

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT : GENIE ÉLECTRIQUE

N° :



DOMAINE: Sciences et Technologie

FILIERE : Electrotechnique

OPTION : Commandes Electriques

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: Maouche Mourad

Intitulé

**Commande fractionnaire robuste d'un
actionneur électrique**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr ZEMMIT	Abderrahim	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Président
Dr IDIR	Abdelhakim	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Rapporteur
Dr KHETTAB	Khatir	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Examineur

Année universitaire : 2019 /2020

Remerciement

Nous remercions Allah tout puissant qui nous a donné la force et la volonté pour pouvoir finir ce mémoire de fin d'étude

Nous tenons à remercier vivement et très respectueusement notre promoteur de mémoire, docteur Abdelhakim Idir, pour le choix du sujet, d'avoir dirigé ce travail avec professionnalisme, pour tous ces conseils précieux et sa critique constructive qui ont été très positifs.

*A tout les enseignants de la faculté de technologie, surtout **Mr. Cherrat Nidhal**, j'adresse des remerciements particuliers pour la qualité de l'enseignement qui m'a été dispensé.*

Nous exprimons notre gratitude envers

Mrs les membres de jury de

Nous avoir fait l'honneur d'accepter d'examiner

Notre travail.

Enfin nous ne pourrions terminer ces remerciement sans une pensée à l'ensemble des notre enseignants qui sont à l'origine de tout mon savoir et en particulier mes enseignants à l'université de M'sila.

Dédicaces

Je tiens dédier ce modeste travail avant tout

A mon très cher père

A ma très chère mère, ma fierté et mon bonheur

A toute la famille

A tout mes amis et mes collègues de promos

Et a tout ceux qui m'ont aidé de prés ou de loin

M. Mourad

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE :	2
<i>CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</i>	
1.1. INTRODUCTION.....	5
1.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE.....	5
1.3. MODELISATION DANS LE REFERENTIEL TRIPHASE.....	6
1.3.1. Equation électrique :	7
1.3.2. Equation magnétique.....	7
1.4. TRANSFORMATION DE PARK.....	10
1.4.1. Transformation Triphasé-Diphasé.....	11
1.4.2. Transformation Repère fixe-Repère tournant.....	12
1.4.3. Modèle de la machine asynchrone dans le plan d-q.....	13
1.4.3.1. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le plan d-q.....	13
1.4.3.2. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans le plan d-q.....	15
1.4.3.3. Equation mécanique	16
1.4.3.4. Equation du mouvement.....	17
1.5. MODELISATION EN REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE DE LA COMMANDE.....	18
1.6. RESULTATS DE SIMULATION.....	20
1.7. CONCLUSION :.....	22
<i>CHAPITRE 2 : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE</i>	
2.1. INTRODUCTION	25
2.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR	25
2.4.1 Stratégie de MLI sinusoïdale	27
2.4.2 Stratégie de MLI vectorielle.....	27

2.2	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	31
2.2.1	<i>Commande vectorielle indirecte (IFOC) de la MAS</i>	32
2.2.1.1	<i>Principe de la commande IFOC</i>	32
2.2.1.2	<i>Structure de la commande IFOC</i>	33
2.2.1.3	<i>Calcul de régulateur de vitesse</i>	36
2.2.2.	<i>Résultats de simulation</i>	37
2.3	CONCLUSION.....	40
 <i>CHAPITRE 3 : THEORIE DE LA COMMANDE PI D'ORDRE FRACTIONNAIRE</i>		
3.1.	INTRODUCTION	43
3.1	CALCUL FRACTIONNAIRE.....	43
3.2	FONCTIONS FONDAMENTALES DU CALCUL FRACTIONNAIRE	44
3.2.1	<i>La fonction Gamma</i>	44
3.2.2	<i>Fonction de Mittag-Leffler</i>	45
3.3	DEFINITION ET PROPRIETES DES OPERATEURS D'INTEGRATION ET DE DERIVATION NON-ENTIERES.....	45
3.3.1	<i>Intégration non entière</i>	45
3.3.2	<i>Dérivation non entière</i>	46
3.3.2.1	<i>Définitions de Riemann-Liouville (R - L)</i>	46
3.3.2.2	<i>Définition de Caputo</i>	46
3.3.2.3	<i>Définition de Grunwald-Letnikov (G-L)</i>	47
3.3.3	<i>Propriétés de l'opérateur $a D_t^\alpha$</i>	47
3.4	TRANSFORMEE DE LAPLACE DE LA DERIVEE FRACTIONNAIRE.....	48
3.4.1	<i>Transformée de Laplace de l'intégration non entière :</i>	48
3.4.2	<i>Transformée de Laplace de la dérivée non entière :</i>	48
3.5	COMMANDE PI CLASSIQUE	49
3.6	COMMANDE PI D'ORDRE FRACTIONNAIRE	49

3.7	IMPLEMENTATION DE CONTROLEUR PI D'ORDRE FRACTIONNAIRE :.....	50
3.7.1	<i>Approximation du modèle fractionnaire par un autre rationnel continu.....</i>	51
3.7.2	<i>Méthode de Matsuda</i>	51
3.7.3	<i>Approximations par les techniques d'identification :</i>	52
3.7.4	<i>Approximations par des méthodes numériques:.....</i>	52
3.7.4.1	<i>Méthode directe de discrétisation :</i>	52
3.7.4.2	<i>Méthode indirecte de discrétisation :</i>	53
3.8	STABILITE DES SYSTEMES FRACTIONNAIRES :.....	54
3.9	CONCLUSION :	54
 <i>CHAPITRE 4 : COMMANDE VECTORIELLE FRACTIONNAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE</i>		
4.1.	INTRODUCTION	56
4.2	COMMANDE PI FRACTIONNAIRE DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	56
4.3.	CONTRÔLEUR $PI^\lambda D^\mu$ D'ORDRE FRACTIONNAIRE.....	57
4.3.1	<i>Avantage de correcteur.....</i>	57
4.3.2	<i>Structure du correcteur.....</i>	58
4.3.3	<i>Principe de fonctionnement</i>	59
4.5	MÉTHODES DE RÉGLAGE DES CORRECTEURS FRACTIONNAIRES ;.....	59
4.6	AJUSTEMENT DES PARAMÈTRES DE CORRECTEUR FRACTIONNAIRE	60
4.7	METHODOLOGIE DE CONCEPTION.....	61
4.8	CONCEPTION DE PI FRACTIONNAIRE.....	61
4.8.1	<i>Modèle FOPDT de IFOC de la machine asynchrone.....</i>	61
4.8.2	<i>Implémentation du contrôleur d'ordre fractionnaire.....</i>	62
4.9	RÉSULTATS DE SIMULATIONS	63
4.9.1.	<i>Résultats de simulations de la réponse de la MAS à vide :.....</i>	63
4.9.2	<i>Influence de la variation du couple de charge et l'inversion de la vitesse</i>	65
4.10.	CONCLUSION :	67
	Conclusion Générale	68

Liste des figures

Chapitre 1 : Modélisation de la Machine Asynchrone

Figure 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée. (a) : schéma des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique, (b) : Phase de stator avec force électromotrice.....	6
Figure 1.2 Position des référentiels	13
Figure 1.3 Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée.....	16
Figure 1.4 Modèle Matlab/Simulink du moteur asynchrone.....	20
Figure 1.5 Trajectoire du courant statorique <i>isa</i>	21
Figure 1.6 Trajectoire du courant statorique <i>isb</i>	21
Figure 1.7 Trajectoire du courant statorique <i>isc</i>	21
Figure 1.8 Trajectoire de la vitesse w	22
Figure 1.9 Trajectoire du couple C_e	22

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la Machine asynchrone

Figure 2.1 Onduleur de tension 2-niveaux alimentant une MAS.....	25
Figure 2.2 Les différentes stratégies de modulation pour la commande des moteurs.....	27
Figure 2.3 Représentation des états de l'onduleur dans le repère α, β , et les différents secteurs	28
Figure 2.4 Analogie de la MAS avec le MCC.....	32
Figure 2.5 Orientation du flux rotorique.....	33
Figure 2.6 La structure générale de la commande vectorielle indirecte.....	35
Figure 2.7 Schéma de principe de régulation de vitesse	36
Figure 2.8 Réponse de la vitesse de rotation de la MAS en boucle ouverte	37
Figure 2.9 Réponse de Couple électromagnétique de la MAS en boucle ouverte	37

Figure 2.10 Réponse de: a) La vitesse de la MAS, b) Zoom sur l'impact de la charge à l'instant t=0.8s	38
Figure 2.11 Réponse de : a) Couple électromagnétique, b) Zoom du couple électromagnétique.....	39
Figure 2.12 Réponse de : a) Courants statoriques, b) Zoom des courants statoriques	39
Figure 2.13 Réponse de a) Flux rotoriques , b) zoom du flux rotorique.....	40

Chapitre 4 : Commande Vectorielle Fractionnaire de la Machine Asynchrone

Figure 4.1 Schéma de principe de régulation de vitesse	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4. 1 Structure du correcteur $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre fractionnaire.....	Erreur ! Signet non défini.
Figure 4. 2 $PI^{\lambda}D^{\mu}$: (a) Ordre entier, (b) Ordre fractionnaire.....	59
Figure 4.4 bloc SIMULINK utilisant l'approximation d'Oustaloup.....	63
Figure 4.5 Réponse de la vitesse de rotation de la MAS en boucle ferme :.....	63
Figure 4.6 Réponse de Couple électromagnétique pour PI PSE	64
Figure 4.7 Réponse de Couple électromagnétique pour PI Tustin.....	64
Figure 4.8 Réponse de Couple électromagnétique pour PI Matsuda	64
Figure 4.9 Réponse de: a) La vitesse de la MAS, b) Zoom sur l'impact de la charge à l'instant t=0.8s	65
Figure 4.10 Réponse de : a) Couple électromagnétique, b) Zoom du couple électromagnétique.....	66
Figure 4.11. Réponse de : a) Courants statoriques , b) Zoom des courants statoriques	66

Liste des Tableaux

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la Machine asynchrone

Tableau 2.1 Calcul des vecteurs de tension de référence pour les huit états des interrupteurs	29
Tableau 2.2 Tension composée efficace fondamentale pour chaque technique de commande.....	31

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction générale

Les actionneurs électriques (machines synchrones et asynchrones) sont omniprésents dans les systèmes et réseaux d'énergie électrique. De celles qui se trouvent dans nos appareils ménagers et ordinateurs aux moteurs dans les voitures, trains, avions et navires en passant par ceux qui entraînent les convoyeurs, pompes, et robots dans les usines, les machines sont partout. Au moins 90% des systèmes de commande industriels utilisent des machines asynchrones, qui ont, petit à petit, pris la place des machines à courant continu en raison de son faible coût, sa masse réduite, sa robustesse et sa simplicité de fabrication et d'entretien.

Les systèmes physiques animés par une commande automatique sont très répandus dans l'industrie et ils nous côtoient également dans la vie quotidienne. Exprimé de manière très laconique, l'objectif premier de l'automatique est l'étude et la conception d'algorithmes appropriés, afin que la sortie mesurée d'un processus, appelée grandeur à commander, suive une trajectoire désirée, en dépit de perturbations éventuelles. Le développement récent de la théorie des systèmes, de moyens informatisés, des processeurs et par conséquent de la puissance de calcul, ont considérablement amplifié l'utilisation de cette science pour la commande de processus.

L'une des théories qui connaissent actuellement une grande popularité parmi les chercheurs aussi bien dans les sciences fondamentales qu'en ingénierie, le "***Calcul Fractionnaire***" dont les premières prémices datent de plus de trois siècles. Ce n'est qu'au début des années 1950 que Van Der Ziel [1] dans ses recherches sur les spectres de bruit des semi-conducteurs, puis Davidson et Cole dans leurs travaux sur la relaxation diélectrique dans certains liquides, ont pu mettre à jour des phénomènes naturels dont les modèles faisaient appel à la dérivée d'ordre fractionnaire.

Les opérateurs d'ordre fractionnaires trouvent une place de plus en plus prépondérante dans la commande des systèmes dynamiques où le système à contrôler et/ou le régulateur sont régis par des équations différentielles fractionnaires. L'introduction de ces outils fractionnaires est motivée par une plus grande liberté dans la conception et l'ajustement des régulateurs, le caractère robuste que procure cette commande à l'instar de la commande CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) introduite par Oustaloup [2].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique FOC (*Field Oriented Control*) permet de piloter la machine asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu, en raison de découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Cette

technique s'est imposée comme l'une des plus performantes tout en ayant une loi de commande relativement simple à implanter [3][4]. Cette méthode utilise le contrôleur proportionnel intégral pour les applications à vitesse variable.

Bien que les contrôleurs PI linéaires soient largement utilisés par l'industrie, leurs performances se dégradent en raison de leurs limitations fondamentales inhérentes comme la saturation et la marge de stabilité réduite, etc. [5]. Les performances du contrôleur PI linéaire se dégradent lorsqu'il est utilisé pour un système non linéaire comme un moteur asynchrone. De plus, la variation des paramètres du moteur entraîne une détérioration supplémentaire des performances du contrôleur PI.

Ce mémoire de fin d'étude se concentre sur la conception d'un régulateur fractionnaire de vitesse pour un système d'entraînement d'un moteur asynchrone contrôlé par une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. L'application du calcul fractionnaire à la théorie du contrôle a conduit au développement de contrôleurs proportionnel intégral d'ordre fractionnaire (FO-PI). Le contrôleur PI fractionnaire est similaire au contrôleur PI d'ordre entier (IO-PI). Cependant, le contrôleur fractionnaire diffère du contrôleur entier en ce sens qu'au lieu d'utiliser une action intégrale d'ordre entier, une action intégrale d'ordre fractionnaire est utilisée.

L'objectif de ce mémoire rentre dans le cadre de l'amélioration de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. La poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations de paramètres et le rejet de perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre de cette commande.

Ce mémoire de fin d'étude est organisé en Quatre chapitres, comme suit
Le chapitre 1 expose la modélisation de la machine asynchrone. La première partie donne la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé et montre qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. La deuxième partie illustre quelques résultats de simulation effectués sous MATLAB /Simulink pour valider numériquement le modèle mathématique de la machine asynchrone.

Le chapitre 2 étudie le principe de la commande vectorielle qui permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine asynchrone, en se limitant plus particulièrement à la commande indirecte à flux rotorique orienté appelée IFOC (*Indirect Field Oriented Control*).

Le chapitre 3 introduit les notions de bases sur les systèmes fractionnaires avec quelques méthodes d'approximations des opérateurs d'ordre fractionnaire.

Le chapitre quatre a illustré la conception et les simulations du contrôleur proportionnel intégral à ordre fractionnel (FO-PI) proposé et compare ses performances au contrôleur PI classique. Enfin, des conclusions et perspectives sont exposées.

CHAPITRE 1 :
MODELISATION DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

Chapitre 1 : Modélisation de la moteur asynchrone

1.1. Introduction

La machine asynchrone, appelé aussi « moteur à induction », a été inventé aux USA par Nikola Tesla vers 1890. Sur le plan constructif, il est le plus simple des moteurs électriques, donc le plus économique à l'achat. C'est aussi le plus répandu (~80% des moteurs utilisés en machines), dans une gamme de puissance allant de ~10 W à ~25 MW [6].

Après avoir rappelé le fonctionnement de la machine asynchrone triphasé, nous abordons la modélisation de la machine pour élaborer un modèle mathématique triphasé reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [7,8].

Les machines asynchrones sont les machines électriques les plus utilisés. Les machine triphasés entraînent de nombreuses machines industrielles (machines-outils); les Machine monophasés sont très répandus en faible puissance (électroménager, etc..). Ils ont l'avantage d'être très robustes, peu onéreux, et d'être alimentés directement par le réseau EDF

1.2. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

Les courants statoriques de pulsation créent un champ tournant à la vitesse dite de Synchronisme N_s et qui a la même fréquence que le courant statorique. Ce champ traverse le bobinage rotorique et y induit des forces électromotrices "f.e.m". Ces f.e.m produisent des courants car le bobine \rightarrow age du rotor est en court-circuit.

L'action des courants sur le champ tournant qui les a induits (d'après la loi de Lentz les courants induits s'opposent à la cause qui leurs à donner naissance) crée le couple. Ce moteur est souvent appelé machine à induction. Si le rotor tourne à la vitesse de synchronisme N_r , soit aussi rapidement que le champ tournant, le champ à travers chaque bobine rotorique est constant. Les f.e.m induites n'existent plus au rotor donc plus de courant ni de couple. Il faut donc que N_r vitesse de rotation du rotor qu'il y ait un couple d'où le nom de machine asynchrone.

Le fonctionnement du moteur est caractérisé par l'écart relatif entre ces deux vitesses ; il s'agit du glissement g défini par : $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$.

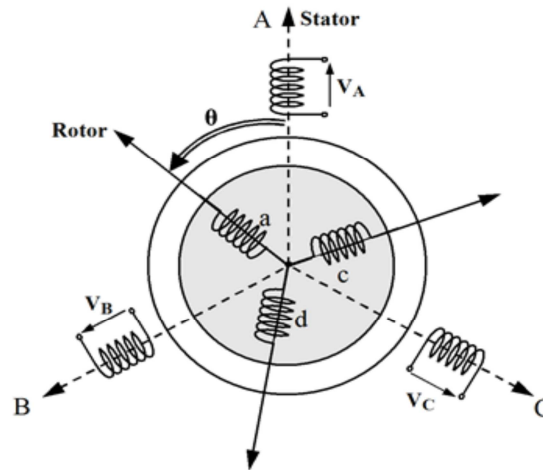


Figure 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

(a) : schéma des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique, (b) : Phase de stator avec force électromotrice

1.3. Modélisation dans le référentiel triphasé

Le modèle général de la machine asynchrone est obtenu en considérant les hypothèses simplificatrices [7,8 ,9] suivantes:

- Entrefer constant et uniforme sur le pourtour des armatures et effet d'encoche négligé,
- Répartition spatiale sinusoïdale des champs l'induction dans l'entrefer,
- Caractéristique magnétique linéaire (saturation négligée) et à perméabilité constante.
- Effet de la température, effet de peau, hystérésis et courant de Foucault sont négligeables,
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les conséquences de ces hypothèses sont :
- L'additivité des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

1.3.1. Equation électrique :

En appliquant la loi de Faraday sur un des six enroulements statoriques ou rotoriques (*figure 1.1*), la loi des mailles pour le premier enroulement du stator s'exprime par la relation:

$$v_{sa} = R i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \quad (1.1)$$

en déduit pour l'ensemble des phases statoriques (Sa, Sb, Sc) et rotoriques (Ra, Rb, Rc), respectivement exprimées dans les repères triphasés stator et rotor :

➤ *Pour le stator*

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

Ces équations (1.2) peuvent être réécrites en introduisant la notion matricielle (ici grandeurs entre crochets) ce qui se traduit par :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (1.3)$$

➤ *Pour le rotor*

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (1.4)$$

Ou sous forme matriciel

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] \quad (1.5)$$

1.3.2. Equation magnétique

Les mutuelles-inductances entre phases du stator et du rotor déterminés comme suit :

La répartition sinusoïdale des flux permet d'écrire comme suit :

$$M_{s1} = MP \quad (1.6)$$

Avec :

$$P\theta = w_r tP\theta_0 \quad (1.7)$$

θ : angle géométrique que font les axes des phases 1 du stator et du rotor à l'instant t .

p : nombre de pair de pole.

Le déphasage entre une phase statorique et rotorique est exprimé par la relation :

$$\theta + (r - 1)\frac{2\pi}{3P} - (s - 1)\frac{2\pi}{3P} = \theta + (r - s)\frac{2\pi}{3P} \quad \text{Avec } s = 1, 2, 3 \text{ et } r = 1, 2, 3$$

D'où l'expression générale de M_{sr}

$$M_{sr} = M \cos \left(P\theta + (r - s)\frac{2\pi}{3P} \right) \quad (1.8)$$

Donc les valeurs instantanées de mutuelle-inductances entre le stator et rotor sont :

$$M_{11} = M \cos(P\theta) \quad M_{12} = M \cos \left(P\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad M_{13} = M \cos \left(P\theta + \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$M_{21} = M \cos \left(P\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad M_{22} = M \cos(P\theta) \quad M_{23} = M \cos \left(P\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$M_{31} = M \cos \left(P\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad M_{32} = M \cos \left(P\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad M_{33} = M \cos(P\theta)$$

Ou sous forme matricielle:

$$[M_{sr}] = [M]^T = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

L'équation du flux magnétique total d'un enroulement statorique parcouru par un courant, i_{sa} situé dans un champ produit par un courant (induit) rotorique (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}) et un champ par deux phases statorique (i_{sb}, i_{sc}), donc l'additivité des flux donne l'écriture suivante:

$$\phi_{sa} = l_{sa}i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{11}i_{ra} + M_{12}i_{rb} + M_{13}i_{rc} \quad (1.10)$$

Pour l'ensemble des flux statoriques (Sa, Sb, Sc), exprimées dans le repère triphasé (**figure 1.1**), sont :

$$\begin{cases} \phi_{sa} = l_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_{11} i_{ra} + M_{12} i_{rb} + M_{13} i_{rc} \\ \phi_{sb} = l_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_s i_{sa} + M_{21} i_{ra} + M_{22} i_{rb} + M_{23} i_{rc} \\ \phi_{sc} = l_s i_{sc} + M_s i_{sa} + M_s i_{sb} + M_{31} i_{ra} + M_{32} i_{rb} + M_{33} i_{rc} \end{cases} \quad (1.11)$$

et pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{ra} = l_r i_{ra} + M_r i_{sb} + M_r i_{sc} + M_{11} i_{sa} + M_{12} i_{sb} + M_{13} i_{sc} \\ \phi_{rb} = l_r i_{rb} + M_r i_{sc} + M_r i_{sa} + M_{21} i_{sa} + M_{22} i_{sb} + M_{23} i_{sc} \\ \phi_{rc} = l_r i_{rc} + M_r i_{sa} + M_r i_{sb} + M_{31} i_{sa} + M_{32} i_{sb} + M_{33} i_{sc} \end{cases} \quad (1.12)$$

On obtient la matrice des inductances $[L(\theta)]$ qui établit la relation entre les flux et les courants dont la moitié des coefficients dépend du temps, par l'intermédiaire de θ (position du rotor).

Soit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s, M_s, M_s, M_{11}, M_{12}, M_{13} \\ M_s, l_s, M_s, M_{21}, M_{22}, M_{23} \\ M_s, M_s, l_s, M_{31}, M_{32}, M_{33} \\ M_{11}, M_{21}, M_{31}, l_r, M_r, M_r \\ M_{12}, M_{22}, M_{32}, M_r, l_r, M_r \\ M_{13}, M_{23}, M_{33}, M_r, M_r, l_r \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] [M_{sr}] \\ [M_{rs}] [l_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sabc}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s, M_s, M_s \\ M_s, l_s, M_s \\ M_s, M_s, l_s \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r, M_r, M_r \\ M_r, l_r, M_r \\ M_r, M_r, l_r \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Finalement, on obtient le système d'équations générales utilisables pour l'étude de tous les régimes, équilibrés ou déséquilibrés, permanents ou transitoires [7,8] :

$$\begin{cases}
v_{sa} = R_s i_{sa} + l_s \frac{di_{sa}}{dt} + M_s \frac{di_{sb}}{dt} + M_s \frac{di_{sc}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{11} i_{ra} + M_{12} i_{rb} + M_{13} i_{rc}) \\
v_{sb} = R_s i_{sb} + l_s \frac{di_{sb}}{dt} + M_s \frac{di_{sc}}{dt} + M_s \frac{di_{sa}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{21} i_{ra} + M_{22} i_{rb} + M_{23} i_{rc}) \\
v_{sc} = R_s i_{sc} + l_s \frac{di_{sc}}{dt} + M_s \frac{di_{sa}}{dt} + M_s \frac{di_{sb}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{31} i_{ra} + M_{32} i_{rb} + M_{33} i_{rc}) \\
v_{ra} = R_r i_{ra} + l_r \frac{di_{ra}}{dt} + M_r \frac{di_{sb}}{dt} + M_r \frac{di_{rc}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{11} i_{sa} + M_{12} i_{sb} + M_{13} i_{sc}) \\
v_{rb} = R_r i_{rb} + l_r \frac{di_{rb}}{dt} + M_r \frac{di_{rc}}{dt} + M_r \frac{di_{ra}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{21} i_{sa} + M_{22} i_{sb} + M_{23} i_{sc}) \\
v_{rc} = R_r i_{rc} + l_r \frac{di_{rc}}{dt} + M_r \frac{di_{ra}}{dt} + M_r \frac{di_{rb}}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{31} i_{sa} + M_{32} i_{sb} + M_{33} i_{sc})
\end{cases} \quad (1.17)$$

avec

$v_{ra} = v_{rb} = v_{rc} = 0$ car les circuits rotoriques sont en court-circuit.

Le modèle dynamique de la machine asynchrone triphasée peut être décrit sous forme matricielle par :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (1.18)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]) \quad (1.19)$$

La matrice des mutuelles inductances $[M_{sr}]$ variant en fonction de l'angle électrique de la position du rotor θ , on simplifie ces équations en appliquant la transformation de Park [7].

1.4. Transformation de Park

La transformation de Park proposée par R. H. Park en 1920 [10], largement utilisée pour la modélisation des machines à courant alternatif, correspond à une projection des grandeurs triphasées sur un repère diphasé tournant, le but étant d'éliminer la position dans les matrices de mutuelles inductances. Il suffit pour cela d'effectuer un passage du système triphasé abc au système diphasé $d-q$ par la transformation de Park.

Cette méthode se décompose en deux étapes :

1. Transformation Triphasé-Diphasé (dans un repère fixe $\alpha\beta$) (Concordia)
2. Transformation Repère fixe-Repère tournant $d-q$ (Park)

Les modèles présentés ci-après tiennent compte les hypothèses simplificatrices précédentes (Section I.1.2)

1.4.1. Transformation Triphasé-Diphasé

On considère un système sinusoïdal triphasé équilibré où (x_a, x_b, x_c, x_o) représentent des grandeurs physiques (courant, tensions ou flux magnétiques)

$$\begin{aligned}x_a(t) &= A \cos(\omega t + \phi) \\x_b(t) &= A \cos\left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \\x_c(t) &= A \cos\left(\omega t + \phi - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{1.20}$$

Un tel système (I.17-1.19) est dit équilibré. Dans ce cas, la composante homopolaire $x_o = x_a + x_b + x_c$ est nulle à chaque instant.

Ceci nous permet de simplifier les équations d'une machine à courant alternatif en passant d'une représentation triphasée (x_a, x_b, x_c) à une représentation diphasée (x_α, x_β, x_o) et inversement à l'aide de la matrice C_3 de transformation de CONCORDIA

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{pmatrix} = C_3^T \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}\tag{1.21}$$

Avec :

$$C_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Puis que $x_o = 0$, la transformation triphasé en biphasé devient :

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = C_{32}^T \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}\tag{1.22}$$

Où

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La transformation inverse s'écrit directement $x_{abc} = C_{32}x_{\alpha\beta}$ car C_{32} est une matrice orthogonale.

1.4.2. Transformation Repère fixe-Repère tournant

Pour passer d'un repère biphasé fixe (grandeurs sinusoïdales) à un repère tournant dq qui est décalé d'un angle ρ par rapport au repère fixe, on utilise la matrice de rotation $P(\rho)$ ou matrice de Park :

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = P(-\rho) \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{pmatrix} \quad (1.23)$$

Où

$$P(\rho) = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) & 0 \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour la machine asynchrone les grandeurs statoriques $\rho = \theta_s$ et pour les grandeurs rotoriques $\rho = \theta_s - \theta = \theta_r$. La transformation inverse s'obtient facilement $x_{abc} = p(\rho)x_{dq0}$ car $p(-\rho) = p(\rho)^{-1} = p(\rho)^T$.

Donc le produit des matrices de Park et Park inverse donne la matrice identité $[I]$:

$$[P][P]^{-1} = [I] \quad (1.24)$$

Autre propriété importante utilisée dans le développement des modèles différentiels dans le repère de Park :

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = [P] \frac{d[P]^{-1}}{d\rho} \frac{d\rho}{dt} = \frac{d\rho}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

En résumé :

✓ Passage du repère tournant (dq) vers le repère fixe diphasé ($\alpha\beta$) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\rho)^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{0o} \end{bmatrix}$$

✓ Passage du repère tournant (dq) vers le repère fixe triphasé (a, b, c) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\rho)^T C_3^T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Où

$$P(\rho)^T C_3^T = [P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - 2\pi/3) & \cos(\rho + 2\pi/3) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - 2\pi/3) & -\sin(\rho + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

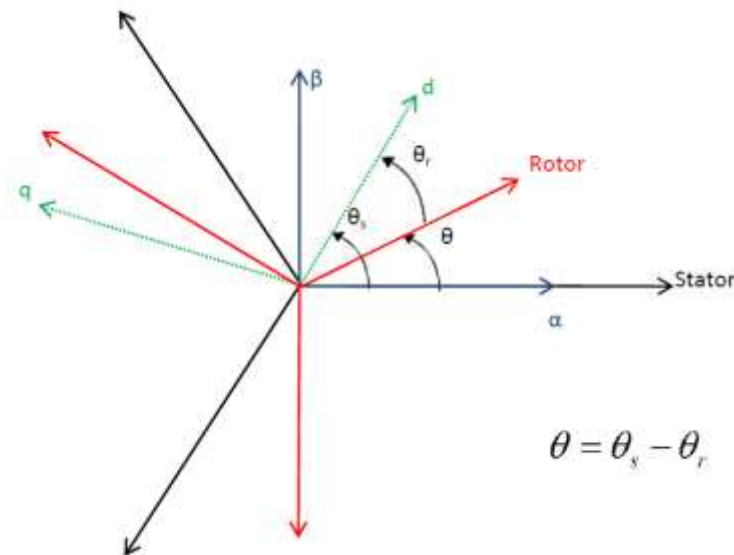


Figure 1.2 Position des référentiels

Ces transformations sont toutes orthogonales; elles conservent donc la puissance instantanée dans les enroulements équivalents [7].

1.4.3. Modèle de la machine asynchrone dans le plan d-q

1.4.3.1. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le plan d-q

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé, obtenues en appliquant la transformation de Park aux équations (I.15), (I.17), (I.18), et (I.19), sont données comme suit :

➤ **Pour le stator :**

La transformation linéaire $[P]$ est appliquée à l'équation I.3 :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[v_{sdqo}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdqo}] \right] \quad (1.27)$$

En multipliant l'équation ci-dessus à gauche par $[P(\theta_s)]$:

$$[v_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdqo}] \right] \quad (1.28)$$

D'autre part on a :

$$\frac{d}{dt} \left[[P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdqo}] \right] = \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1})[\phi_{sdqo}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt} ([\phi_{sdqo}]) \quad (1.29)$$

On obtient :

$$[v_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1})[\phi_{sdqo}] + \frac{d}{dt} ([\phi_{sdqo}]) \quad (1.30)$$

On remplace $P(\theta_s)$ par l'équation (II.25) dans l'équation (I.32) on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Quand les sommes des composantes (a, b, c) sont nulles, l'équation v_{ro} et nulle donc devient inutile.

Donc le système (I.33) devient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Avec : $w_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ et $\rho = \theta_s$.

➤ **Pour le rotor:**

De même, en appliquant la transformation de Park sur les équations rotoriques, on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Avec :

$$w_r = \frac{d\theta_r}{dt} \text{ et } \rho = \theta_r / \theta_s = \theta_s - \theta$$

1.4.3.2. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans le plan d-q

En suivant le même raisonnement, l'application de la transformation de Park sur le système (I.17) permet d'aboutir à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère dq :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r - 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

On constate que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq. Ce sont

$$L_s = l_s - M_s \quad \text{L'inductance cyclique statorique.}$$

$$L_r = l_r - M_r \quad \text{L'inductance cyclique rotorique.}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad \text{L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.}$$

$$L_{os} = l_s - 2M_s \quad \text{L'inductance homopolaire statorique.}$$

$$L_{or} = l_r - 2M_r \quad \text{L'inductance homopolaire rotorique.}$$

Puisque le système est équilibré, on a :

$$\phi_{so} = \phi_{ro} = 0 \quad \text{et} \quad i_{so} = i_{ro} = 0$$

Dans ces conditions le système (I.36) réécrit en fonction de trois paramètres constants L_s ,

L_r , M comme suite :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

Les relations (I.32), (I.33) et (I.34) permettent d'écrire les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axes d, q.

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s(d/dt) & -L_s(d\theta_s/dt) & -M(d/dt) & -M(d\theta_s/dt) \\ L_s(d\theta_s/dt) & R_s + L_s(d/dt) & M(d\theta_s/dt) & M(d/dt) \\ M(d/dt) & -M(d\theta_r/dt) & R_r + L_r(d/dt) & -L_r(d\theta_r/dt) \\ M(d\theta_r/dt) & M(d/dt) & L_r(d\theta_r/dt) & R_r + L_r(d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Donc on peut représenter la machine par la figure suivante :

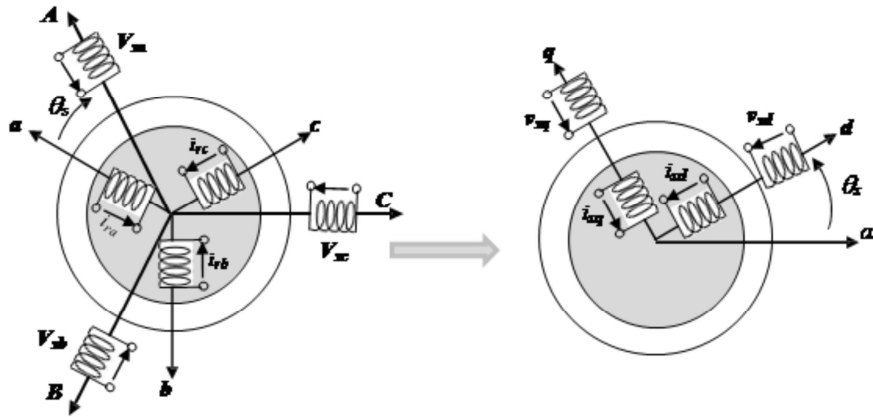


Figure 1.3 Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée

1.4.3.3. Equation mécanique

Dans l'étude des caractéristiques dynamique de la machine asynchrone, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse) avec les paramètres électriques (tension, courant, flux ...).

Le couple électromagnétique de la machine est calculé à partir d'un bilan puissance, d'où la puissance électrique instantanée p_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) et donnée comme suit :

$$p_e = (v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) + (v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \quad (1.37)$$

Elle se décompose en trois séries de termes :

- Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r(i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (1.38)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$i_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (1.39)$$

- Puissance mécanique p_m

$$p_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \frac{d\theta_s}{dt} + (\phi_{rd} i_{rq} - \phi_{rq} i_{rd}) \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.40)$$

En tenant compte des équations des flux on peut donc écrire que :

$$p_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \omega \quad (1.41)$$

Et d'autre part, l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$c_e = \frac{p_m}{\Omega} = p \left(\frac{p_m}{\omega} \right) \Rightarrow c_e = p (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.42)$$

Manipulations de l'équation 1.44 on peut déduire plusieurs expressions du couple, à partir de l'équation fondamentale ci-dessus, qui seront pour autant les points de départ dans la recherche d'une stratégie de sa commande.

On trouve ainsi :

$$c_e = p (\phi_{rq} i_{rd} - \phi_{rd} i_{rq}) \quad (1.43)$$

$$c_e = pM (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (1.44)$$

$$c_e = p \left(\frac{M}{L_s} \right) (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (1.45)$$

$$c_e = p \left(\frac{M}{L_r} \right) (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (1.46)$$

1.4.3.4. Equation du mouvement

La dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (1.47)$$

Avec :

J : moment d'inertie des masses tournantes.

C : couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : vitesse rotorique.

C_e : couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$f_r \Omega$: Terme de couple de frottement visqueux.

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

➤ Repère (d, q) lié au stator : $w_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $w_r = -w$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et du freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

➤ Repère (d, q) lié au rotor : $w_s = \frac{d\theta_s}{dt} = w$ et $w_r = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

➤ Repère (d, q) lié au champ tournant : $w_s = w_e$ et $w_r = w_e - w$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs deréglage deviennent continues.

La figure 1.3 montre que $\theta = \theta_s - \theta_r$, la dérivation de cette équation donne :

$$w_s - w_r = \frac{d\theta}{dt} = w = p\Omega \quad (1.48)$$

Cette relation cinétique interne montre que les vitesses angulaires des axes d, q , respectivement dans les repères statorique et rotorique et liées rigidement à la vitesse angulaire du rotor Ω , qui ne sont pas des grandeurs indépendantes.

Les équations (I.38), (I.48) et (I.49) constituent donc le modèle de base de la machine asynchrone.

1.5. Modélisation en représentation d'état de la machine asynchrone en vue de la commande

La représentation d'état nécessite un choix des variables d'état, d'entrées et de sorties

du système, ce choix dépend des objectif lié à la commande ou à l'observation. Pour des applications de commande, un choix approprié pour le vecteur d'état, est le suivant :

$$x = [i_{sd}, i_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}, w]^T \quad (1.49)$$

Le choix des courants statoriques est justifié par le fait qu'ils sont accessibles pour la mesure et les flux rotoriques pour l'orientation du repère selon le champ rotorique. Le vecteur de commande comporte les composantes de la tension d'alimentation (v_{sd} et v_{sq}).

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

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(t) \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (1.50)$$

Après quelques manipulations mathématiques des équations (1.34), (1.35) et (1.36), nous obtenons le modèle d'état de dimension quatre de la machine asynchrone dans un référentiel tournant.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma - L_r}\right) & w_s & \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} & \frac{1}{\sigma} \frac{M}{L_s L_r} w \\ -w_s & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_r}\right) & -\frac{1}{\sigma} \frac{M}{L_s L_r} w & \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & w_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -w_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

On ajoute l'expression de la vitesse, donc le modèle d'état devient un système de cinq dimensions

$$\frac{dw}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} w \quad (1.51)$$

Avec

$$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r) \quad ; \quad T_r = L_r / R_r$$

σ : coefficient de dispersion.

T_r : constante de temps rotorique.

1.6. Résultats de simulation

Le objective de la simulation est de valider le modèle mathématique obtenu de la machine, et d'analyser le comportement. Pour réaliser cette simulation, nous proposons de traduire le modèle mathématique obtenu de la machine par le logiciel **Matlab/Simulink** en utilisant les blocs de simulation.

La figure (I.4) représente le schéma bloc de la machine asynchrone en démarrage à vide, alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdale équilibrées. Les paramètres de la MAS utilisée dans cette simulation sont donnés en Annexe.

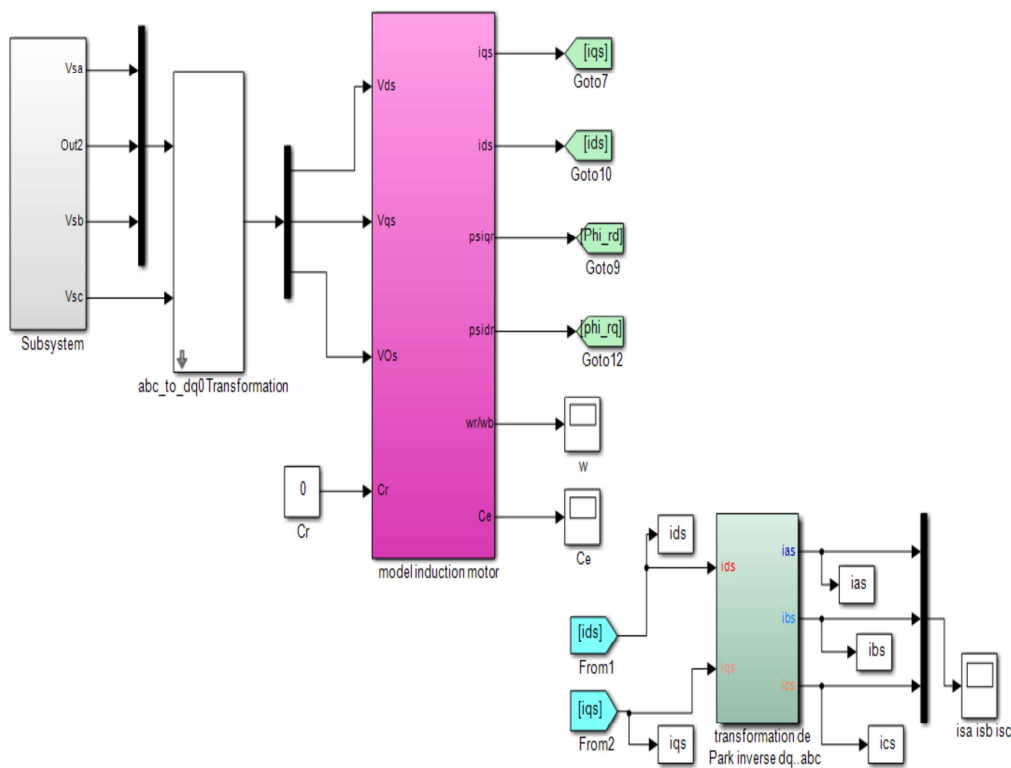
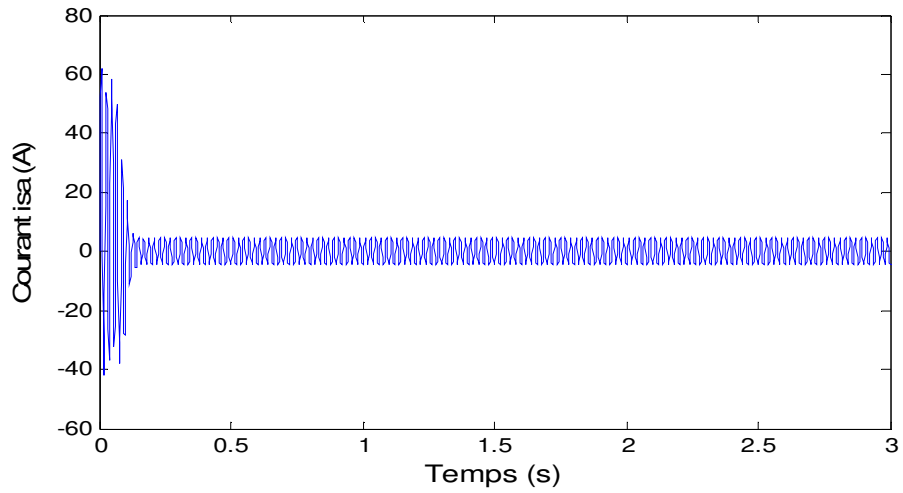
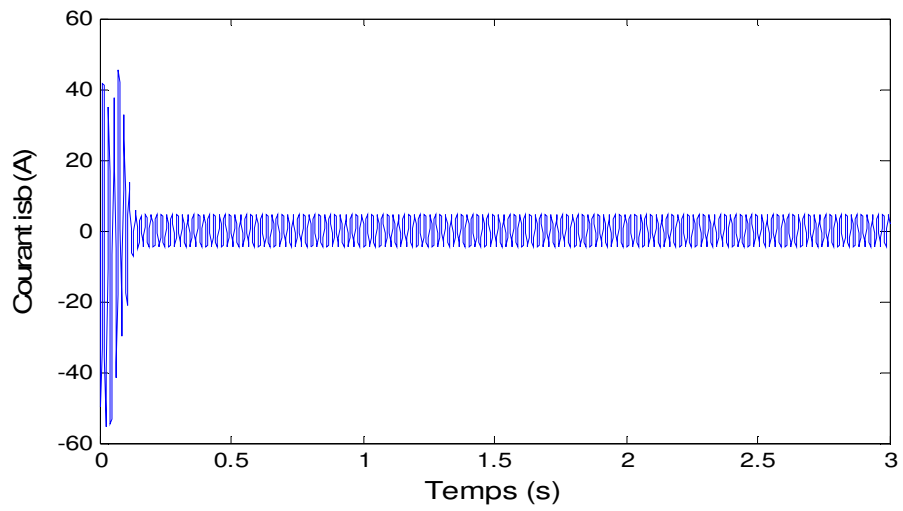
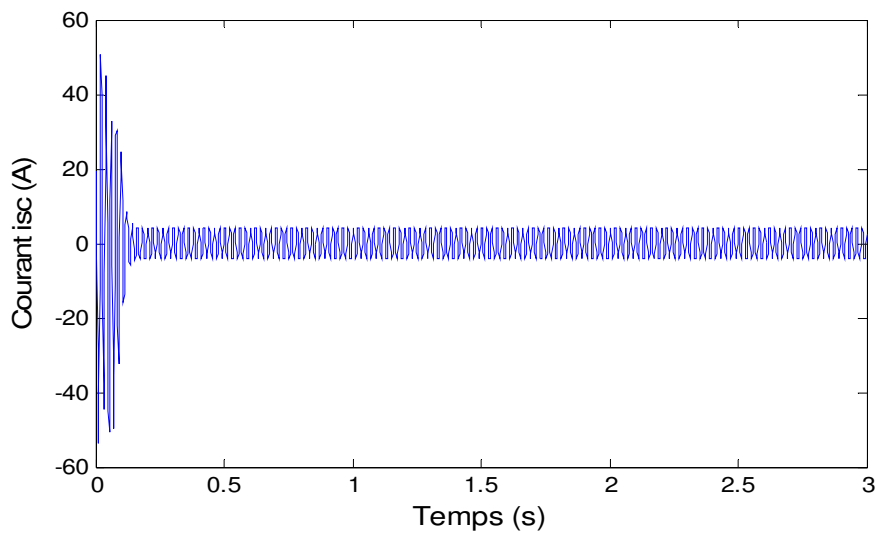


Figure 1.4 Modèle Matlab/Simulink du moteur asynchrone

Les figures 1.5, 1.6, 1.7, 1.8 et 1.9, représentent respectivement l'évolution des grandeurs des machines asynchrones suivantes: courants statoriques, vitesse du moteur et le couple électromagnétique.

À partir de ces figure il est claire que le régime transitoire de la machine est inférieur à 0.2s, où les grandeurs de la machine (courant, couple,...) présente des oscillations et des dépassements dans cet intervalle, après ce temps la machine fonctionne dans le régime permanent.

**Figure 1.5** Trajectoire du courant statorique i_{sa} **Figure 1.6** Trajectoire du courant statorique i_{sb} **Figure 1.7** Trajectoire du courant statorique i_{sc}

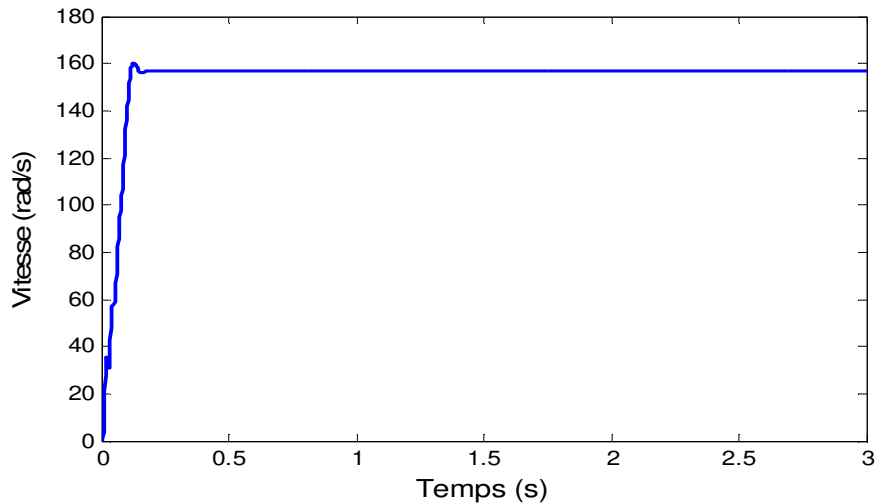


Figure 1.8 Trajectoire de la vitesse w

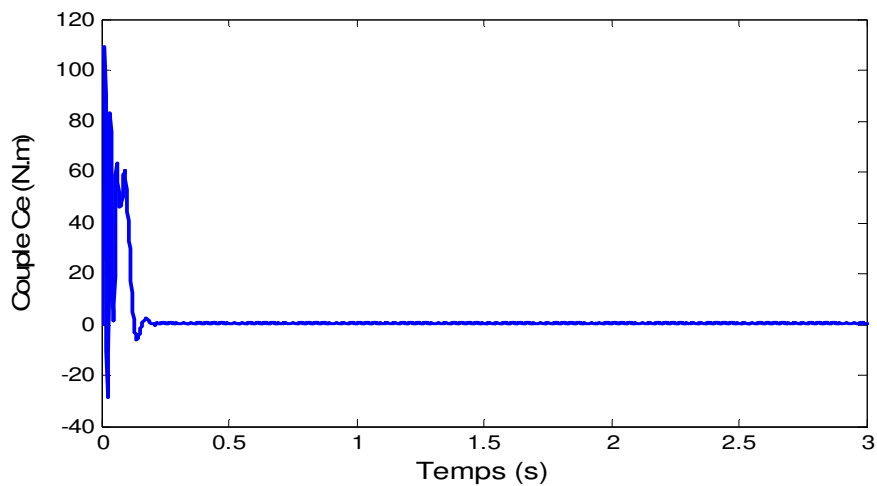


Figure 1.9 Trajectoire du couple C_e

1.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un modèle mathématique, sous forme de représentation d'état, qui représente la machine asynchrone. Dans la première partie nous avons donné la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé. Ensuite nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles, dans le deuxième, des résultats de simulation effectués sous MATLAB /Simulink ont été présentés pour valider numériquement ce modèle mathématique et aussi les paramètres utilisés.

Le chapitre suivant va être consacré à la commande de la machine asynchrone, pour cette objective, nous proposons d'utiliser une certaine technique de commande qui pourra donner des bonne performances.

CHAPITRE 2 :
COMMANDE VECTORIELLE
DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

Chapitre 2 : Commande vectorielle de la Machine asynchrone

2.1. Introduction

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif.

Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom « commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance [11].

L'objectif de ce chapitre est de présenter et simuler numériquement la commande vectorielle indirecte dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension. La simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée par l'onduleur.

2.2. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet la conversion continue alternative (DC-AC). La **figure 2.1** donne le schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux [12,13]. Il est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et une diode montée en antiparallèle. La tension fournie par un convertisseur DC-AC, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vice-versa.

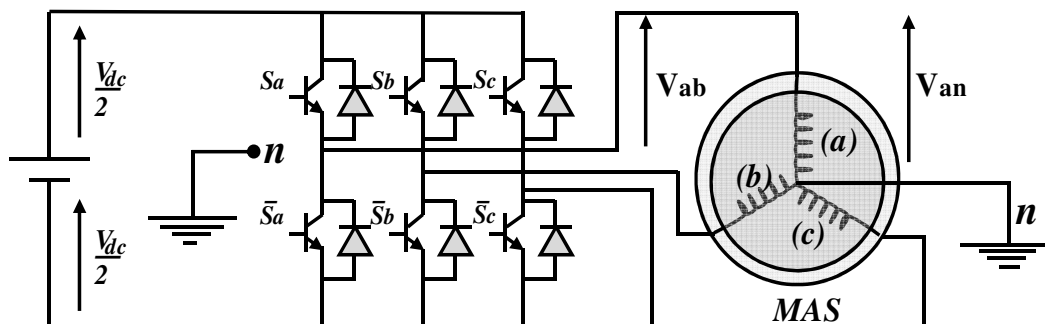


Figure 10 Onduleur de tension 2-niveaux alimentant une MAS

Le vecteur v_s est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue v_{dc} . L'état des interrupteurs de puissance (ouvert ou fermé) est représenté par 3 grandeurs booléennes de commande notées S_i ($i = a, b, c$). L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras à partir des grandeurs logiques S_a, S_b, S_c . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante:

- Si $S_i = 1$: L'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert.
- Si $S_i = 0$: L'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé.

Les combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer, par rapport au système d'axes (d, q), 8 positions du vecteur tension V_s dont 2 correspondent aux vecteurs nuls [13,14].

Soit ' n ' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (2.1)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$).

Les tensions (phase, point neutre fictive) de la charge peuvent s'écrire, en triphasé, sous la forme du système d'équations suivant [10]:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ v_{bn} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\ v_{cn} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (2.2)$$

L'application de la transformation de Concordia dans un repère lié au stator nous donne un vecteur tension de référence \vec{v}_s , ces composantes ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) sont données par :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{2/3} \left(v_{an} - \frac{1}{2} v_{bn} - \frac{1}{2} v_{cn} \right) \\ v_{s\beta} = \sqrt{2/3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{cn} \right) \end{cases} \quad (2.3)$$

La technique de commande la plus utilisée pour la commande des onduleurs de tension est la

modulation de largeur d'impulsions. Elle consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer à la machine une suite d'impulsions d'amplitude fixe, positives ou négatives et modulées en largeur. Il existe différentes stratégies de commande de modulation (**Figure.2.2**).

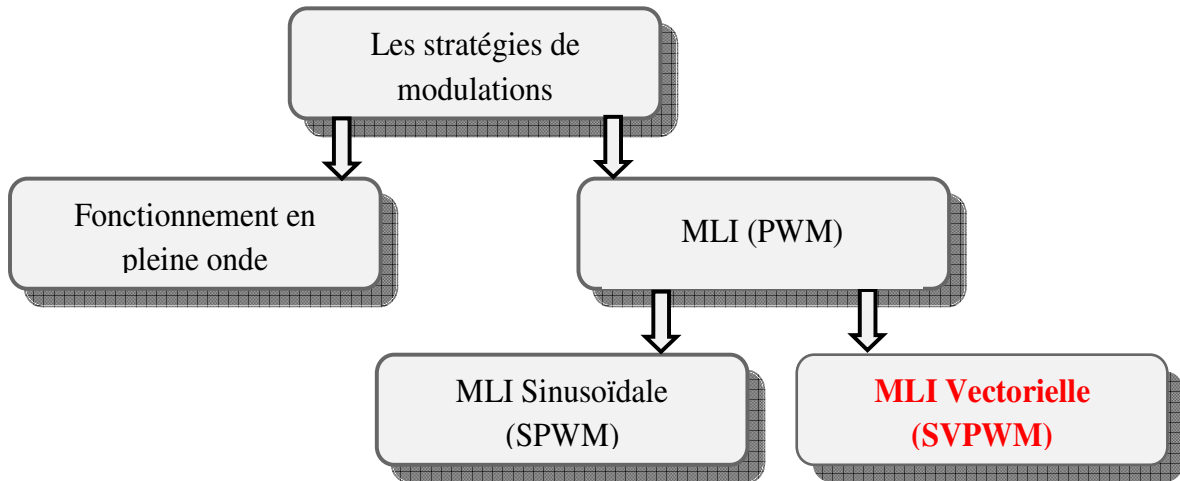


Figure 11 Les différentes stratégies de modulation pour la commande des moteurs

2.4.1 Stratégie de MLI sinusoïdale

Elle est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation [11]. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est, par exemple, difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.

Dans notre cas, dans ce chapitre, nous intéresserons à l'étude, la modélisation et la commande de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux en utilisant la stratégie de la modulation vectorielle (SVPWM ou SVM).

2.4.2 Stratégie de MLI vectorielle

La stratégie de modulation vectorielle (SVM) a été proposée en 1988 par Der Broek. Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur qui s'approche au mieux de vecteur tension de référence \vec{V}_s [13], qui sera reconstruit à partir de huit vecteurs

tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Le vecteur tension statorique est défini par la relation suivante :

$$\vec{v}_s = v_a e^{j0} + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3} \quad (2.4)$$

En agissant sur la commande des trois interrupteurs ou signaux de déclenchement (S_a, S_b, S_c) et la tension de liaison à courant continu V_{dc} , nous pouvons reconstituer le vecteur tension de référence sur une période.

$$\vec{v}_s = \frac{2V_{dc}}{3} [S_a + e^{j2\pi/3} S_b + e^{j4\pi/3} S_c] \quad (2.5)$$

Suivant les états de conduction des bras de l'onduleur, le vecteur \vec{v}_s peut prendre 8 positions possibles dans le plan complexe (α, β) (voir la **figure. 2.3**).

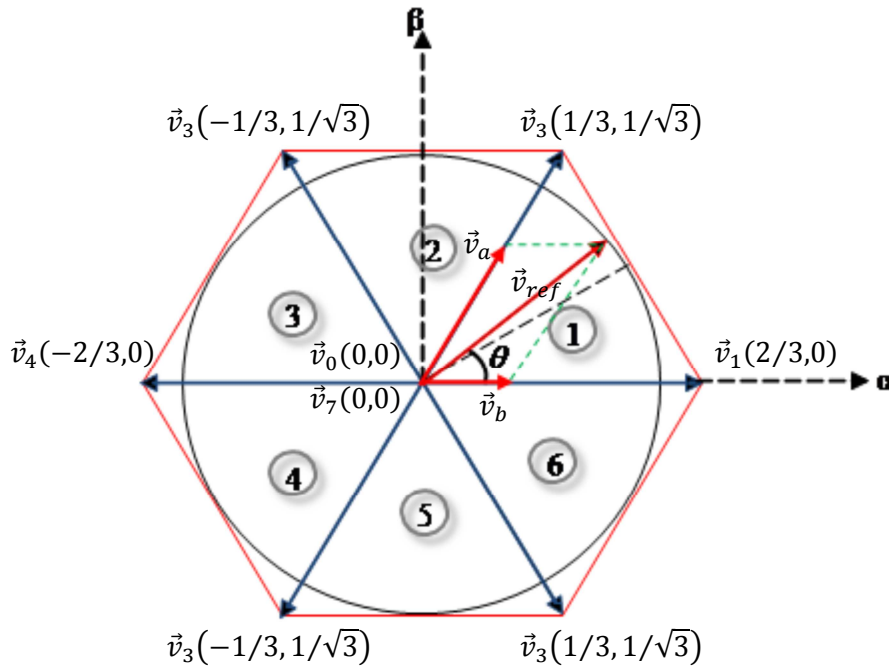


Figure 12 Représentation des états de l'onduleur dans le repère (α, β), et les différents secteurs

Les vecteurs non nuls \vec{v}_i ($i = 1 \text{ à } 6$) qui divisent le plan complexe en six secteurs égaux correspondent aux états 1 à 6 de l'onduleur, leurs extrémités définissent les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de 60° . Les vecteurs \vec{v}_0 et \vec{v}_7 sont des vecteurs à tension nulle correspondent aux états logiques 0 et 7, qui représentent la transition des bras de l'onduleur d'un état de conduction à l'autre.

Chaque vecteur de référence \vec{v}_s dans l'hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs de tensions actifs adjacents et de vecteurs de tension d'états nuls.

Le **tableau 2.1**, indique pour chacun des huit états d'interrupteur, leurs composantes dans le repère (α, β) , leurs tensions simples et composées ainsi le vecteur de tension de référence.

Tableau 2.1 Calcul des vecteurs de tension de référence pour les huit états des interrupteurs

Signaux de déclenchement			Valeur en α, β $\times v_{dc}$		Tensions simples $\times v_{dc}$			Tensions composées $\times v_{dc}$			Vecteur référence
S_a	S_b	S_c	v_α	v_β	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	\vec{v}_s
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_0
1	0	0	2/3	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1	\vec{v}_1
1	1	0	1/3	1/√3	1/3	1/3	2/3	0	1	-1	\vec{v}_2
0	1	0	-1/3	1/√3	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0	\vec{v}_3
0	1	1	-2/3	0	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1	\vec{v}_4
0	0	1	-1/3	-1/√3	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1	\vec{v}_5
1	0	1	1/3	-1/√3	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0	\vec{v}_6
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{v}_7

Supposons un vecteur de référence (\vec{v}_{ref}), souhaité à la sortie de l'onduleur, situé dans le premier secteur.

Donc on peut écrire :

$$\vec{v}_{ref} = \vec{v}_a + \vec{v}_b \tag{2.6}$$

Le vecteur équivalent est ainsi calculé à partir d'une combinaison linéaire des deux vecteurs adjacents correspondant au secteur où l'on se trouve et les deux vecteurs nuls. Donc, nous pouvons écrire :

$$\vec{v}_{ref} = \frac{t_a}{T_m} \cdot \vec{v}_1 + \frac{t_b}{T_m} \cdot \vec{v}_2 + \frac{t_0}{T_m} \cdot (\vec{v}_0 \text{ ou } \vec{v}_7) \tag{2.7}$$

Où t_a, t_b et t_0 sont les instants d'applications des vecteurs actifs \vec{v}_1, \vec{v}_2 et des vecteurs nuls (\vec{v}_0 ou \vec{v}_7) respectivement pendant une période de modulation T_m , tel que :

$$\begin{cases} t_a = \frac{v_a}{v_1} \cdot T_m \\ t_b = \frac{v_b}{v_2} \cdot T_m \\ t_0 = T_m - t_a - t_b \end{cases} \tag{2.8}$$

Où :

$$vV_a = |\vec{v}_a|, \quad v_b = |\vec{v}_b|, \quad v_c = |\vec{v}_c| \quad \text{et} \quad v_1 = |\vec{v}_1|, \quad v_2 = |\vec{v}_2|$$

De plus; à partir de la **figure 2.5**, on peut facilement démontrer que :

$$\begin{cases} v_{ref} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = v_a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ v_{ref} \cdot \sin(\theta) = v_b \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{où } v_{ref} = |\vec{v}_{ref}| \quad (2.9)$$

D'où on peut écrire

$$\begin{cases} v_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{ref} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ v_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_{ref} \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (2.10)$$

En remplaçant les expressions des équations (2.31) dans les équations (2.33) il en découle les expressions des instants T_a , t_b et t_0 en fonction de l'angle (θ) et de l'indice de modulation d'amplitude (m_a) :

$$\begin{cases} t_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_m \cdot m_a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) & 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ t_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot T_m \cdot m_a \cdot \sin(\theta) & 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ t_0 = T_m - t_a - t_b \end{cases} \quad (2.11)$$

☞ Il est très important de noter que pour un indice de modulation excédant la valeur de $\sqrt{3}/2$, la valeur de (t_0) devient négative pour certaines valeurs de (θ) . Cependant, cela n'a pas de sens physique, ce qui affirme que la valeur maximale de (m_a) qui garantit un bon fonctionnement de la MLI vectorielle dans la zone linéaire est exactement $\sqrt{3}/2 \approx 0.866$ [17].

☞ Des valeurs élevées de (m_a) entraîneront le fonctionnement en sur modulation où les équations (2.30) ne sont plus valables; sujet qui a été traité par plusieurs auteurs [18,19].

☞ On peut choisir l'ordre des séquences (les deux vecteurs adjacents et le vecteur nul) de manière à atteindre différents objectifs. Ainsi, si on choisit d'appliquer le vecteur nul au début et à la fin de la période avec une même durée pour chaque intervalle, l'harmonique trois sera créé avec une amplitude de 25% relativement à l'amplitude de la tension

référence (\vec{v}_{ref}). L'addition du troisième harmonique engendre une réduction d'environ 25% des pertes de commutations par rapport à la méthode triangulo-sinusoidale classique, qui ne contient pas d'harmonique d'ordre trois. Il est possible de faire varier l'amplitude du troisième harmonique en faisant varier le rapport (t_0/t_7), tel que (t_0, t_7) représentent les temps d'application des deux vecteurs (\vec{v}_0, \vec{v}_7) respectivement.

Le **tableau 2.2**, indique la tension efficace maximale du terme fondamental qui peut être obtenu à la sortie de l'onduleur, pour chaque technique citée.

Tableau 2.2 Tension composée efficace fondamentale pour chaque technique de commande

<i>Technique</i>	$(v_{ab})_{I_{max}}$
<i>MLI scalaire</i>	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} v_{dc} \approx 0.612 v_{dc}$
<i>MLI vectorielle</i>	v_{dc}

2.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone

La stratégie de commande vectorielle a été développée en 1972 par F. Blaschke. Son but est de retrouver la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés, où il ya un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation), et celle liée au couple (courant d'induit).

La figure 2.4 donne le schéma de principe du découplage de la MAS par analogie avec la machine à courant continu [20,21 ,22] :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

☞ Dans la commande vectorielle directe (DFOC) une bonne connaissance du module du flux et de sa phase est nécessaire [15]. Le vecteur flux est mesuré directement par des

capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, ...).

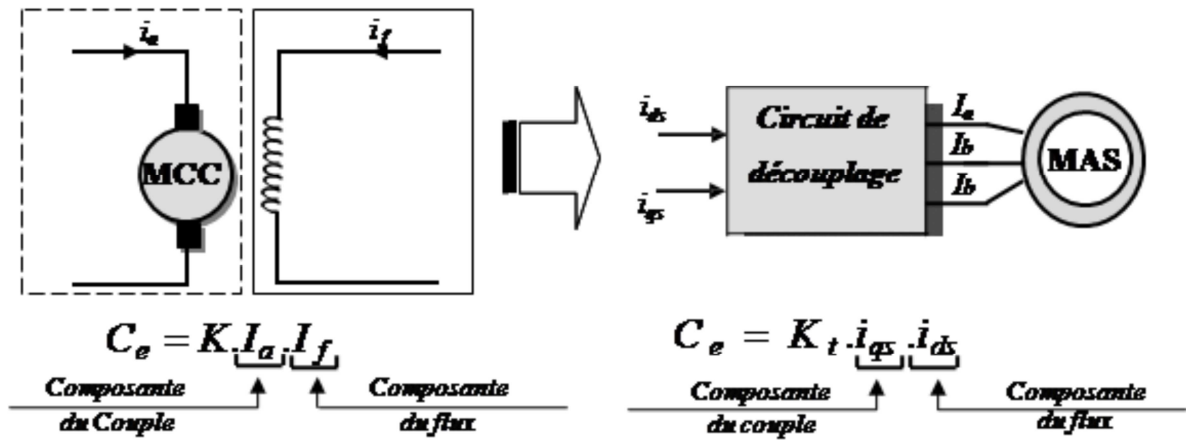


Figure 13 Analogie de la MAS avec le MCC

☞ Dans la commande vectorielle indirecte (IFOC), le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'auto pilotage. Son inconvénient est la sensibilité vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et en particulier la résistance rotorique, d'où la nécessité d'une adaptation paramétrique [23].

La stratégie *IFOC* a été préférée à la stratégie *DFOC* car elle est plus facile à implanter et présente de biens meilleurs performances à faible vitesse que le contrôle direct qui ne permet pas une estimation correcte du flux dans ces gammes de fonctionnement [24,25]. La stratégie indirecte présente aussi plus de stabilité en régime permanent, c'est pour ces raisons citées, que notre choix a été porté sur la stratégie *IFOC*. Nous allons donc améliorer cette dernière en appliquant des commandes robustes vis-à-vis des les variations paramétriques et les perturbations, des stratégies sans capteur et des contrôleurs intelligents.

2.2.1 Commande vectorielle indirecte (IFOC) de la MAS

2.2.1.1 Principe de la commande IFOC

Le principe de base de la commande vectorielle consiste à placer le repère tournant (d,q) afin que l'axe (d) coïncide avec la direction désirée du flux (flux rotorique, flux statorique ou flux d'entrefer) comme il est représenté par la *figure.2.5*.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur

comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté ».

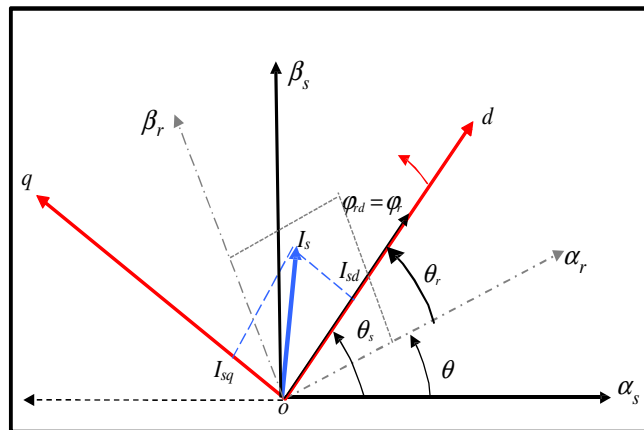


Figure 14 Orientation du flux rotorique

2.2.1.2 Structure de la commande IFOC

La stratégie IFOC consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr}^* . Elle utilise uniquement les grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées (C_e^*, ϕ_{dr}^*).

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \varphi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases}$$

Le modèle mathématique de la machine donné par l'équation (2.12) s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma - L_r}\right) i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s L_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -w_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma - L_r}\right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma} \frac{M}{L_s L_r} w \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ 0 = \frac{M}{T_r} i_{sq} - w_r \phi_r \\ \frac{dw}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_r} (\phi_r i_{sq}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f_r}{J} w \end{cases} \quad (2.12)$$

La vitesse angulaire de glissement est donnée par :

$$w_s = w_r + \frac{M}{T_r \phi_r} i_{sq} \quad (2.13)$$

La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (2.14)$$

La transformé de Laplace de l'équation donnant ϕ_r du système d'équation donne :

$$\phi_r = \frac{M}{1 + T_r s} i_{sd} \quad (2.15)$$

D'autre part, à partir de l'équation le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (2.16)$$

Si le flux rotorique est maintenu constant, le couple électromagnétique ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} .

Si nous tenons compte du fait que la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension, et en remplaçant nous obtenons les équations des tensions statoriques suivantes :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + L_s \frac{1-\sigma}{T_r}\right) i_{sd} - \sigma L_s w_s i_{sq} - \frac{1}{T_r} \frac{M}{L_r} \phi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + L_s \frac{1-\sigma}{T_r}\right) i_{sq} + \sigma L_s w_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} w \phi_r \end{cases} \quad (2.17)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$$

Considérons les deux tensions statoriques (v_{sd}, v_{sq}) comme variable de commande, les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , le flux rotorique (ϕ_r) et la vitesse angulaire (ω_r) comme variables d'état.

Considérons aussi le couple C_e^* et le flux rotorique ϕ_r^* comme références de commande et (i_{sd}^*, i_{sq}^*) comme courants de référence.

La structure de la commande indirecte (IFOC) de la MAS alimentée en tension est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sq} = \frac{L_r}{PM} \cdot \frac{C_e^*}{\phi_r^*} \\ i_{sd} = \frac{1}{M} \left(\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right) \\ \omega_s = \frac{MR_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{\phi_r^*} \\ v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\phi_r^*}{dt} - \sigma L_s (\omega_s + \omega_r) L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (\omega_s + \omega_r) \frac{L_s(1-\sigma)}{M} \phi_r^* + \sigma L_s (\omega_s + \omega_r) L_s i_{sd} \end{array} \right. \quad (2.18)$$

Connaissant l'angle mécanique (θ) et la composante directe du flux rotorique (ϕ_r) , nous pouvons déterminer la position du repère par intégration de l'équation donnant ω_{sl} du système d'équation (2.18) :

$$\theta_s^* = \int \left(\omega_r + \frac{MR_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sd}^*}{\phi_{sd}^*} \right) dt \quad (2.19)$$

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone est illustré sur la **figure.2.6**.

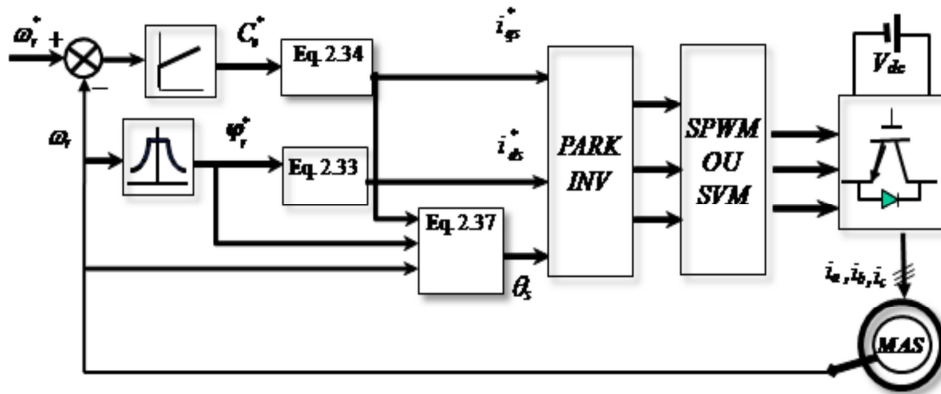


Figure 15 La structure générale de la commande vectorielle indirecte

2.2.1.3 Calcul de régulateur de vitesse

Dans la **figure.2.6**, les variables étoilées sont les variables de commande obtenues dans des conditions de flux constant.

En utilisant les équations (2.13), (2.15) et (2.20), les variables de commande sont alors données par:

$$i_{sd}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \quad (2.20)$$

$$i_{sq}^* = \frac{L_r}{pM} \cdot \frac{C_e^*}{\varphi_r^*} \quad (2.21)$$

$$\omega_s^* = \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (2.22)$$

Les paramètres K_p et K_i du régulateur de vitesse IP sont synthétisés sur la base des équations électriques et mécaniques au rotor et en tenant compte des variations possibles dans la résistance rotorique. Le flux de référence produisant le courant i_{sd}^* est maintenu constant à sa valeur maximale, et le couple de référence produisant le courant i_{sq}^* est pris égal à un échelon unité.

La **figure.2.7** ci-dessous montre le schéma de principe de commande en vitesse [26].

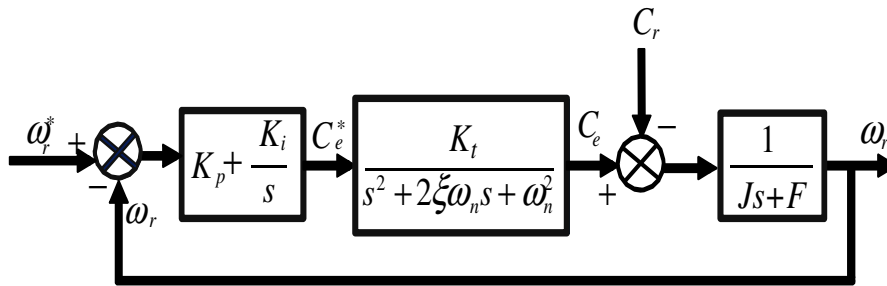


Figure 16 Schéma de principe de régulation de vitesse par un régulateur classique

Où :

$$K_t = \omega_n^2, \omega_n = \sqrt{\omega_s^{*2} + \frac{R_r^2}{L_r^2}}, \quad \xi = \frac{R_r}{L_r \omega_n} \quad (2.23)$$

C'est prouvé que les paramètres de régulateur IP donnant des réponses en vitesse

satisfaisantes sont obtenus avec [27] :

$$K_i = \frac{JR_r^2}{L_r^2} \left[1 + \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right)^2 \right], \quad K_p = 2 \frac{JR_r}{L_r} \quad (2.24)$$

2.2.2. Résultats de simulation

☞ Simulation du démarrage de la Machine asynchrone alimentée par l'onduleur

A l'instant $t = 0s$, nous appliquons la source de tension et à l'instant $t = 0.8s$, un couple résistant de $8N.m$ est appliqué à l'arbre de la machine.

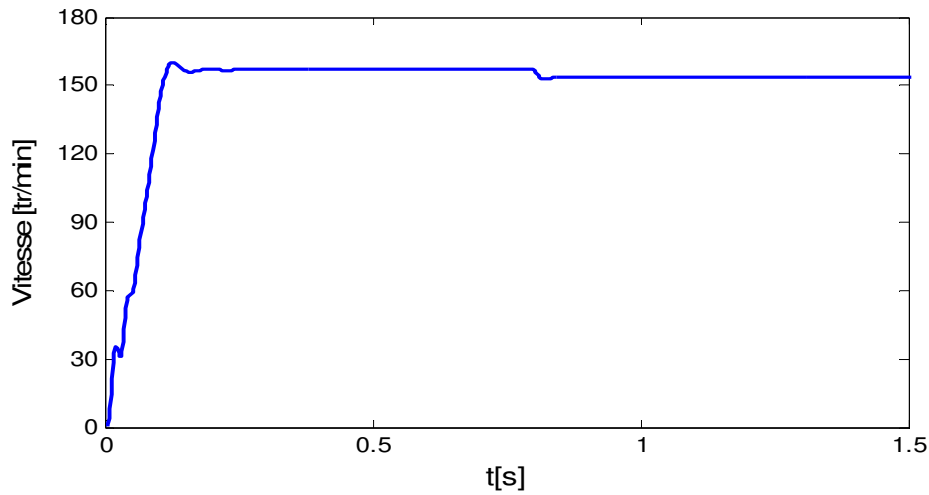


Figure 17 Réponse de la vitesse de rotation de la MAS en boucle ouverte

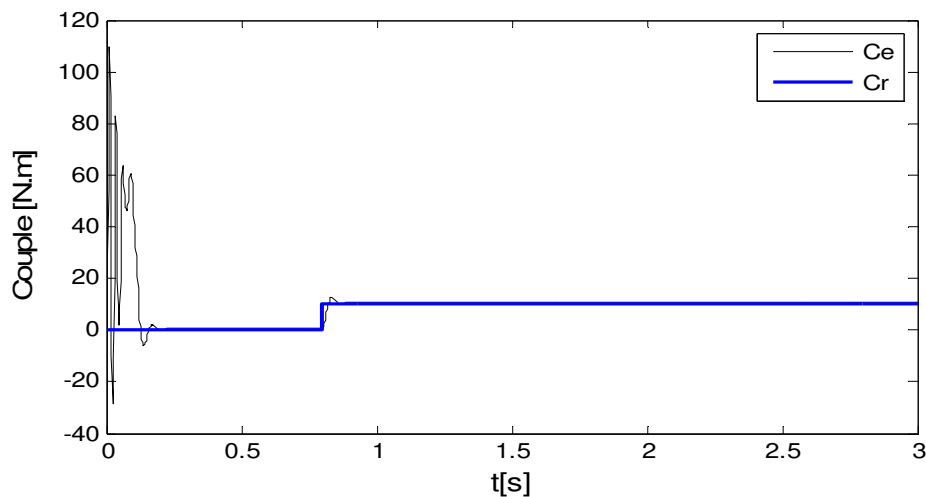


Figure 18 Réponse de Couple électromagnétique de la MAS en boucle ouverte

☞ *Interprétation des résultats*

Lors de l'alimentation de la machine directement par le réseau nous constatons que:

- ✓ Durant la phase où la machine est à vide (à l'instant $t < 0.8$), l'examen des courbes des **figures.2.10 (a et c)** montrent que, le moteur atteint une vitesse proche de celle du synchronisme (150 tr/mn), et le couple présente des oscillations lors de la mise sous tension pendant une courte durée (régime transitoire), ensuite il s'annule au régime stationnaire.
- ✓ A l'instant d'application du couple résistant, le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal (8N.m) ; la vitesse de la machine quand à elle diminue, ce qui est un résultat évident (car il n'y pas de régulation).

☞ *Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone*

La commande vectorielle indirecte a été implantée numériquement sur Matlab /Simulink. Les résultats de simulation seront présentés pour les modes de fonctionnement suivants :

a) Influence de la variation du couple de charge et l'inversion de la vitesse

Dans cette partie, nous démarrons la machine à vide, puis nous appliquons un couple de charge de $10N.m$ à l'instant $t = 0.8s$ et à l'instant $t = 2s$ nous inversons le sens de rotation de la machine de $+148 tr/min$ à $-148 tr/min$. Les résultats obtenus sont donnés par les figures 2.10-2.13.

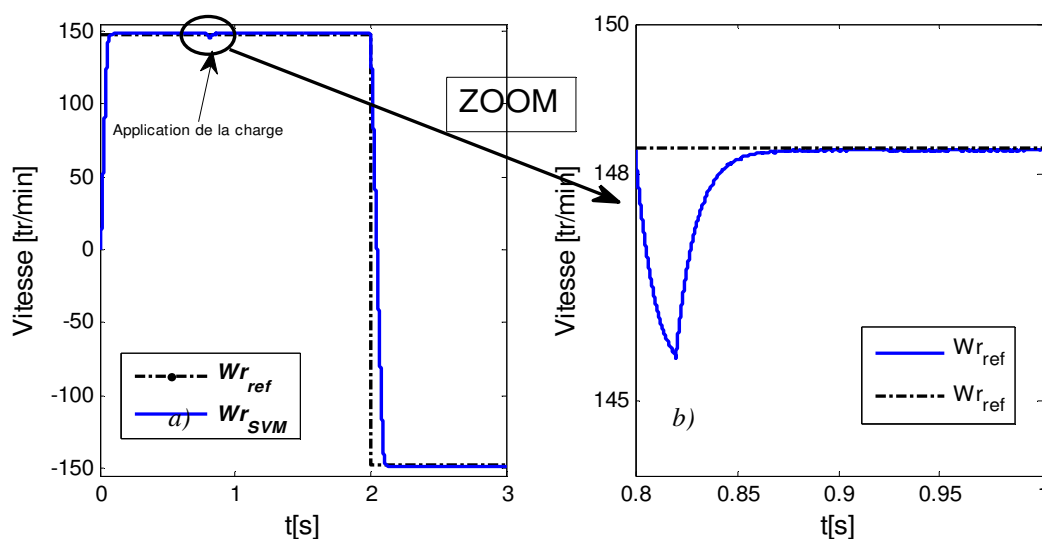


Figure 19 Réponse de: a) La vitesse de la MAS, b) Zoom sur l'impact de la charge à l'instant $t=0.8s$

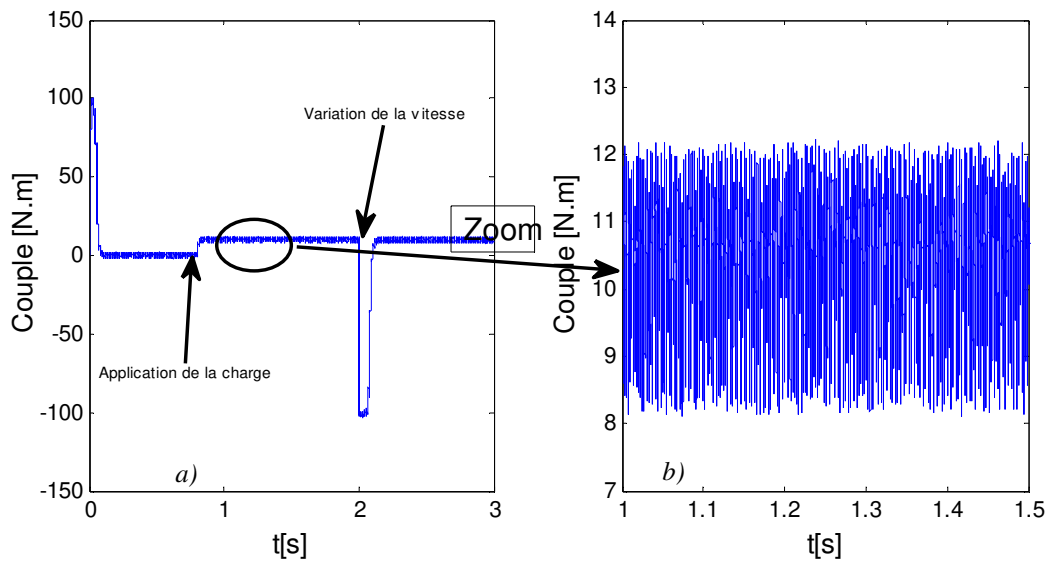


Figure 20 Réponse de : a) Couple électromagnétique, b) Zoom du couple électromagnétique

Interprétation des résultats

La comparaison entre la MLI sinusoïdale (SPWM) et la MLI vectorielle (SVM) révèle clairement que la vitesse, le couple, le flux et les signaux de courant sont meilleurs lorsque la commande vectorielle de la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension à SVM.

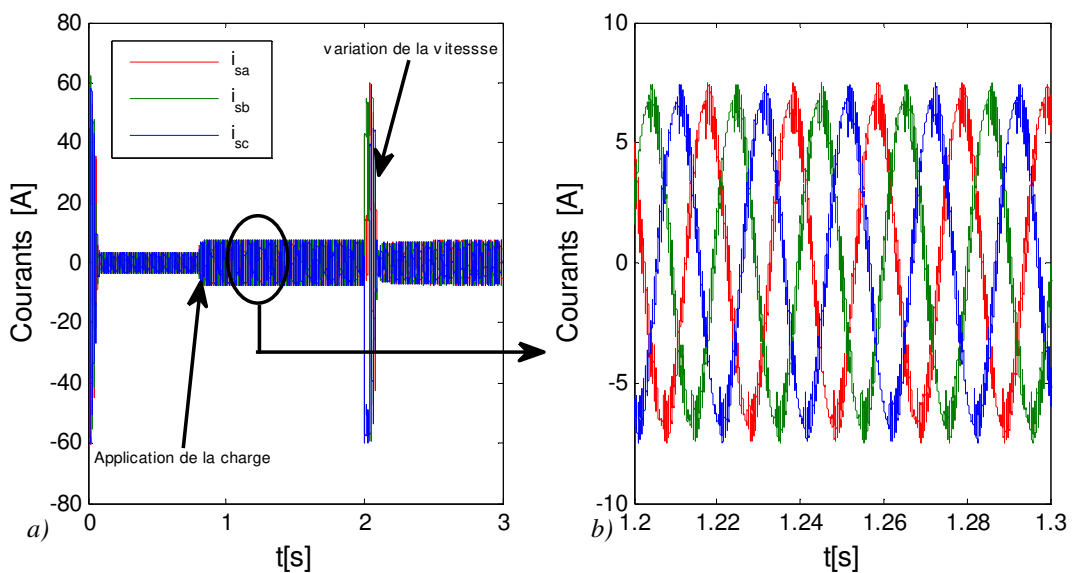


Figure 21 Réponse de : a) Courants statoriques, b) Zoom des courants statoriques

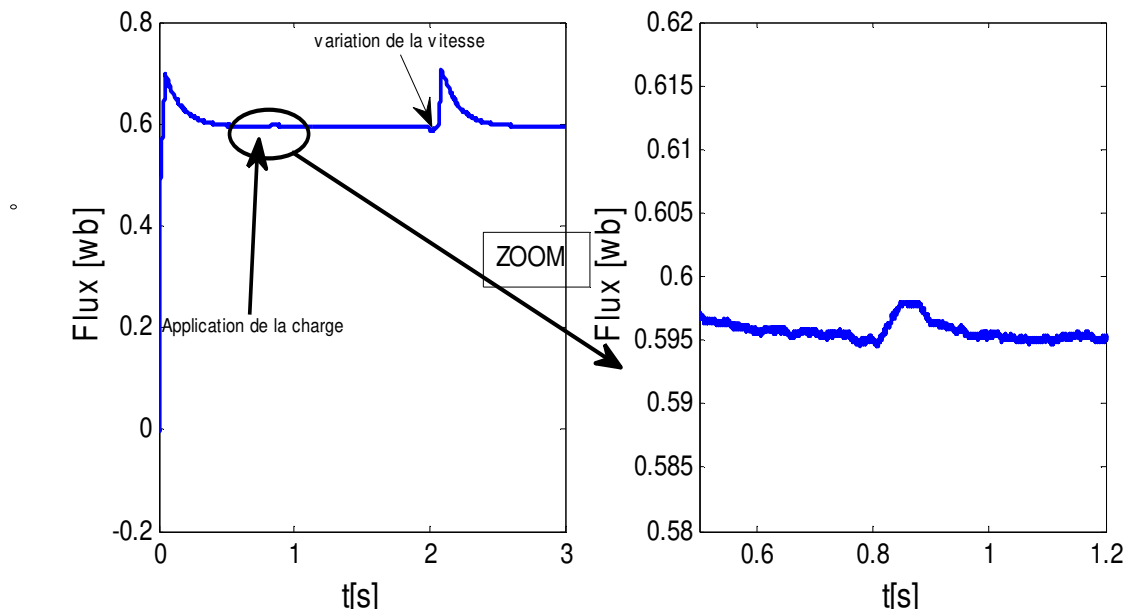


Figure 22 Réponse de a) Flux rotorique , b) zoom du flux rotorique

Dans la *figure 2.10*, nous constatons une bonne poursuite de la vitesse durant la phase initiale pour cette stratégie de modulation, et à l'instant où l'on surcharge le moteur, nous remarquons (*figure 2.10b*), que la chute de vitesse due à l'application du couple de charge obtenue avec la stratégie SVM est nettement acceptable et que le rejet de la perturbation est très satisfaisant. Dans les *figures (2.11, 2.12, 2.13)*, nous observons quelques dépassements transitoires lors de changements de consigne (inversion de la vitesse) et l'application du couple de charge, qui se traduit par des pics dans le couple et dans les courants statoriques de phases ainsi qu'aux flux rotoriques, puis ils se stabilisent en régime permanent.

Ces résultats de simulation montrent une acceptable robustesse de la commande vectorielle face à la présence des perturbations externe et l'inversion de la vitesse de rotation.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de l'onduleur de tension à 2-niveaux, puis nous avons étudié le principe de la commande vectorielle qui permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine. Une simulation numérique de la commande vectorielle indirecte a été effectuée en utilisant la stratégie de modulation SVM; nous avons constaté que cette dernière reste robuste face aux variations de la charge, des paramètres de la machine. En effet, les résultats de simulations montrent des performances de démarrage acceptables et des bonnes performances en régime permanent.

A travers ces investigations, nous avons donc constaté, que la commande par flux orienté conduit à des limitations implicites des performances des variateurs auxquels elle a été associée. Pour pallier aux limitations de la commande vectorielle, améliorer la poursuite des trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations, nous avons proposé dans les chapitres suivants d'utiliser un régulateur PI fractionnaires dans la commande vectorielle.

CHAPITRE 3 :
THEORIE DE LA
COMMANDE PI D'ORDRE
FRACTIONNAIRE

3.1. Introduction

Un système décrit par une équation différentielle est dit d'ordre fractionnaire s'il utilise une dérivation d'ordre fractionnaire. Actuellement, beaucoup de travaux traitent des systèmes ou des phénomènes physiques qui nécessitent l'utilisation du calcul fractionnaire. Dans les dernières décennies, plusieurs techniques et outils mathématiques et informatiques ont été développées afin d'analyser, manipuler et simuler cette classe des systèmes dans différents domaines de la science et de l'ingénierie.

Le calcul fractionnaire a un domaine d'applications très vaste [28], par exemples : mécanique, automatique, théorie du contrôle, électricité, viscoélasticité, biologie, équation de diffusion, électromagnétique,.....etc [29].

Récemment, un intérêt considérable pour l'utilisation du calcul fractionnaire dans les différents domaines des systèmes et de la commande a été porté [30]. Dans le domaine de commande, des équations différentielle fractionnaire sont régies soit le système à commander soit la loi de commande utilisée. La première idée qui basée sur l'utilisation de la régulateur d'ordre fractionnaire revient à Oustaloup, qui a proposé le commande Robuste d'Ordre Non Entier (CRONE). Notons qu'Oustaloup avait notamment démontré, dans ces travaux, l'avantage du régulateur CRONE par rapport au régulateur PID classique. Un régulateur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$ utilisant des actions dérivées et intégrales d'ordre non entier a été proposé plus tard. Et par la suite, beaucoup de régulateur basée sur le calcul fractionnaire ont été développée (pour plus de détails voir [31]).

Dans ce chapitre, dans la première partie, nous allons commencer par la présentation des fonctions les plus utilisées qui permettrons de fournir des solutions aux problèmes de calcul fractionnaire et les opérateurs non entier (une définition unique de l'intégration et plusieurs définitions de la dérivée), puis nous donnerons les transformées de Laplace de ces opérateurs non entier, et dans la deuxième partie, nous présenterons la commande PI d'ordre fractionnaire et quelques techniques d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire.

3.1 Calcul fractionnaire

Le calcul fractionnaire (Les opérateurs fractionnaires intégration et différentiation) est un cas général de l'intégration et de la différentiation des opérateurs d'ordre non entier.

Les opérateurs d'intégration et de différentiation peuvent être généralisé en un seul opérateur fondamental ${}_a D_t^\alpha$ ou a représente l'ordre de l'opération et α et t sont les limites de l'opération.

L'opérateur intégro-différentiel continu est défini comme [32]:

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha}, & \alpha > 1 \\ 1, & \alpha = 0 \\ \int_a^t (dt)^{-\alpha}, & \alpha < 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

Où α est l'ordre de l'opération, généralement $\alpha \in \mathfrak{R}$

Les définitions de l'opérateur fractionnaire les plus familières et les plus fréquemment utilisées sont; définition de Riemann Liouville et définition de Grünwald-Letnikov.

Avant de présenter ces définitions, nous proposons de présenter premièrement quelques fonctions dans le calcul fractionnaire qui permet de bien compréhension ces définitions.

3.2 Fonctions fondamentales du calcul fractionnaire

Dans cette section, nous présenterons la fonction Gamma d'Euler et de la fonction Mittag-Leffler qui sont très utilisées et qui permettent en général de fournir des solutions aux problèmes du calcul fractionnaire.

3.2.1 La fonction Gamma

La fonction Gamma d'Euler est l'une des fonctions de base utilisées dans le calcul fractionnaire. La définition intégrale de cette fonction est donnée par [33]:

$$\Gamma(z) = \int_0^{+\infty} (e^{-t} t^{z-1}) dt, z > 0 \quad (3.2)$$

L'intégration par partie de l'équation (2.2) permet de donner la relation de récurrence suivante

$$\Gamma(z + 1) = z * \Gamma(z) \quad (3.3)$$

Puisque $\Gamma(1) = 1$, en utilisant la relation (2.3), nous obtenons pour $(z = 1, 2, 3, \dots)$.

$$\Gamma(n + 1) = n * \Gamma(n) = n * (n - 1) = n! \quad (3.4)$$

Notons que l'autre propriété importante de la fonction Gamma est qu'elle possède des pôles simples pour $(z = 0, -1, -2, \dots)$. Son expression est :

$$\Gamma(z + 1) = \varphi(z) + \frac{(-1)^0}{0!} \frac{1}{0+z} + \frac{(-1)^1}{1!} \frac{1}{1+z} + \dots \quad (3.5)$$

avec :

$$\Gamma(z) = \int_1^{+\infty} e^{-t} t^{z-1} dt, \quad z > 0$$

À partir de cette dernière équation il est clair que pour des valeurs entières négatives, la fonction Gamma tend vers l'infini.

3.2.2 Fonction de Mittag-Leffler

L'autre fonction qui est aussi très important dans le calcul fractionnaire est la fonction de Mittag-Leffler. La forme standard de cette fonction à un paramètre est donnée comme suit [34]:

$$E_\alpha = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + 1)}, \quad (\alpha > 0) \quad (3.6)$$

Pour $\alpha = 1$, on trouve la fonction exponentielle usuelle suivante :

$$E_1 = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{z^k}{n!} \quad (3.7)$$

3.3 Définition et propriétés des opérateurs d'intégration et de dérivation non-entières

Dans la suite, nous allons présenter des opérateurs d'ordre non entier; une seule définition de l'intégration non entière et plusieurs définitions de la dérivée non entière [35] :

3.3.1 Intégration non entière

Soit $\alpha \in \mathcal{R}^+$ et f une fonction localement intégrable définie sur l'intervalle $[t_0, \infty)$. On définit l'intégrale d'ordre α de f de borne inférieure comme suit [35] :

$${}_a I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

avec $\Gamma(\alpha)$ est la fonction Gamma d'Euler.

Cette dernière inégalité est appelée intégrale d'ordre fractionnaire de Riemann-Liouville.

Lorsque l'on s'intéresse aux systèmes dynamiques, il est clair que la fonction $f(t)$ est causale, alors l'intégrale d'ordre non entier est peut être défini comme suit :

$${}_0I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{\alpha-1} f(\tau) d\tau, t > 0, \alpha \in \mathcal{R}^+ \quad (3.9)$$

qui peut être écrire sous la forme suit :

$${}_0I_t^\alpha f(t) = \phi_\alpha * f(t), t > 0, \alpha \in \mathcal{R}^+ \quad (3.10)$$

où

$$\phi = \frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \text{ et } t_+^{\alpha-1} = 0 \text{ pour } t < 0; t_+^{\alpha-1} = t_+^{\beta-1} \text{ pour } \geq 0.$$

Notons que ‘*’ représente la produit de convolution.

3.3.2 Dérivation non entière

3.3.2.1 Définitions de Riemann-Liouville (R - L)

Soient $\alpha \in \mathcal{R}^+$, n un entier positif et f une fonction localement intégrable définie sur l'intervalle $[t_0, \infty)$, avec $t_0 \alpha \in \mathcal{R}^+$ et $n - 1 < \alpha < n$. On définit l'intégrale d'ordre α de f de borne inférieure t_0 comme suit [30]:

$${}^{RL}D_t^\alpha f(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left({}_0I_t^{(n-\alpha)} f(t) \right) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_{t_0}^t (t - \tau)^{n-\alpha-1} f(\tau) d\tau \quad (3.11)$$

3.3.2.2 Définition de Caputo

Une autre définition de la dérivée d'ordre fractionnaire est proposée par Caputo comme la forme suivante [36]:

$${}^{RL}D_t^\alpha f(t) \triangleq I^{n-\alpha} D^n f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_{t_0}^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{n-\alpha+1}} d\tau \quad (3.12)$$

Où

$$n - 1 < \alpha < n, n \in \mathcal{N}.$$

Pour t_0 , à partir des deux des équation (2.14) et (2.15), on peut trouver les deux relations suivantes :

$${}^{RL}D^\alpha f(t) = {}^cD^\alpha f(t) + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{t^{(k-\alpha)}}{\Gamma(k-\alpha+1)} f^{(k)}(0^+) \quad (3.13)$$

$${}^{RL}D^\alpha \left(f(t) - \sum_{k=0}^{n-1} f^{(k)}(0^+) \frac{t^k}{k!} \right) = {}^cD^\alpha f(t) \quad (3.14)$$

3.3.2.3 Définition de Grunwald-Letnikov (G-L)

Cette définition est peut considère comme une généralisation de la dérivée classique d'une fonction $f(t)$ d'ordre $n \in \mathcal{R}$ qui prend la forme suivante :

$$D^n(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-n} \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^k \binom{n}{j} f(t - jh) \quad (3.15)$$

Avec :

$$\binom{n}{j} = \frac{n!}{j! (n-j)!} \quad (3.16)$$

remplaçant le nombre entier n par $\alpha \in \mathcal{R}$, on peut réécrire (3.16) comme suit

$$\binom{\alpha}{j} = \frac{\alpha!}{j! (\alpha-j)!} \quad (3.17)$$

Maintenant on définit la dérivée d'ordre fractionnaire d'ordre α de G-L comme suit [35] :

$${}^{GL}D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-\alpha}{h} \rfloor} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t - jh) \quad (3.18)$$

Où h est le pas d'échantillonnage, $[x]$ représente la partie entière de x et $\binom{\alpha}{j}$ appelés coefficient binomiaux.

3.3.3 Propriétés de l'opérateur ${}_aD_t^\alpha$

Dans cette partie certaines propriétés des dérivées et intégrales fractionnaires sont présentées comme suit :

- Si $f(z)$ est une fonction analytique en z , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire

${}_a D_z^\alpha f(z)$ est une fonction analytique en z et α .

- Pour α est un nombre entier, le résultat de l'opérateur ${}_a D_z^\alpha$ est le même que la dérivation classique d'ordre entier.
- Pour une valeur nulle de α ($\alpha = 0$), l'opérateur ${}_a D_z^\alpha$ est l'opérateur identité c'est à dire : ${}_a D_z^\alpha f(z) = f(z)$
- l'intégration et la différentiation d'ordre fractionnaire sont des opérations linéaires alors ${}_a D_z^\alpha (bf(z) + cg(z)) = b{}_a D_z^\alpha f(z) + c{}_a D_z^\alpha g(z)$

3.4 Transformée de Laplace de la dérivée fractionnaire

Dans la suite nous proposons de représenter les transformées de Laplace des opérateurs d'intégration et de dérivation d'ordre non entier définis dans la section précédente.

3.4.1 Transformée de Laplace de l'intégration non entière :

On définit la transformée de Laplace de l'intégrale non entière (3.8) comme suit [32]:

$$L\{{}_a I_t^\alpha f(t)\} = \frac{F(s)}{s^\alpha}, \quad \alpha > 0 \quad (3.19)$$

où : $n - 1 < \alpha < n$ et s est la variable de Laplace.

3.4.2 Transformée de Laplace de la dérivée non entière :

➤ Au sens de Riemann-Liouville

La transformée de Laplace de la dérivée non entière (3.11) au sens de Riemann-Liouville est donnée par :

$$L\{{}^{RL}D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k \{{}^{RL}D_t^{\alpha-k-1} f(t)\}_{t=0} \quad (3.20)$$

➤ Au sens de Caputo

$$L\{{}^C D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} f^k(0), \quad \alpha > 0 \quad (3.21)$$

➤ Au sens de Grunwald-Letnikov

$$L\{{}^{RL}D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) \quad (3.22)$$

Remarque 1: les conditions initiales dans (2.23) et (2.23) sont données en fonction d'une dérivée entière évaluée à l'origine.

Remarque 2: a partir des équations (3.21) et (3.22) on a : $L\{ {}^{RL}D_t^\alpha f(t) \} = L\{ {}^C D_t^\alpha f(t) \}$ (les transformées de Laplace au sens de Riemann-Liouville et de Caputo sont équivalentes) si et seulement si le système est au repos pour $t < 0$.

3.5 Commande PI classique

Sur le plan pratique, la commande PI classique est toujours la technique de commande la plus utilisée dans l'industrie. Elle offre certains avantages, à savoir, sa structure simple et universelle, sa familiarité aux opérateurs, sa facilité de mise en œuvre et son coût faible.

Maintenant nous définirons la structure générale de la commande PID comme suit [37]:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (3.23)$$

On peut obtenir le régulateur PI d'ordre entier en supprimant le terme dérivé du régulateur PID donné dans l'Eq. 3.23, comme suit :

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) dt \quad (3.24)$$

Il existe un grand nombre de méthodes, dans la littérature, pour ajuster les paramètres des régulateurs PI ou PID d'ordre entier. Parmi elles, on peut citer les méthodes empiriques tel que la première méthode de Ziegler-Nichols [38,39] ; Cette méthode, qui est basée à la fois sur le comportement fréquentielle et la réponse indicielle du système, garantie de bonnes performances. Dans cette méthode On peut alors calculer les coefficients du régulateur de la commande PI à l'aide des équations suivantes :

$$k_{P,zn} = 0.9 \cdot \frac{T_g}{T_u} \quad (3.25)$$

$$k_{I,zn} = 3.3 \cdot T_u \quad (3.26)$$

Avec : T_g et T_u sont des paramètres constantes trouvée a partir de la réponse indicielle du système à régler en boucle ouverte.

3.6 Commande PI d'ordre fractionnaire

Malgré l'efficacité du contrôleur PI dans une large gamme de systèmes, ses

performances deviennent insuffisantes en raison par exemple de la présence des perturbations et des incertitudes, d'un retard non négligeable dans le modèle du procédé ou lorsque les paramètres du procédé changent avec le temps.

Dans ce cas, il est extrêmement approprié d'utiliser la commande PID par de nouvelles fonctionnalités. Quelques techniques ont été proposées dans les littératures tels que, le réglage par retour d'état, le réglage par modèle interne, le réglage par mode de glissant. etc. Mais récemment. Pour améliorer le comportement du correcteur PID, des correcteurs PID de type fractionnaire (comportant un intégrateur d'ordre fractionnaire et un différentiateur d'ordre fractionnaire). L'équation de sortie du correcteur PID d'ordre fractionnaire dans le domaine temporel est donnée sous la forme :

$$u(t) = K_{Pf}e(t) + K_{I_f a}D_t^\lambda e(t) + K_{D_f a}D_t^\mu e(t) \quad (3.27)$$

À partir de cette dernière équation le régulateur PI fractionnaire est donné comme suit :

$$u(t) = K_{Pf}e(t) + K_{I_f a}D_t^\lambda e(\tau) \quad (3.28)$$

L'application de la transforme de la place permet de donner la fonction de transfert qui correspondante de ce correcteur comme suit :

$$u(t) = K_{Pf} + \frac{K_{if}}{s^\lambda} \quad (3.29)$$

Notons que si on choisi $\lambda = 1$, on obtient le correcteur *PID* classique.

En plus de K_{Pf} (gain permanent fractionnaire), K_{if} (gain integral fractionnaire), le correcteur PI fractionnaire possède un autre paramètre de réglage λ (ordre integral fractionnaire). Ceci le rend plus flexible et donne une opportunité pour mieux ajuster les performances dynamiques des systèmes à commande.

3.7 Implémentation de contrôleur PI d'ordre fractionnaire :

La mise en œuvre de contrôleurs de type fractionnaire nécessite l'utilisation des fonctions de transfert d'ordre entier à dimension finie, de nombreuses techniques d'approximations des opérateurs d'ordre fractionnaire par des fonctions rationnelles ont été proposées dans la littérature. Les approximations dans le domaine de Laplace 's' sont appelées des approximations continues ou approximations dans le domaine des fréquences. Dans la suit nous allons citer quelques-unes ses méthodes.

3.7.1 Approximation du modèle fractionnaire par un autre rationnel continu

L'idée principale de cette méthode est basée sur le calcul de la sortie du système en utilisant un modèle rationnel continu équivalent, obtenu à partir de l'approximation du modèle d'ordre fractionnaire dans une bande de fréquence bien définie. Dans ce contexte plusieurs méthodes ont été développées telle que la méthode proposée par Carlson, qui est tirée de processus régulier de Newton, utilisée pour l'approximation itérative de la racine d'ordre α .

Cette méthode se base sur l'hypothèse suivante [40]:

$$\begin{cases} (H(s))^{\frac{1}{\alpha}} - G(s) = 0 \\ H(s) = G(s)^\alpha \end{cases} \quad (3.30)$$

Si on choisit $q = \frac{1}{\alpha}$ $m = \frac{q}{2}$ à chaque itération, partant de la valeur initial $H_0(s) = 1$, une fonction rationnelle approximée peut être donnée par :

$$H_i(s) = H_{i-1}(s) \frac{(q-m)(H_{i-1}(s))^2 + (q+m)G(s)}{(q+m) + (H_{i-1}(s))^2 + (q-m)G(s)} \quad (3.31)$$

Alors, on trouve le modèle d'approximation ensuite, en remplaçant chaque opérateur d'ordre fractionnaire de la fonction de transfert irrationnelle par son approximation rationnelle.

3.7.2 Méthode de Matsuda

La méthode Matsuda, qui est proposée par [41], repose sur l'approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaire $G(s) = s^\alpha$ par une fonction rationnelle $\hat{G}(s)$ en identifiant le modèle d'approximation à partir de son gain. Dans le calcul de ce gain, M fréquences réparties dans une bande de fréquence $[w_0, w_M]$ dans laquelle se fait l'approximation sont utilisées, alors pour un ensemble de points sélectionnés w_i ($i = 0, 1, \dots, M = 0, 1, \dots, M$), l'approximation écrire sous la forme suivante :

$$\hat{G}(s) = a_0 + \frac{(s-w_0)(s-w_1)(s-w_2)+\dots}{a_1+a_2+a_3+\dots} = \left[a_0; \frac{s-w_{i-1}}{a_i} \right]_i^M \quad (3.32)$$

où

$$a_i = f_i(w_i); f_{i+1} = \frac{s-w_i}{f_i(s)-a_i}, \text{ et } f_0(w) = |G(jw)|, i = 0, 1, 2, \dots, M.$$

Alors le remplacement de chaque opérateur d'ordre fractionnaire de la fonction de transfert irrationnelle explicite par son approximation permet de donner le modèle d'approximation.

3.7.3 Approximations par les techniques d'identification :

L'idée principale de ces méthodes est basée sur la détermination d'une fonction rationnelle, dont la réponse fréquentielle se rapproche de celle de la fonction irrationnelle originale. Les deux techniques qui proposées par Oustaloup et Charef sont les plus utilisées.

La méthode d'approximation **d'Oustaloup**, pour un opérateur s^α dans une bande de fréquence $[w_0, w_M]$ est donnée par [42] :

$$H(s) = C \prod_{k=-N}^N \frac{1 + s/z_k}{1 + s/w'_k} \quad (3.33)$$

avec :

$$w'_0 = \alpha^{0.5} \cdot w_u ; w_0 = \alpha^{0.5} \cdot w_u ; \frac{w'_{k+1}}{w'_k} = \frac{w_{k+1}}{w_k} = \alpha \cdot \eta > 1;$$

$$\frac{w_{k+1}}{w_k} = \eta > 1 ; \frac{w_k}{w'_k} = \alpha > 0 ; N = \frac{\log(w_N/w_0)}{\log(\alpha \cdot \eta)} ; \mu = \frac{\log(\alpha)}{\log(\alpha \cdot \eta)}.$$

w_u : représente la fréquence du gain unité est tel que $w_u = \sqrt{w_\square w_b}$, w_\square et w_b sont les fréquences hautes et basse respectivement.

3.7.4 Approximations par des méthodes numériques

Le principe de ces méthodes consiste à utiliser un modèle rationnel discret en substituant l'opérateur de Laplace s dans le modèle fractionnaire par son équivalent en temps discret pour approximer le modèle d'ordre fractionnaire. Dans le cas des opérateurs d'ordre fractionnaire analogiques, généralement il existe deux méthodes permettant d'obtenir l'équivalent discret de ces opérateurs analogiques [43].

3.7.4.1 Méthode directe de discrétisation :

Dans ce méthode, les l'intégrateur et le dérivateur d'ordre fractionnaire sont approximés directement dans le domaine discret, Parmi ces méthodes on peut citer les plus utilisées, la technique de l'expansion en série entière et la technique de l'expansion en fraction

continue [44].

➤ **Technique de l'expansion de série entière**

L'utilisation de l'expression génératrice d'Euler et la technique de l'expansion de série entière (PSE) pour le dérivateur d'ordre fractionnaire permet de donner l'expression suivante [44] :

$$s^m \cong T^{-m} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \binom{m}{k} z^{-k} \quad (3.34)$$

L'exécution de la PSE pour l'intégrateur d'ordre fractionnaire mène aussi à la formule donnée par Lubich comme suit :

$$s^{-m} \cong T^m \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \binom{-m}{k} z^{-k} \quad (3.35)$$

➤ **Technique de l'expansion en fraction continue**

Dans cette technique la fonction génératrice de Tustin donnée par la règle de discrétisation de l'opérateur dérivateur $s = \frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$ est utilisée [40]. Ce qui permet de donner l'expression suivante :

$$s^m = \left(\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^{\pm m} \cong T^{\pm m} CFE \left[\left(2 \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^{\pm m} \right] = T^{\pm m} \frac{P_p(z^{-1})}{Q_p(z^{-1})} \quad (3.36)$$

où T est la période d'échantillonnage, p et q sont les ordres de l'approximation des polynômes P et Q .

3.7.4.2 Méthode indirecte de discrétisation

Cette méthode se déroule en deux étapes, où la première étape est basée sur le calculer du modèle rationnel continu qui approxime l'opérateur fractionnaire comme suit :

$$s^{\pm m} \cong G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.37)$$

et le seconde étape, est basée sur l'utilisation les méthodes de discrétisation usuelles pour obtenir le modèle rationnel discret comme suit :

$$s^{\pm m} \cong G(s)|_{s=F(z)} \quad (3.38)$$

avec $F(Z)$ représente la fonction génératrice de discrétisation donnée par :

- Euler [46]: $S = F(z) = \frac{1-z^{-1}}{T}$

- Tustin [46] : $S = F(z) = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$

- Al-Alaoui [46]:
$$S = F(z) = \frac{8}{7T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1/7}}$$

où T est la période d'échantillonnage.

III.8 Stabilité des systèmes fractionnaires

Les conditions de stabilité des systèmes fractionnaires linéaires à temps invariant sont différentes de celles des systèmes linéaires d'ordre entier. En effet, les systèmes fractionnaires peuvent avoir des racines dans le demi-plan droit du plan complexe, contrairement aux systèmes linéaires dont les racines sont à partie réelle strictement négative.

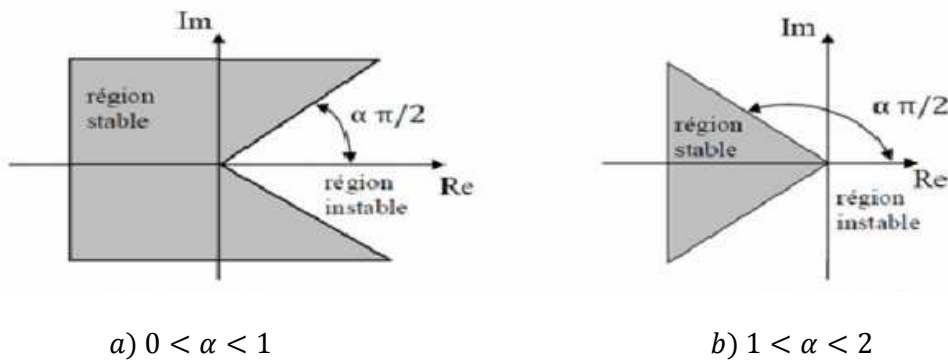


Figure III. 1 Les conditions de la stabilité

3.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les définitions de base du calcul fractionnaire avec leurs propriétés et leurs transformées de Laplace. Puis, nous avons fait un résumé sur la commande PID d'ordre entier et d'ordre fractionnaire. Ensuite un bref rappel sur les techniques d'approximations des opérateurs d'ordre fractionnaire proposé dans la littérature ont été présenté.

Le chapitre suivant sera consacré à l'utilisation de la commande d'ordre fractionnaire pour améliorer les performances de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

CHAPITRE 4 :
COMMANDE
VECTORIELLE
FRACTIONNAIRE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

4.1. Introduction

Sur le plan pratique, la commande classique est toujours la technique de commande la plus utilisée dans l'industrie. Cette réticence des industriels à faire la mutation vers la commande avancée est due principalement à des raisons économiques. En outre, la commande classique permet souvent de présenter des performances acceptables pour une large gamme de systèmes. De plus, elle offre certains avantages, à savoir, sa structure simple et universelle, sa familiarité aux opérateurs, sa facilité de mise en œuvre et son coût faible.

Dans le cas des régulateurs *PI* classiques et à cause du manque de degré de liberté supplémentaire, ces régulateurs s'avèrent inefficace quant à la garantie du degré de stabilité (robustesse). Mais l'avènement de la commande CRONE, qui introduit un degré de liberté supplémentaire lié à l'ordre non entier, permet de contourner le problème des régulateurs classiques et d'améliorer leurs performances à les rendre robustes. A cet effet, dans ce chapitre des régulateurs *PI* de type fractionnaires seront développés dans le domaine temporel, dans le but d'améliorer et de concevoir une commande robuste applicable au contrôle de la machine asynchrone.

4.2 Commande PI fractionnaire de la vitesse de la machine asynchrone

Ce chapitre est consacré à l'amélioration des performances de la commande vectorielle de la machine asynchrone par l'utilisation d'une commande robuste d'ordre non entier. **Donc les régulateurs PI classiques de la vitesse seront remplacés par des régulateurs PI fractionnaires [53 ,54].** La *figure.4.1* ci-dessous montre le schéma de principe de commande en vitesse par l'utilisation d'un régulateur *PI* fractionnaires.

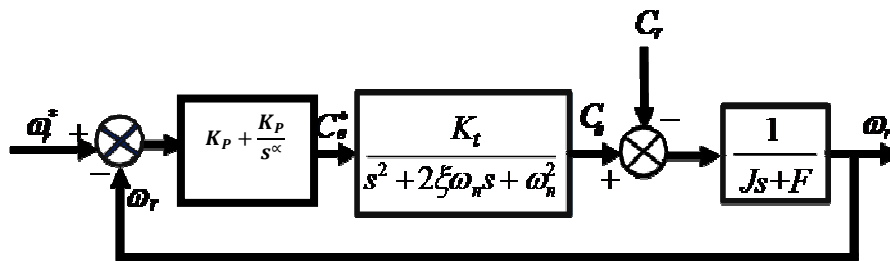


Figure 23 Schéma de principe de régulation de vitesse avec un PI fractionnaire

Règles d'ajustements

Il existe un grand nombre de règles d'ajustements pour les contrôleurs PI/PID d'ordre entier. Ces règles sont principalement basées sur l'estimation de système du premier ordre plus un retard pur appelé dans la littérature par $FOPDT$ (First Order Plus Time Delay).

La conception du contrôleur PI d'ordre entier et des contrôleurs PI d'ordre fractionnaire dépend de la constante de temps T , du retard L et du gain de processus K du système représenté en eq. 4.1.

$$G_m(s) = \frac{K e^{-Ls}}{1 + Ts} \quad (4.1)$$

Les règles d'ajustements de **Ziegler-Nichols** (ZN) [47] (Eq. 4.2 & Eq. 4.3) sont probablement les règles les plus utilisées dans l'industrie en raison de leur simplicité et de leur facilité de mise en œuvre. Ces règles sont simples et reposent uniquement sur la réponse indicielle du système, ce qui signifie qu'il n'est pas nécessaire d'obtenir un modèle exact de procédé.

$$\begin{cases} k_{p,zn} = 0.9 \frac{T}{KL} \\ T_{i,zn} = 3.33L \end{cases} \quad (4.2)$$

Les règles d'ajustements de **Cohen-Coon** (CC) [48] (Eq. 4.3) s'appliquent à une classe de systèmes avec un temps de retard relativement important. Les paramètres " a " et " τ " sont calculés à partir du gain K , Retard « L » et de la constante de temps « T » obtenues à partir de la réponse indicielle en boucle ouverte du système.

$$\begin{cases} a = \frac{KL}{T} \\ \tau = \frac{L}{L+T} \\ k_{p,cc} = \frac{0.9}{a} \left(1 + \frac{0.92\tau}{1-\tau} \right) \\ T_{i,cc} = \frac{3.3-3\tau}{1+1.2\tau} L \end{cases} \quad (4.3)$$

4.3 Contrôleur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

4.3.1 Avantage de correcteur

Un des avantages les plus importants du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire est sa possibilité de bien commander la dynamique des systèmes d'ordre fractionnaire. Un autre avantage se trouve dans le fait que les correcteurs $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire sont moins sensibles aux changements des paramètres d'un système commandé, ce qui donne une amélioration de la robustesse. Ceci est parce que les correcteurs $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

ayant deux degrés de liberté supplémentaires pour mieux ajuster les propriétés dynamiques de systèmes de commande d'ordre fractionnaire. Puisque les ordres λ et μ sont des nombres réels arbitraires, le correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire est plus flexible et donne l'avantage de mieux régler les propriétés dynamiques des systèmes [49][50].

4.3.2 Structure du correcteur

L'équation de la sortie du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire dans le domaine de temps est donnée sous la forme:

$$u(t) = k_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} D^{-\lambda}(e(t)) + T_d D^\mu(e(t)) \right) \quad (4.4)$$

λ est l'ordre fractionnaire de l'action d'intégration tel que $0 < \lambda < 1$ et μ est l'ordre fractionnaire de l'action de différentiation tel que $0 < \mu < 1$. L'algorithme du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire tel que décrit en équation (4.4) peut être représenté par la fonction de transfert suivante :

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} + T_d s^\mu \right) \quad (4.5)$$

Une expression équivalente, où les paramètres apparaissent de manière linéaire, est souvent plus appréciée pour les calculs analytiques. Une telle formulation est donnée par la forme parallèle :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d s^\mu \quad (4.6)$$

Les gains d'intégration k_i et de dérivation k_d sont liés aux paramètres de la forme standard par les relations suivantes :

$$\begin{cases} k_p = \frac{k_p}{T_i} \\ k_d = k_p T_d \end{cases} \quad (4.7)$$

La figure 4.2, présente la structure interne du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire, elle consiste en la connexion parallèle des parties proportionnelle, intégrale d'ordre fractionnaire et dérivée d'ordre fractionnaire[50].

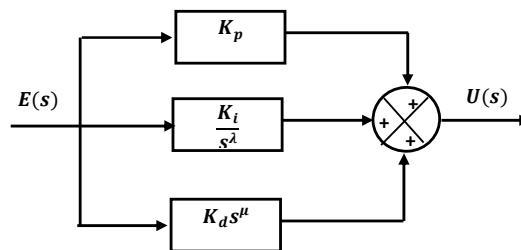


Figure 4. 3 Structure du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire

4.3.3 Principe de fonctionnement

Par comparaison aux correcteurs classiques, les correcteurs d'ordre fractionnaire possèdent en plus deux autres paramètres notés λ et μ qui présentent l'ordre d'intégration et de dérivation respectivement. Suivant la variation de ces deux paramètres, on peut distinguer différentes possibilités des correcteurs d'ordre fractionnaire[51].

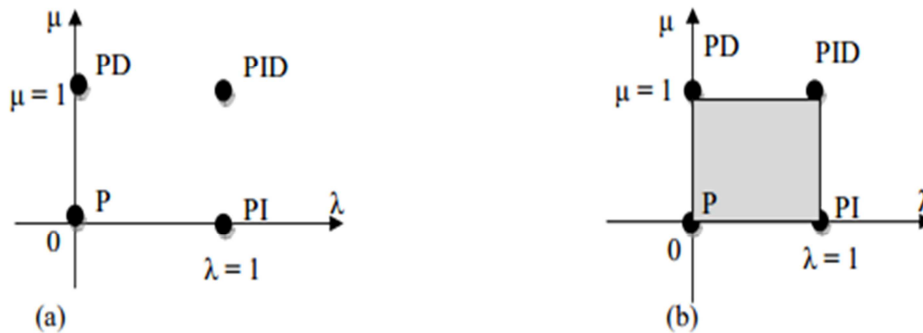


Figure 4. 4 $PI^\lambda D^\mu$: (a) Ordre entier, (b) Ordre fractionnaire

D'après cette figure, on peut donner les cas suivants :

- ☞ Lorsque $\lambda = 0$ et $\mu = 0$, on a un correcteur **P** classique.
- ☞ Lorsque $\lambda = 1$ et $\mu = 0$, on a un correcteur **PI** classique.
- ☞ Lorsque $\lambda = 0$ et $\mu = 1$, on a un correcteur **PD** classique.
- ☞ Lorsque $\lambda = 1$ et $\mu = 1$, on a un correcteur **PID** classique.
- ☞ Lorsque $0 < \lambda < 1$ et $\mu = 1$, on a un correcteur **PI** fractionnaire.
- ☞ Lorsque $\lambda = 0$ et $0 < \mu < 1$, on a un correcteur **PD** fractionnaire.
- ☞ Lorsque $0 < \lambda < 1$ et $0 < \mu < 1$, on a un correcteur **PID** fractionnaire.

D'après ces résultats, on constate que les correcteurs classiques sont des cas particuliers des correcteurs d'ordre fractionnaires.

4.5 Méthodes de réglage des correcteurs fractionnaires

Une précision insuffisante, une stabilité trop relative (instabilité), un temps de réaction trop lent, un dépassement trop important, sont des qualités qui peuvent être inacceptables au regard d'un cahier des charges. Il est donc souvent nécessaire d'intégrer dans le système asservis un réseau correcteur dont l'objectif est d'améliorer un ou plusieurs de ces différents paramètres sans bien sûr le faire au détriment des autres. Si l'on souhaite améliorer les

caractéristiques de précision, stabilité, rapidité du système il est nécessaire d'introduire un correcteur dans la boucle de commande.

Ces correcteurs doivent permettre de réaliser le meilleur compromis entre précision, stabilité et rapidité du système étudié. Le correcteur classiques **PID** possède trois paramètres de réglage k_p, T_i , et T_d . par contre le correcteur PID fractionnaire possède deux paramètres (λ et μ) de plus (en total il y en a 5 paramètres de réglage). Les paramètres qui doivent ajuster pour un correcteur fractionnaire sont k_p, T_i et T_d, λ et μ . Ces paramètres sont déterminés en fonction des exigences de cahier de charge.

4.6 Ajustement des paramètres de correcteur fractionnaire

Dans la littérature, il existe plusieurs règles d'ajustement des correcteurs d'ordre fractionnaire. Les règles d'ajustement sélectionnées pour ce mémoire de fin d'étude ont été développées par **Chen** et **Bhashkaran** dans [51]. Ces règles ont été développées à l'aide de la technique d'optimisation du gain intégral sous contrainte *Ms* fractionnée (*F – MIGO*) et sont basées sur le modèle de premier ordre avec retard (FOPDT) du système représenté dans l'équation 4.1 où «*L*» est le retard du système, «*T*» est la constante de temps et **K** est le gain du processus.

Le contrôleur *FO – PI* est conçu comme suit:

$$u(t) = K_{p_frac}e(t) + K_{i_frac}(\alpha D_t^\lambda e(t)) \quad (4.8)$$

Les K_{p_frac}, T_{i_frac} et α correspondant pour le contrôleur *FO – PI* sont déterminés en utilisant la technique F-MIGO (*Fractional Ms constrained integral gain optimization*) qui est basée aussi sur le modèle *FOPDT* du système représenté dans l'eq. 4.1.

Les règles d'ajustement sont représentées par les expressions 4.9, 4.10, 4.11. Dans ces équations, " τ " est le temps de retard relatif du système et " α " est l'ordre de l'intégrateur fractionnaire.

Le paramètre K^* est utilisé comme un gain proportionnel, les gains K_{p_frac} et K_{i_frac} sont calculés à partir de K^* & T^* (équation 4.12).

$$\tau = \frac{L}{T+L}, \alpha = \begin{cases} 1.1 & \tau \geq 0.6 \\ 1.0 & 0.4 \leq \tau \leq 0.6 \\ 0.9 & 0.1 \leq \tau \leq 0.4 \\ 0.7 & \tau < 0.1 \end{cases} \quad (4.9)$$

$$K^* = \frac{1}{K} \left(\frac{0.2978}{\tau + 0.000307} \right) \quad (4.10)$$

$$T^* = T \left(\frac{0.5878}{\tau^2 - 3.402\tau + 2.405} \right) \quad (4.11)$$

$$K_{p_frac} = K^*, K_{i_frac} = \frac{K^*}{T^*} \quad (4.12)$$

Où :

K_{p_frac} : Gain proportionnel fractionnaire

K_{i_frac} : Gain intégral fractionnaire

4.7 Méthodologie de conception

Les règles d'ajustements des paramètres de régulateur PI révèlent une très bonne dépendance des paramètres du contrôleur par rapport au temps de retard relatif (τ) du système. Ainsi, pour une fonction de transfert donnée, les règles d'ajustements peuvent être résumées comme suit:

1. Trouvez le modèle FOPDT du système et définissez les valeurs k, L, T .
2. Trouvez le temps de retard relatif τ du système.
3. À partir de la valeur de τ , calculez l'ordre fractionnaire α à partir de (4.9).
4. Trouvez les gains du contrôleur à partir de (4.10 et 4.11).

4.8 Conception de PI fractionnaire

La conception du contrôleur PI d'ordre fractionnaire dépend de la constante de temps T , du retard L et du gain de processus K du système représenté en eq. 4.1.

$$G_{appro}(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{1+Ts} \quad (4.13)$$

Où :

G_{appro} : Désigne la fonction d'approximation

Le modèle IFOC de la machine asynchrone est donné au chapitre 2 (Eq. 2.18).

La première étape est d'approximer le modèle de la machine asynchrone avec un modèle de premier ordre avec un retard (*FOPDT*). Ce modèle est ensuite utilisé pour obtenir les paramètres du contrôleur fractionnaire.

4.8.1 Modèle FOPDT de IFOC de la machine asynchrone

Le couple électromagnétique pour l'entraînement IFOC de la machine asynchrone ainsi le modèle mécanique sont représentés respectivement par les équations (4.14 & 4.15) :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{qs} \quad (4.14)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - f \omega_r \quad (4.15)$$

Où :

L_m Est l'inductance mutuelle, L_r est l'inductance du rotor, φ_r est le flux, rotorique, P est le nombre de paires de pôles, J est le moment d'inertie du moteur et f est le coefficient de frottement. Les équations (4.14 & 4.15) sont utilisées pour commander en boucle ouverte de la fonction de transfert liées à la vitesse de sortie du moteur (ω_r) et le courant de couple (i_{qs}). Cette fonction de transfert [$G_p(s)$] est donnée par l'équation 4.16.

$$G_p(s) = \frac{\omega_r}{i_{qs}} = \frac{\frac{PM^2}{2L_r} I_{ds}^*}{Js+1} \quad (4.16)$$

4.8.2 Implémentation du contrôleur d'ordre fractionnaire

L'intégrateur et le différenciateur d'ordre fractionnaire peuvent être estimés en utilisant des techniques d'expansion et d'interpolation de fraction continue (*CFE*), des techniques d'ajustement de courbe ou d'identification [52] etc. Les techniques *CFE* utilisées dans la littérature sont la *méthode de Carlson*, la *méthode de Matsuda*, etc. et les techniques d'ajustement de courbe sont la *méthode d'Oustaloup*, la *méthode de Chareff*, etc.

Dans le cas d'utilisation de *l'approximation d'Oustaloup*, l'opérateur différentiel intégral qui est défini par la fonction de transfert ($H(s)$) montrée dans l'équation (4.17) où α est l'ordre intégral ou l'ordre dérivé et N est le nombre de termes dans l'expansion. La constante ω_u est déterminée à partir des bornes supérieure (ω_{\square}) et inférieure (ω_b) de la fréquence comme indiqué dans l'équation (4.18). La valeur de ω_0 et ω'_0 sont ensuite calculées à partir de ω_u comme indiqué dans l'équation (4.19). Des mêmes façons, les constantes ω_k et ω'_k sont déterminées à partir de l'équation (4.20) [51].

$$H(s) = c \prod_{k=-N}^N \frac{1 + \frac{1}{\omega_k}}{1 + \frac{1}{\omega'_k}} \quad (4.17)$$

$$\omega_u = \sqrt[2]{\omega_{\square} \omega_b} \quad (4.18)$$

$$\omega_0 = \alpha^{0.5} \omega_u \quad (4.19)$$

$$\begin{cases} \omega_{k+1} = \gamma \omega_k \\ \omega_k = \alpha \omega'_k \end{cases} \quad (4.20)$$

Le bloc SIMULINK utilisant l'approximation *d'Oustaloup* de l'ordre intégral fractionnaire (α) du contrôleur PI fractionnaire est illustré dans la figure 4.4. Ce travail utilise l'approximation de *Matsuda*.

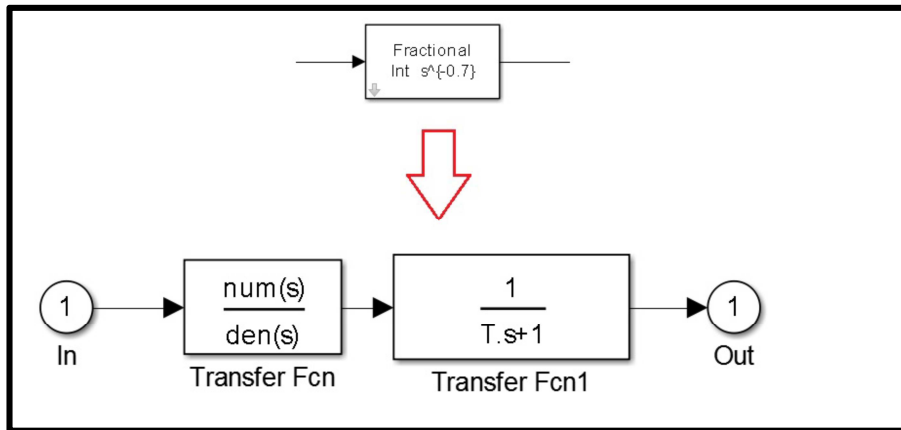


Figure 4.4 bloc SIMULINK utilisant l’approximation d’Oustaloup

4.9 Résultats de simulations de la réponse de la MAS à vide

Le modèle de la machine asynchrone avec des régulateurs PI d’ordre fractionnaire par utilisant une méthode d’approximation basée sur rationnel continu (méthode de Matsuda PI Matsuda), une méthode d’approximation basée une technique d’identification (méthode de Matsuda PI Oustaloup) et une méthode d’approximation basée sur une méthode numérique est simulé sous Matlab Simulink dans le but de voir l’évolution des grandeurs électriques et mécanique de la machine. De plus une étude comparative entre l'utilisation de ces méthodes d’approximation d'un côté, et entre la commande PI fractionnaire et la commande PI classique d'un autre côté est présentée.

4.9.1. Résultats de simulations de la réponse de la MAS à vide

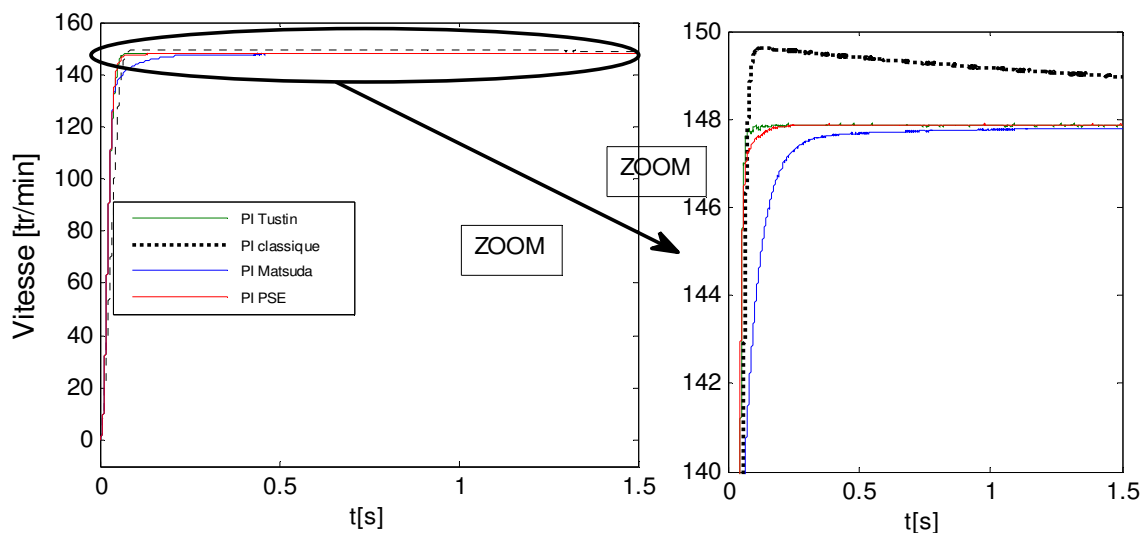


Figure 245 Réponse de la vitesse de rotation de la MAS en boucle ferme :

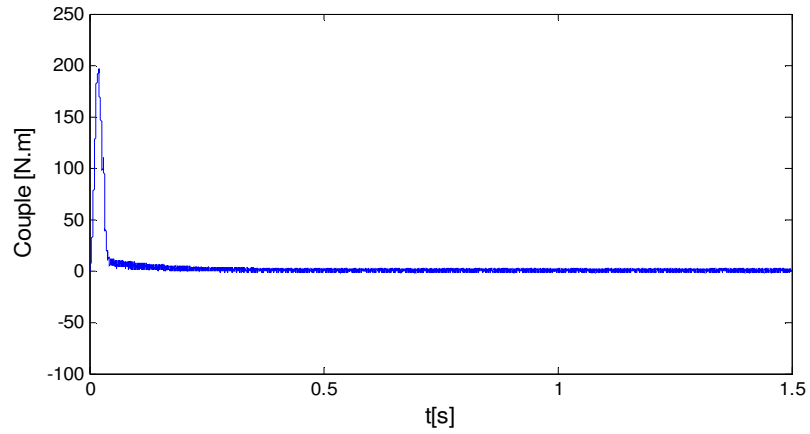


Figure 25 Réponse de Couple électromagnétique pour PI PSE

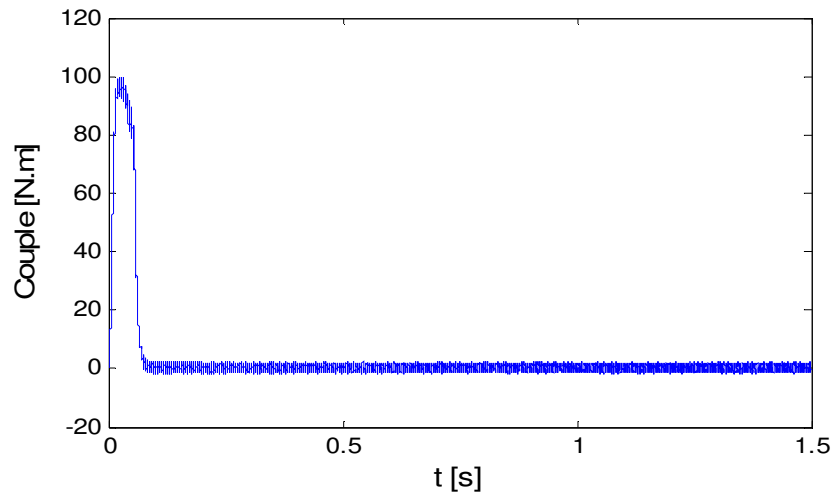


Figure 26 Réponse de Couple électromagnétique pour PI Tustin

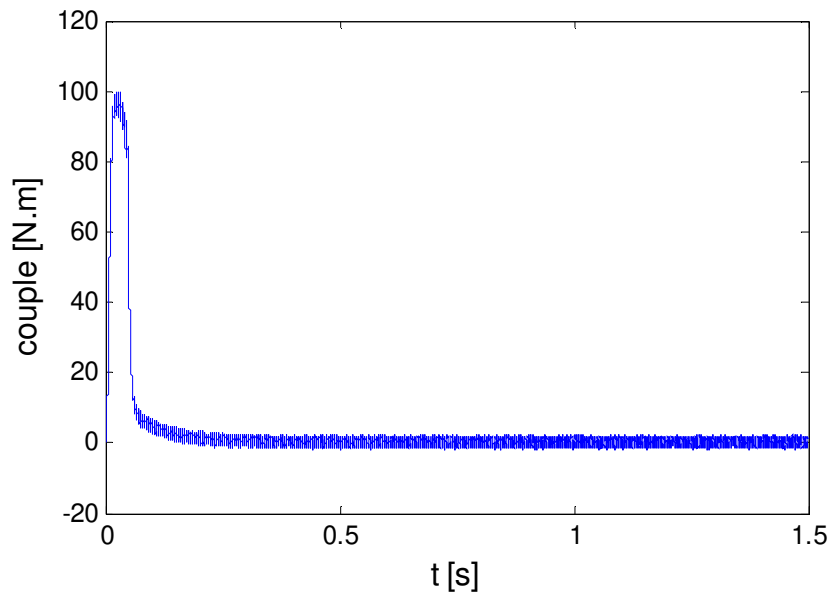


Figure 27 Réponse de Couple électromagnétique pour PI Matsuda

✍ *Interprétation des résultats et comparaison*

Les résultats de simulation de la vitesse de rotation de la MAS pour la commande vectorielle (SVM) avec le terme PI classique et avec le terme PI fractionnaire sont présentés par les Figure 3.9 à 3.14, et les résultats de simulation de Couple électromagnétique avec le terme PI fractionnaire sont présentés par la Figure.

Ces résultats, montrent clairement, en générale, la supériorité des lois de commande avec le terme PI fractionnaire par rapport à la loi de commande avec le terme PI classique et en particulier, l'utilisation de la méthode d'approximation de Tustin permet de donner des meilleure performance au vu du temps de réponse et précision par rapport aux autres méthodes d'approximation (méthode de Matsuda et méthode de Oustaloup).

4.9.2 *Influence de la variation du couple de charge et l'inversion de la vitesse*

Afin de tester l'efficacité de l'utilisation d'un terme PI fractionnaire on propose, dans la suite, d'appliquer un couple de charge de $10N.m$ à l'instant $t = 0.8s$ et à l'instant $t = 2s$ d'inverser le sens de rotation de la machine de $+150 tr/min$ à $-150 tr/min$. Les résultats de simulation sont donnés avec par les figure 4.6-4.9.

✍ *Interprétation des résultats*

A partir de ces figures, il est clair que l'utilisation d'une régulateur PI fractionnaire réponde aux exigences de la robustesse de la commande.

La comparaison entre la commande vectorielle (SVM) avec un régulateur classique et avec un régulateur PI fractionnaire, révèle clairement que la grandeur de la vitesse de la machine asynchrone agit de la même manière que dans le cas des régulateurs PI mais avec une dynamique beaucoup plus rapide.

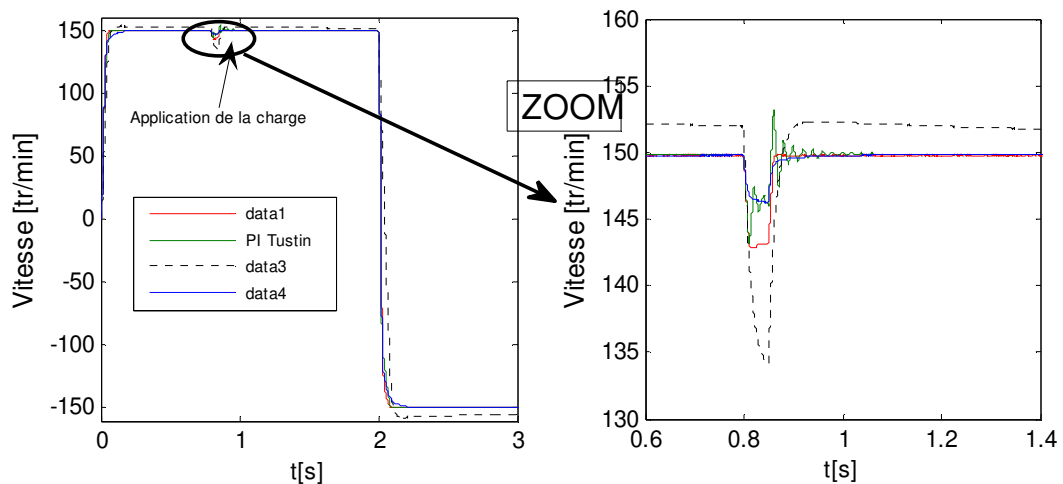


Figure 28 Réponse de: a) La vitesse de la MAS, b) Zoom sur l'impact de la charge à l'instant $t=0.8s$

D'un autre côté, si on compare les courbes de vitesse dans la figure 4.5 on peut trouver que l'utilisation de la méthode d'approximation de Matsuda permet de donner des meilleures performances au vu de chuter de la vitesse au moment de l'application de couple de charge et de revenir poursuivre la référence par rapport aux autres méthodes d'approximation (méthode de Tustin et méthode de Oustaloup)

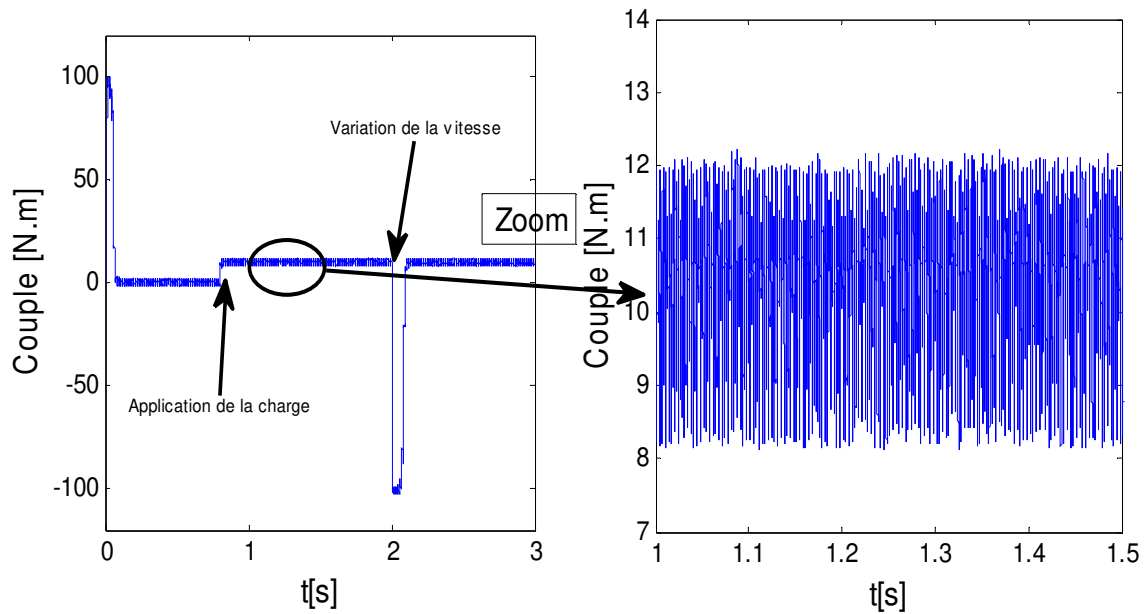


Figure 29 Réponse de : a) Couple électromagnétique, b) Zoom du couple électromagnétique

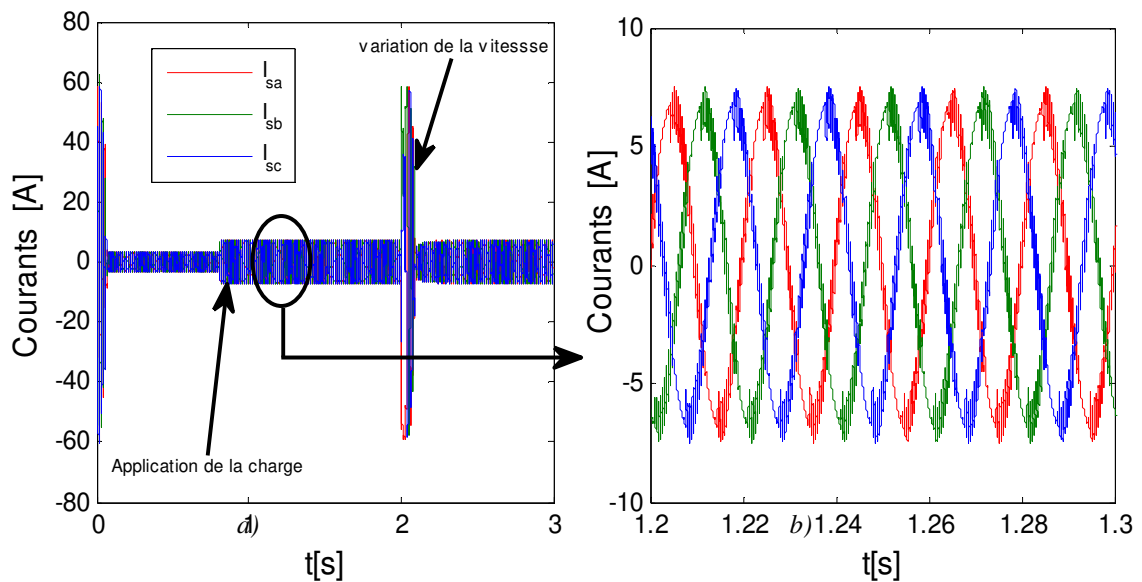


Figure 30. Réponse de : a) Courants statoriques , b) Zoom des courants statoriques

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode de conception du correcteur PI d'ordre fractionnaire est présentée pour améliorer les performances de commande IFOC basée sur un correcteur PI entier de la vitesse de la MAS. La formulation de cette nouvelle méthode de conception a été assurée par l'utilisation des fonctions rationnelles des opérateurs d'intégration et de différentiation d'ordre fractionnaire en utilisant l'approximation de Matsuda.

D'après les résultats de simulation, nous constatons que les correcteurs PI^λ d'ordre fractionnaire ont significativement amélioré les caractéristiques de fonctionnement des systèmes de commande comparés aux correcteurs PI classique et le système commandé par l'utilisation du correcteur d'ordre fractionnaire est robuste vis-à-vis les perturbations.

CONCLUSION
GENERALE

Conclusion Générale

Ce mémoire de fin d'étude a tenté d'améliorer les performances d'un système d'entraînement de la machine asynchrone à flux indirecte orienté en se concentrant sur la conception du contrôleur PI fractionnaire pour la régulation de la vitesse du moteur.

Plusieurs chercheurs s'intéressent au développement des méthodes et techniques de d'ajustement des correcteurs d'ordre fractionnaire. L'intérêt pour ce type de correcteur est justifié par une meilleure flexibilité dans la conception de la commande puisqu'il a deux paramètres en plus qui sont les ordres fractionnaires des actions d'intégration et de dérivation, ces paramètres peuvent satisfaire des performances additionnelles dans la conception de la commande.

Le moteur asynchrone est un système non linéaire, multi-variable, soumis à des variations paramétriques et à des perturbations inconnues. L'étude réalisée dans ce travail concerne la commande vectorielle fractionnaire d'un moteur asynchrone.

Le contrôleur PI fractionnaire conçu s'est avéré plus performant que les contrôleurs conventionnels à ordre entier. La comparaison quantitative effectuée a montré que le contrôleur PI fractionnaire fonctionne mieux que les contrôleurs PI d'ordre entier. Un dépassement élevé est observé dans la simulation lorsque le système d'entraînement est testé pour le changement de vitesse au cours de simulation à l'aide d'un contrôleur d'ordre entier. Cependant, le contrôleur PI fractionnaire a montré un dépassement comparativement négligeable à la simulation.

Les travaux effectués donnent lieu à plusieurs voies de recherche qu'il nous apparaît utile de creuser. Nous pouvons citer entre autres :

- Validation expérimentale de la commande fractionnaire
- Utilisation des estimateurs de vitesse pour supprimer les capteurs de vitesse coûteux ;
- Une autre recommandation est d'alimenter le moteur à partir d'un groupe de batteries lithium-ion et de travailler sur la gestion de l'énergie

Bibliographie

- [1] Van Der Ziel A. "On the noise spectra of semiconductor noise and of flicker effects." *Physica*, Vol.16, pp. 359-372, 1950
- [2] Oustaloup A. "La Commande CRONE," Hermès science publications, Paris, 1991.
- [3] G. Grellet, G. Clerc, "Actionneurs électriques-Principes Modèles Commandes", Edition Eyrolles, Paris, novembre 1996.
- [4] E. Mendes, "Contribution à l'étude de Servomoteurs à Induction : Etude et mise en oeuvre de Commandes Numériques à Flux Orienté et Adaptatives", Thèse de Doctorat, Université de Paris VI, Octobre 1993.
- [5] J. Han, "From PID to Active Disturbance Rejection Control," *IEEE Trans. On Industrial Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, March 2009.
- [6] Schneider Bernard and Beuret Alain, "Électricité au service des machines," 2007.
- [7] J.P Caron and J.P Hautier, "Modélisation et commande la machine asynchrone," 1995.
- [8] séguie Guy and Notelet Francis, "Electrotechnique industrielle," 1994.
- [9] Vernet Frédériciv, *Approche géométrique de la modélisation des machines électriques en vue de l'observation et de la commande*. Institut National Polytechnique de Grenoble: hèse de doctorat, 2004.
- [10] BIMAL K Bose, *Power Electronics and AC Drive.*: Prentice Hall PTR, 2002.
- [11] A Essadki, A Oukassi, M Maaroufi, and M Cherkaoui, "Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimenté en courant. Estimation du flux rotorique," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2000.
- [12] I Ludtke and M. G Jayne, "A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives," in *eventh International Conference on electrical Machines and Drives*, 1995, pp. 11-13.
- [13] R Toufouti, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone," Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [14] D Roye, "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC," in *HERMES Science Europe Ltd*, 2000, pp. 81 -132.
- [15] Yves André Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique," Grenoble INPG, 1996.

- [16] G Grellet and G Clerc, "Actionneurs électriques-Principes Modèles Commandes," , Paris, novembre 1996.
- [17] A Chaoui, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires," Université de Sétif, 2010.
- [18] D Graham Homes and Thomas. A Lipo, "Pulse width modulation for power converters: principles and practice," *John Wiley & Sons*, 2003.
- [19] J Holtz, W Lotzkat, and A.M Khambadkone, "On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 546-553, 1993.
- [20] M Ouhrouche, R Beguenane, and M Dube-Dallaire, "Real-time simulations: A new powerful tool for rapid prototyping of high performance induction machine controllers," in *Proc. IASTED Int. Conf. on Applied Modelling and Simulation*, Rhodes, Greece, 2004, pp. 28-30.
- [21] S Chaouch, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse," Batna , 2005.
- [22] S Meziane, "Commande Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone," Université Mentouri de Constantine , 2009.
- [23] S. H Jeon, K. K Oh, and J. Y Choi, "Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 03, pp. 653-664, 2002.
- [24] D Aguglia, "Identification des paramètres du moteur a induction triphasé en vu de sa commande vectorielle," CANADA, 2004.
- [25] Y Miloud, A Miloudi, M Mostefai, and A Draou, "Robust self-Tuning scheme For scheme For PI-fuzzy logic Speed Controller of an In direct Field-Oriented Induction Machine Drive," in *Conf. Rec. ACEMP'2004*, Istanbul, Turkey, 2004, pp. 26-28.
- [26] M Ouhrouche, A Merabet, and R. T Bui, "Model Reference Neural Predictive Controller for Induction Motor Drive," in *In : Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems*, Vouliagmeni, Athens, Greece, 2005.
- [27] Y Fu, "Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées," Montpellier 2, 1991.
- [28] R Hilfer, "Applications of Fractional Calculus in Physics," *World scientific*, vol. 35, no. 02, pp. 87-130, 2000.

- [29] A McBride, J Sabatier, O.P Agrawal, and J.T Machado, "Advances in fractional calculus: theoretical developments and applications in physics and engineering," *Springer*, pp. 613-615, 2008.
- [30] A Ben Messaoud, S Talmoudi, and M Ksour, "Modélisation des systèmes d'ordre fractionnaire par des modèles extrêmes d'ordre entier," in *Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER-2016)*, Hammamet, Tunisie, 2016, pp. 134-140.
- [31] P Shah and S Agashe, "Review of fractional PID controller.," *Mechatronics*, vol. 38, pp. 29-41, 2016.
- [32] C.A Monje, Y.Q Chen, Vinagre B.M, D Xue, and V Feliu, *Fractional-order systems and controls : fundamentals and applications*. London: Springer, 2010.
- [33] D Matignon and B d'Andréa Novel, "Some results on controllability and observability of finite-dimensional fractional differential systems," *Computational engineering in systems applications*, vol. 2, pp. 952-956, 1996.
- [34] R Caponetto, G Dongola, and L Fortuna, *Fractional order systems : modeling and control applications.*: World Scientific , 2010.
- [35] K.B Oldham and J Spanier, *The fractional calculus : theory and applications of differentiation and integration to arbitrary order.*: Elsevier Science, 1974, vol. 111.
- [36] I Doye, "Généralisation du lemme de gronwall-bellman pour la stabilisation des systemes fractionnaires," Jeddah, Western province, Saudi Arabia, 2011.
- [37] P Prouvost, *Automatique-Contrôle et régulation 2/e: Cours, exercices et problèmes corrigés.*: Dunod, 2010.
- [38] K Åström and T Hägglund, *PID controllers. Research Triangle Park. America: N.C.*: Instrument Society of America, 1995.
- [39] Weidong ZHANG and Yugeng XI, "Design PID controllers for desired time-domain or frequency-domain response," *ISA Transactions*, vol. 41, no. 4, pp. 511-520, 2002.
- [40] I Petras, I Podlubny, P O'Leary, and L Dorcak, "Analogue realization of fractional order controllers," Kosice, Slovak, isbn, 2002.
- [41] V Bompard, P Apkarian, and D Noll, "Non-smooth techniques for stabilizing linear systems," in *n 2007 American Control Conference*, 2007, pp. 1245-1250.
- [42] A Oustaloup, *Commande Robuste d'ordre non Entier*. Paris: Hermès, 1991.
- [43] M Aoun, R Malti, F Levron, and A Oustaloup, "Numerical Simulations of Fractional Systems:An Overview of Existing Methods and Improvements.," *Nonlinear Dynamics*,

vol. 38, pp. 117–131, 2004.

- [44] Y Ferdi, "Computation of Fractional Order Derivative and Integral via Power Series Expansion and Signal Modelling," *Nonlinear Dynamics*, pp. 1–15, 2006.
- [45] B.M Vinagre, Y.Q Chen, and I Petras, "Two direct Tustin discretization methods for fractional order differentiator/ integrator," *Journal of the franklin institute*, pp. 349-346, 2003.
- [46] CH Mekhnache, "Synthèse des Filtrés Fractionnaires Numériques: Algorithmes et Applications," skikda, 2015.
- [47] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Trans. ASME*, vol. 64, no. 11, 1942.
- [48] G. Cohen and G. Coon, "Theoretical consideration of retarded control," *Trans. ASME*, vol. 75, no. 1, pp. 827–834, 1953.
- [49] Charef A., Sun. H.H., Tsao .Y.Y., Onaral. B. "Fractal system as represented by singularity function," *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 9, pp.1465-1470, 1992.
- [50] Aoun M., Malti R., Levron F., Oustaloup A. Numerical Simulations of Fractional Systems: An Overview of Existing Methods and Improvements. *Nonlinear Dynamics*, Vol. 38, pp. 117–131, 2004.
- [51] D. Valerio, "Ninteger v. 2.3 fractional control toolbox for matlab," 2005.[Online]. Available: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/8312-ninteger>.
- [52] B. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez et al., "Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications," *Fractional calculus and applied analysis*, vol. 3, no. 3, pp. 231–248, 2000.
- [53] Idir A, Kidouche M, Bensafia Y, Hettab K, Tadjer SA. Sid Ahmed Tadjer. Speed Control of DC Motor Using PID and FOPID Controllers Based on Differential Evolution and PSO. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*. 2018;11(4):241–249.
- [54] Bensafia Y, Khettab K, Idir A,. An Improved Robust Fractionalized PID Controller for a Class of Fractional-Order Systems with Measurement Noise. *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*. 2018;11(2):241–249.