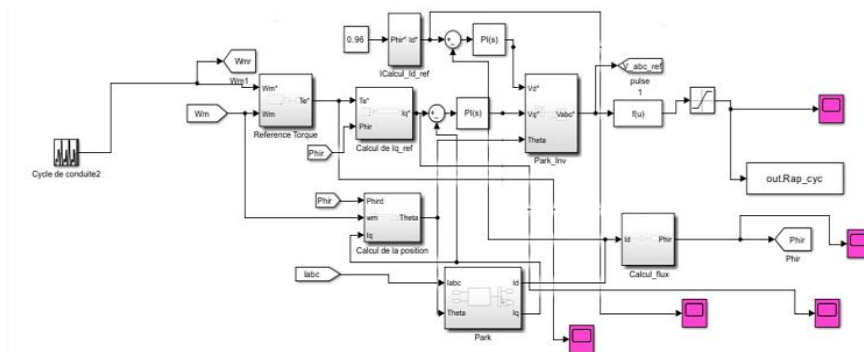


Figure III 3 Schéma fonctionnel de l'IFOC pour la machine asynchrone

1. **Transformation inverse de Park** : Pour la tension V_{abc}^* référence on doit passer par la transformation de Park inverse qui nous permet de convertir les composantes de tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* en tensions dans le référentiel fixe V_{α} et V_{β} .

La transformation inverse de Park se fait selon les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{\alpha} = V_{ds}^* \cos(\theta) - V_{qs}^* \sin(\theta) \\ V_{\beta} = V_{ds}^* \sin(\theta) + V_{qs}^* \cos(\theta) \end{cases} \quad (3.24)$$

2. **Transformation inverse de Clarke** : cette transformation permet de convertir les composantes de tension V_α et V_β en tensions de phase V_{abc}^* selon ces formules :

$$\begin{cases} V_a = V_\alpha \\ V_b = -\frac{1}{2}V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta \\ V_c = -\frac{1}{2}V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta \end{cases} \quad (3.25)$$

III. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné en détail la commande à flux orienté (FOC) et son adaptation pour maintenir les caractéristiques spécifiques des machines synchrones dans le contexte des machines asynchrones. La FOC utilise un système de coordonnées d-q pour séparer efficacement les courants de référence, ce qui permet ensuite de les utiliser dans la régulation des tensions de référence à travers l'emploi de régulateurs PI en boucle ouverte.

L'approche FOC offre la possibilité de contrôler de manière indépendante le flux magnétique et le couple électromagnétique d'un moteur asynchrone, apportant ainsi une souplesse opérationnelle et une précision similaire à celles des moteurs à courant continu à excitation séparée. En choisissant judicieusement un repère d-q aligné sur le flux rotorique, cette technique permet naturellement de démêler ces grandeurs, facilitant ainsi leur manipulation pour atteindre les performances optimales du moteur. Grâce à l'utilisation de régulateurs PI, les courants de référence sont convertis avec précision en tensions de référence appliquées aux phases du stator. Ces régulateurs permettent de maintenir la stabilité du système et de corriger les erreurs persistantes, assurant ainsi une régulation fine des courants statoriques nécessaires pour le contrôle optimal du moteur.

En résumé, l'utilisation conjointe de la commande à flux orienté et des régulateurs PI ainsi les transformations de PARK et CLARK représentent une avancée significative dans le domaine du contrôle des moteurs électriques. Cette approche non seulement préserve les caractéristiques spécifiques des machines synchrones adaptées aux applications asynchrones, mais améliore également l'efficacité énergétique et la fiabilité des systèmes industriels. Elle constitue une solution adaptée pour répondre aux exigences croissantes de précision, de flexibilité et de durabilité dans divers contextes de l'ingénierie moderne.

Chapitre IV

Association de la machine asynchrone avec le SSI + FOC

I. Introduction

La combinaison de la machine asynchrone avec un convertisseur (SSI) et une commande vectorielle (FOC) marque une avancée majeure dans le contrôle des moteurs électriques, notamment pour les applications dans les véhicules électriques. Dans ce domaine, on préfère généralement la machine asynchrone, ou moteur à induction, en raison de sa solidité, de son prix relativement bas et de sa capacité à fournir des performances suffisantes dans différentes conditions de charge.

Le contrôle précis et efficace des moteurs est essentiel dans le cadre des véhicules électriques afin de garantir une conduite fluide, une consommation d'énergie optimale et une réponse rapide aux commandes du conducteur. Le contrôle vectoriel (FOC), également connu sous le nom de contrôle d'orientation de champ, permet de dépasser les contraintes des méthodes de contrôle classiques. La FOC permet d'améliorer la dynamique de réponse et la précision du contrôle en séparant le contrôle du flux et du couple, ce qui est crucial pour les exigences de performance d'un véhicule électrique.

Ce chapitre se concentrera sur la simulation de cette association complexe dans le cadre des véhicules électriques. Une série de simulations sera réalisée pour illustrer les performances du système dans diverses conditions de conduite. Les résultats obtenus seront analysés afin de démontrer les avantages et les limitations de cette approche spécifique aux véhicules électriques.

II. Modèle Simulink

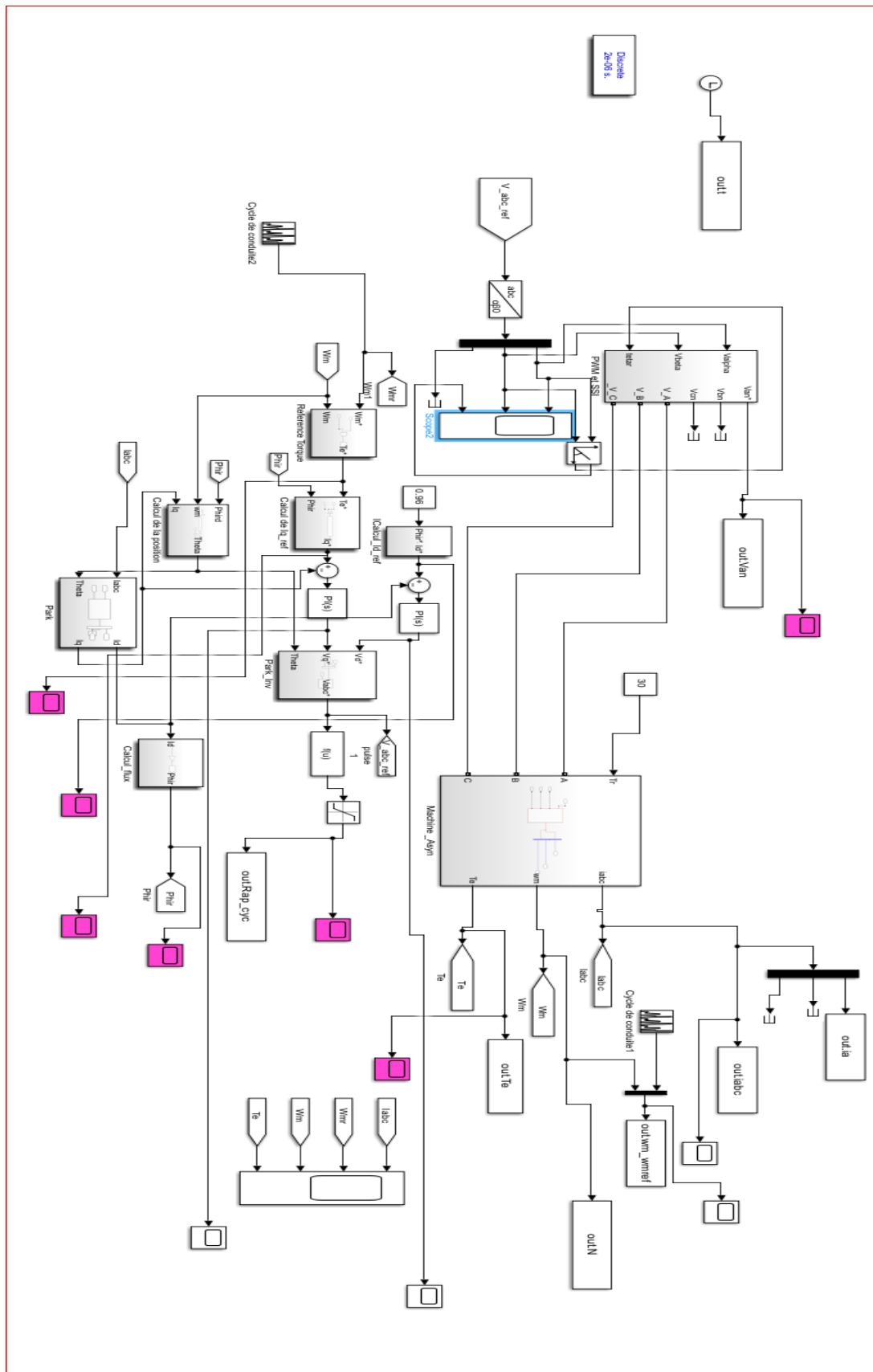


Figure IV 1 Schéma de commande d'un moteur asynchrone avec SSI et FOC

III. Etude de la simulation

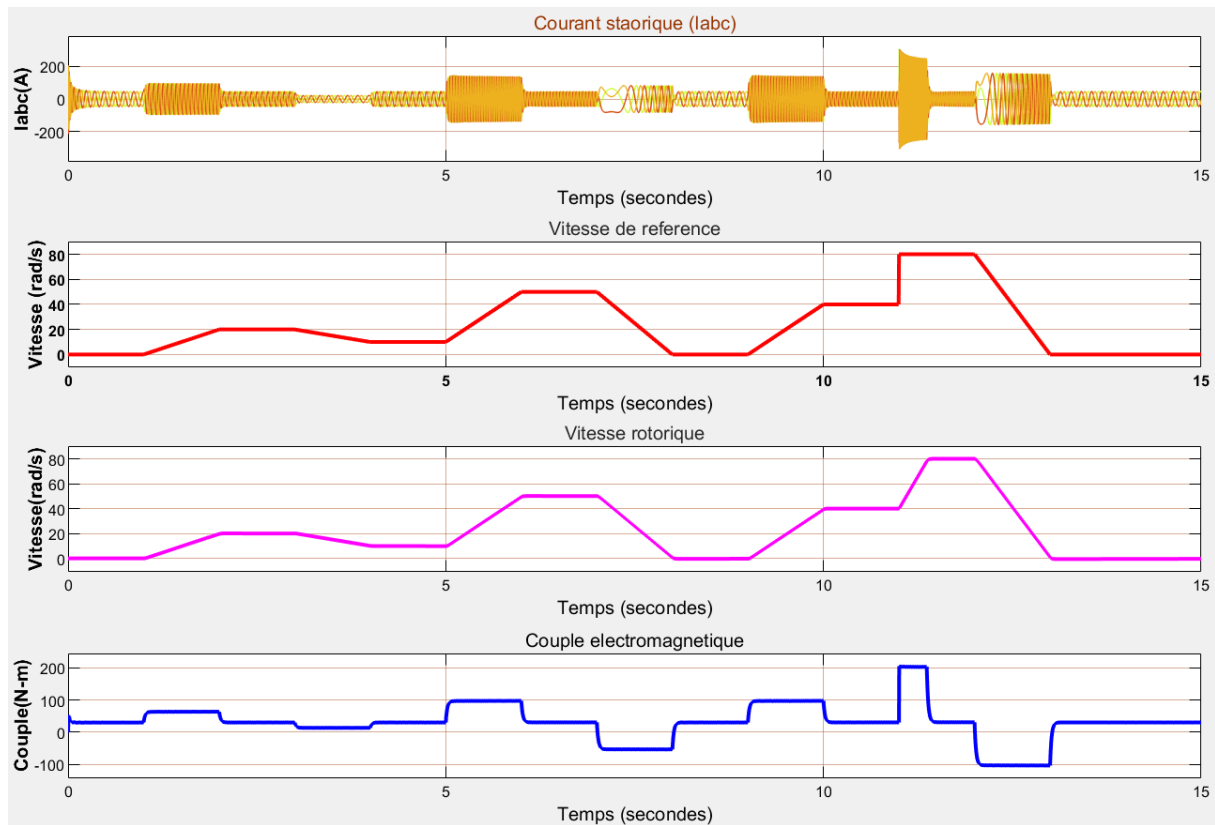


Figure IV 2 Résultats de sortie de la machine asynchrone avec SSI et FOC

➤ Observations et commentaires

La figure IV 2 montre les résultats de la machine asynchrone tout en agissant sur la vitesse, de là on remarque que :

- Les courants et le couple suivent la vitesse selon son fonctionnement.
- La vitesse de référence est presque la même que la vitesse rotorique ce qui signifie que la régulation est maintenue par le FOC.
- Lors d'une accélération on voit qu'on fait appel à de forts courants dus à la nécessité de produire un couple électromagnétique suffisant pour accélérer le rotor.
- Le système FOC avec SSI présente une performance satisfaisante en précision et réponse dynamique.

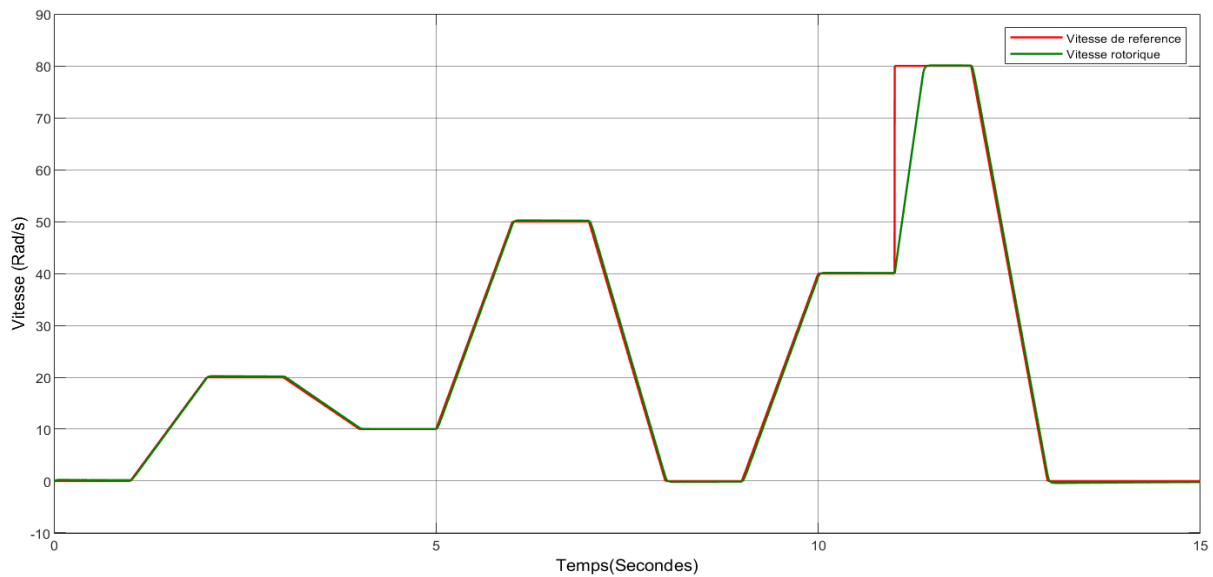


Figure IV 3 Vitesses réelles et de référence en fonction du temps pour les contrôleurs PI basés sur le FOC.

➤ Observations et commentaires

- La vitesse de référence change à plusieurs intervalles (notamment à 5 et 10 secondes).
- La vitesse rotorique réagit rapidement et de manière stable aux changements brusques de la vitesse de référence, particulièrement visible autour de 10 secondes.
- La vitesse rotorique suit de près la vitesse de référence avec de légers écarts dus au changement brusque de la vitesse ce qui induit une accélération de valeur infinie aux alentours 11 secondes.
- Les écarts minimes entre la vitesse de référence et la vitesse rotorique démontrent l'efficacité et la haute précision du système de contrôle FOC.

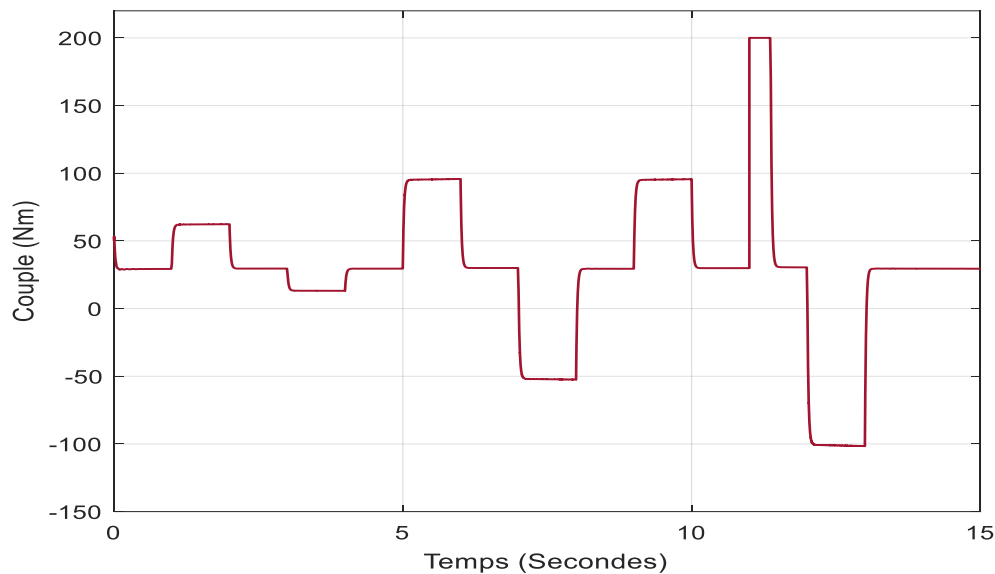


Figure IV 4 couple électromagnétique de la MAS

➤ **Observations et commentaires**

Dans cette figure tout dépend de la puissance qui est sous cette forme :

$$P = \omega \times T_e \tag{4.1}$$

$P > 0$ si : $\frac{d\omega}{dt} > 0$ donc on peut dire que le couple est positif et qu'il y'a une accélération

$P < 0$ si : $\frac{d\omega}{dt} < 0$ donc on peut dire que le couple est négatif ce qui nous mène à comprendre qu'il y'a une récupération d'énergie.

- On remarque aussi que le couple est de 200(Nm).

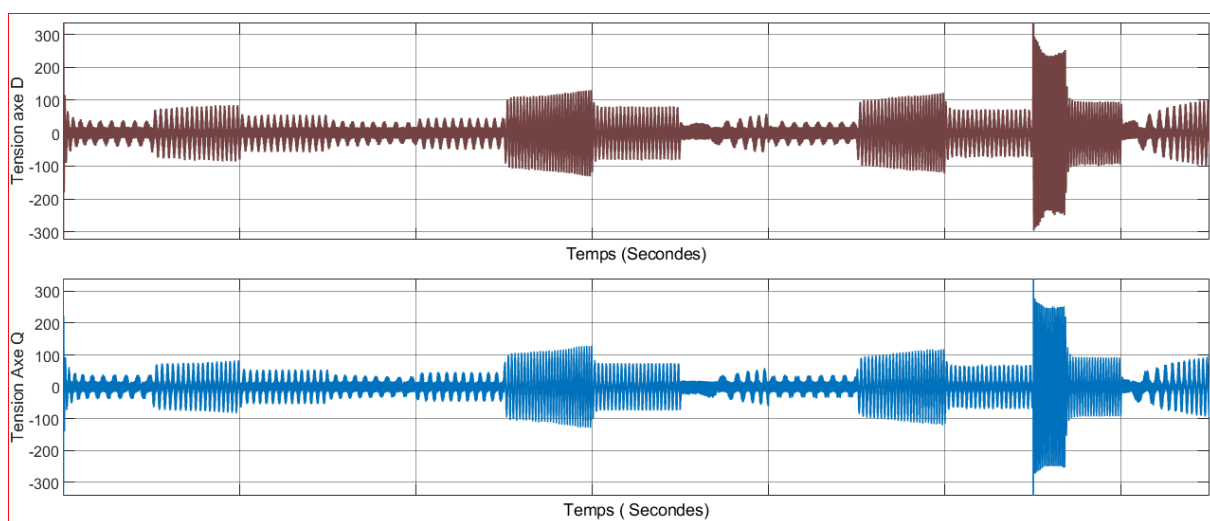


Figure IV 5 Tensions de références V^*qs et V^*ds

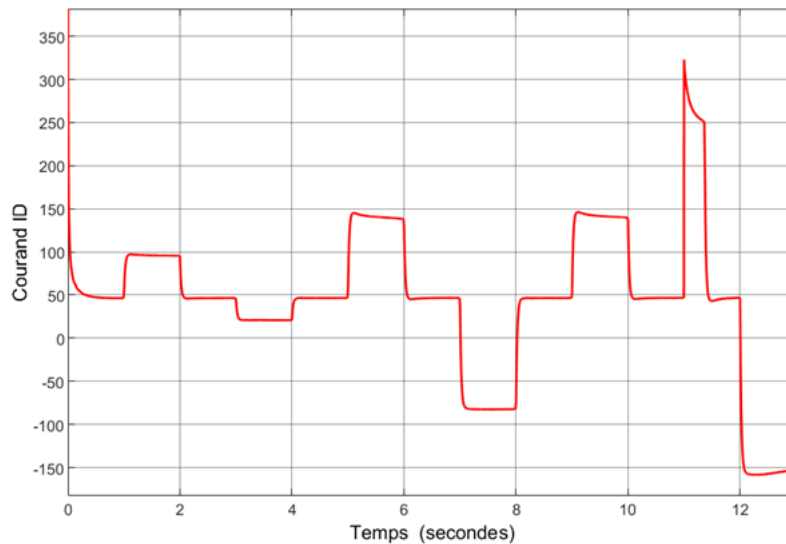


Figure IV 6 Courant de références i_{ds}^*

➤ **Observations et commentaires**

- Les tensions de références suivent bien le cours de la vitesse qu'on peut remarquer dans le courant i_{ds}^* référence où lorsque y'a une accélération le courant est important et lorsque y'a une récupération d'énergie le courant devient négatif.

IV. Conclusion

Dans cette étude, une topologie simple a été étudiée et mise en œuvre pour prédire efficacement le signal de vitesse du rotor pour une technique de contrôle vectoriel sans capteur proposée pour un moteur à induction (IM) en utilisant une configuration simplifiée d'onduleur à source divisée. L'observateur proposé pour détecter la vitesse du rotor a été obtenu sur la base du principe de la relation phase-axe du courant machine appliqué et de la méthode de contrôle indirect de l'orientation du flux magnétique (IRFOC). Il a été confirmé que la procédure d'observation proposée était simple et ne nécessitait pas d'observateur supplémentaire pour détecter la vitesse du rotor de l'IM. [16]

L'analyse étayée par les résultats a confirmé l'efficacité et l'observabilité de la topologie présentée pour prédire le signal de vitesse de l'IM avec la mise en œuvre d'onduleurs à source séparée par rapport aux onduleurs conventionnels. En outre, les résultats ont assuré la contrôlabilité et la robustesse de l'observateur proposé pour le système de contrôle sans capteur qui utilise la technique de contrôle vectoriel pour commander le moteur à induction. [16]

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire a permis d'explorer en profondeur les aspects essentiels de la modélisation, du contrôle et de l'intégration des machines asynchrones dans les systèmes électromécaniques modernes.

Nous avons compris les interactions dynamiques et statiques de ces machines et développé des méthodes de simulation précises.

L'association des machines asynchrones avec des convertisseurs statiques d'inversion (SSI) a été analysée en détail, mettant en évidence leur rôle crucial dans le contrôle efficace de la vitesse et du couple via l'ajustement des paramètres de la tension d'alimentation.

Nous avons démontré comment ces convertisseurs peuvent améliorer la performance globale des machines. L'intégration des machines asynchrones avec le contrôle vectoriel orienté champ (FOC) a montré sa capacité à réguler précisément les machines en décomposant les courants statoriques en composants de flux et de couple. L'ajout d'observateurs a permis d'améliorer la précision des estimations des variables d'état internes, même en présence de perturbations.

Les résultats des simulations effectuées ont confirmé la validité des modèles théoriques et des stratégies de contrôle à travers divers scénarios d'exploitation. L'analyse des résultats a souligné les avantages des approches étudiées.

En somme, ce travail offre une vue d'ensemble des techniques modernes utilisées pour optimiser les performances des machines asynchrones. Les concepts abordés et les résultats des simulations fournissent une base pour des applications industrielles complexes visant à améliorer l'efficacité, la précision et la fiabilité des systèmes électromécaniques. Ces avancées ouvrent la voie à des innovations continues répondant aux défis technologiques croissants de notre époque.

Bibliographie

- [1] M. Durand, J. Lefebvre. "L'importance des machines asynchrones dans les applications industrielles modernes". Revue de l'Énergie et des Systèmes Industriels, 112-128, 2024.
- [2] B.Sarrazin. "Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique". Thèse de doctorat de l'Université de Grenoble, 2012.
- [3] X.RAI. "Les solutions actuelles de motorisations pour véhicules électriques". Edition Culture Science de l'ingénieur, 2020.
- [4] S.J, Chapman. "*Electric Machinery Fundamentals*". McGraw-Hill Education, 2011.
- [5] A.E Fitzgerald. C. Kingsley, & S.D. Umans. "*Electric Machinery*". McGraw-Hill, 2002.
- [6] B.K Bose. "*Power Electronics and Motor Drives : Advances and Trends*", Academic Press, 2006.
- [7] L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug, "A field oriented control method using decoupling terms for induction motors". 2nd EPE Chapter symposium on electric drive design and applications, Nancy, pp.147-151, 4-6 June 1996.
- [8] G. GRELLET. G. CLERC, "ACTIONNEURS ELECTRIQUES, "ouvrage publié avec le concours du ministre de l'Education nationale, de l'enseignement supérieur et de la recherche (D.I.S.T.N.B.)
- [9] F. Z. Peng, "Z-source inverter," Vol. 39, Industry Applications, IEEE Transactions, no. 2, pp. 504–510, Mar 2003
- [10] F. Zheng Peng, M. Shen, Z. Qian, "Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 20, No. 4, July 2005.
- [11] R. Caceres, I. Barbi, "A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 14, no. 1, pp. 134–141, Jan 1999.
- [12] B. Aleyas, N. Mani, R. George, "Split-Source Inverter using SPWM and THPWM", 2016.
- [13] R.C Dorf, R.H Bishop, " Modern Control Systems ", 2016.
- [14] B.K Bose, "Modern power electronics and AC Drives ", 2001.
- [15] M. Habbab, A. Hazzab, P. Sicard, "Real Time Implementation of Fuzzy Adaptive PI-sliding Mode Controller for Induction Machine Control", Vol. 8, No. 5, International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), pp. 2883-2893, October 2018.
- [16] Dabour, S. Hussien, M. Aboushady, A. Farrag, "Sensorless speed observer for industrial drives based induction motors with low complexity". A El-Shahat (ed.), Induction Motors - Recent Advances, New Perspectives and Applications. IntechOpen, 2023.

Résumé

Dans ce mémoire on s'intéresse à la motorisation du véhicule électrique à base d'une machine asynchrone, le contrôle est assuré avec un FOC (Field-Oriented Control), via un convertisseur SSI (Split-Source Inverter). La machine asynchrone, grâce à sa robustesse et son coût abordable, elle constitue un atout majeur et représente un défi pour les scientifiques par rapport à la souplesse de commande de la machine à courant continu. Ce défi est d'arriver aux mêmes performances. Pour y parvenir, des structures de convertisseur de plus en plus sophistiqués sont proposées ceci grâce à l'avancée des technologies des semi-conducteurs mais aussi à des algorithmes de contrôle toujours en pleine évolution grâce au développement de l'informatique industrielle.

Cette étude explore l'association de ces machines avec le convertisseur Split-Source Inverter (SSI), mettant en avant ses avantages par rapport aux onduleurs traditionnels, notamment en termes d'efficacité et de performance. La méthode de contrôle vectoriel du champ orienté (FOC) est ensuite analysée, décrivant comment cette stratégie améliore la précision et la réactivité des systèmes de contrôle des machines asynchrones. Les simulations montrent les performances de la combinaison machine asynchrone, SSI et FOC dans des applications telles que les véhicules électriques.

Mots clés :

Machines asynchrones, onduleur avec SSI, conversion DC-AC, observateur FOC, simulation MATLAB, voiture électrique.

Abstract

In this thesis, we focus on electric vehicle motorization based on an asynchronous machine, controlled by a FOC (Field-Oriented Control), with a SSI (Split-Source Inverter) converter. Because of her robustness and affordability, the asynchronous machine represents a major asset and a challenge for scientists, compared with the control flexibility of the DC machine. The challenge is to achieve the same level of performance. To achieve this, increasingly sophisticated converter structures are being proposed, thanks not only to advances in semiconductor technology but also to control algorithms that are constantly evolving thanks to the development of industrial computing.

This study explores the association of these machines with the SSI, highlighting its advantages over traditional inverters, particularly in terms of efficiency and performance. The FOC method is then analyzed, describing how this strategy improves the accuracy and responsiveness of asynchronous machine control systems. Simulations show the performance of the combination of induction machine, SSI and FOC in applications such as electric vehicles.

Key words :

Asynchronous machines, inverter with SSI, DC-AC conversion, FOC observer, MATLAB simulation, electric car.