

République Algérienne Démocratique Et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi

Faculté des Sciences et des sciences appliquées

Département de génie électrique

Thèse Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat LMD

Option : Génie Electrique

Thème :

**Contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques
du moteur à aimants permanents**

Par :

Walid Hachelfi

Soutenu publiquement le 01/03/2022

Devant le jury composé de:

Mr. Dib Abdelrrahmane	Professeur	Président	Université de OEB
Mr. Rahem Djamel	Professeur	Rapporteur	Université de OEB
Mr. Djouambi Abdelbaki	Professeur	Co-Rapporteur	Université de OEB
Mr. Bahi Tahar	Professeur	Examineur	Université de Annaba
Mr. Boudjehem Djilil	Professeur	Examineur	Université de Guelma
Mr. Toufouti Ryad	Professeur	Examineur	Université de Souk Ahras

Année 2022

Dédicaces

Je dédie cette modeste Thèse,

A mes chers parents,

A ma Femme,

A toute ma famille,

A tous mes collègues et amis.

Walid Hachefi.

Remerciements

Je remercie Dieu tout puissant qui m'a donné la force physique et morale pour pouvoir finir ce travail.

*Je tiens d'abord à remercier profondément mon directeur de thèse le professeur **Djamel Rahem**, pour m'avoir encadré durant ces années de doctorat, la confiance qu'il m'a accordée, ses encouragements, ses précieux conseils, et pour son effort dans ces travaux.*

*Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **DJOUAMBI ABDELBAKI** (Co-directeur) Professeur de l'enseignement supérieur à l'université de Oum El El bouaghi pour ses précieux conseils et son effort dans ces travaux.*

*J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **Dib Abderrahmane**, Professeur de l'Université de Oum Elbouaghi, pour avoir fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance et pour son encouragement. Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :*

<i>Mr. Boudjehem Djalil</i>	<i>Prof.</i>	<i>Université de Guelma</i>
<i>Mr. Bahi Taher</i>	<i>Prof.</i>	<i>Université d'Annaba</i>
<i>Mr. Toufouti Ryad</i>	<i>Prof.</i>	<i>Université de Souk Ahras</i>

Je remercie également tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant ces années de recherche et d'études. Je ne peux conclure sans un mot de remerciement à tous mes enseignants tout le long de ma formation.

Enfin je tiens vivement à remercier ma belle femme et mon petit garçon ainsi que ma grande famille pour leur amour et leur soutien durant les années de doctorat.

Table des matières

Remerciements	ii
Introduction Générale	1
I. Généralités sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents et ces Stratégies de commandes	6
I.1 Introduction	7
I.2 Classification et configuration des machines synchrones.	7
I.2.1 Machine synchrone à rotor bobiné.	8
I.2.1.1 Machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses	8
I.2.1.2 Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants	9
I.2.2 Machine synchrone à double excitation.	9
I.2.3 Machine synchrone à réluctance variable.	9
I.2.4 Machine synchrone à aimants permanents	10
I.2.4.1 Machine à rotor intérieur.	11
I.2.4.2 Machine à rotor extérieur.	11
I.2.4.3 Machine à entrefer axial.	12
I.3 Les aimants permanents	12
I.3.1 Différents types d'aimants	14
I.3.1.1 Aimants Alnicos	14
I.3.1.2 Aimants Ferrites	14
I.3.1.3 Aimants à base de Terres-Rares	15
I.3.1.4 Les aimants samarium-cobalt	15
I.3.1.5 Les aimants de type 2-17 (Sm ₂ CO ₁₇)	15
I.3.1.6 Les aimants fer-néodyme-bore	15
I.3.2 Comparaison entre les différents types d'aimants	16

I.4 Stratégie de commande de la machines synchrone à aimants permanents	16
I.4.1 Commande scalaire	17
I.4.2 Commande vectorielle (FOC)	17
I.4.3 Commande directe de couple (DTC)	18
I.4.4 Commande DTC intelligente	21
I.4.5 Commande adaptative	21
1 .5 Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour les MSAP.	22
I.6 Conclusion	23
II. Modélisation et commande de la MSAP.	24
II.1 Introduction.	25
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	25
II.2.1 Mise en équations de la MSAP.	26
II.2.1.1 Équations électriques	26
II.2.1.2 Equations magnétiques	27
II.2.1.3 Equations mécaniques.	28
II.2.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le modèle de Park	28
II.2.2.1 Equations électriques	29
II.2.2.2 Equations magnétiques	29
II.2.2.3 Equation du Couple électromagnétique	29
II.2.2.4 Equation mécanique	31
II.2.3 Onduleur de tension	31
II.2.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension	31
II.3 Principe de la commande vectorielle.	33
II.3.1 Structure de la commande vectorielle	34
II.3.1.1 Boucles de régulations	35
II.3.1.2 Boucles de régulation des courants	35
II.3.1.3 Régulation de la vitesse	36
II.4 Commande DTC appliquée à la MSAP	37
II.4.1 Principe de la commande DTC.	39
II.4.1.1 Contrôle du flux statorique	42

II.4.1.2	Contrôle du couple électromagnétique	42
II.4.2	Sélection du vecteur de tension	43
II.4.3	Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	43
II.4.4	Le correcteur de flux et couple	45
II.4.5	Tables de commutations	46
II.5	Commande DTC Floue d'une MSAP	47
II.5.1	Constitution d'un système flou	47
II.5.2	Conception d'une commande DTC floue	48
II.5.5	Contrôleur floue de vitesse à cinq niveaux	49
II.5.5.1	Structure de base d'un Contrôleur flou	49
II.5.5.2	Fuzzification	51
II.5.5.3	Table de réglage	52
II.5.5.4	Défuzzification	53
II.5.6	Commande floue directe du couple (DTC Floue)	53
II.6	Résultats de simulations et interprétations	54
II.6.1	Commande vectorielle	54
II.6.1.1	Essai à charge	54
II.6.1.2	Essai Changement de la référence de vitesse	55
II.6.1.3	Essai de la variation de la charge	57
II.6.1.4	Essai de changement du sens de rotation et variation du couple de charge ..	58
II.6.1.5	Essai d'une l'application d'une perturbation	59
II.6.2	Commande DTC	61
II.6.2.1	Essai à charge	61
II.6.2.2	Changement de la référence de vitesse	62
II.6.2.3	Essai de la variation de la charge	64
II.6.2.4	Essai de variation du couple de charge et changement du sens de rotation.	65
II.6.2.5	Essai d'une l'application d'une perturbation	66
II.6.3	Commande DTC Floue de la MSAP	68
II.6.3.1	Essai à charge	68

II.6.3.2	Changement de la référence de vitesse.	69
II.6.3.3	Changement de la référence de vitesse.	70
II.6.3.4	Essai de changement du sens de rotation et variation du couple de charge .	72
II.6.3.5	Essai d'une l'application d'une perturbation	73
II.7	Conclusion	74
III.	Commande adaptative par Modèle de référence Appliquée à la MSAP	76
III.1	Introduction	77
III.2	Principe de la commande adaptative par modèle de référence (MRAC)	77
III.3	Différents Structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence. . .	78
III.3.1	Structures parallèle.	78
III.3.2	Structure Série.	79
III.3.3	Structure Série Parallèle (Mixte)	79
III.4	Types de la commande adaptative à modèle de référence.	80
III.4.1	Commande adaptative à modèle de référence basée sur l'optimisation.	80
III.4.1.1	Algorithme des moindres carrés récursifs	81
III.4.1.2	Algorithme de M.I.T	82
III.4.2	Commande adaptative à modèle de référence basée sur la stabilité.	82
III.4.2.1	Approche de LYAPUNOV.	82
III.4.2.2	Approche d'hyper stabilité	82
III.5	Théorie de LYAPUNOV pour les systèmes linaires	83
III.5.1	Démonstration de la condition suffisante	84
III.5.2	Calcul des gains de commande dans l'espace d'état	85
III.6	Application de la MRAC à la MSAP par l'approche de LYAPUNOV	87
III.7	Résultats de simulation.	89
III.7.1	Essai à charge	90
III.7.2	Changement de la référence de vitesse.	91
III.7.3	Essai de la variation de la charge	93
III.7.4	Essai de changement du sens de rotation et variation du couple de charge.	94

III.7.5 Essai de l'application d'une perturbation.	96
III.8 Conclusion	96
IV Commande DTC d'ordre Fractionnaire appliquée à la Machine Synchronne à	
Aimants Permanents	98
IV.1 Introduction	99
IV.2 Rappel sur les calculs d'ordres fractionnaires	101
IV.2.1 Définitions fondamentales	101
IV.2.1.1 Définition de Riemann-Liouville	101
IV.2.1.2 Définition de Grundwald-Leitnikov (GL)	102
IV. 2.2 Propriétés des opérateurs d'ordre non entier et transformée de Laplace	103
IV. 2.2 .1 Propriétés des opérateurs d'ordre non entier	103
IV. 2.2.2 Transformée de Laplace des opérateurs d'ordre non entier	103
IV. 3 Fonction idéal de Bode	104
IV. 4 Approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaire	107
IV. 4.1 Approximation de l'intégrateur d'ordre fractionnaire	107
IV. 4.2 Approximation du dérivateur d'ordre fractionnaire	109
IV.5 Conception d'une commande d'ordre fractionnaire.	112
IV.5.1 Exemple illustratif de comparaison	115
IV.5.1 Comparaison du $PI^{\alpha}D^{\beta}$ d'ordre fractionnaire avec PI classique	115
IV.6 Résultats de simulations	119
IV.6.1 Essai à charge	122
IV.6.2 Changement de la référence de vitesse.	123
IV.6.3 Essai de la variation de la charge	125
IV.6.4 Essai de variation du couple de charge et changement du sens de rotation. . .	126
IV.6.5 Essai de l'application d'une perturbation	127
IV.7 Conclusion	128
Conclusion générale.....	136

Liste des figures

Figures du chapitre I

Fig. I.1: Machine synchrone à pôles lisses.	8
Fig. I.2: Machine synchrone à pôles saillant.	9
Fig. I.3: Machine synchrone à Réductance variable.	10
Fig. I.4: Structure de la Machine synchrone à aimants permanents.	10
Fig. I.5: MSAP à Rotor Intérieur.	11
Fig. I.6: Machine Synchrone à aimants permanents à Rotor extérieur.	11
Fig. I.7: Machine Synchrone à aimants permanents à entrefer axial.	12
Fig. I.8: Courbe de démagnétisation d'un aimants.	13
Fig. I.9: Courbe de désaimantation.	13
Fig. I.10: Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.	14
Fig. I.11: Schéma de la configuration de la commande scalaire avec contrôle du courant.	17
Fig. I.12: Structure de la commande vectorielle.	18
Fig. I.13: Structure de la commande DTC.	20

Figures du chapitre II

Fig. II.1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.	26
Fig. II.2: Les différents couples agissant sur le rotor	28
Fig. II.3: Schéma de la MSAP dans l'axe d-q.	28
Fig. II.4: Schéma d'un onduleur de tension.	31
Fig. II.5: Représentation spatiale de l'orientation du flux rotorique dans une MSAP.	33
Fig. II.6: Commande vectorielle de la MSAP.	34
Fig. II.7: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.	34
Fig. II.8: Boucle de régulation du courant i_{ds}	35
Fig. II.9: Boucle de régulation du courant i_{qs}	35
Fig. II.10: Boucle de régulation du courant.	36
Fig. II.11: Boucle de régulation de vitesse.	36
Fig. II.12: Le flux statorique et rotorique dans différents référentiels.	39
Fig. II.13: Synoptique de la commande DTC d'un MSAP	44
Fig. II.14: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions	45
Fig. II.15: Correcteur de couple à partir d'un correcteur hystérésis à trois niveaux.	46

Fig. II.16: Structure interne d'un système flou	48
Fig. II.17: Schéma de base du contrôleur flou	49
Fig. II.18: Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.	50
Fig. II.19: Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.	51
Fig. II.20: Schéma block de la commande DTC floue.	53
Fig. II.21: Vitesse d'entraînement à charge pour la commande vectorielle.	54
Fig. II.22: Couple électromécanique à charge pour la commande vectorielle.	54
Fig. II.23: Courant direct à charge pour la commande vectorielle.	56
Fig. II.24: Courant quadratique à charge pour la commande vectorielle.	56
Fig. II.25: Courant de phase (a) à charge pour la commande vectorielle.	56
Fig. II.26: Courant de phase (b) à charge pour la commande vectorielle.	56
Fig. II.27: Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande vectorielle	56
Fig. II.28: Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande vectorielle	56
Fig. II.29: Courant direct en changement de la référence pour la commande vectorielle.	56
Fig. II.30: Courant quadratique en changement de la référence pour la commande vectorielle	56
Fig. II. 31: Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande vectorielle	56
Fig. II.32: Courant de phase (b) en changement de la référence pour la commande vectorielle	56
Fig. II.33: Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande vectorielle . .	57
Fig. II.34: Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande vectorielle	57
Fig. II.35: Courant direct à la variation pour la commande vectorielle.	57
Fig. II.36: Courant quadratique à la variation pour la commande vectorielle.	57
Fig. II.37: Courant de phase (a) à la variation pour la commande vectorielle.	58
Fig. II.38: Courant de phase (b) à la variation pour la commande vectorielle.	58
Fig. II.39: Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle.	58
Fig. II.40: Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle.	58
Fig. II.41: Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle. . .	59

Fig. II.42: Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle	59
Fig. II.43: Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle.	59
Fig. II.44: Courant de phase (b) en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle.	59
Fig. II.45: Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle.	60
Fig. II.46: Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle.	60
Fig. II.47: Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle.	60
Fig. II.48: Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle.	60
Fig. II.49: Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle	60
Fig. II.50: Courant de phase (b) sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle	60
Fig. II.51: Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC.	61
Fig. II.52: Couple électromécanique à charge pour la commande DTC.	61
Fig. II.53: Courant direct à charge pour la commande DTC.	62
Fig. II.54: Courant quadratique à charge pour la commande DTC.	62
Fig. II.55: Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC	62
Fig. II.56: Flux statorique à charge pour la commande DTC	62
Fig. II.57: Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande DTC.	63
Fig. II.58: Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande DTC.	63
Fig. II.59: Courant direct en changement de la référence pour la commande DTC.	63
Fig. II.60: Courant quadratique en changement de la référence pour la commande DTC.	63
Fig. II.61: Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande DTC	63
Fig. II.62: Flux statorique en changement de la référence pour la commande DTC	63
Fig. II.63: Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande DTC.	64
Fig. II.64: Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande DTC.	64

Fig. II.65: Courant direct à la variation de la charge pour la commande DTC.	64
Fig. II.66: Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande DTC.	64
Fig. II.67: Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande DTC	65
Fig. II.68: Flux statorique à la variation de la charge pour la commande DTC	65
Fig. II.69: Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande DTC	65
Fig. II.70: Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande DTC	65
Fig. II.71: Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande DTC.	66
Fig. II.72: Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande DTC ..	66
Fig. II.73: Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande DTC ..	66
Fig. II.74: Flux statorique en changement du sens de rotation pour la commande DTC	66
Fig. II.75: Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	67
Fig. II.76: Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	67
Fig. II.77: Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC.	67
Fig. II.78: Courant quadratique direct sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	67
Fig. II.79: Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	67
Fig. II.80: Flux statorique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	67
Fig. II.81: Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC Floue.	68
Fig. II.82: Couple électromécanique à charge pour la commande DTC Floue.	68
Fig. II.83: Courant direct à charge pour la commande DTC Floue.	68
Fig. II.84: Courant quadratique à charge pour la commande DTC Floue.	68
Fig. II.85: Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC Floue	69
Fig. II.86: Flux statorique à charge pour la commande DTC Floue	69
Fig. II.87: Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande DTC Floue.	69
Fig. II.88: Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande DTC Floue.	69

Fig. II.89: Courant direct en changement de la référence pour la commande DTC Floue.	70
Fig. II.90: Courant quadratique en changement de la référence pour la commande DTC Floue.	70
Fig. II.91: Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande DTC Floue	70
Fig. II.92: Flux statorique en changement de la référence pour la commande DTC Floue	70
Fig. II.93: Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande DTC Floue. .	71
Fig. II.94: Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande DTC Floue.	71
Fig. II.95: Courant direct à la variation de la charge pour la commande DTC Floue.	71
Fig. II.96: Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande DTC Floue. . . .	71
Fig. II.97: Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande DTC Floue	71
Fig. II.98: Flux statorique à la variation de la charge pour la commande DTC Floue	71
Fig. II.99: Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande DTC Floue	72
Fig. II.100: Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande DTC Floue	72
Fig. II.101: Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande DTC Floue. .	72
Fig. II.102: Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande DTC Floue	72
Fig. II.103: Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande DTC Floue	72
Fig. II.104: Flux statorique en changement du sens de rotation pour la commande DTC Floue	72
Fig. II.105: Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC Floue	72
Fig. II.106: Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC Floue.	72
Fig. II.107: Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC.	73
Fig. II.108: Courant quadratique direct sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	73
Fig. II.109: Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	73
Fig. II.110: Flux statorique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC	73

Figures du chapitre III

Fig. III.1: Structure de la commande adaptative à modèle de référence.	78
Fig. III.2: Structure parallèle.	79
Fig. III.3: Structure série.	79
Fig. III.4: Structure série-parallèle.	80
Fig. III.5: Structure série-parallèle.	80
Fig. III.6: Décomposition pour l'étude d'hyper stabilité.	83
Fig. III.7: Schéma Block de la MRAC.	87
Fig. III.8: Schéma block de MRAC appliquée à la MSAP.	89
Fig. III.9: Vitesse d'entraînement à charge pour la commande adaptative.	90
Fig. III.10: Couple électromécanique à charge pour la commande adaptative.	90
Fig. III.11: Courant direct à charge pour la commande adaptative.	90
Fig. III.12: Courant quadratique à charge pour la commande adaptative.	90
Fig. III.13: Courant de phase (a) à charge pour la commande adaptative	91
Fig. III.14: Courant de phase (b) à charge pour la commande adaptative	91
Fig. III.15: Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande adaptative	91
Fig. III.16: Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande adaptative	91
Fig. III.17: Courant direct en changement de la référence pour la commande adaptative.	92
Fig. III.18: Courant quadratique en changement de la référence pour la commande adaptative	92
Fig. III.19: Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande adaptative	92
Fig. III.20: Courant de phase (b) en changement de la référence pour la commande adaptative	92
Fig. III.21: Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande adaptative	93
Fig. III.22: Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande adaptative	93
Fig. III.23: Courant direct à la variation pour la commande DTC adaptative.	93
Fig. III.24: Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande DTC adaptative.	93

Fig. III.25: Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande DTC adaptative.	93
Fig. III.26: Courant de phase (b) à la variation de la charge pour la commande DTC adaptative.	93
Fig. III.27: Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande adaptative.	94
Fig. III.28: Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande adaptative.	94
Fig. III.29: Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande adaptative. ...	94
Fig. III.30: Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande adaptative.	94
Fig. III.31: Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande adaptative.	95
Fig. III.32: Courant de phase (b) en changement du sens de rotation pour la commande adaptative.	95
Fig. III.33: Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative.	95
Fig. III.34: Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative.	95
Fig. III.35: Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative.	95
Fig. III.36: Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative.	95
Fig. III.37: Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative.	96
Fig. III.38: Courant de phase (b) sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative.	96
Figures du chapitre IV	
Fig. IV.1: Boucle de commande idéale de Bode.	105
Fig. IV.2: Diagramme de Bode en boucle ouverte de la boucle idéale de Bode.	106
Fig. IV.3: Structure de la commande DTC d'ordre fractionnaire.	113

Fig. IV.4: Système asservi classique à retour unitaire d'ordre fractionnaire.	113
Fig. IV.5: Boucle de commande à retour unitaire avec la fonction idéale de Bode.	115
Fig. IV.6: Boucle de commande retour unitaire	115
Fig. IV.7: Tracer de Bode de l'amplitude de la fonction de transfert en BO $G_{PI}(s)$, $G_{PII}(s)$	120
Fig. IV.8: Tracés de Bode des FTBO du système asservi projeté et du modèle de référence. ...	120
Fig. IV.9: Réponse indicielle du système de commandes $G_{FPII}(S)$, $G_{PI}(s)$ et la fonction idéale de Bode en boucle ouverte.	121
Fig. IV.10: Réponse indicielle du système d'ordre fractionnaire en boucle fermée pour différents valeurs de K	121
Fig. IV.11: Réponse indicielle du système d'ordre entier en boucle fermée pour différents valeurs de K	122
Fig. IV.12: Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC fractionnaire.	122
Fig. IV.13: Couple électromécanique à charge pour la commande DTC fractionnaire.	122
Fig. IV.14: Courant direct à charge pour la commande DTC fractionnaire.	123
Fig. IV.15: Courant quadratique à charge pour la commande DTC fractionnaire.	123
Fig. IV.16: Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC fractionnaire	123
Fig. IV.17: Flux statorique à charge pour la commande DTC fractionnaire	123
Fig. IV.18: Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande DTC fractionnaire.	124
Fig. IV.19: Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande DTC fractionnaire.	124
Fig. IV.20: Courant direct en changement de la référence pour la commande DTC fractionnaire.	124
Fig. IV.21: Courant quadratique en changement de la référence pour la commande DTC fractionnaire.	124
Fig. IV.22: Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande DTC fractionnaire	124
Fig. IV.23: Flux statorique en changement de la référence pour la commande DTC fractionnaire	124

Fig. IV.24: Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire.	125
Fig. IV.25: Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire.	125
Fig. IV.26: Courant direct à la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire. ...	125
Fig. IV.27: Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire.	125
Fig. IV.28: Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire.	126
Fig. IV.29: Flux statorique à la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire	126
Fig. IV.30: Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande DTC fractionnaire.	126
Fig. IV.31: Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande DTC fractionnaire.	126
Fig. IV.32: Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande DTC fractionnaire.	127
Fig. IV.33: Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande DTC fractionnaire.	127
Fig. IV.34: Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande DTC fractionnaire.	127
Fig. IV.35: Flux statorique en changement du sens de rotation pour la commande DTC fractionnaire.	127
Fig. IV. 36: Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande fractionnaire.	127
Fig. IV.37: Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande fractionnaire.	127
Fig. IV.38: Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande fractionnaire.	128

Fig. IV.39: Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande fractionnaire.	128
Fig. IV.40: Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande fractionnaire.	128
Fig. IV.41: Flux statorique sous l'application d'une perturbation pour la commande fractionnaire.	128
Fig. IV.42: Vitesse d'entraînement zoom en charge pour la commande vectorielle.	130
Fig. IV.43: Couple électromécanique zoom en charge pour la commande vectorielle.	130
Fig. IV.44: Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande vectorielle.	131
Fig. IV.45: Courant statorique sur l'axe (b) lors de l'application d'une charge pour la commande vectorielle.	131
Fig. IV.46: Vitesse d'entraînement zoom en charge pour la commande DTC floue.	131
Fig. IV.47: Couple électromécanique zoom en charge pour la commande DTC floue.	131
Fig. IV.48: Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC floue.	131
Fig. IV.49: Module du vecteur flux pour la commande DTC floue.	131
Fig. IV.50: Vitesse d'entraînement zoom en charge pour la commande adaptative.	132
Fig. IV.51: Couple électromécanique zoom en charge pour la commande adaptative.	132
Fig. IV.52: Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande adaptative.	132
Fig. IV.53: Courant statorique sur l'axe (b) lors de l'application d'une charge pour la commande adaptative.	132
Fig. IV.54: Vitesse d'entraînement zoom en charge pour la commande DTC Classique.	133
Fig. IV.55: Couple électromécanique zoom en charge pour la commande DTC Classique.	133
Fig. IV.56: Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC Classique.	133
Fig. IV.57: Module du vecteur flux pour la commande DTC Classique.	133
Fig. IV.58: Vitesse d'entraînement zoom en charge pour la commande DTC fractionnaire.	134
Fig. IV.59: Couple électromécanique zoom pour la commande DTC fractionnaire.	134

Fig. IV.60: Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC d'ordre fractionnaire.	134
Fig. IV.61: Module du vecteur flux pour la commande DTC d'ordre fractionnaire.	134

Liste des Tableaux

Tab I.1 Propriétés des différents types des aimants permanents.16

Tab II.1 Table de commutation de la DTC.....46

Tab II.2 Matrice d'inférence des règles floues.....52

Introduction générale

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision [1]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de part de son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation... etc.

Au cours de ces dernières années, les performances des actionnaires électriques ont vécu des grandes améliorations. Les machines synchrones sont les plus souvent utilisées dans les installations industrielles modernes [2], [3], pour plusieurs raisons, notamment : masse réduite, robustesse et simplicité de fabrication et entretien.

La machine synchrone bénéficia d'une attention particulière dans les installations industrielle modernes, essentiellement à vitesse constante suite à son pouvoir de maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge [2], [3], [5].

Les progrès faites dans l'industrie de l'électronique numérique et l'électronique de puissance [6], [7], ont permis le développement des onduleurs à MLI très performants, qui ont attiré l'intention de beaucoup de chercheurs pour leurs implantation dans des commandes, comme la commande scalaire [8], la commande vectorielle [6], [12], ainsi que d'autres approches de contrôle telle que la commande adaptative [10-12].

La machine synchrone à aimants permanents est l'une des machines électriques les plus couramment utilisée [12-13]. Elle présente de bonnes performances, et un faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps, permettant ainsi de concevoir des meilleures stratégies de commandes [12-13]. De ce fait, ces machines nécessitent l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable [7-8]. L'un des principaux problèmes était lié à l'onduleur devant fonctionner en commutations forcées [14-15].

Notons par ailleurs que ces commandes imposent généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance. On parle alors de technique

de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Depuis, de nombreuses applications technologiques ont pu être développées et réalisées dans des secteurs industriels comme la traction ferroviaire, le domaine des machines-outils et dernièrement le véhicule électrique.

Cependant cette structure nécessite, en général, la mise en place d'un capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique [16]. De plus, elle reste très sensible aux perturbations structurelles internes ou externes qui sont délicates à identifier en cours de fonctionnement, notamment celles qui dues à la difficulté de défluxage et peut générée une désaimantation de la machine. Pour cela, beaucoup d'algorithmes ont été développés pour prendre en compte ces phénomène [17-18]. Néanmoins, ces algorithmes augmentent la complexité et le coût du système. [17].

La commande directe du couple (Direct Torque Control : DTC) est apparue environ des années quatre vingt [18-19], concurrençant les méthodes de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières, les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine [18-19]. Les avantages attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné qui conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable ce qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis; d'autre part à l'influence du champ magnétique de la machine synchrone est due généralement au problème de défluxage. Il peut générer la désaimantation de la machine pendant le fonctionnement, cette perturbation provoque une erreur d'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC par l'application de séquences non conformes à l'état de l'entraînement [20]. Pour cela, nous allons développer une technique d'amélioration des performances de la DTC dans ce manuscrit.

Des multiples travaux sont focalisés sur l'amélioration des performances de la DTC. La DTC basée sur des régulateurs PID flou est l'une des commande la plus développée [18], [21]. Cette commande n'exige pas de modèle mathématique précis. En conséquence, le recours à d'autres

types de commande robustes, pour maintenir un niveau de performance acceptable, est nécessaire [18, 21].

Afin d'élaborer une commande DTC robuste avec des meilleures performances, on a développé dans cette thèse une nouvelle commande basée sur des régulateurs d'ordre fractionnaire; ayant pour but l'amélioration des performances statiques et dynamiques de la commande DTC classique à travers l'utilisation des opérateurs d'ordre fractionnaire dans l'algorithme de contrôle [22-23].

L'idée d'utiliser des contrôleurs d'ordre fractionnaire pour un contrôle robuste des systèmes dynamiques appartient à A. Oustaloup, qui a développé le contrôleur dit CRONE (CRONE est abréviation de Commande, Robuste d'Ordre Non Entier). A. Oustaloup a démontré l'avantage du contrôleur CRONE par rapport au contrôleur classique. Au cours des dernières décennies, il a été démontré que le contrôle d'ordre fractionnaire garantit la meilleure qualité et les meilleures performances pour le système contrôlé.

Les axes de recherche traités dans cette thèse sont :

- La commande vectorielle (Field Oriented Control : FOC, la commande *DTC* classique ainsi que la commande *DTC* Floue appliquées à la MSAP.
- Application de la commande adaptative à la MSAP.
- Application de la commande DTC d'ordre fractionnaire à la MSAP.

Le manuscrit de la thèse est structuré en quatre chapitres :

- Le premier **chapitre** est consacré à la présentation d'un état de l'art sur les machines synchrones à aimants permanents, ainsi que les différentes techniques de commandes appliquées à ces machines : FOC, DTC classique, la DTC Floue et la commande adaptative. Aussi, on illustre les principaux problèmes rencontrés dans ces techniques de contrôle en présentant les travaux effectués, dont le but d'améliorer leurs performances.
- Le **chapitre deux** a pour objectif de présenter en premier lieu, la modélisation de la MSAP. Ensuite, la théorie de la commande de type FOC appliquée à la MSAP sera présentée ; les résultats de simulations seront présentés et traités.

Le **chapitre trois** porte sur la commande adaptative de la MSAP. Nous nous attacherons dans cette partie à l'amélioration des performances de ce type de ces machines.

Le **quatrième chapitre** sera consacré au développement d'une commande DTC d'ordre fractionnaire appliquée à la machine synchrone à aimants permanents et qui est basée sur le calcul d'un régulateur PID d'ordre fractionnaire noté FPID.

Enfin, la thèse sera clôturée par une conclusion générale, qui présente les différents résultats obtenus en simulation MATLAB.

Chapitre I

Généralités sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents et ces Stratégies de Commandes

I.1 Introduction

Depuis longtemps, l'utilisation accrue des machines à courant continu (MCC) devient plus attractive [1], et c'est grâce à ses avantages et ce type de machines est caractérisé par son découplage naturel entre le flux et le couple, qui permet d'offrir l'avantage d'être facilement contrôlé avec un coût d'exploitation très réduit. Cependant la présence du système balais collecteur pour les (MCC) a toujours été un inconvénient, ce qui limite de plus en plus son utilisation [1].

Un grand intérêt est réservé aux machines synchrones pour l'entraînement de processus industriels. Aujourd'hui, grâce aux développements des convertisseurs statiques dans le domaine de l'électronique de puissance [6]. Ces machines font l'objet de travail de cette thèse afin de pallier les inconvénients des machines à courant continu.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les machines synchrones en particulier les machines synchrones à aimants permanents et dans la première partie, on a étalé les structures les plus courantes des machines synchrones, telle que la machine synchrone à rotor bobiné, la machine synchrone à double excitation, la machine synchrone à réluctance variable et la machine synchrone à aimants permanents. Dans la deuxième partie du chapitre, on illustre un rappel sur les stratégies de commandes de ce type de machine.

I.2 Classification et configuration des machines synchrones

Contrairement à la machine asynchrone, la machine synchrone c'est toute machine dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, cette machine couvre une très grande gamme de puissances, allant jusqu'à plus de 50 MW [24], [25].

Depuis quelques décennies, les machines synchrones à aimants permanents connaissent un grand développement dans de nombreuses applications industrielles telles que le domaine maritime, le domaine de la production d'énergie électrique [26], [27], le domaine de l'avionique [38], le domaine de l'énergie éolienne [28], le domaine Ferroviaire ainsi que dans les véhicules électriques ou hybrides [28], et le domaine du véhicule électrique ou hybride [16].

Dans cette partie, nous allons se concentrer au classement des différents types des machines synchrones en se basant sur les constitutions de chaque type.

La machine synchrone est essentiellement constituée d'une partie fixe (stator), qui est identique de celle de la machine asynchrone, et une autre partie mobile (rotor), ayant pour rôle de générer le champ d'induction. Selon la nature d'excitation des machines synchrones ($\zeta = \frac{L_q}{L_d}$) ainsi que leurs rapport de saillance, on peut distinguer les types suivants : Machine synchrone à rotor bobiné, Machine synchrone à double excitation, Machine synchrone à réluctance variable et la Machine synchrone à aimants permanents [29]–[30].

Parmi les avantages de la machine synchrone à aimants permanents, on peut citer [30]:

- Taille et poids réduits.
- Grande fiabilité et bonne robustesse (Très bon contrôle de la vitesse et longue durée de vie).
- Maintenance réduite (Suppression du système Balais- Collecteur).

I.2.1 Machine synchrone à rotor bobiné

I.2.1.1 Machine synchrone à rotor bobiné à pôles lisses

C'est comme son nom l'indique, elle est caractérisée par un rapport de saillance à l'ordre de l'unité. Le rotor est de forme cylindrique, c'est une pièce massive magnétique feuilletée comportant des encoches. Les enroulements de la partie mobile ainsi que les enroulements de la partie fixe sont bobinés avec un nombre identique des pôles pour le rotor ou le stator. L'interaction entre le champ tournant statorique et le champ dû à l'inducteur entraîne d'abord le développement d'un couple électromagnétique et ensuite la rotation du rotor [31–32].

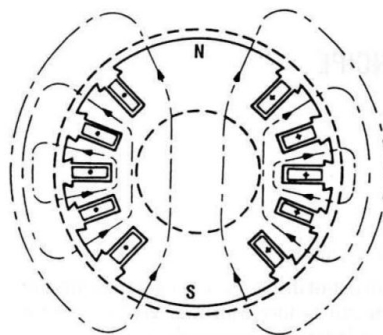


Figure I.1 : Machine synchrone à pôles lisses [32]

I.2.1.2 Machine synchrone à rotor bobiné à pôles saillants

Cette machine est caractérisée par un rotor à pôles bobinés qui sont alimentés par un courant continu, dont le rapport de saillance est inférieur à l'unité. Le fonctionnement de cette machine est similaire à celui de la machine à pôles lisses [33].

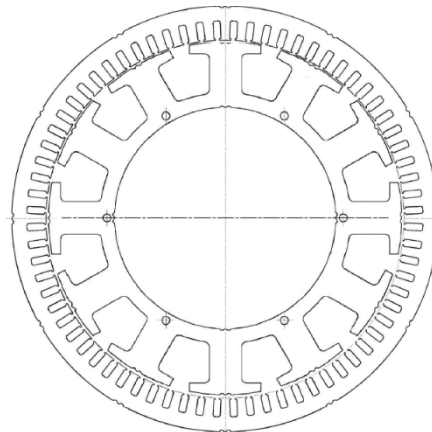


Figure I.2: Machine synchrone à pôles saillant [33]

I.2.2 Machine synchrone à double excitation

Ce type de machines peut exister avec différentes structures dans le domaine de la commande des machines. Son principe de fonctionnement fait combiner les principes de tous les types de machines existantes [34].

I.2.3 Machine synchrone à réluctance variable

La machine synchrone à réluctance variable est largement répandue pour des applications nécessitant une large variation de vitesse. Selon le rapport couple/masse de la machine, elle est très performante et possède une bonne robustesse. Son rotor est constitué de paquets de tôles intercalés entre des couches magnétiques et montés axialement. Le flux du rotor passe dans l'axe direct d'un pôle à l'autre. Des recherches scientifiques sont toujours en cours dans le but d'augmenter le rapport de saillance de ces machines [29].

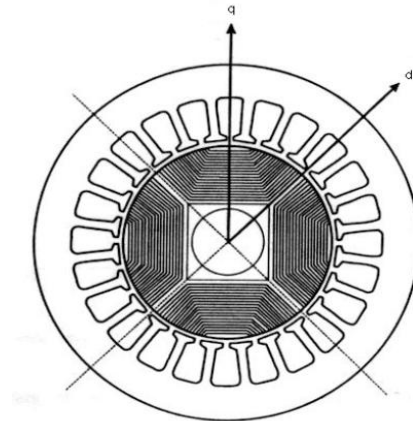


Figure I.3: Machine synchrone à réluctance variable [29]

I.2.4 Machine synchrone à aimants permanents

En électrotechnique, ce n'est qu'au début des années 1950 et avec l'apparition des aimants Alnico que les machines synchrones à aimants permanents ont apparues. Les MSAP sont fréquemment utilisées pour assurer un bon fonctionnement.

Elles possèdent un stator analogue à celui de machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone MRV), constitués le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles sont logés les enroulements.

Le progrès scientifique au niveau du rotor ou au stator a permis d'envisager plusieurs structures de l'aimants du rotor [9], [26]. Ces machines ont été exploitées dans le domaine des machines à vitesse variable en raison de l'apparition de l'électronique de puissance d'une part et de l'amélioration des matériaux durs d'autre part.



Figure I.4: Structure de la Machine synchrone à aimants permanents [26]

Selon la géométrie du rotor, les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en trois grandes familles.

I.2.4.1 Machine à rotor intérieur

La machine à rotor intérieur a une configuration classique caractérisée par un rotor constitué d'un aimant qui est occupé par une douille magnétique. La figure (I.5), illustre la configuration de cette machine. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. Cette structure est caractérisée par un rapport élevé couple/ vitesse. Les aimants du rotor doivent être maintenus qu'elle soit la vitesse de la machine [35].

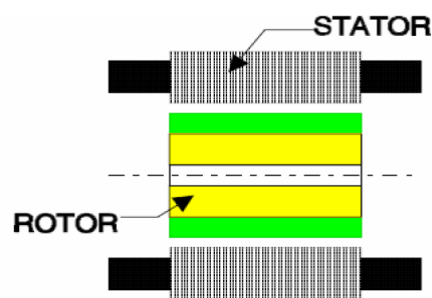


Figure I.5 : MSAP à Rotor Intérieur [35]

I.2.4.2 Machine à rotor extérieur

Ce type des machines constituée d'un stator dont les tôles sont identique à celui de l'induit de la machine à courant continu à balais et un rotor qui est constitué des aimants permanents montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ [36-37].

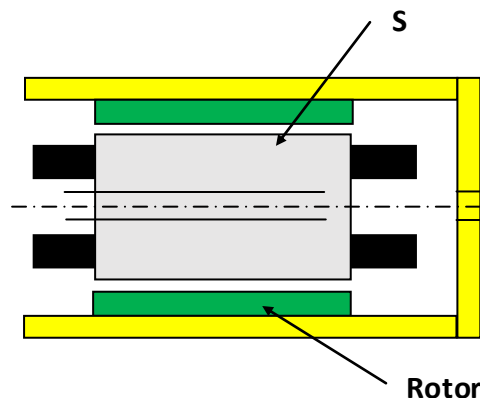


Figure I.6 : Machine Synchrone à aimants permanents à rotor extérieur [36-37]

I.2.4.3 Machine à entrefer axial

Ces machines sont utilisées le plus souvent dans les applications à encombrement réduit, elles ont fait leur apparition aux profits du moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur...etc. Les aimants de cette machine sont montés sur un disque magnétique mobile et les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Aussi, sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer [38].

Ces dernières sont caractérisées par un grand nombre de pôles. Pour éviter l'échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Cette machine fonctionne à basse vitesse (inférieur à 1000 tr/min). Elle présente aussi, l'avantage de faible coût, sa forme plate et absence de couple réactif dans les faibles vitesses.

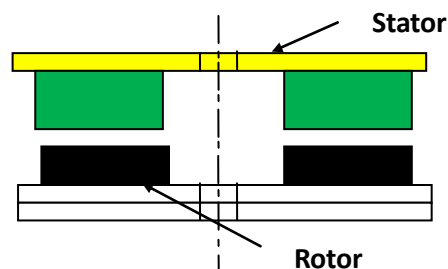


Figure I.7 Machine Synchrone à aimants permanents à entrefer axial [38]

I.3 Les aimants permanents

Un aimant permanent et un corps ferromagnétique qui est caractérisé par son état magnétique et qui fournit à l'espace un champ magnétique dans l'entrefer lors de son magnétisation, et dont la distribution va dépendre de la structure adoptée pour la machine et des caractéristiques des matériaux ferromagnétiques utilisés. Chaque type d'aimant permanent est caractérisé par son cycle magnétique d'hystérésis $B(H)$, et plus particulièrement la position ($B > 0, H < 0$) de sa courbe de désaimantation, ou $B(H)$ est l'induction rémanente et H est le champ coercitif. La figure (I.8) présente un cycle d'hystérésis typiques de matériau dur [39].

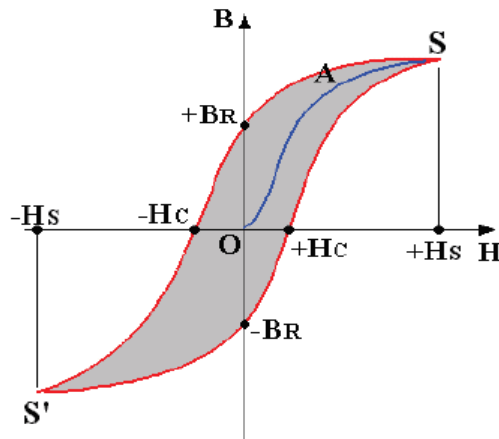


Figure I.8 Courbe de démagnétisation d'un aimant [39]

Depuis la figure (1.8), la Courbe de désaimantation est caractérisée par :

1. Une induction rémanente B_r , c'est l'induction résiduelle du circuit fermé ;
2. Le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, la stabilité de l'aimants dépend directement de la valeur du champ coercitif ;
3. Le produit d'énergie volumique $(BH)_{\max}$;
4. Les deux composante H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M , correspondant à $(BH)_{\max}$ qui est inversement proportionnelle au volume de l'aimants [39].

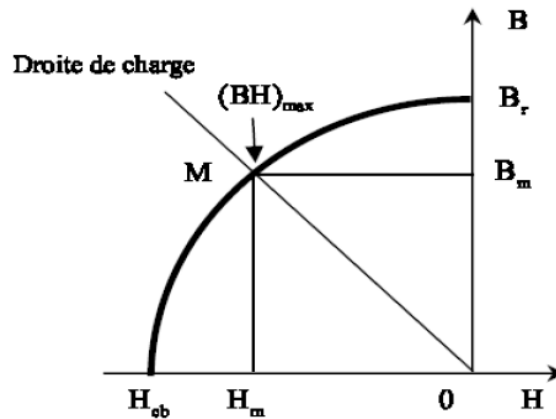


Figure I.9 Courbe de désaimantation [39]

5. La perméabilité de recule μ_{rec} correspondant à la pente de la courbe $B=f(H)$ au B_r . Pour les aimants, couramment utilisés dans les moteurs, la caractéristique principale est linéaire.

6. Un matériau magnétique doux revêt un caractère global contrairement à un matériau magnétique dur. Il s'avère en effet que les deux critères essentiels qui différencient un aimant d'un autre sont l'aimantation et le champ coercitif, cependant, chaque aimant est caractérisé par un cycle d'hystérésis suffisamment large de sorte qu'il conserve son aimantation [24].

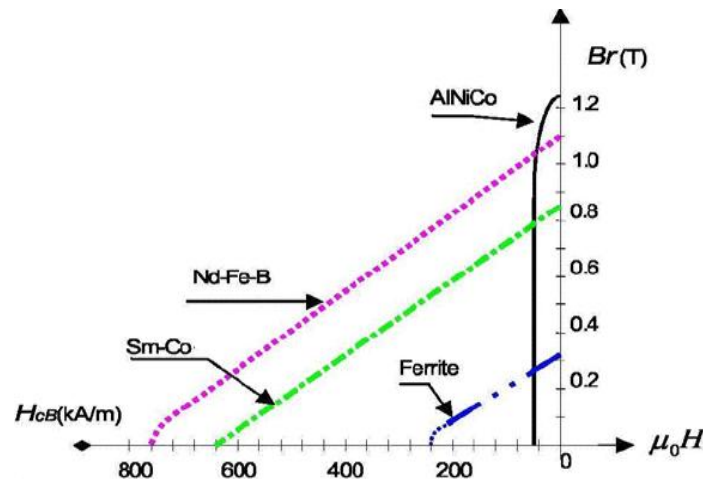


Figure I.10 Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants [8]

7. D'autre part le choix de l'aimant dépend aussi de son coût et son comportement thermique.

I.3.1 Différents types d'aimants

Actuellement les types d'aimants permanents qu'on trouve sur le marché sont : les Alnicos, les Ferrites et ceux à base de terres rares. La figure (I.10) illustre la courbe d'hystérésis de ces trois types.

I.3.1.1 Aimants Alnicos

C'est historiquement les plus anciennes. Ils sont constitués principalement à base de fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions de Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils peuvent être soit isotropes soit anisotropes [24].

I.3.1.2 Aimants Ferrites

Les ferrites sont des céramiques qui composés d'oxyde de fer associé à du manganèse du Nickel ou du Zinc. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être soit isotropes soit anisotropes. Ces aimants possèdent une excellente résistance aux composés hydrocarbonés. Ils sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une

rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de la faible valeur d'aimantation rémanente, il faut cependant recourir à des structures complexes de machines, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques élevés [39-40].

I.3.1.3 Aimants à base de Terres-Rares

Les aimants à base de terres-rares sont apparus depuis plus d'une vingtaine d'années, suite à leurs avantages par rapport aux autres aimants, leurs applications est très large dans l'industrie. Ils sont caractérisés par une énergie emmagasinée très élevée, une induction rémanente de l'ordre du Tesla et un fort champ coercitif. Deux grandes familles d'aimants à base de terres rares existent [25]:

I.3.1.4 Les aimants samarium-cobalt

Ces aimants sont les premières générations à base de terre rares. Elles supportent de travailler en répulsion sans pertes de l'aimant, et leur polarisation rémanente reste limitée vers 1T maximum à température ambiante mais leur champ coercitif intrinsèque est tout à fait exceptionnel, jusqu'à 2000K A/m. Ce type d'aimant peut être utilisé jusqu'à environ 250°C, donc il possède une bonne stabilité thermique [41-42].

I.3.1.5 Les aimants de type 2-17 (Sm₂ CO₁₇)

Moins chers et présentent une rémanence supérieure que les aimants samariums. Cependant, leur température maximale d'utilisation est à l'ordre de 350°C. Les aimants modernes de ce type contiennent de nombreux composés d'addition comme le fer, le cuivre et le zirconium.

I.3.1.6 Les aimants fer-néodyme-bore

Le fer-néodyme est en général à base de composé ternaire Nd₂Fe₁₄B. Il possède une aimantation rémanente très élevée mais leur température de cuivre limite leurs performances. Les derniers travaux de recherches avaient montré que l'addition convenable de cobalt et d'aluminium permettraient d'amener la température de cuivre au voisinage de 490°C [43], [44].

I.3.2 Comparaison entre les différents types d'aimants

Suivant les exigences du cahier de charge ainsi que les conditions de travail imposées sur le tableau N° :01, la comparaison entre les différents types d'aimants regroupe les informations techniques nécessaires pour un bon choix d'aimant et montre clairement que les aimants permanents NdFeB présentent des importantes énergies de stockage par rapport aux autres aimants. Cependant, l'utilisation de ferrites avec un moteur à conception de flux paraît être alternative intéressante.

Les aimants permanents apportent au circuit un certain nombre d'avantage :

- ✓ Il est plus facile de maintenir un champ à peu près constant avec un aimant qu'avec du courant qu'il faut réguler ;
- ✓ A flux magnétique égale, le volume d'occupation est plus faible que celui d'une bobine ;
- ✓ Absence totale de source d'énergie externe.

Propriétés	Unités	Alnico	Ferrite	Sm-Co	Nd-Fe-B
Champ rémanent B_r	Tesla	0.6-1.35	0.35-0.43	0.7-1.05	1.0-1.3
Champ coefficient H_c	KA/m	200-600	600-1700	1600-4000	2000-3000
Perméabilité relative		1.9-7	1.05-1.15	1.02-1.07	1.04-1.1
$(BH)_{max}$	KJ/M3	20-100	24-36	140-220	180-320
Résistivité	$\mu\Omega\text{cm}$	47	$>10^4$	86	150
Coefficient de température B_r	$10^{-6}/^\circ\text{C}$	-0.01à-0.02	-0.2	-0.045- 0.05	-0.08 à -0.15
Coefficient de température	$10^{-6}/^\circ\text{C}$	11.3	13	9	3.4
Température max de fonctionnement	$^\circ\text{C}$	500-550	250	250-350	80-200
Densité	Kg/m ³	7300	4900	8200	7400
Point de curie	$^\circ\text{C}$	850	450	700-800	310-350

Tableau I.1 Propriétés des différents types des aimants permanents.

I.4 Stratégie de commande de la machines synchrone à aimants permanents

L'objectif de toutes les commandes des machines électriques est d'obtenir des meilleures performances statiques et dynamiques souhaitables.

I.4.1 Commande scalaire

La commande scalaire est l'une des premières stratégies qui permette d'assurer des meilleures performances et surtout dans les applications pour des petites vitesses. Elle est basée sur un réglage du courant statorique et de la fréquence, la figure (I.11) présente le principe de la commande scalaire. Cependant, la fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine est asservie à la vitesse du rotor. Mais l'inconvénient majeur de cette commande est l'effet des oscillations sur la qualité du couple et de la vitesse, ce qui dégrade les performances de la machine en régime transitoire [8], [45].

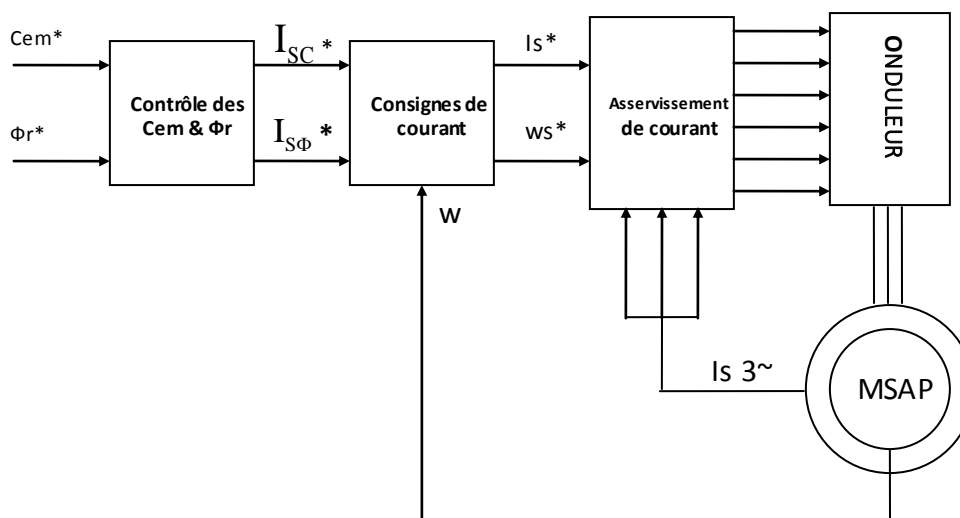


Figure I.11 : Schéma de la configuration de la commande scalaire avec contrôle du courant [45]

I.4.2 Commande vectorielle (FOC)

La commande vectorielle a été introduite dès 1970 par Blaschke [9], [10], [63]. Elle est basée sur le principe d'obtenir un modèle de la machine synchrone à aimants permanents équivalent à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée qui est représentée par un modèle linéaire naturellement découplé.

Ce n'est qu'au début des années 80 que la commande vectorielle pour les machines synchrone a été favorisée et ce avec l'apparition de la technologie des semi-conducteurs et de la micro-électronique [8], [14]. Mais son inconvénient majeur, est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due indirectement à la saturation magnétique et à la variation de la température, ce qui est l'inconvénient majeur de la machine. Le Contrôle du couple d'une

machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. La figure (I.12) présente le schéma de principe de la commande vectorielle.

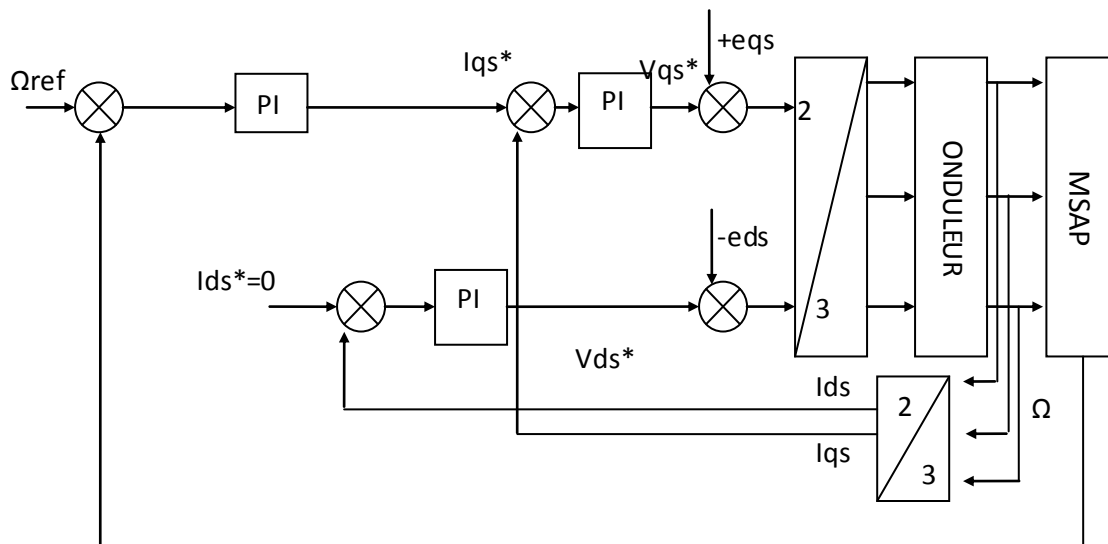


Figure I.12 Structure de la commande vectorielle [63]

I.4.3 Commande directe de couple (DTC)

La commande directe du couple a été introduite dès 1985 par I.TAKAHASHI et NOGUCHI, le principe de la commande DT est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différentes vectrices tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à Hystéris. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique l'intérieur de ces bandes d'hystérisis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [18], [20].

Dans la DTC, les amplitudes de tensions du stator de la machine sont commandées indirectement. La caractéristique principale de cette commande est que leur loi de commande se base sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur, de telle sorte que le flux statoriques est proches des formes sinusoïdales afin d'obtenir une réponse

dynamique de la machine très rapide. Cette commande ne nécessite pas de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans les cas de la commande vectorielle. Elle présente l'existence des oscillations de couple qui dépendent de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis, à partir de cette initiative, la fréquence de commutation de l'onduleur dépend de largeur des bandes d'hystérésis [20], c'est pourquoi la fréquence de calcul est généralement élevée, dans le but d'assurer des oscillations réduites, qui sont générées par les régulateurs à hystérésis [18-20].

L'avantage majeur que présente cette commande est que l'angle de position rotorique n'est pas nécessaire de le connaître avec grand précision, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire.

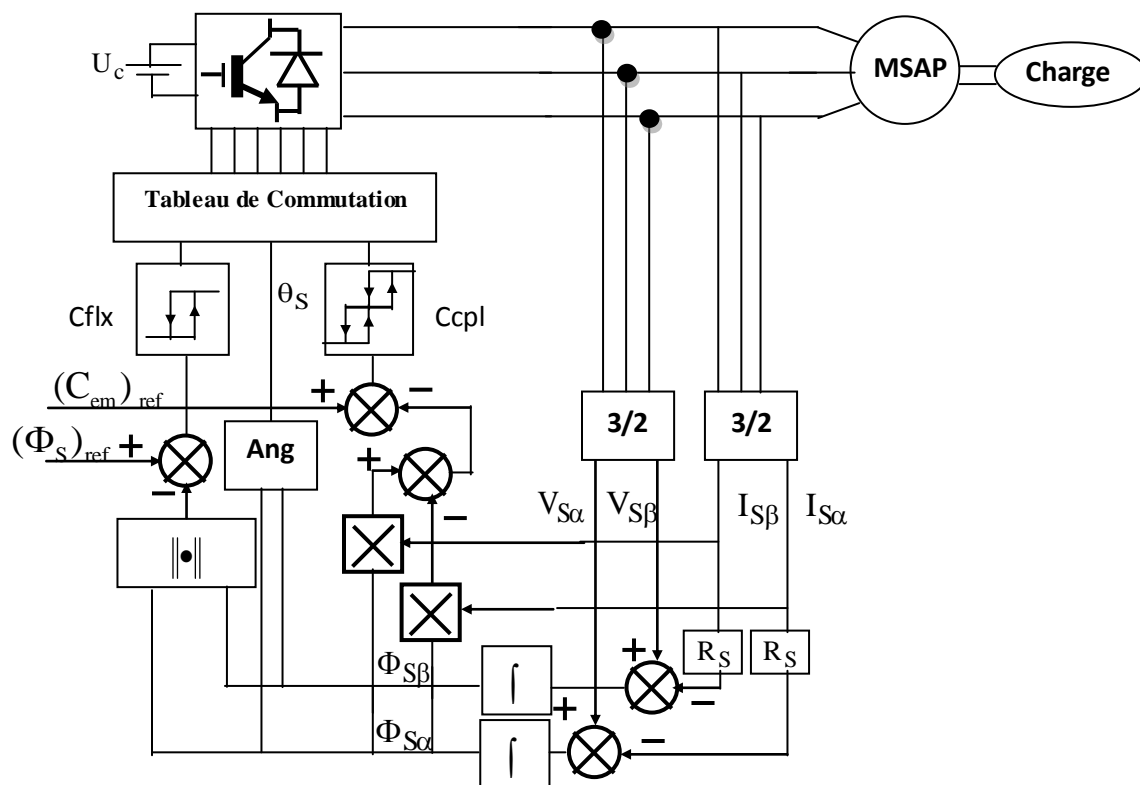


Figure I.13 Structure de la commande DTC [68]

Pour réduire le bruit acoustique, les ondulations du couple, flux, courant, et de la vitesse, plusieurs travaux sont menés pour trouver de nouvelles techniques de commande DTC avec fréquence de commutation fixe [46], [47]. Les résultats obtenus montrent les différences existantes entre la DTC classique et ces nouvelles techniques. Des efforts accrus ont été faits par un nombre de chercheurs pour fixer la fréquence de commutation avec la variation de la bande de l'hystérésis du contrôleur du couple et de flux [46], par utilisation de deux contrôleurs PI, l'erreur du couple est annulée, dont les sorties sont comparées avec un signal portant une fréquence fixe, ce qui permet de déterminer ou limiter la valeur réelle de la fréquence de commutation de la DTC [46], [48]. Une nouvelle méthode de DTC a été apparait dans la gamme de faible puissance, basée sur deux onduleurs à 2 niveaux à thyristors (GTO) [49]. Les auteurs proposent une nouvelle méthode de contrôle basée sur l'application d'un convertisseur matriciel qui permet, sous la contrainte de l'unité facteur de puissance d'entrée, la génération des vecteurs de tension requis pour mettre en application la DTC à la MSAP [49]. Il est à noter que L'utilisation des convertisseurs matriciel avec de la DTC classique pour

des grandes puissances, montre un bon arrangement à cette méthode de contrôle, dans le but d'obtenir une commande avec des hautes performances. Un onduleur trois niveaux est appliqué au DTC, pour la réduction des ondulations du couple, mais l'inconvénient de cet arrangement est le coût élevé. Elles sont très utiles particulièrement dans les commandes de grande puissance [49], [50].

1.4.4 Commande DTC intelligente

Cette commande consiste à améliorer les performances dynamiques de la DTC en utilisant les techniques intelligentes [51], [53]. Cette technique est nommée commande floue, neuronale directe du couple ; En effet, les auteurs proposent d'utiliser des contrôleurs à logique floue ou à réseau de neurone, ce qui lui permet de remplacer la table de commutations et les comparateurs à hystérésis, afin de pouvoir contrôler le vecteur tension. Dans [52], les auteurs proposent une nouvelle stratégie de commande qui est la commande neuro-floue directe du couple. Alors, cette commande consiste à utiliser un système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) qui associe la logique floue et les réseaux de neurones artificiels dans l'espoir d'évaluer le vecteur tension de référence durant une période de temps fixe.

1.4.5 Commande adaptative

La commande adaptative c'est l'une des commandes qui joue un rôle très important. Elle est devenue l'objet de diverses investigations. Elle peut être présentée sous différentes techniques, parmi lesquels la commande adaptative stochastique avec estimation des paramètres en temps réel et en commande adaptative à modèle de référence. Parmi plusieurs stratégies des commandes adaptatives, les systèmes à commande adaptative à modèle de référence (MRAC) [11], [12].

Dans cette thèse, nous allons présenter la méthode de commande adaptative en particulier la commande adaptative à modèle de référence que nous allons appeler [MRAC], puis on appliquera cette commande à la MSAP en exploitant la théorie de LYAPONOV [11], [12].

Cependant, l'avantage de cette stratégie de commande est que nous pouvons maîtriser la fréquence de commutation avec des réponses rapides du flux et du couple avec moins de distorsions. Ces types de commandes ont un succès considérable dans les domaines de commande compte actuellement un grand nombre dans l'identification des systèmes non

linéaires. Malgré ces avantages, cette technique présente l'inconvénient de sa structure qui est plus compliquée.

1.5 Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour les MSAP

Commande Scalaire (Scalaire control) : l'une des premières commandes pour les machines synchrones.

- ✓ Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.
- ✓ N'est valable qu'en régime permanent.
- ✓ Pour des consignes de vitesse de flux oscille avec des grandes amplitudes.
- ✓ Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine.

Commande vectorielle (FOC Oriented Control) : Induite par Blascke en 1972

- ✓ Consiste ramener le comportement de la MSAP, à celui du MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle :
- ✓ Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MSAP.
- ✓ Reste sensible vis-à-vis le changement de la dynamique du procédé induisant une perte de découplage.

Commande Directe de couple (DTC : Direct Torque Control) :

Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi.

- ✓ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- ✓ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- ✓ La dynamique rapide de couple et du flux.
- ✓ Cependant cette commande présente ces inconvénients :
- ✓ La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles).
- ✓ Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérisis.
- ✓ En bases vitesses, le flux est difficile à contrôler.

Commande DTC par les techniques intelligentes (DTC Floue) :

Cette technique est un succès considérable dans les domaines de commande et d'identification des systèmes non linéaires ; pour la DTC ces techniques elles permettent de :

- ✓ Maîtriser la fréquence de commutation.
- ✓ Avoir des réponses rapide de flux et du couple avec moins de distorsions.

La structure interne est plus compliquée.

1.5 Conclusion

Ce chapitre est une prospection bibliographique aux différents types de machines synchrones existantes dans l'industrie, ainsi que les multiples stratégies de commande. En effet, la nature des aimants permanents surtout ceux à base de terres rares, jouent un rôle important, capable de présenter des performances très élevés avec meilleur rapport qualité-prix.

Après une introduction sur les différents types des machines synchrones, nous avons sélectionné les machines synchrones à aimants permanents qui offrent une bonne robustesse et présentent de faibles moments d'inerties.

Ensuite nous avons présentés les différentes techniques de commande, telle la commande vectorielle ainsi que la commande DTC. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ces types de commandes montrent l'inconvénient majeur qui est l'influence des perturbations structurelles. Des solutions ont été proposées dans cette thèse, afin de garder les avantages du choix de la DTC.

Enfin, nous allons aborder brièvement le sujet d'actualité concernant la nouvelle méthode de contrôle, dite "intelligente", qui utilise la technique de logique floue.

Chapitre II
Modélisation et Commande de la MSAP.

II.1 Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation qui nous permet de simuler le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assurés le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels, Cependant leur principal défaut reste le collecteur mécanique au niveau du rotor [60]. C'est pour cette raison qu'on utilise des moteurs électriques à courant alternatif dont le but d'éviter cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que : la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement [6], [45].

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, il reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir : pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique. On peut modéliser le moteur synchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé "abc". Notre objectif est la validation des algorithmes de commande de la MSAP pour un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, de la position et du couple électromagnétique. Toutes ces améliorations demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

Par la suite, on applique certaines stratégies de commande à la MSAP à savoir : la commande vectorielle, la commande DTC classique et la commande DTC Floue.

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation de la MSAP est basée sur les hypothèses simplificatrices ci-dessous [15], [24]:

- La machine est à pôles lisses.

- La résistance des enroulements satatoriques est constante sous l'effet de la variation de la température,
- L'effet de peau est négligeable,
- La saturation dans le circuit magnétique est absente,
- Les tensions d'alimentation triphasées sinusoïdales de la machine sont équilibrées,
- Parfaite symétrie de construction,
- Une répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices,
- Les pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligeables.

II.2.1 Mise en équations de la MSAP

La figure (II.1) présente la machine synchrone à aimants permanents dans le repère "abc" [50].

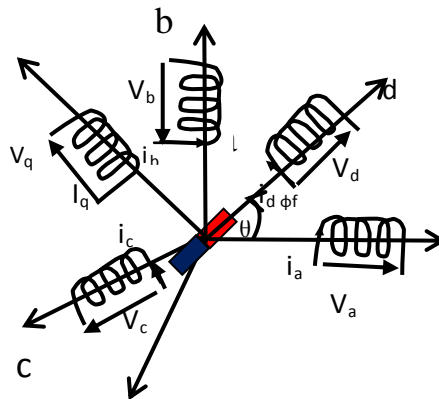


Figure II.1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents [61]

Les équations de la machine synchrone à aimants permanents s'écrivent alors [34], [61]:

II.2.1.1 Équations électriques

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où :

R_s : La résistance des phases statoriques,

$[V_a \ V_b \ V_c]^t$ les tensions des phases statoriques ;

$[i_a \ i_b \ i_c]^t$ les courants des phases statoriques ;

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^t$ les flux magnétiques dans les enroulements a, b et c;

II.2.1.2 Equations magnétiques

Le flux statorique liés aux courants est donné par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Pour un réseau équilibré : $L_a = L_b = L_c = L$.

$$M_{af} = \phi_f \cos(\theta) ; M_{bf} = \phi_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) ; M_{cf} = \phi_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right).$$

$[M_{af} \ M_{bf} \ M_{cf}]^t$: Représente la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

M : représente l'inductance mutuelle entre chaque deux phases statoriques ;

L : représente l'inductance propre de chaque phase statorique ;

ϕ_f : représente le flux constant relatif aux aimants permanents (ϕ_f).

II.2.1.3 Equations mécaniques

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.5})$$

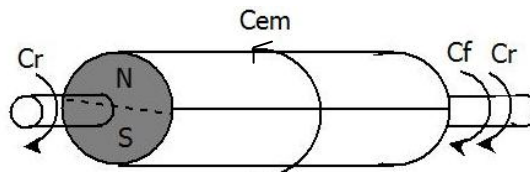


Figure II.2 : Les Différents Couples agissant sur rotor

$$C_{em} - C_r - f \cdot \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

J : moment d'inertie du moteur ;

f : coefficient de frottement visqueux ;

C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur ;

C_r : couple résistant.

II.2.2 Modélisation de la MSAP dans le modèle de Park

Le modèle de la MSAP dans le repère d-q est basé sur la position Θ mesurée, la figure II.3 présente le schéma de la MSAP dans l'axe d-q.

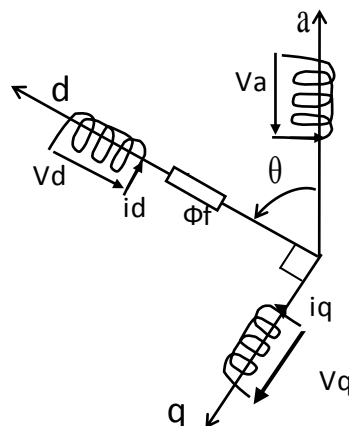


Figure II.3 : Schéma de la MSAP dans l'axe d-q

II.2.2.1 Equation électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - w_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + w_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.2.2.2 Equation magnétiques

Les flux statoriques générés par les enroulements statoriques peuvent être donnés sur l'axe direct et l'axe quadratique par les équations suivantes :

$$\varphi_d = L_d i_d + \phi_f \quad (\text{II.8})$$

Avec ϕ_f : est le champ du à l'aimantation permanente du rotor.

$$\varphi_q = L_q i_q \quad (\text{II.9})$$

L'équation électrique des tensions sur l'axe direct et quadratique peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.2.2.3 Equation du Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par le rotor est représenté par la variation partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (\text{II.11})$$

W_e : représente l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique ;

θ_{geo} : représente l'angle entre la partie fixe statorique et la partie mobile rotorique.

P : est le nombre de paires de pôles.

En utilisant l'expression de puissance transmise dans l'axe d-q, :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.12})$$

Remplaçant l'équation de la tension dans l'axe d-q on trouve :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right] \quad (\text{II.13})$$

- $\frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt}]$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)]$: Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \text{ et } P_e = C_e \Omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} P [\varphi_d i_q - \varphi_q i_d] \quad (\text{II.14})$$

Après avoir affecté des opérations nécessaires, on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \phi_f] \quad (\text{II.15})$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2} P i_q \phi_f \quad (\text{II.16})$$

II.2.2.4 Equation mécanique

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique de mouvement suivante :

$$C_e - C_f - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.17})$$

II.2.3 Onduleur de tension

L'onduleur de tension a pour rôle d'assurer la transformation d'une source de tension continue à une source de tension alternative, de telle sorte que la puissance fournie à la sortie de l'onduleur est déterminée par les caractéristiques propres de la machine. L'utilisation d'un onduleur à MLI assure l'alimentation de la machine avec trois tensions triphasées alternatives V_a , V_b , V_c sinusoïdales à partir d'une tension continue V_{dc} . Il est constitué de trois bras indépendants, chaque bras comporte deux cellules de commutation généralement sont des semi-conducteurs (transistors ou thyristors) [2]. Les interrupteurs sont contrôlés de manière complémentaire avec le bon choix des combinaisons des interrupteurs T_i .

II.2.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur de tension supposons que :

- Les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, perte négligeables) ;
- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La charge triphasée est équilibrée couplée en étoiles avec neutre isolé.

La figure suivante présente la structure de l'onduleur triphasé :

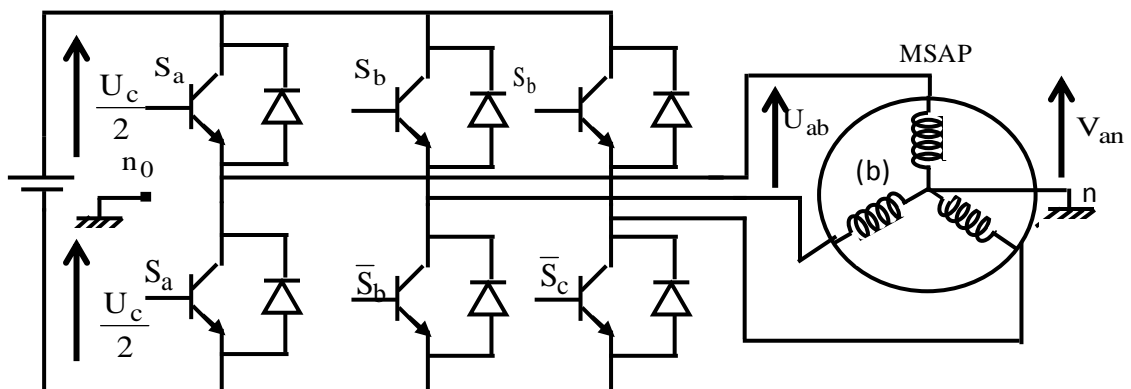


Figure II.4 : Schéma d'un onduleur de tension

Les tensions composées générées aux armatures de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

L'onduleur de tension peut être modalisé par une matrice de tension [T] assurant le passage Continu- Alternatif :

Les tensions sinusoïdales de sortie s'écrivent comme suit [8], [15]:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_d \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

S_a, S_b, S_c sont les impulsions de commutation. Ils sont transmis aux gâchettes des six interrupteurs, elle doit être complémentaire. La formule qui détermine les impulsions

S_i (i=a, b, c) dépend de la stratégie MLI utilisée dont celle appelée à hystérésis utilisée pour une alimentation de la machine dite en courant, c'est le cas de ce travail.

- Si $S_a = 1$ alors la phase a est connectée à la borne positive de la source continue U_d ,

- Sinon $S_b = -1$, cette même phase est connectée à la borne négative de la source continue.

Les tensions de référence appliquées sur l'onduleur de tension triphasée sont données comme suit :

$$\begin{cases} v_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{rb} = V_r \sin(2\pi f_r t - 2\pi/3) \\ v_{rc} = V_r \sin(2\pi f_r t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les états des interrupteurs S_a , S_b , et S_c sont obtenues suites à une comparaison entre la tension de référence et la porteuse de chaque phase :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{rabc} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{rabc} < V_p \end{cases}$$

II.3 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle sert à maintenir le courant i_{ds} à une valeur nulle $i_{ds} = 0$, et à contrôler la vitesse sur le courant i_{qs} , c'est-à-dire sur le couple développé par la machine, autrement dit annuler l'effet du flux statorique suivant l'axe direct. Cela est obtenu en imposant à i_{ds} une valeur nulle, donc le système résultant est mono-entrée V_{qs} [35], [62].

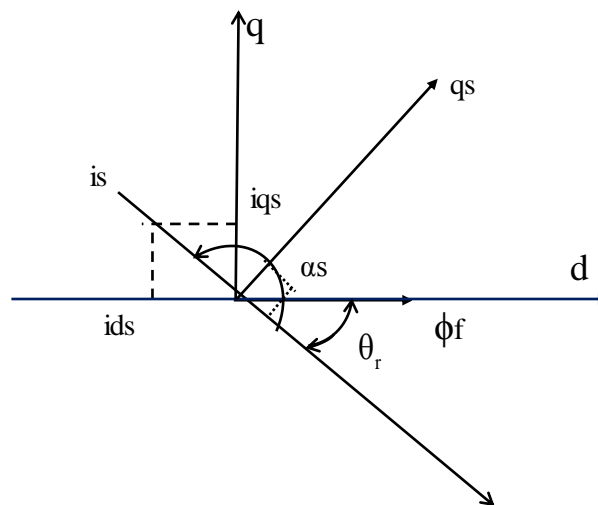


Figure II.5 : Représentation Spatiale de l'orientation des courants dans la MSAP

Un régulateur PI est utilisé pour commander la vitesse. D'autre coté les tensions V_{ds} et V_{qs} appliquées à la machine sont calculées à partir des boucles de régulation des courants de référence $i_{d_s}^*$ et $i_{q_s}^*$

II.3.1 Structure de la commande vectorielle appliquée à la MSAP

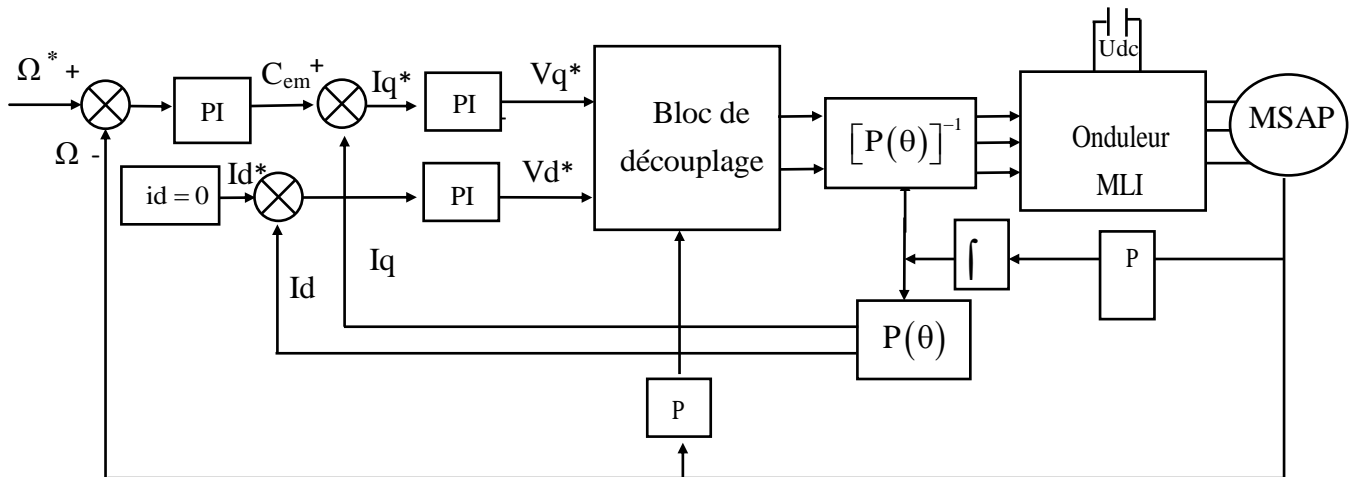


Figure II.6 : Commande vectorielle de la MSAP

La figure (II.7) présente le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, il se réduit à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante, dont sa fonction de transfert en boucle ouverte est donnée comme suit.

$$\frac{\Omega}{V_{qs}} = \frac{K\phi}{\left(\frac{1}{L_q s + R_s}\right)\left(\frac{1}{Js + f}\right)} \quad (\text{II.21})$$

Où, V_{qs} : consigné ; Ω : grandeur de sortie, Cr : perturbation,

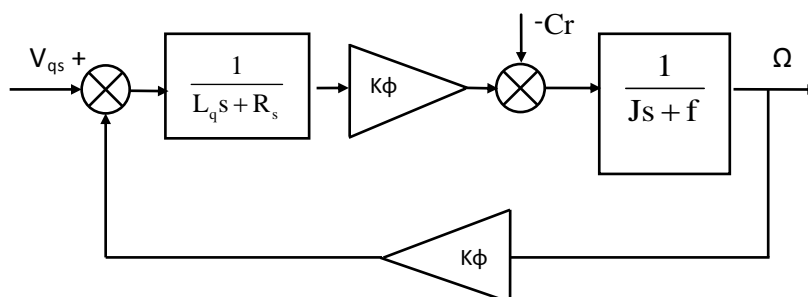


Figure II.7 : Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

II.3.1.1 Boucles de régulations

Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des régulateurs classiques de type PI classique. L'avantage de ces derniers est la facilité de d'implémentation et de synthèse par contre, ils sont inadaptés pour le cas de variation paramétriques [63]. En raison de la présence des interactions entre les deux axes d et q, le principe est d'avoir un découplage par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu. Alors, le flux et le couple sont contrôlés en se basant sur les boucles du courant direct et quadratique de l'équation (II.17) et aussi la boucle de vitesse de l'équation (II.10).

II.3.1.2 Boucles de régulation des courants

Les schémas de la boucle de régulation du courant i_{ds} et le courant i_{qs} sont représentés dans les figures (II.8-II.10).

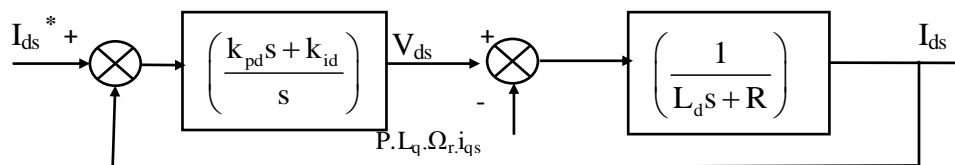


Figure II.8 : Boucle de régulation du courant i_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouverte, qui représente le control du courant sur l'axe direct est donnée par:

$$F_d(s) = \frac{T_{dis}(1+k_{pd}s)}{s} \frac{\frac{1}{R_s}}{(1+T_{id}s)} \quad (II.22)$$

Où, $T_{dis} = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$ et $T_{id} = \frac{L_d}{R_s}$

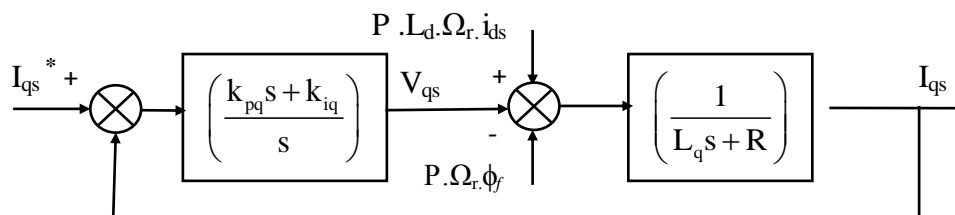


Figure II.9. Boucle de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle ouverte, qui représente le control du courant sur l'axe quadratique est donnée par:

$$F_q(s) = \frac{T_{qis}(1+k_{pq}s)}{s} \frac{\frac{1}{R_s}}{(1+T_{iq}s)} \quad (\text{II.23})$$

Où, $T_{qis} = \frac{K_{pq}}{K_{iq}}$ et $T_{iq} = \frac{Lq}{R_s}$

Comme les deux boucles de régulation du courant i_d et i_q sont fortement liées, chaque composante est dépend à la fois des deux axes d et q. Donc le terme $(P.L_q.\omega_r.i_{q\text{ref}})$ est utilisé dans la boucle de régulation sur l'axe direct pour éliminer le couplage des deux axes. De même manière que pour le courant i_{qs} $(P.L_d.\omega_r.i_{d\text{ref}})$ et $(P.\omega_r.\phi_f)$ sont utilisés pour éliminer le couplage.

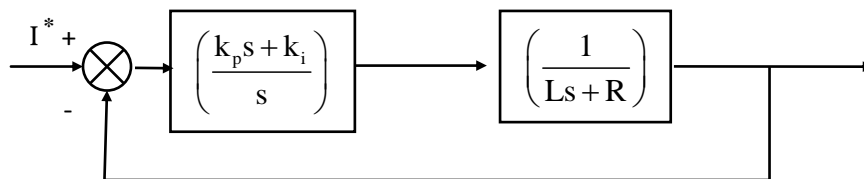


Figure II.10 : Boucle de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte, qui représente le control du courant sur l'axe direct ou l'axe quadratique est donnée par:

$$F(s) = \frac{\tau_{is}(1+k_p s)}{s} \frac{\frac{1}{R_s}}{(1+\tau_i s)} \quad (\text{II.24})$$

Où, $\tau_{is} = \frac{K_p}{K_i}$ et $\tau_i = \frac{L}{R_s}$

II.3.1.3 Régulation vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure suivante:

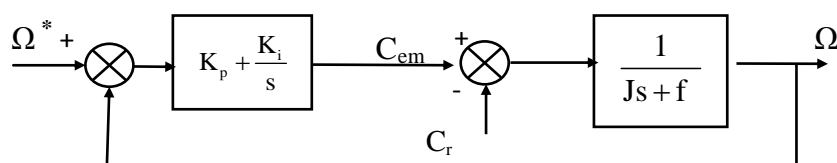


Figure II.11 : Boucle de régulation de vitesse

La transmittance du régulateur PI utilisé dans notre étude peut être exprimé de la manière suivante :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_i}{s} (1 + \tau_\Omega) \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\tau_\Omega = \frac{K_p}{K_i} \quad (26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système (machine+ régulateur *PI*) est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega(s)_{ref(s)}} = \frac{1 + \tau_\Omega s}{\frac{J}{k_i} s^2 + \tau_\Omega s + 1} \quad (\text{II.27})$$

On comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert de l'ensemble du système et le régulateur en boucle fermée avec la formule standard [63] du second ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} \frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \\ \tau_\Omega = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec : ξ est le Coefficient d'amortissement et $K_i = \frac{4J}{\tau_\Omega^2}$.

II.4 Commande DTC appliquée à la MASP

La commande DTC est l'une des techniques la plus souvent utilisée dans le domaine de contrôle des machines électriques, permettant l'entraînement des machines alternatives à vitesse variable [7], [19], [49]. La DTC est basée sur la détermination directe des séquences de commutations appliquées aux bornes de l'onduleur, et sur un découplage du flux et par orientation du champ magnétique Takahashi 1986 [64]. Ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commandes en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux.

La sélection des vecteurs tensions de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple est instantané, elle consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur [64].

L'inconvénient de la régulation par les méthodes vectorielles directes et indirecte est la sensibilité du régulateur PI. Dans le but d'améliorer ces performances, on utilise un régulateur PI conventionnel à la boucle de régulation de vitesse pour réduire au minimum les ondulations de couple et flux électromagnétique par conséquent la réduction du temps de réponse.

Les caractéristiques générales d'une DTC sont [64], [49].

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités de tension du stator de la machine.
- L'obtention des flux statoriques proches des formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépendent de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutations de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Les avantages que présente cette commande sont :

- Ne nécessite pas des calculs dans le repère rotorique (d,q).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire.

II.4.1 Principe de la commande DTC

Le flux statorique ϕ_s et le flux rotorique ϕ_f peuvent être représentés dans les référentiels (x, y) , (α, β) , (d, q) [46], [64].

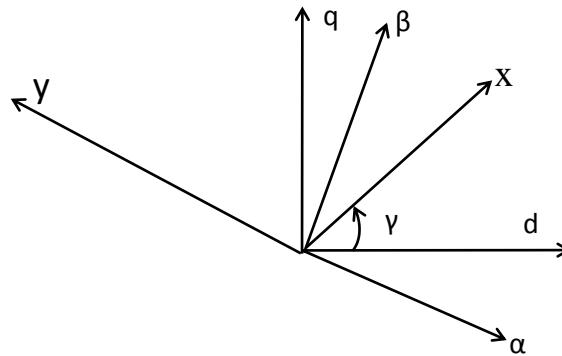


Figure II.12 : position des repère dq et $\alpha \beta$

La commande DTC appliquée à la MSAP est basée principalement sur la détermination de la séquence de commande des interrupteurs du convertisseur de puissance. Le choix de la séquence de commutation est basé sur l'utilisation d'un régulateur à hystérésis pour contrôler le moteur. Contrairement aux lois classiques de largeur d'impulsion (MLI). Les commandes DTC sont basées sur la variation des états du couple et des flux entre deux instants de commutations. L'équation du couple électromagnétique est exprimée dans le référentiel (d, q) en termes de flux statorique et le flux rotorique comme suit.

$$C_{em} = \frac{3P|\phi_s|}{4L_dL_q} \cdot [2\phi_f L_q \sin\gamma - |\phi_s|(L_q - L_d)\sin\gamma] \quad (\text{II.29})$$

Pour une machine à pôles lisses, $L_d=L_q=L_s$, L'équation (II.29) peut être simplifiée comme suit :

$$C_{em} = \frac{3P|\phi_s|}{4L_s} \cdot [\phi_f \sin\gamma] \quad (\text{II.30})$$

L'expression du couple électromagnétique d'un moteur à aimants permanents dans le repère (d-q) peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \left[\left(\frac{dL_d}{d\theta} i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{d\theta} - \phi_{qs} \right) i_{ds} + \left(\frac{dL_q}{d\theta} i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{d\theta} + \phi_{ds} \right) \phi_{qs} \right] \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$\phi_{ds} = L_d i_{ds} + \phi_f \quad (\text{II.32})$$

$$\phi_{qs} = L_q i_{qs}$$

i_{ds} et i_{qs} les courants selon les axes d et q,

ϕ_{qs} , ϕ_{ds} , ϕ_{qr} et ϕ_{dr} sont les composantes du flux statorique et rotorique selon les axes d-q.

- Si les inductances L_d et L_q sont constantes (cas général pour les moteurs à aimants permanents montés en surface), l'équation (II.31) devienne :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \left[\left(\frac{d\phi_{dr}}{d\theta} - \phi_{qr} \right) i_{ds} + \left(\frac{d\phi_{qr}}{d\theta} + \phi_{ds} \right) i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds} \right] \quad (\text{II.33})$$

A partir de cette équation, on déduit deux cas :

- Si la variation du flux est sinusoïdale : ϕ_{dr} est constant et $\phi_{qr}=0$, d'où : la variation de $\phi_{dr}=0$ et $\phi_{qr}=0$.

Alors, le couple électromagnétique se simplifie par :

$$C_{em} = \frac{3}{2}P \left[\left(\frac{d\phi_{r\beta}}{d\theta} \right) i_{s\alpha} + \left(\frac{d\phi_{r\beta}}{d\theta} \right) i_{s\beta} \right] \quad (\text{II.34})$$

Cette équation caractérise le cas d'un moteur à pôles lisses.

La dérivée du couple par rapport au temps est toujours positive si γ , elle est limitée à l'intervalle $[\pi/2, -\pi/2]$, ce qui implique que l'augmentation du couple est proportionnelle à l'augmentation de l'angle γ . Par conséquent, le flux statorique doit être contrôlé en contrôlant la vitesse de rotation et maintenant son amplitude constante pour avoir le maximum du couple.

Il est important d'étudier la relation entre l'amplitude du flux statorique et la dérivée du couple. La condition pour laquelle $\frac{dC_{em}}{dt}$ est positive, est donnée par

$$\varphi < \frac{L_q}{L_q - L_d} \phi f \quad (\text{II.35})$$

L'amplitude du flux statorique doit être choisie conformément à l'équation (II.35), si une bonne réponse dynamique est désirée. L'amplitude et la vitesse de rotation du flux peuvent être contrôlées par le choix des vecteurs tensions statorique approprié.

Le vecteur tension V_s délivré par l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, le vecteur courant ainsi que le vecteur flux sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_a + aV_b + a^2V_c) \\ I_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_a + aI_b + a^2I_c) \\ \varphi_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(\varphi_a + a\varphi_b + a^2\varphi_c) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Avec les conditions :

$$V_a + V_b + V_c = 0, I_a + I_b + I_c = 0 \text{ et } \varphi_a + \varphi_b + \varphi_c = 0 \quad (\text{II.37})$$

Où : $a = e^{j2\pi/3}$ et $a^2 = e^{j4\pi/3}$

V_a, V_b, V_c sont les valeurs instantanées des tensions entre le primaire et la ligne neutre.

II.4.1.1 Contrôle du flux statorique

L'expression du flux statorique est la suivante :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) \quad (\text{II.38})$$

Durant une période d'échantillonnage $T(s)$, le vecteur de tension appliqué au moteur reste constant. En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique, on trouve l'équation :

$$\varphi_s(t + T) = V_s T + \varphi_s(t) \quad (\text{II.39})$$

Dans le cas d'une (MSAP), le flux statorique changera même quand les vecteurs de tensions nuls sont appliqués du fait que l'aimants tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique.

En d'autres termes, φ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au rotorique. Pour un vecteur de tension donné, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux la trajectoire désirée.

II.4.1.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le réglage le plus favorable du couple, indépendamment de celui du flux, correspond à celui de l'angle γ . Il suffit de régler la position du vecteur flux statorique dans les axes " $\alpha \beta$ ". Approprié à la commande. Ainsi, par exemple, pour faire augmenter rapidement (respectivement diminué) le couple, il faut appliquer un vecteur de tension parallèle de la composante directe, à Φ_s . L'application du vecteur tension parallèle, composante directe, à Φ_s , ou d'une séquence nulle bloque la variation de phase de ce dernier par rapport à celle du flux rotorique (diminution de l'angle γ ce qui implique la diminution du couple électromagnétique).

II.4.2 Sélection du vecteur de tension

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire au vecteur circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, ce qui oblige le contrôle de l'amplitude du flux autour de la valeur souhaitée. Ainsi en sélectionnant un vecteur tension approprié, l'extrémité du flux statorique peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module et la vitesse de rotation du flux et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six régions symétriques par rapport aux directions de tensions non nulles. La position du flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. La position initiale du flux statorique ne peut être nulle pour une MSAP.

Elle peut être obtenue à partir d'un capteur de position ou par d'autres moyens.

Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [56], [57].

II.4.3 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

L'amplitude du flux statorique est estimé à partir de ces composantes suivant les axes (α, β) , soit.

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.40})$$

$$|\varphi_{s\alpha}| = \int_0^t (\varphi_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.41})$$

$$|\varphi_{s\beta}| = \int_0^t (\varphi_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{II.42})$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \quad (\text{II.43})$$

$$I_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} (2i_b - i_c) \quad (\text{II.44})$$

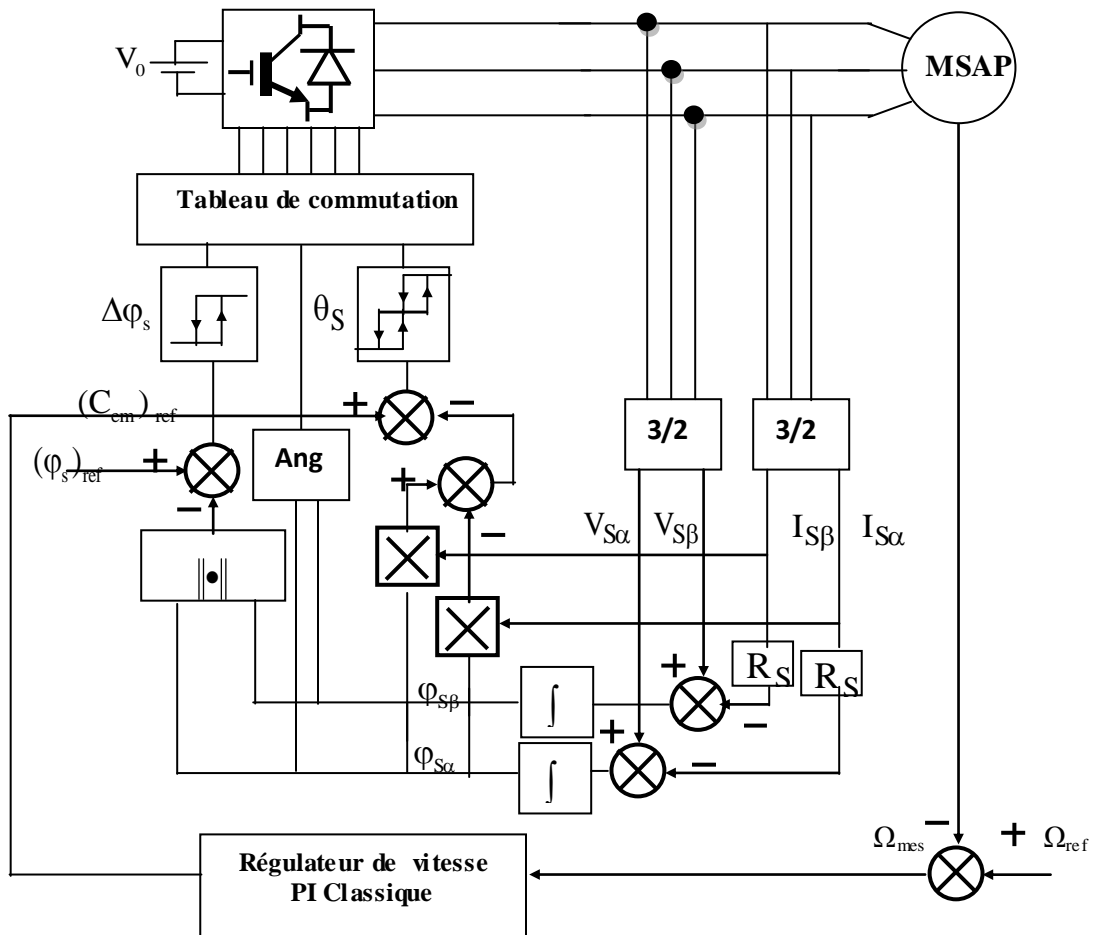


Figure III.13 : Synoptique de la commande DTC d'un MSAP [57]

On reconstruit les composantes des vecteurs tensions à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs et en appliquant la transformation de Concordia.

$$V_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_c \left(S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \right) \quad (\text{III.45})$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_c (S_2 - S_3) \quad (\text{III.46})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé pour tous les types de machines synchrones à partir des grandeurs estimées du flux φ_a et φ_b et des grandeurs mesurées du courant I_a et I_b .

Dans le cas où la forme du flux est trapézoïdale, les vecteurs tensions seront estimés en fonction des six états des interrupteurs de l'onduleur (S_1, \dots, S_6) et les grandeurs du courant et de tensions seront :

$$I_{s\alpha} = i_a \quad (\text{II.47})$$

$$I_{s\beta} = \frac{l}{\sqrt{3}}(2i_b + i_a) \quad (\text{II.48})$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_c \left((S_{1,4}) - \frac{l}{2} \left((S_{2,5}) + (S_{3,6}) \right) \right) \quad (\text{II.49})$$

$$V_{s\beta} = \frac{l}{\sqrt{2}}V_c \left((S_{2,5}) - (S_{3,6}) \right) \quad (\text{II.50})$$

II.4.4 Le correcteur de flux et couple

Un régulateur à hystérésis du flux statorique associé à cette commande, son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.14). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représenté par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (1) ou diminuée (0) de façon à maintenir :

$$\left| (\Phi_S)_{\text{ref}} - \Phi_S \right| \leq \Delta\Phi_S \quad (\text{II.51})$$

Avec : $(\Phi_S)_{\text{ref}}$ la consigne de flux et $\Delta\Phi_S$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

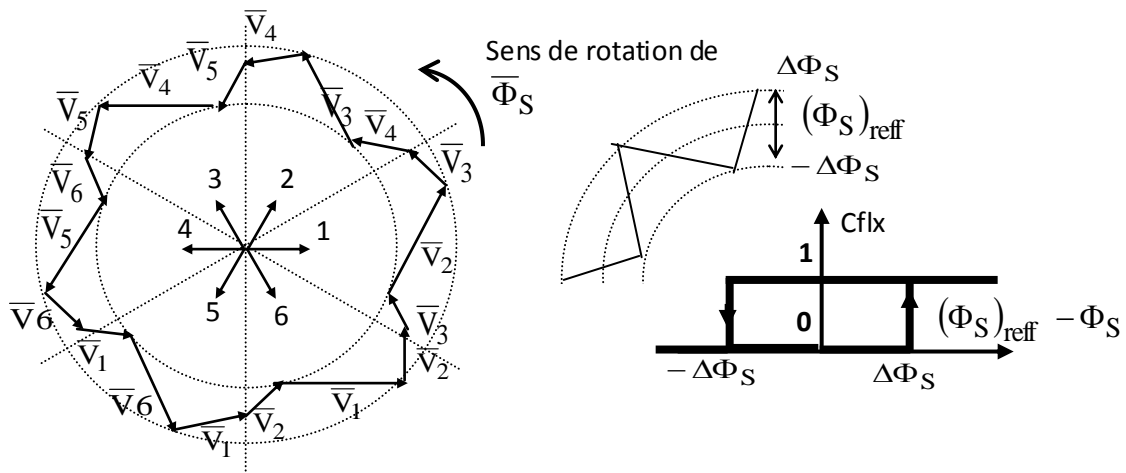


Figure II.14 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions [57]

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites.

$|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$, Avec $(C_{em})_{ref}$ la référence de couple et ΔC_{em} la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. On a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux qui permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou nul. La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne de la figure (II.15) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmenté en valeur absolue (1) pour une consigne positive et (-1) pour une consigne négative, ou diminuée (0) [57].

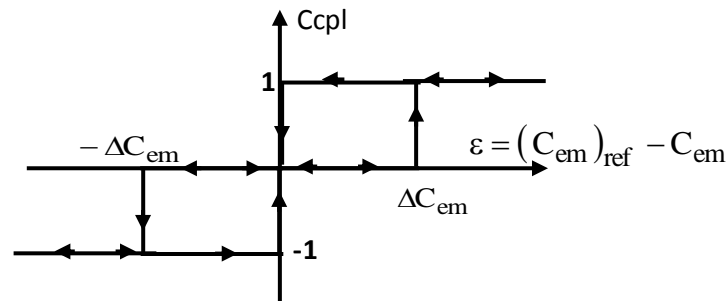


Figure II.15 : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux [57]

II.4.5 Tables de commutations

La table de commutation est élaborée en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du flux et celui du couple et la zone de position du vecteur flux statorique comme le montre le tableau (II.1)

Les vecteurs V0 et V7 sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation dans les bras de l'onduleur.

Flux	Couple	01	02	03	04	05	06
$\Delta\Phi=1$	$\Delta C_{em} = 1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	$\Delta C_{em} = 0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	$\Delta C_{em} = -1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
$\Delta\Phi=0$	$\Delta C_{em} = 1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	$\Delta C_{em} = 0$	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	$\Delta C_{em} = -1$	V1	V0	V5	V2	V7	V4

Tableau (II.1) : la table de commutation de la DTC.

II.5 Commande DTC Floue d'une MSAP

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle [65], [66]. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937 [67], [68], le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies {0, 1/2 et 1}, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur *Lotfi A. Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [66]–[69]. L'utilisation de la logique floue pour la commande des machines électriques est de grande actualité aujourd'hui.

La commande Direct du Couple basée sur la technique intelligente (flou de type 1) permettra d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la MSAP, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation, la réponse du couple électromagnétique, la réponse du flux et du couple statorique [70]. Le principe de base de la commande DTC floue présentée dans ce travail est basé sur le remplacement du régulateur PI classique de la vitesse de rotation, sein de la commande directe du couple, par un régulateur PI-flou (adaptation des paramètres d'un contrôleur PI par un régulateur PI-flou).

Les stratégies de commandes basées sur la logique floue ont un grand intérêt dans le domaine d'entraînement des machines électriques, ces méthodes permettent généralement d'obtenir une loi de réglage intelligent et très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur PID classique, le régulateur intelligent de type flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage),

II.5.1 Constitution d'un système flou

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:[70-71]:

- La base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- le bloc de décision ou moteur d'inférence ;

- La fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance ;
- La défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises.

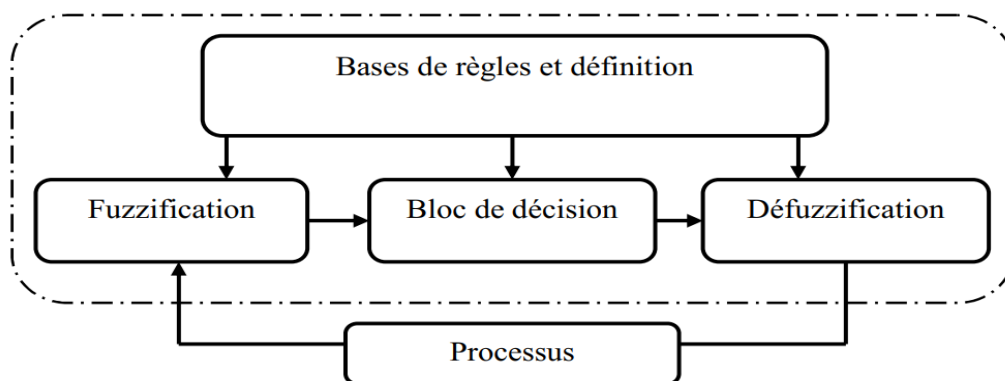


Figure II.16 : Structure interne d'un système flou [70-71]

Les variables réelles à l'entrée du régulateur flou doivent être transformées en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance [70-71].

Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [71].

II.5.2 Conception d'une commande DTC floue

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

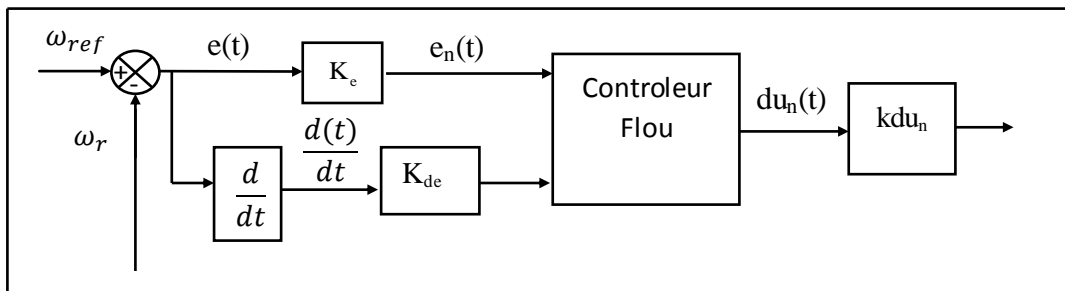


Figure II.17 : Schéma de base du contrôleur flou [19] [15]

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées $e(t)$ et $k_{de}(t)$ et l'inférence des règles floues. En général, $e(t)$ représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t) \quad (II.52)$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigné.

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e} \quad (II.53)$$

II.5.5 Contrôleur flou de vitesse à cinq niveaux

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation du contrôleur à cinq niveau

II.5.5.1 Structure de base d'un régulateur flou

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- ✓ Choix des variables linguistiques ;
- ✓ Choix des fonctions d'appartenance ;
- ✓ Choix de la méthode d'inférence ;
- ✓ Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure (II.18) :

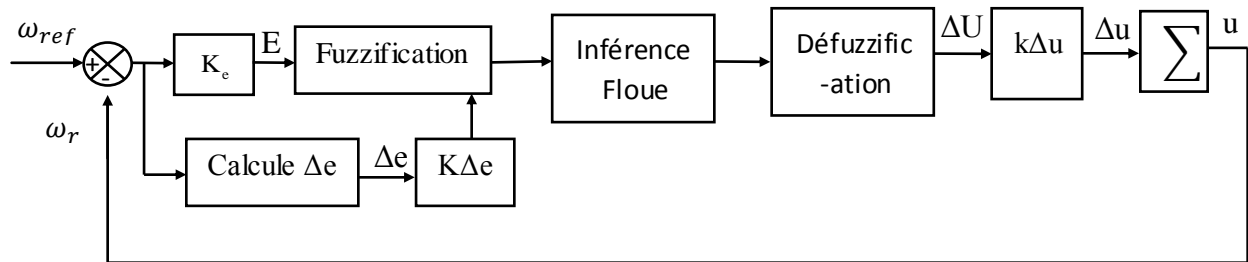


Figure II.18 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\omega = \omega_{ref} - \omega_r \quad (II.54)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) = e(k + 1) - e(k) \quad (II.55)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

Les trois grandeurs $e, \Delta e$ et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = k_e \cdot \Delta e, \Delta E = k_{\Delta e} \cdot \Delta e, \Delta U = k_{\Delta u} \cdot \Delta u \quad (II.56)$$

Où $k_e, k_{\Delta e}$ et $k_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par la figure(III.4) est composé de :

- ✓ Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps;

- ✓ Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- ✓ Un bloc de fuzzification ;
- ✓ Des règles floues ;
- ✓ Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- ✓ Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

II.5.5.2 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

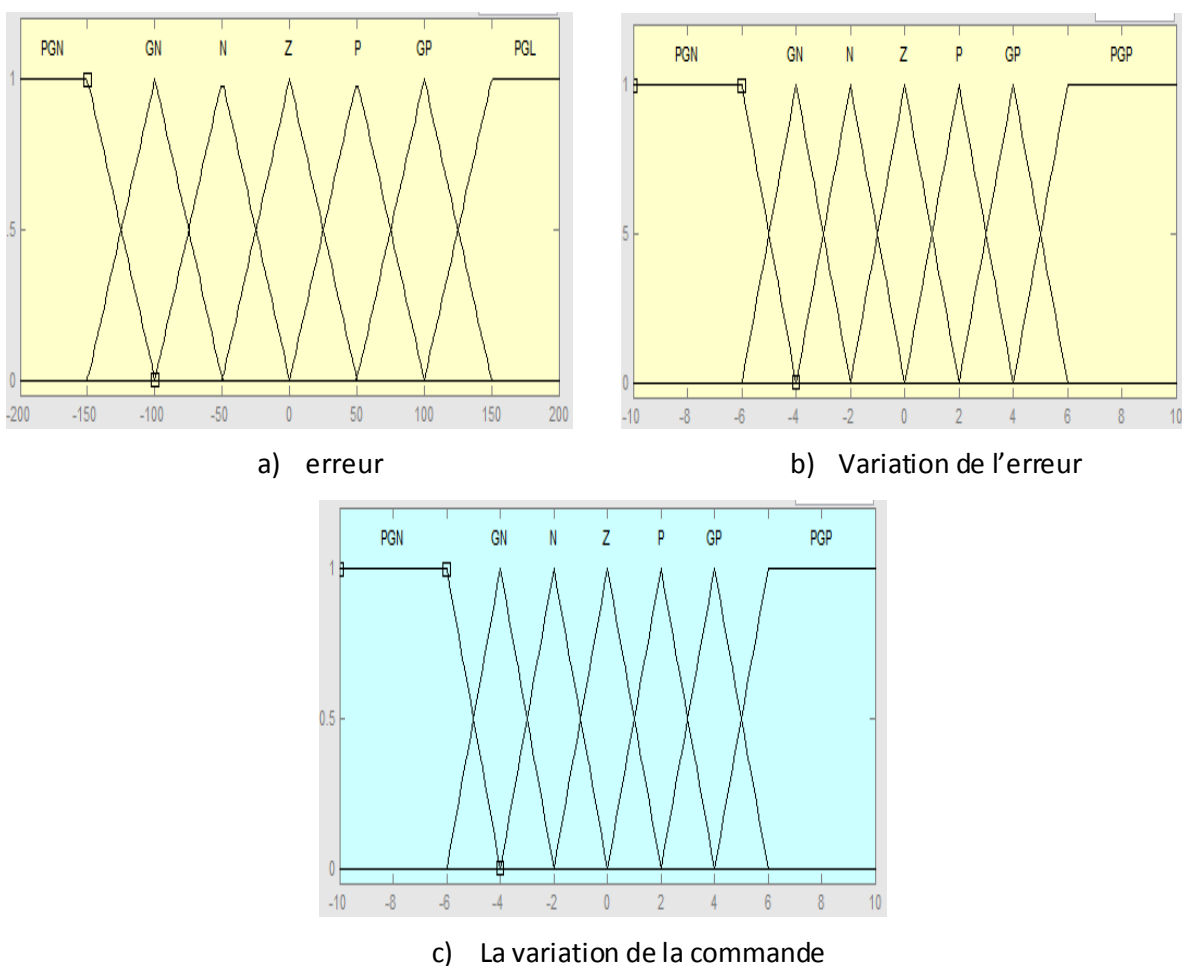


Figure II.19 : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie

Les classes sont nommées : **N** : Négative, **Z** : Zéro ou nulle, **P** : Positif, **PG** : positif grand, **NG** pour négatif grand.

II.5.5.3 Table de réglage

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de trente-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante.

ΔU		Δe						
		PGN	NG	N	Z	P	PG	PPG
e	PGN	PGN	PGN	PGN	PGN	GN	P	Z
	NG	PGN	NG	NG	N	N	Z	P
	N	PGN	NG	N	N	Z	P	PG
	Z	PGN	N	N	Z	P	P	PPG
	P	GN	N	Z	P	P	PG	PPG
	PG	P	Z	P	P	PG	PG	PPG
	PPG	Z	P	PP	PPG	PPG	PPG	PPG

Table II.2 : Matrice d'inférence des règles floues

II.5.5.4 Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation [72]. La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité, notre choix est porté sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul.

II.5.6 Commande floue directe du couple (DTC Floue)

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une machine synchrone est présenté par la figure (II.20). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le contrôleur PI classique [73].

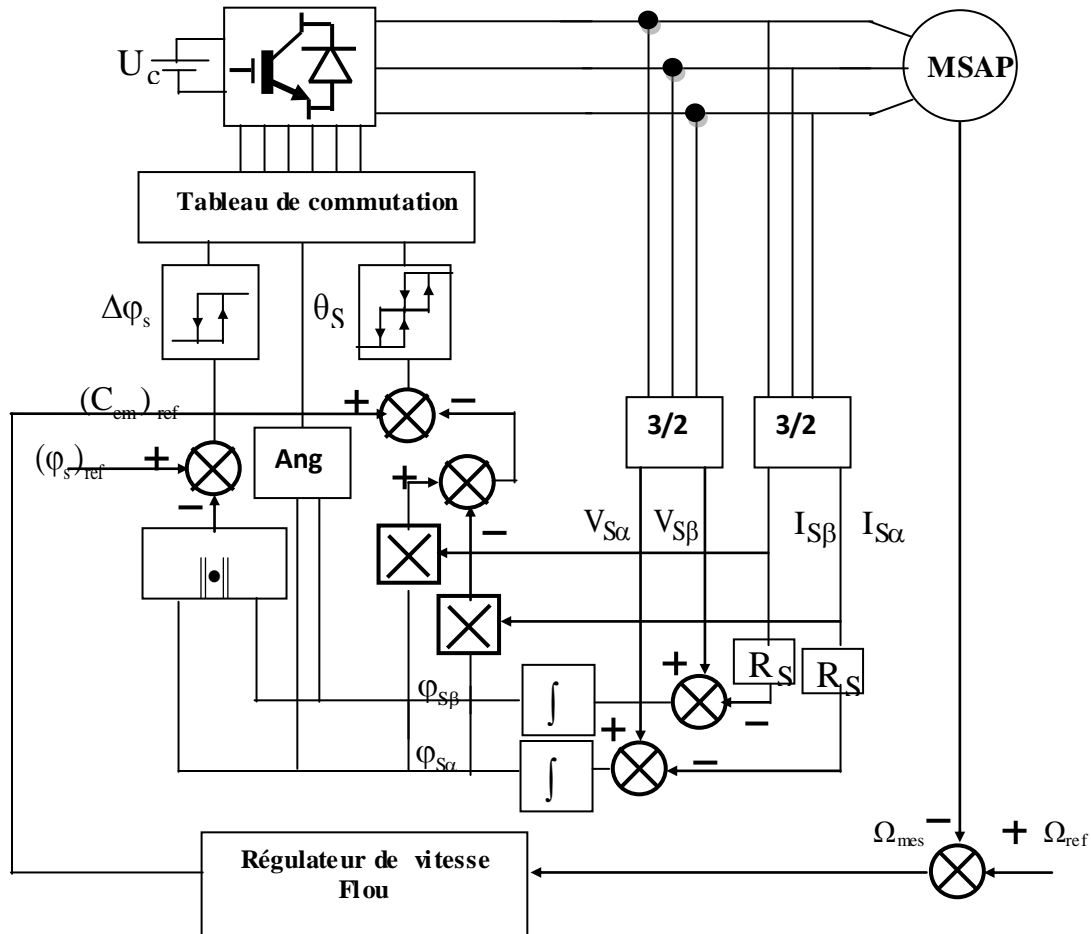


Figure II.20 : Schéma bloc de la commande DTC floue

II.6 Résultats de simulations et interprétations

Les résultats de simulation obtenus par les trois commandes vectorielle, DTC et DTC FLOUE appliquées à la MSAP, montrent les courbes de la vitesse d'entraînement, du Couple électromécanique, du courant direct et courant quadratique. De ce fait, pour des performances bien désirées, nous simulons sous Matlab- Simulink, les trois types de commandes dans la suite de ce chapitre.

Les paramètres de la machine utilisés dans les simulations, sont donnés dans un tableau placé à la fin de cette thèse. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

Des différents tests ont été effectués, afin de l'aboutir les performances statique et dynamique des commandes présentées, comme dans notre travail : changement de la

référence de vitesse, variation de la charge, changement du sens de rotation et variation du couple de charge, variation du flux magnétique Les exemples de simulation de la machine commandés sont illustrés comme suit :

II.6.1 Commande vectorielle

II.6.1.1 Essai à Charge

La vitesse de référence appliquée à l'entrée de la commande est un échelon à l'ordre de 80(rad/s). Les figures (II.21 - II.26) représentent les résultats de simulations de la commande vectorielle pour un démarrage en charge de la vitesse, du couple électromagnétique, de la composante direct du courant (i_d), du courant quadratique (i_q), du courant de phase (i_a) et du courant de phase (i_b).

L'examen des courbes montre que la machine est en régime de fonctionnement à charge, la vitesse suit rapidement la consigné de référence après le régime transitoire après un temps de réponse de 0.3(s), on remarque aussi, que cette réponse suive sa référence et se stabilise au régime permanent, l'allure du couple électromécanique et le courant quadratique se stabilise rapidement en régime permanent après un temps très court. Les courants statoriques de phase sur l'axe (a et b) se stabilisent à la constante qui définit le courant nécessaire charge sous une tension nominale.

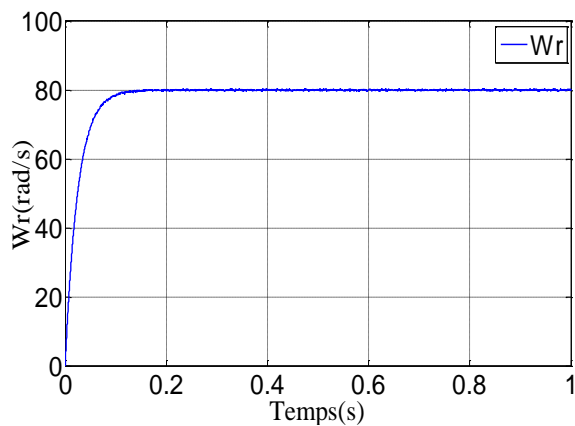


Figure II.21 : Vitesse d'entraînement à charge pour la commande vectorielle

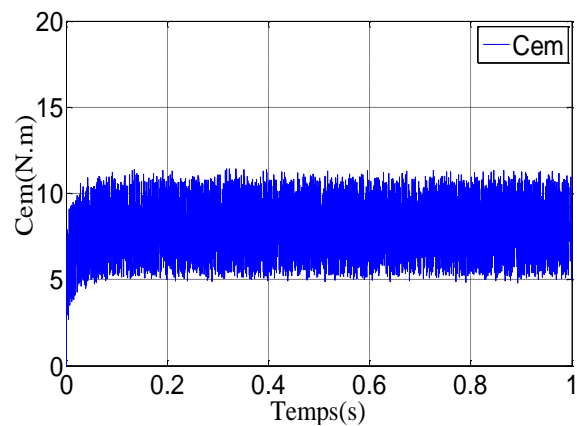


Figure II.22 : Couple électromécanique à charge pour la commande vectorielle

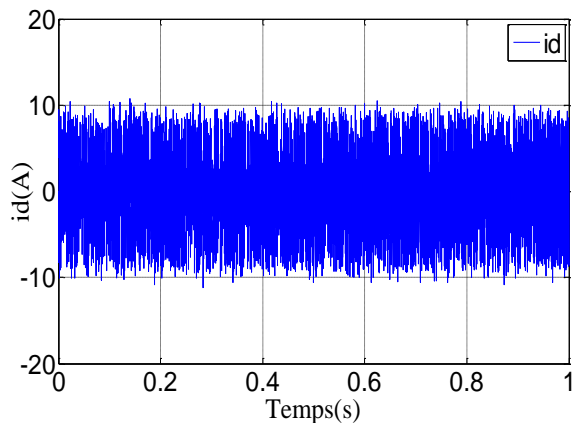


Figure II.23 : Courant direct à charge pour la commande vectorielle

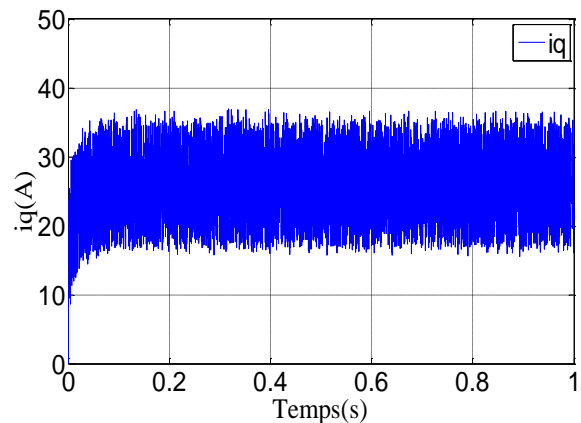


Figure II.24 : Courant quadratique à charge pour la commande vectorielle

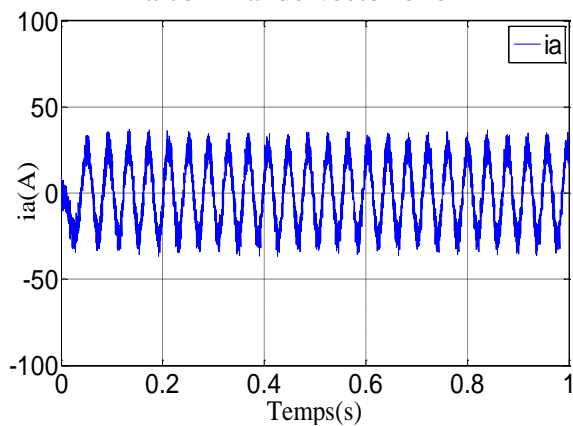


Figure II.25 : Courant de phase (a) à charge pour la commande vectorielle

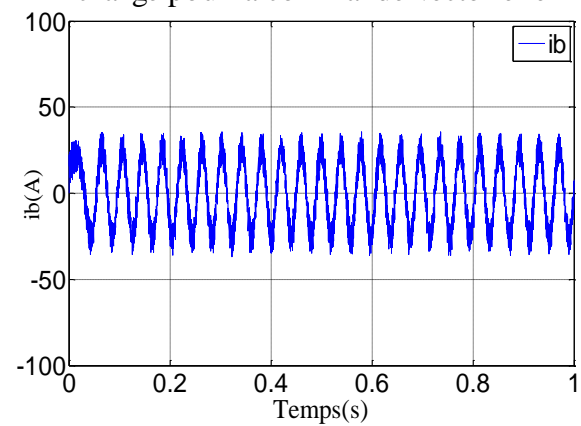


Figure II.26 : Courant de phase (b) à charge pour la commande vectorielle

II.6.1.2 Essai de changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation de la vitesse, du couple électromagnétique, des courants sur l'axe quadratique et direct ainsi des courant de phase sur l'axe (a et b) sont représentés sur les figures (II.27 – II.32). Pour un changement de la vitesse référence de $\Omega_{ref}=80$ (rad/s) à

$\Omega_{ref}=100$ (rad/s) à l'instant $t=0.4$ (s), on remarque que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique, provoquant l'augmentation du couple électromagnétique et aussi du courant quadratique. La forme des courants statoriques absorbés est proche d'un sinusoïde, décalé en eux d'une phase de 120° .

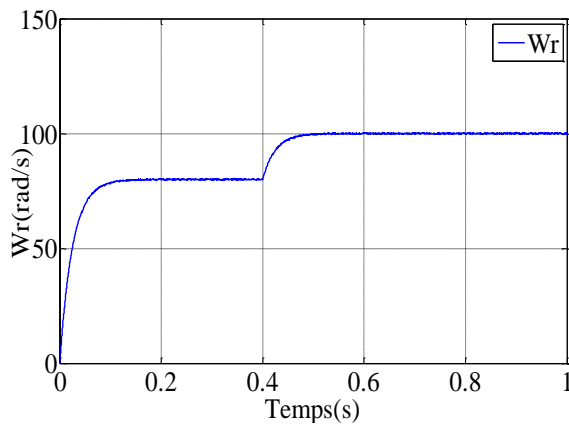


Figure II.27 : Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande vectorielle

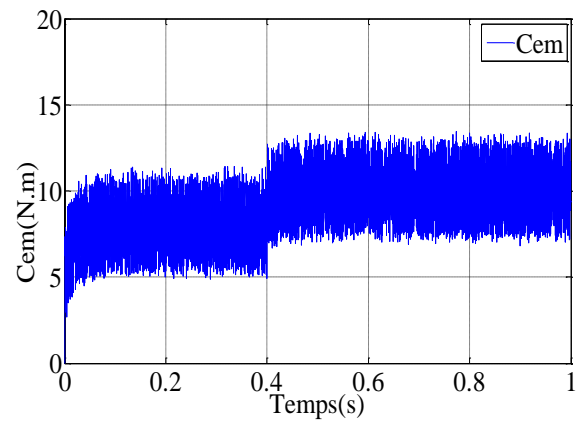


Figure II.28 : Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande vectorielle

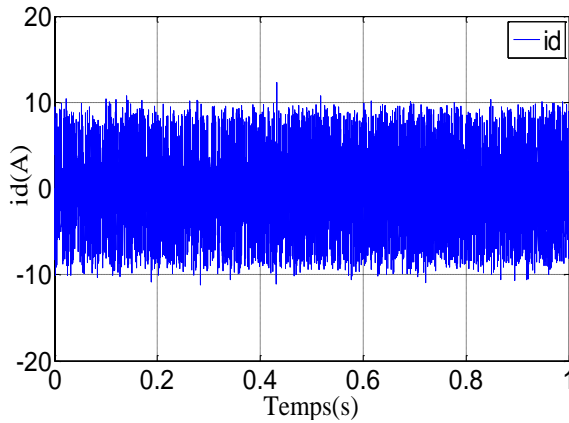


Figure II.29 : Courant direct en changement de la référence pour la commande vectorielle

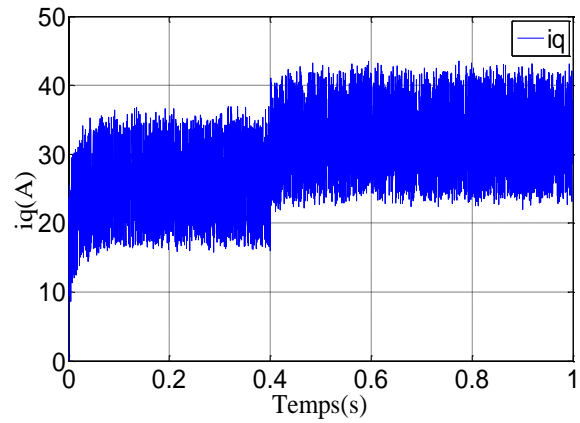


Figure II.30 : Courant quadratique en changement de la référence pour la commande vectorielle

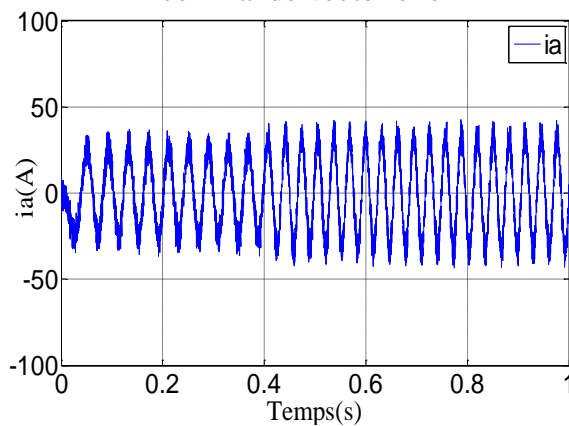


Figure II.31 : Courant de phase (a) en application de la charge pour la commande vectorielle

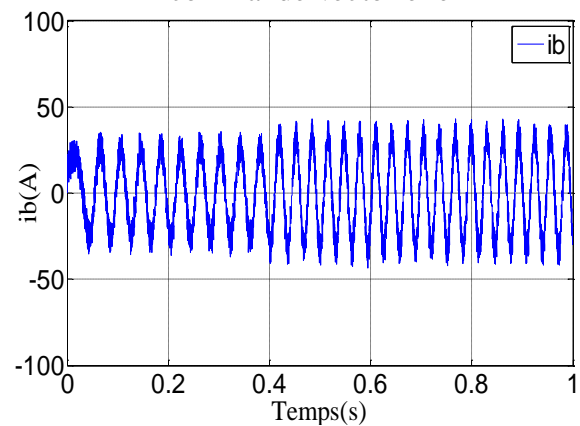


Figure II.32 : Courant de phase (b) en application de la charge pour la commande vectorielle

II.6.1.3 Essai de la variation de la charge

Dans ce test, on va simuler la machine pour une augmentation de la charge à l'instant $t=0.3(s)$ d'une valeur du couple résistant de $2(N.m)$.

Les figures (II.33-II.38), montrent les réponses de la vitesse, du couple et des courants direct et quadratique ainsi que les courants statoriques de phase sur l'axe (a et b). Après la variation du couple résistant, on remarque une diminution de la vitesse, cette perturbation est rejetée après un temps de $0.1(s)$, On distingue bien le découplage introduit entre les deux phases sur l'axe directe et quadratique et le couple électromagnétique dépend seulement de la composante i_q .

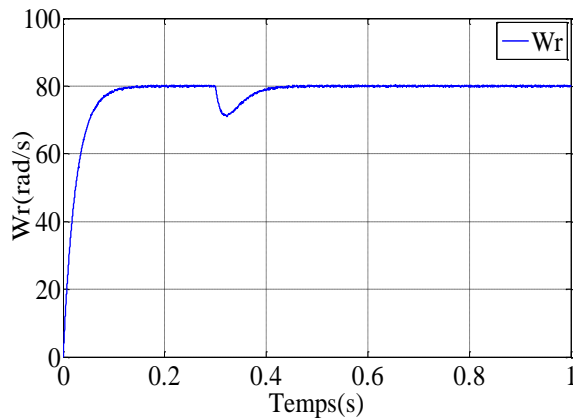


Figure II.33 : Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande vectorielle

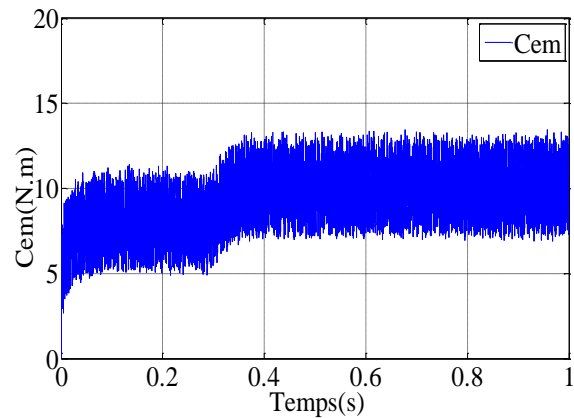


Figure II.34 : Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande vectorielle

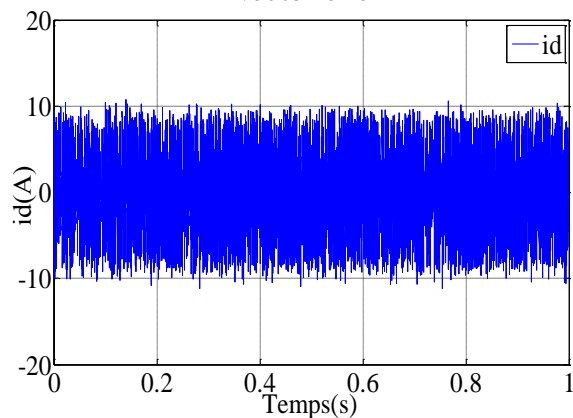


Figure II.35 : Courant direct à la variation de la charge pour la commande vectorielle

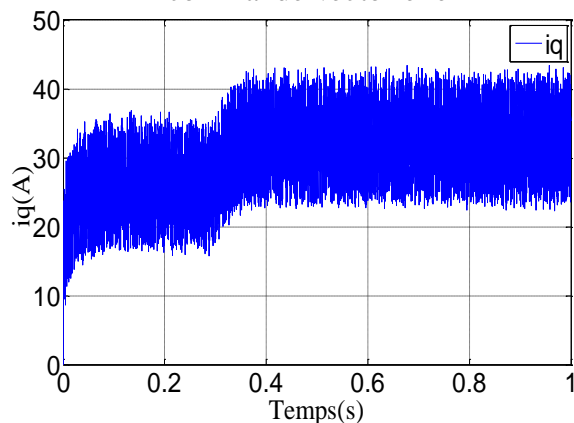


Figure II.36 : Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande vectorielle

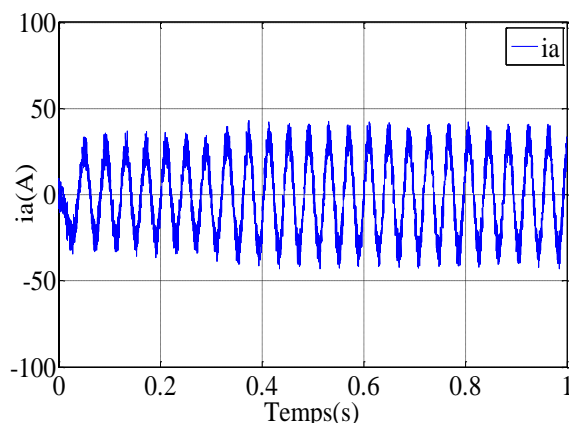


Figure II.37 : Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande vectorielle

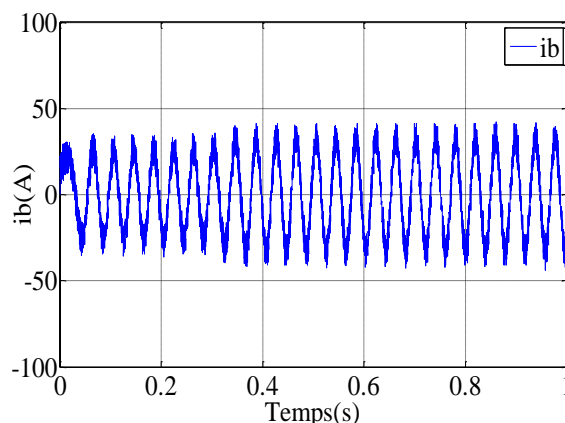


Figure II.38 : Courant de phase (b) à la variation de la charge pour la commande vectorielle

II.6.1.4 Essai de changement du sens de rotation et de l'application de la charge

Pour réaliser ce test, à l'instant $t=0.4$ (s) on inverse le sens de la vitesse de $\Omega_{ref}=80$ (rad/s) à $\Omega_{ref}=-80$ (rad/s) et on introduit à $t=0.6$ (s) un couple de 2(N.m). On constate à partir des figures (II.39 – II.44) que le couple et la vitesse suivent parfaitement leurs consignes, ce qui garanti la robustesse de cette commande au sens de ce test.

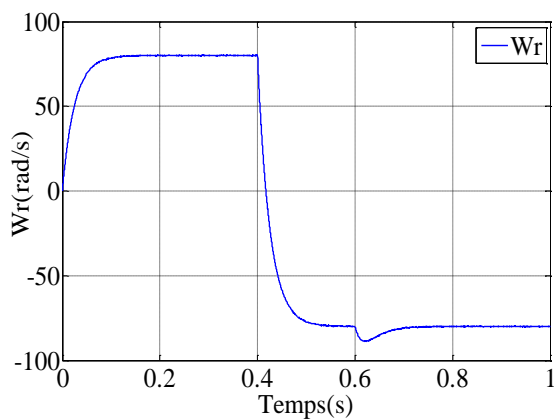


Figure II. 39 : Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle

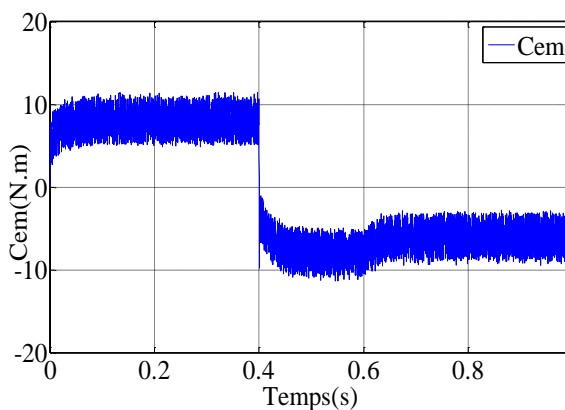


Figure II. 40 : Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle

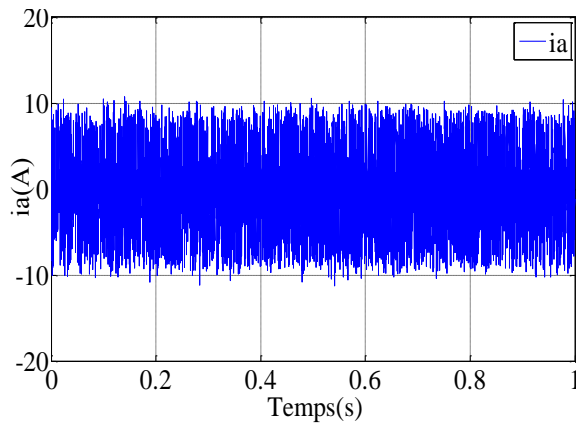


Figure II.41 : Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle

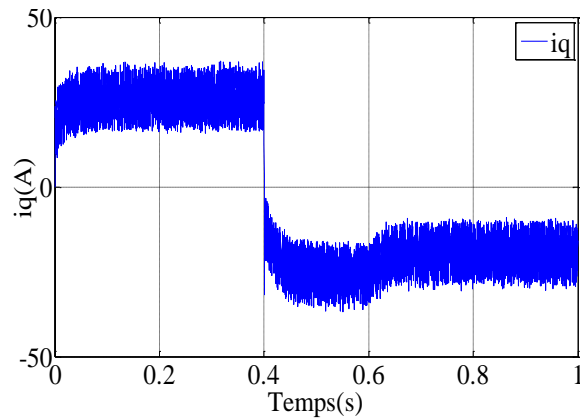


Figure II.42 : Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande vectorielle

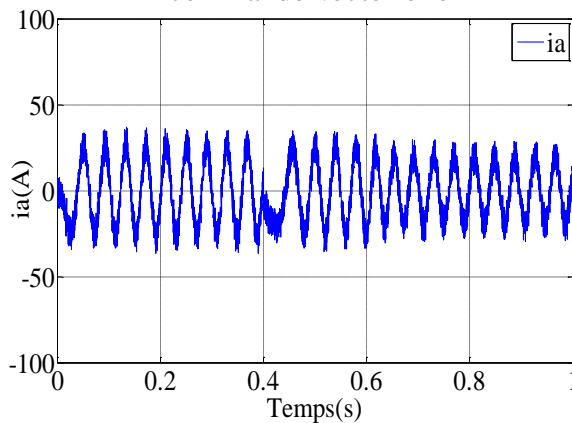


Figure II.43 : Courant de phase (a) en application de la charge pour la commande vectorielle

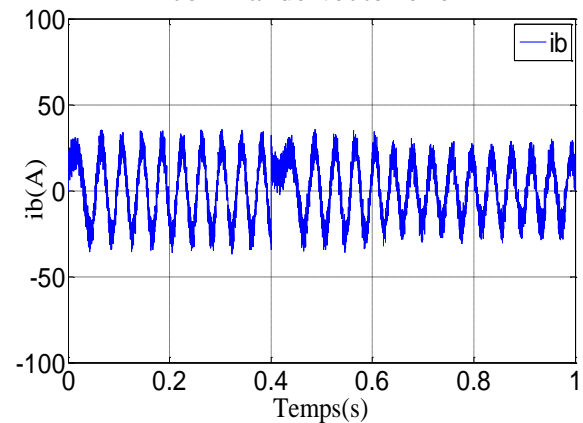


Figure II.44 : Courant de phase (b) en application de la charge pour la commande vectorielle

II.6.1.5 Essai de l'application d'une perturbation

Dans ce test, on va simuler la machine au sens du test des performances, on a opté pour une variation du champ magnétique de 60% durant la simulation, ce dernier peut varier sous l'influence des effets extérieurs comme les interactions avec les autres champs du milieu, la topologie du rotor ...etc. De ce fait, la machine est démarrée à charge pour d'autre topologie de rotor, puis à l'instant $t=0.3(s)$, on change la valeur du champ rotorique pour une valeur plus grand.

A partir des figures (II. 45 – II.50), on constate le pic de la vitesse a l'ordre de 98(rad/s) (moins de la vitesse de synchronisme) pour une durée de 0.1(s), et le couple électromécanique subit a un pic a l'ordre de 18(N.m), suivi par des fluctuations, donc cette technique est moins robuste vis à vis les tests de performances.

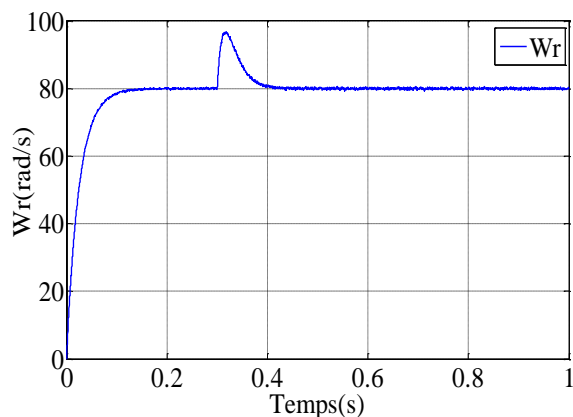


Figure II. 45 : Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle

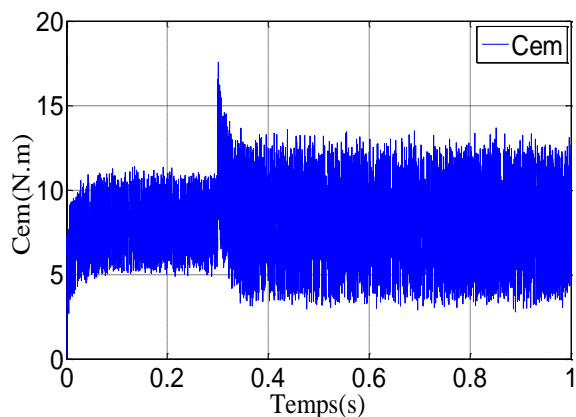


Figure II. 46 : Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle

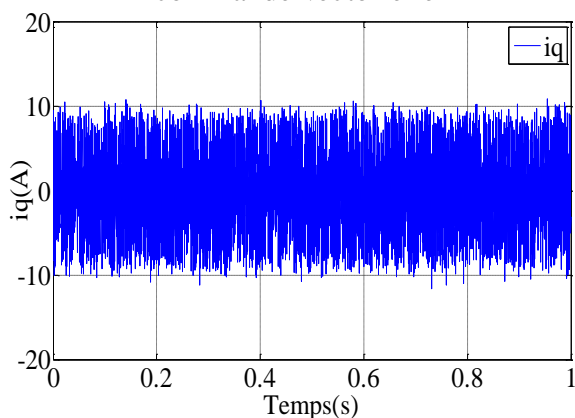


Figure II.47 : Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle

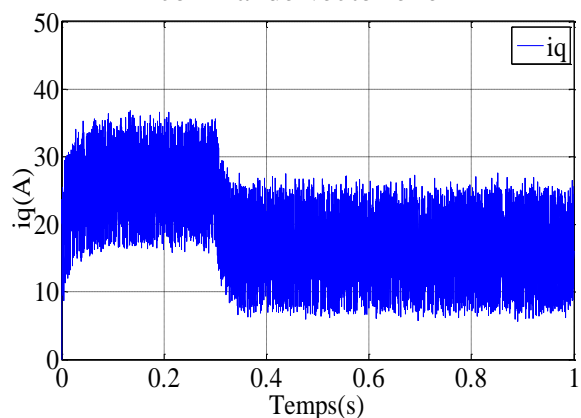


Figure II.48 : Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle

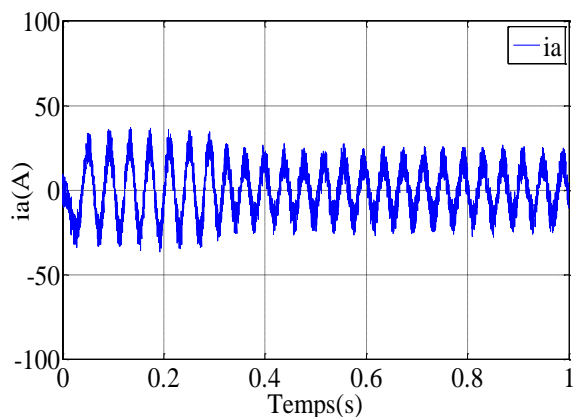


Figure II.49 : Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle

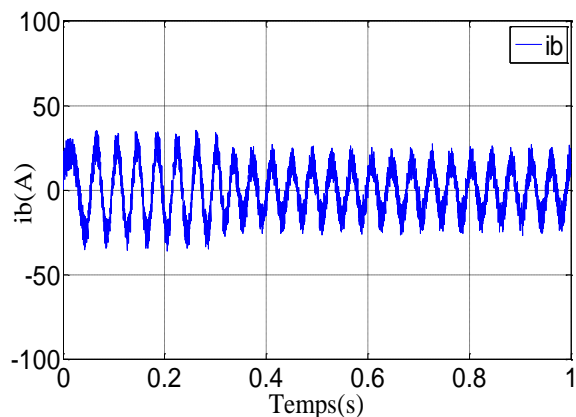


Figure II.50 : Courant de phase (b) sous l'application d'une perturbation pour la commande vectorielle

II.6.2 Commande DTC

Les figures ((II.51)-(II.80)) montrent l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromécanique, du courant direct, du courant quadratique, des courants statoriques sur l'axe (d,q) obtenus à charge, pour une variation de la vitesse de référence, pour une variation de la charge, pour inversion du sens de rotation et pour le test de robustesse sous l'application d'une perturbation.

II.6.2.1 Essai à charge

La vitesse de référence appliquée à l'entrée de la commande est un échelon de $\Omega_{ref} = 80(\text{rad/s})$. Les figures ((II.51)-(II.56)), représentent les résultats de simulation de l'essai à charge.

On remarque que pour le fonctionnement à charge, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte pour un temps de réponse acceptable et les réponses du couple électromécanique ainsi que les courants direct et quadratique sont stables au régime permanent après un temps de réponse de 0.2(s).

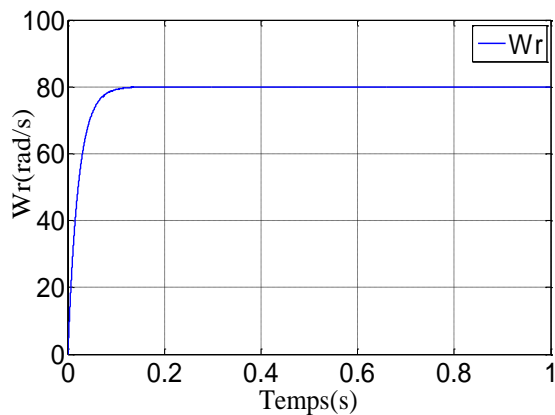


Figure II. 51 : Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC

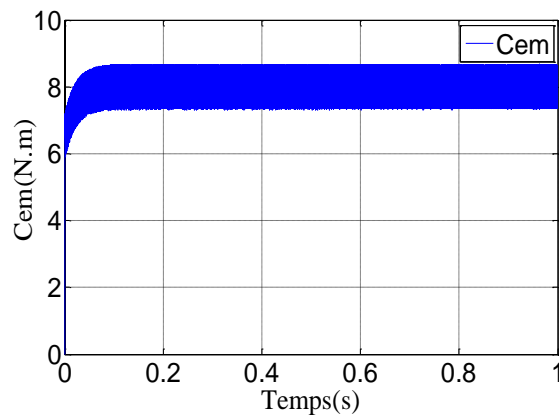


Figure II. 52 : Couple électromécanique à charge pour la commande DTC

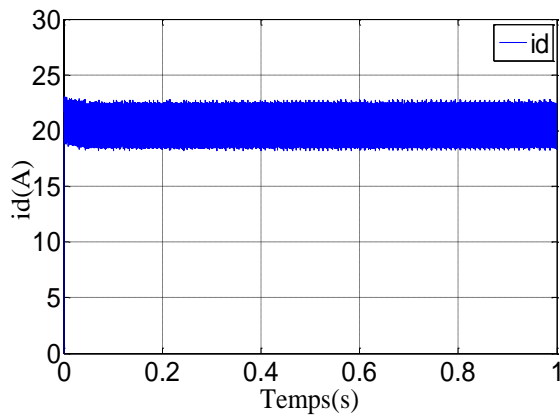


Figure II.53 : Courant direct à charge pour la commande DTC

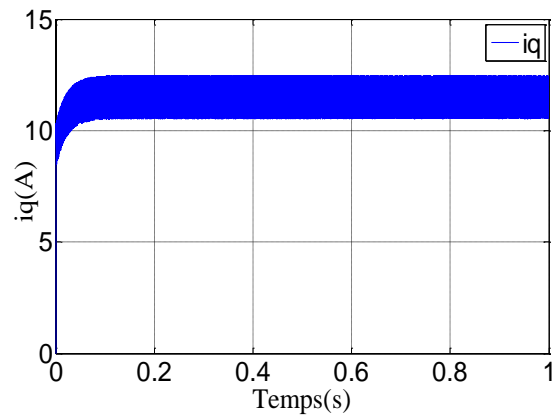


Figure II.54 : Courant quadratique à charge pour la commande DTC

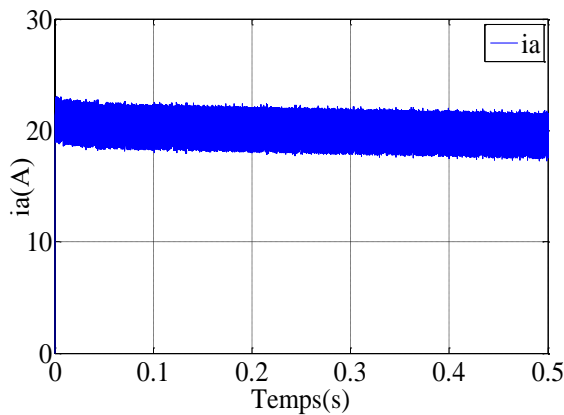


Figure II.55 : Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC

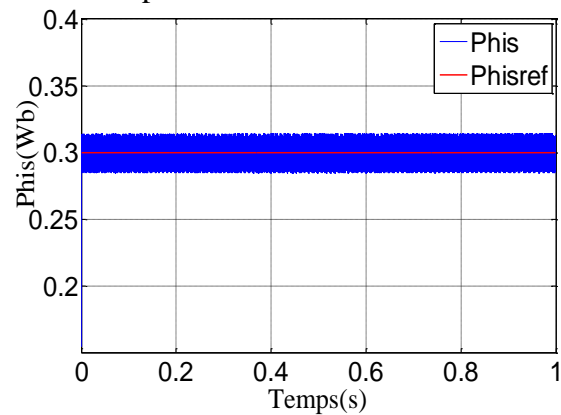


Figure II.56 : Flux statorique à charge pour la commande DTC

II.6.2.2 Essai de changement de la référence de vitesse

Les figures ((II.57)-(III.62)) présentent les résultats de simulation de la vitesse d'entraînement, du couple électromagnétique, les courants sur les axes (d, q) et l'axe (a) ainsi que le flux statorique pour un changement de la référence de vitesse de $\Omega_{ref}=80(\text{rad/s})$ à $\Omega_{ref}=100(\text{rad/s})$ à l'instant $t=0.4\text{s}$.

Après avoir changé la vitesse d'entraînement, on remarque que le système répond positivement à ce test, les caractéristiques suivent cette augmentation vers leurs nouvelles références puis se stabilisent au régime permanent, l'évolution du couple montre que, lors du passage d'une référence à l'autre, le couple subit un changement et se stabilise à $10(\text{N.m})$, On peut dire que la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

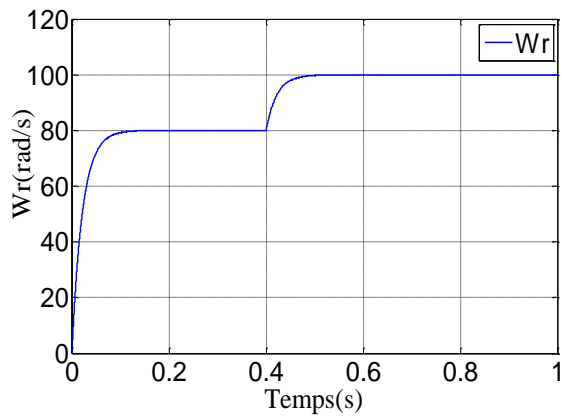


Figure II. 57 : Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande DTC

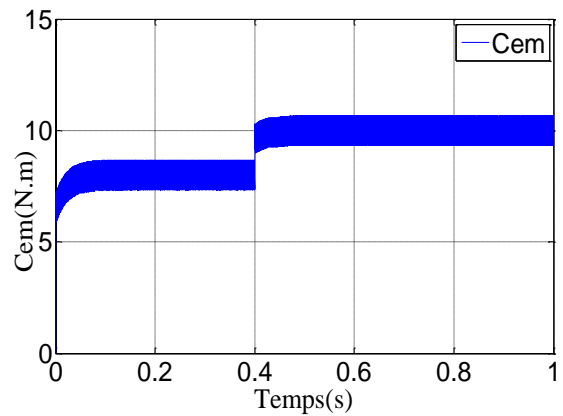


Figure II. 58 : Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande DTC

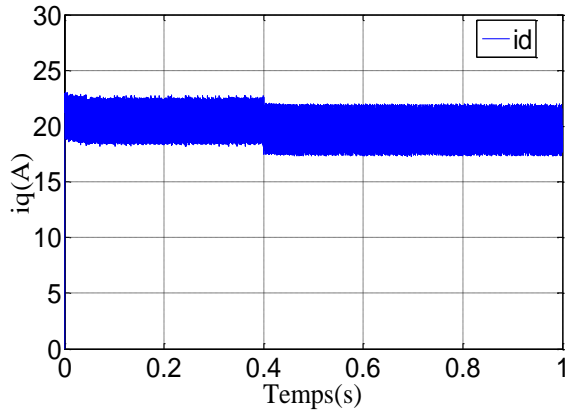


Figure II.59 : Courant direct en changement de la référence pour la commande DTC

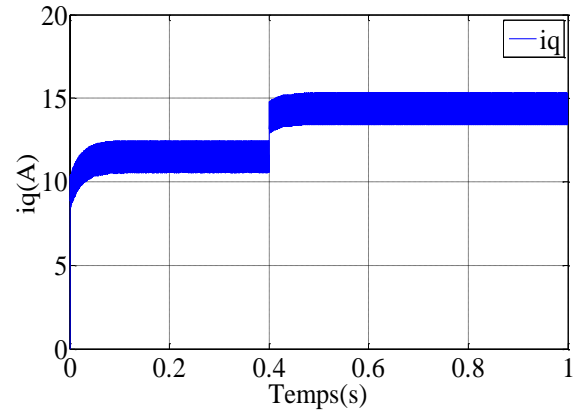


Figure II.60 : Courant quadratique en changement de la référence pour la commande DTC

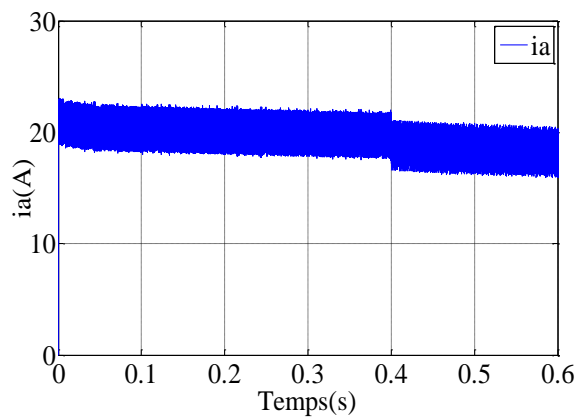


Figure II.61 : Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande DTC

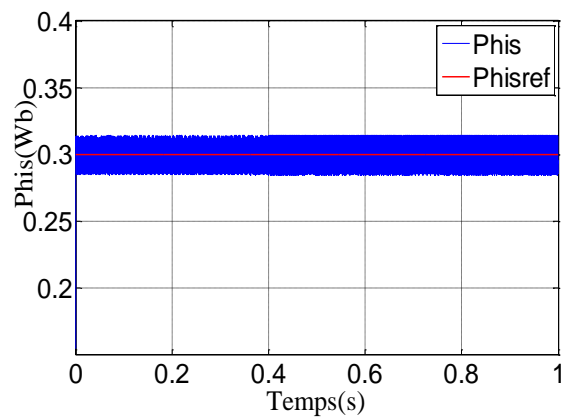


Figure II.62 : Flux statorique en en changement de la référence pour la commande DTC

II.6.2.3 Essai de la variation de la charge

Dans ce test, on applique à la machine un couple de charge de 2(N.m) à l'instant $t=0.3(s)$. Les figures ((II.63)-(II.68)), montrent la réponse des grandeurs : la vitesse, le couple, les courants sur les axes (d,q) et l'axe (a) ainsi que le flux statorique sont influencées par cette variation du couple. On constate que cette variation n'influe pas sur le flux statorique, ce qui confirme le découplage entre le flux et le couple et par conséquent la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse et application d'une charge.

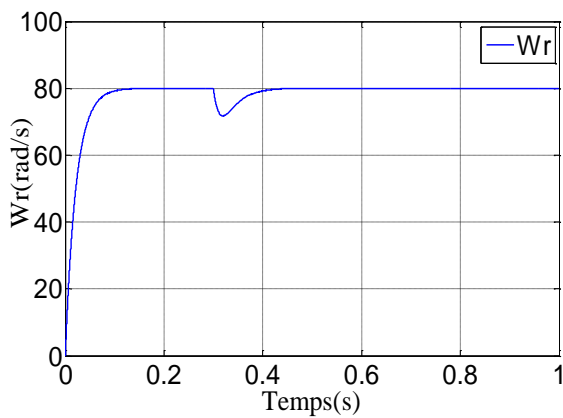


Figure II. 63 : Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande DTC

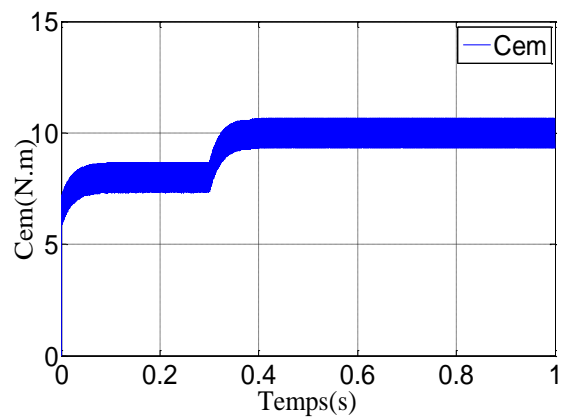


Figure II. 64 : Couple électromécanique à la variation de la charge pour la commande DTC

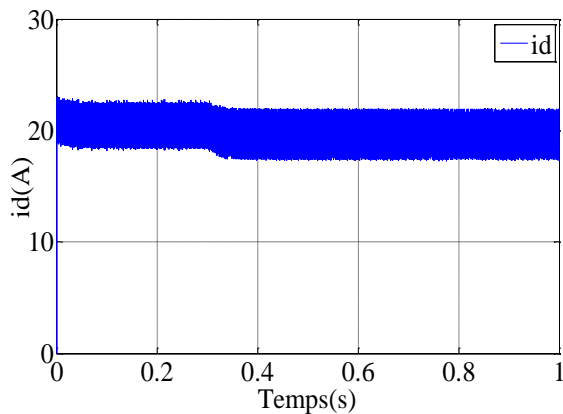


Figure II.65 : Courant direct à la variation de la charge pour la commande DTC

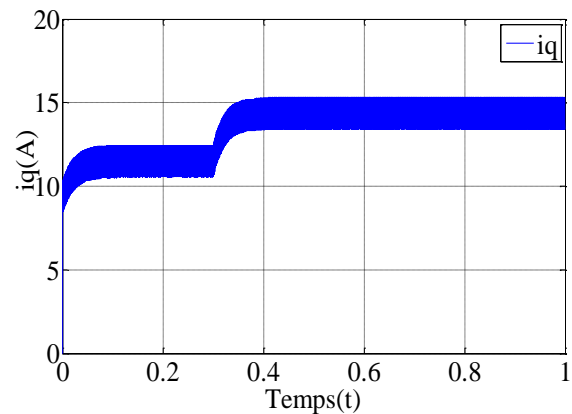


Figure II.66 : Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande DTC

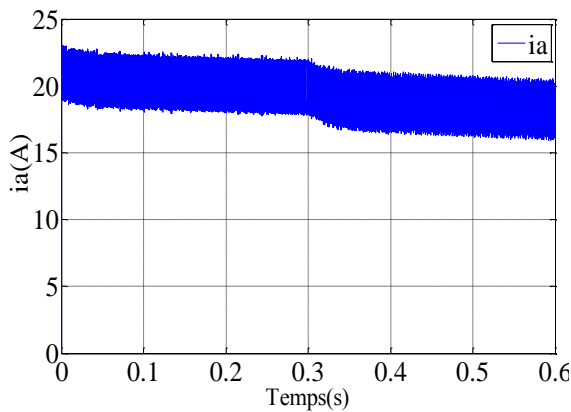


Figure II.67 : Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande DTC

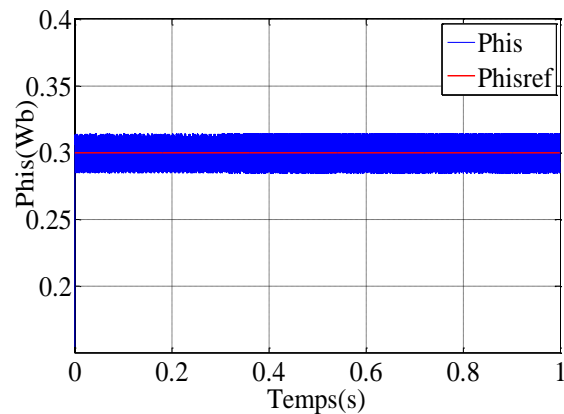


Figure II.68 : Flux statorique à la variation de la charge pour la commande DTC

II.6.2.4 Essai de changement du sens de rotation et variation du couple de charge

Pour réaliser ce test, à l'instant $t=0.4$ (s) on inverse le sens de la vitesse de $\Omega_{ref}=80$ (rad/s) à $\Omega_{ref}=-80$ (rad/s). Les figures ((II.69)-(II.74)) montrent les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les courants et le flux. On constate que le couple et la vitesse suivent parfaitement leurs consignes lors de l'inversion du sens de rotation, les courants sont peu influencés par ce test ce et nous confirme le découplage entre le flux et le couple.

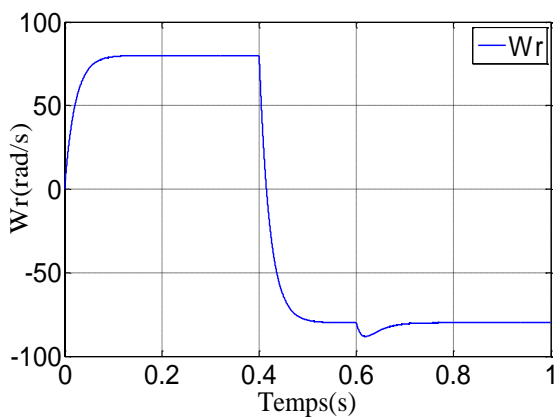


Figure II. 69 : Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande DTC

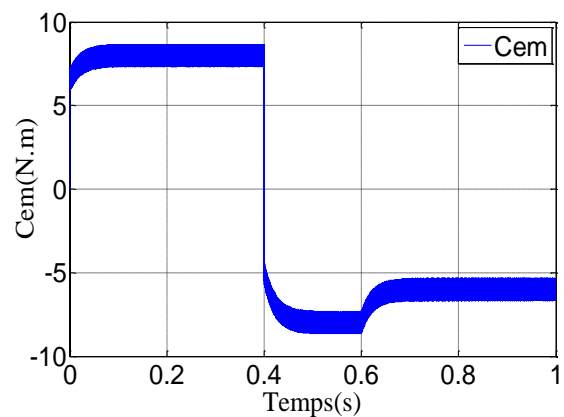


Figure II. 70 : Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande DTC

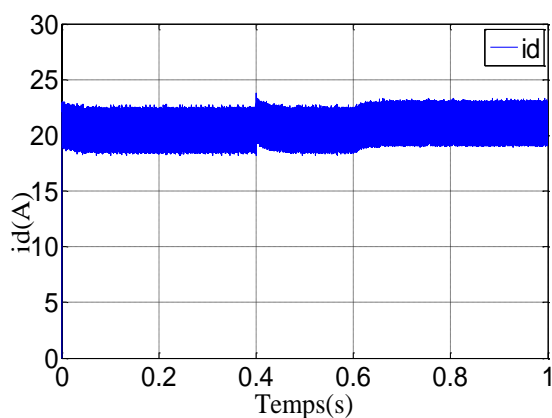


Figure II.71 : Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande DTC

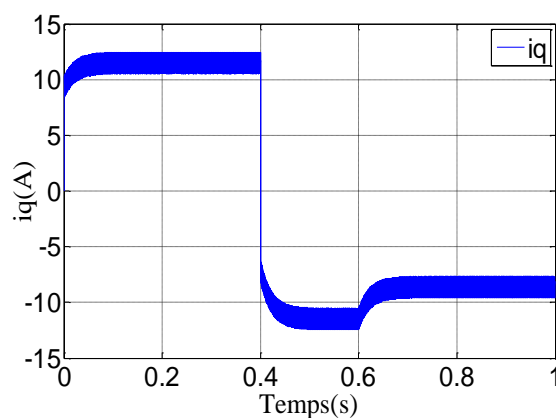


Figure II.72 : Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande DTC

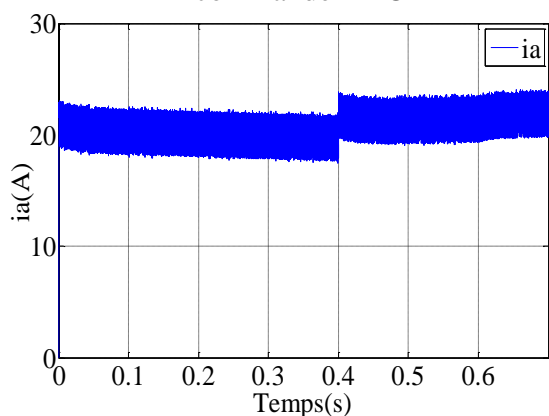


Figure II.73 : Courant de phase (a) en application de la charge pour la commande DTC

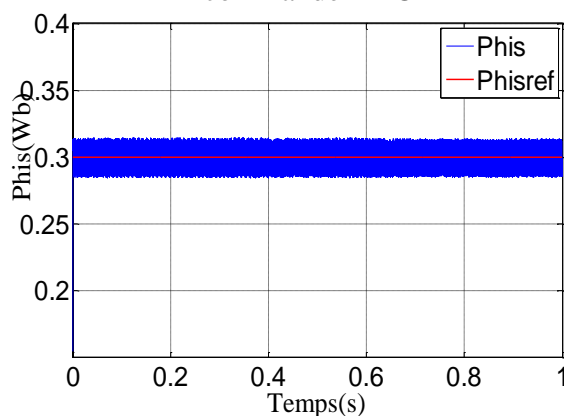


Figure II.74 : Flux statorique en application de la charge pour la commande DTC

II.6.2.5 Essai de l'application d'une perturbation

A l'instant $t=0.4$ (s) on applique une perturbation au sens du test de performance, on a opté pour une variation du champ magnétique de 60% durant la simulation au niveau de la partie rotorique, sur le flux magnétique rotorique.

A partir des figures ((II.75)- (II.80)), on constate que la courbe de vitesse subit à une allure à l'ordre de 98 (rad/s), puis se stabilise après un temps de 0.1(s), l'évolution du couple montre un régime transitoire rapide suivi d'un régime établi avec moins de dépassement du pic, on tire alors, une certaine robustesse de cette commande vis-à-vis ce fonctionnement, donc cette technique est aussi moins robuste vis à vis les test de l'application d'une perturbation.

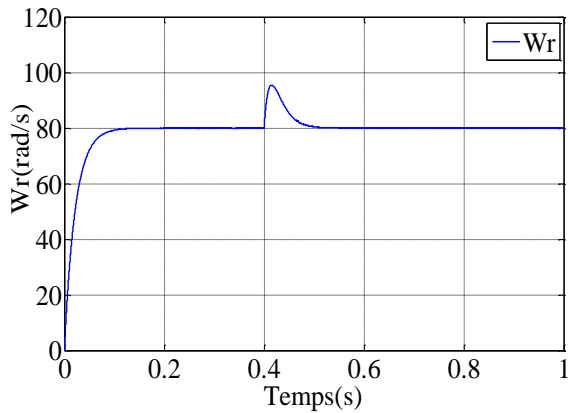


Figure II. 75 : Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC

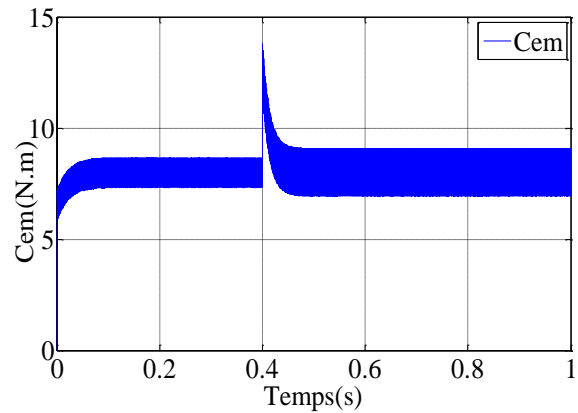


Figure II. 76 : Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC

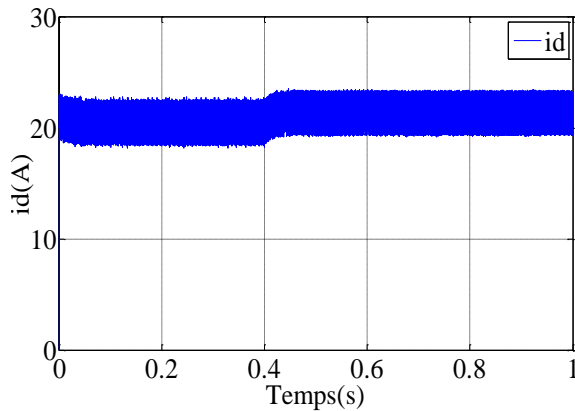


Figure II.77 : Courant direct l'application d'une perturbation pour la commande DTC

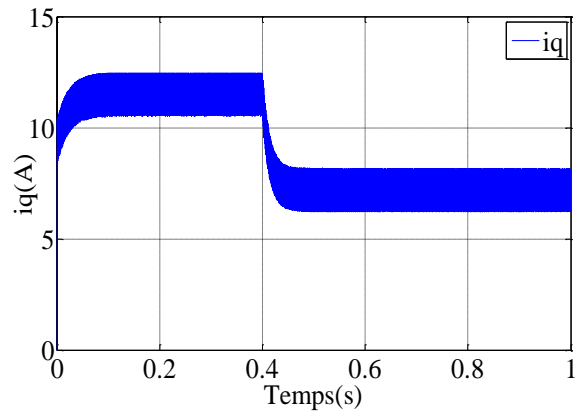


Figure II.78 : Courant quadratique l'application d'une perturbation pour la commande DTC

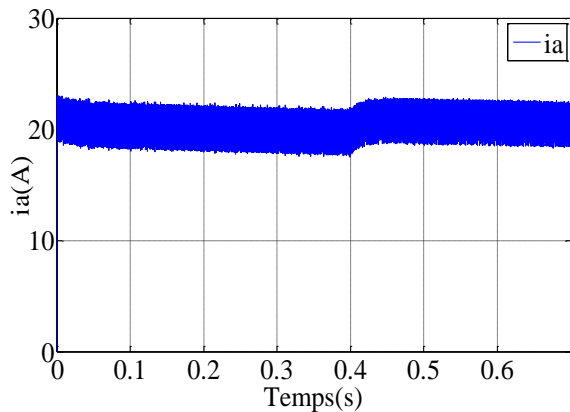


Figure II.79 : Courant de phase (a) l'application d'une perturbation pour la commande DTC

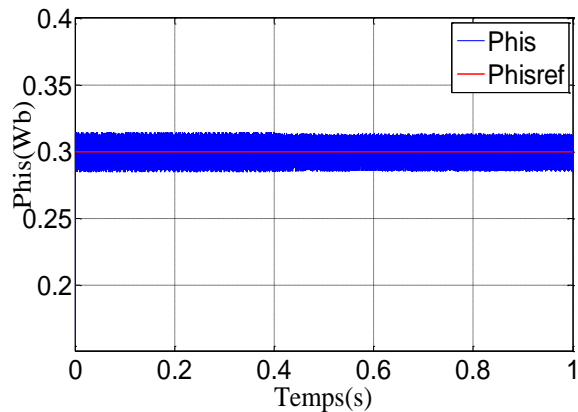


Figure II.80 : Flux statorique l'application d'une perturbation pour la commande DTC

II.6.3 Commande DTC Floue appliquée à la MSAP

II.6.3.1 Essai à charge

On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (II.20), pour $\omega_{ref}=80 \text{ rad/s}$. les figures (II.81-86) l'évolution des grandeurs telles que la vitesse, le couple, les courants et le flux pour un fonctionnement à charge.

On remarque que la vitesse atteint sa référence au bout d'un temps de 0.8(s). Le couple et l'évolution des courants sur l'axe directe et quadratique ainsi que l'axe (a) présentent de faibles ondulations par rapport aux commandes précédentes.

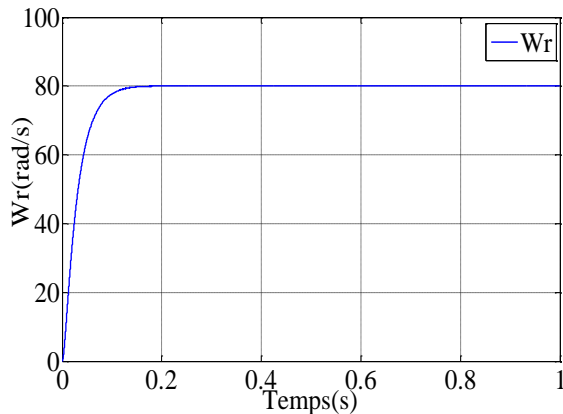


Figure II.81 : Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC floue

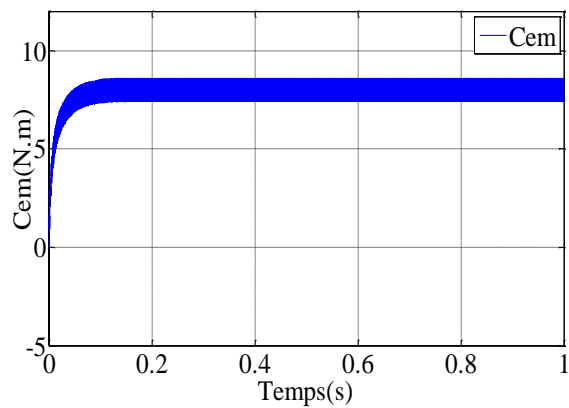


Figure II.82 : Couple électromécanique à charge pour la commande DTC floue

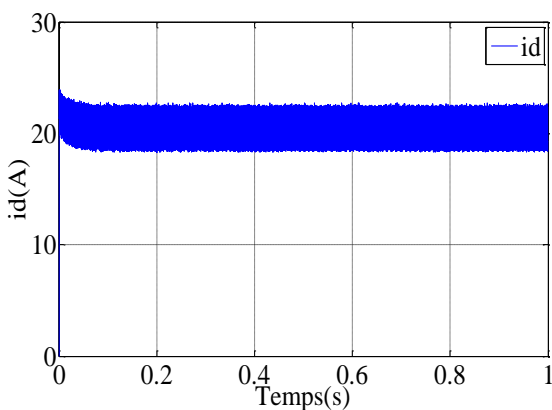


Figure II.83 : Courant direct à charge pour la commande DTC floue

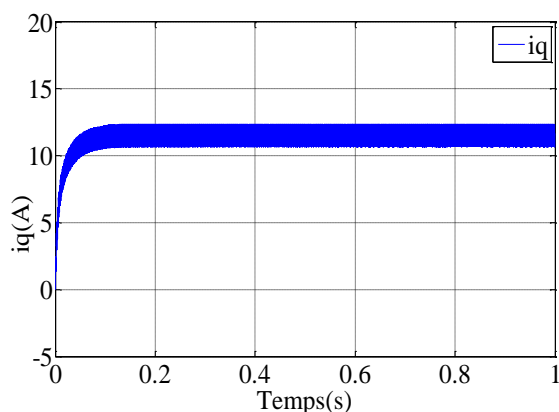


Figure II.84 : Courant quadratique à charge pour la commande DTC floue

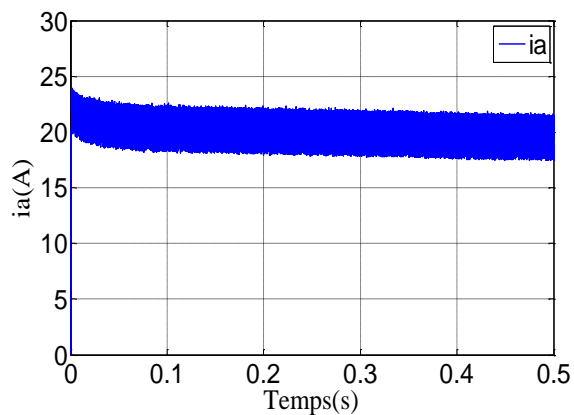


Figure II.85 : Courant de phase (a) à charge pour la commande vectorielle

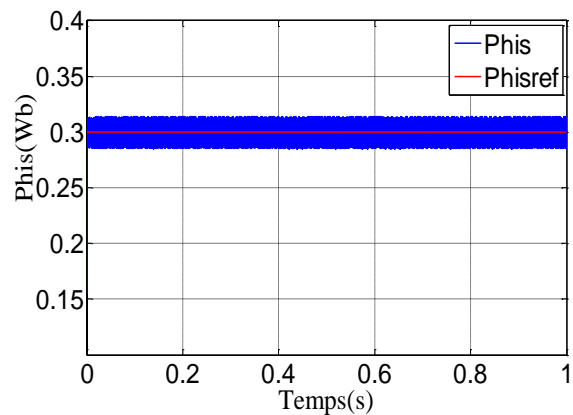


Figure II.86 : Courant de phase (b) à charge pour la commande vectorielle

II.6.3.2 Essai de changement de la référence de vitesse

On applique à l'entrée de cette commande, un échelon de vitesse de 80(rad/s), puis à l'instant $t=0.4$ (s) on augmente la vitesse jusqu'à 100(rad/s). Les figures (II.87-92) représente les résultats de simulations des grandeurs telle que la vitesse, le couple les courants et le flux statorique. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse réelle suivie rapidement leur nouvelle référence. Le couple électromécanique se stabilise au voisinage de 10 (N.m) après un temps de 0.4(s).

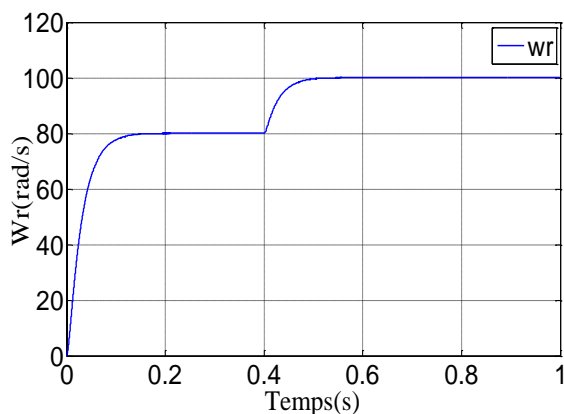


Figure II.87 : Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande DTC floue

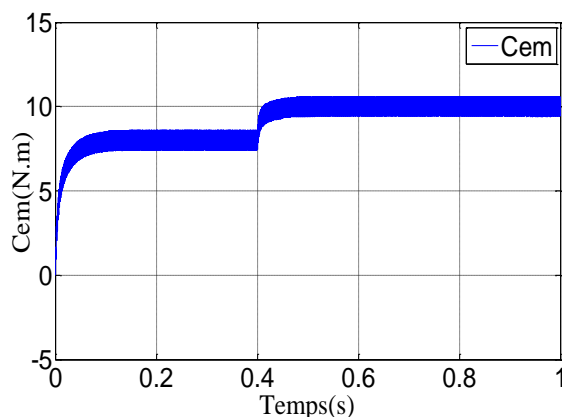


Figure II.88 : Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande DTC floue

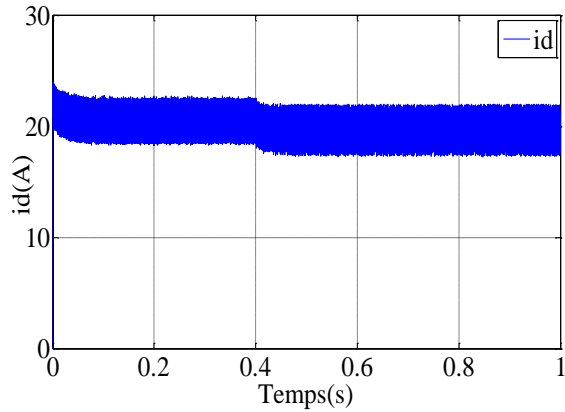


Figure II.89 : Courant direct en changement de la référence pour la commande DTC floue

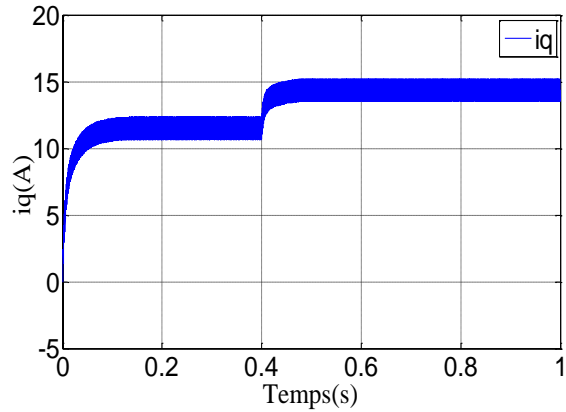


Figure II.90 : Courant quadratique en changement de la référence pour la commande DTC floue

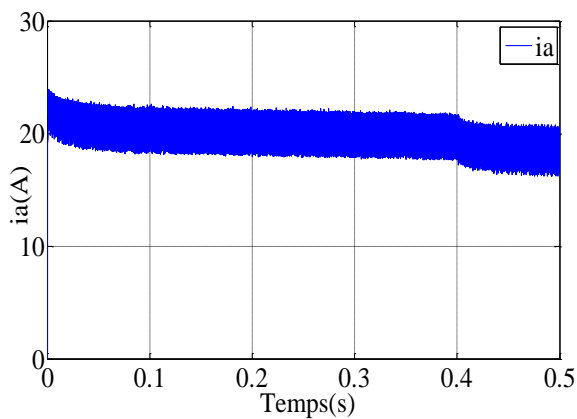


Figure II.91 : Courant de phase (a) en application de la charge pour la commande vectorielle

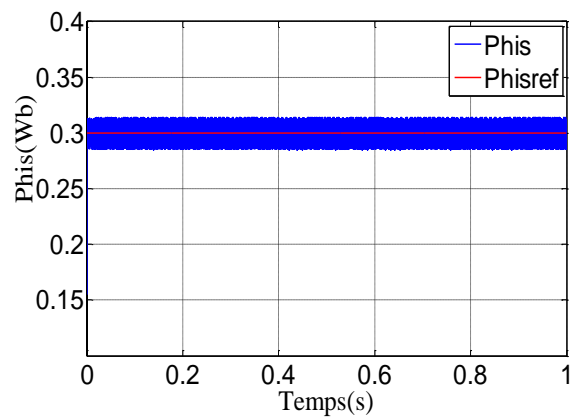


Figure II.92 : Flux statorique en application de la charge pour la commande vectorielle

II.6.3.3 Essai de la variation de la charge

Dans ce test, on va simuler la machine pour une variation de la charge de 2(N.m), à l'instant $t=0.3$ (s). A partir des figures ((II.93-.98)), on peut dire que la vitesse présente un faible dépassement lors de la variation de la charge par rapport aux commandes précédentes, le couple et les courants présentent de faibles ondulations et l'évolution du flux statorique confirme son découplage avec le couple.

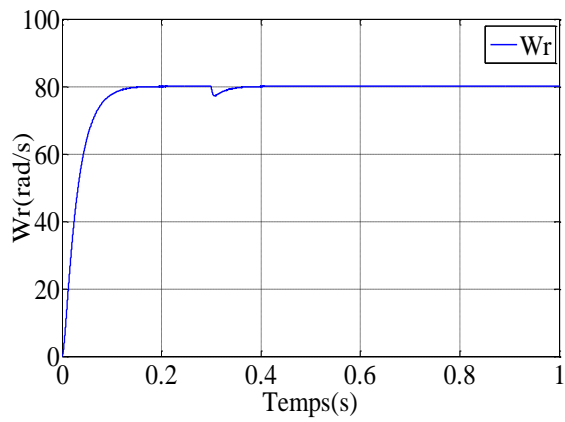


Figure II.93 : Vitesse d'entraînement à la variation de la charge pour la commande DTC floue

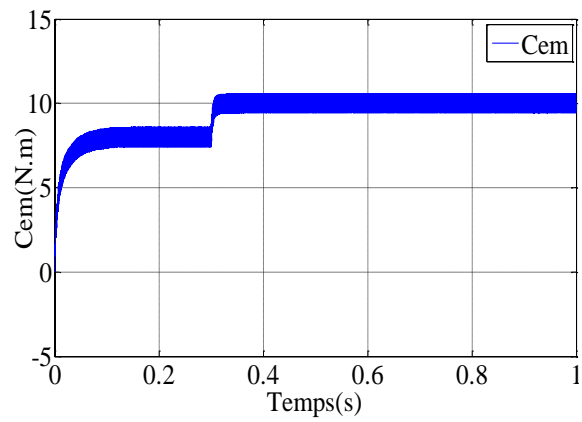


Figure II.94 : Couple à la variation de la charge pour la commande DTC floue

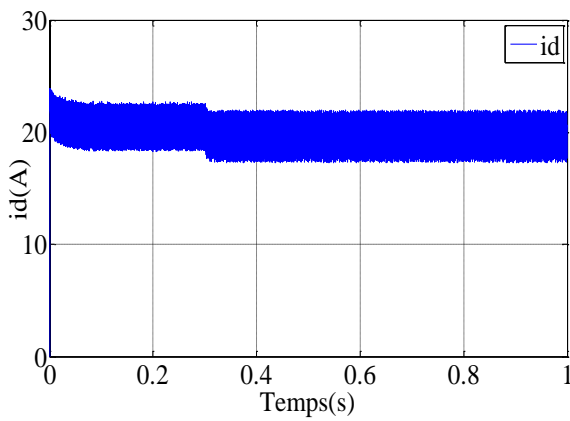


Figure II.95 : Courant direct à la variation de la charge pour la commande DTC floue

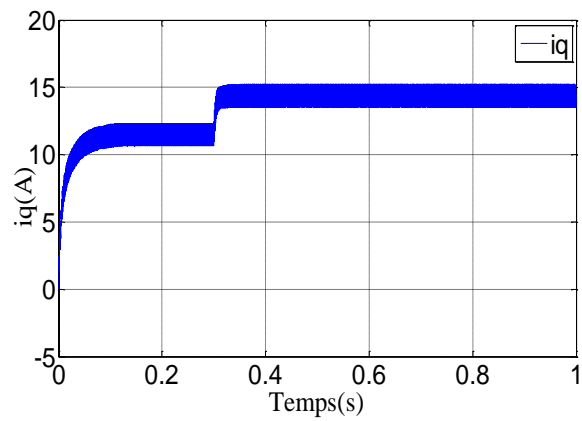


Figure II.96 : Courant quadratique à la variation de la charge pour la commande DTC floue

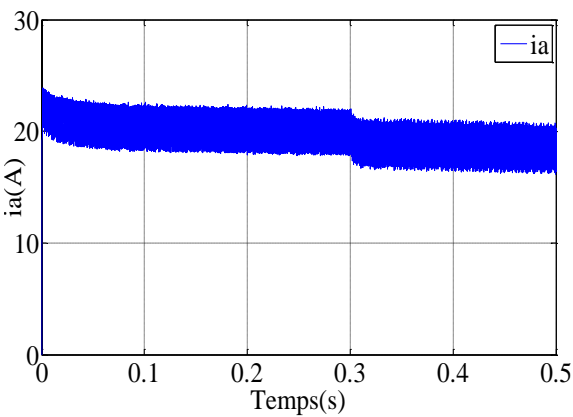


Figure II.97 : Courant de phase (a) à la variation de la charge pour la commande DTC floue

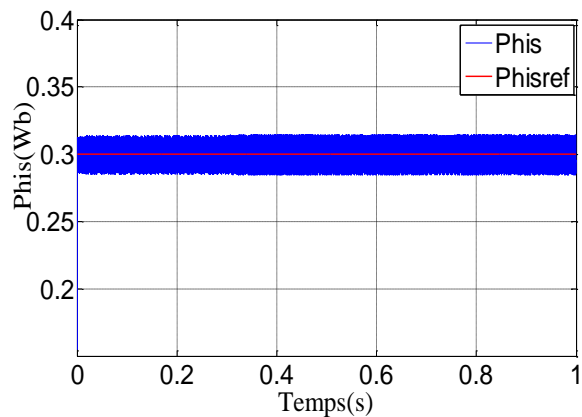


Figure II.98 : Flux statorique à la variation de la charge pour la commande DTC floue

II.6.3.4 Essai de changement du sens de rotation la variation de charge

Les figures (II.99-104) présentent les résultats de simulation lors de l'inversement du sens de rotation de la vitesse à l'instant $t=0.4(s)$ suivi par l'application d'une charge de 2 (N.m) à l'instant $t = 0.6(s)$.

On remarque que toutes les grandeurs sont influencées par la variation de la charge sans et des oscillations au niveau du couple et le courants sont réduites, le flux statorique montre le bon découple avec le couple.

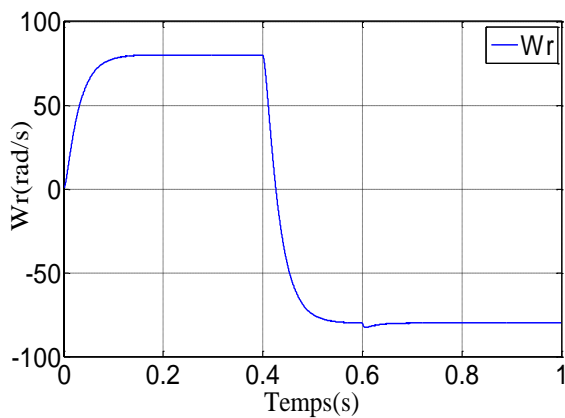


Figure II.99 : Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande DTC floue

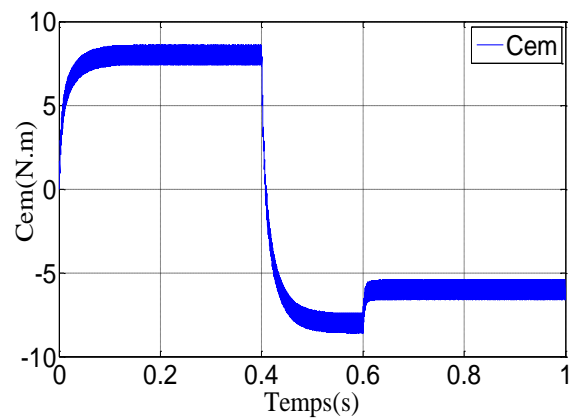


Figure II.100: Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande DTC floue

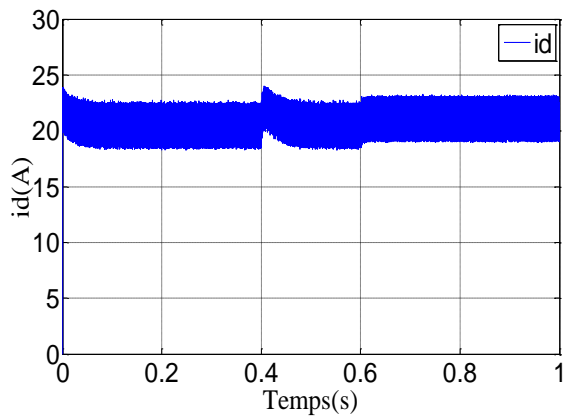


Figure II.101 : Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande DTC floue

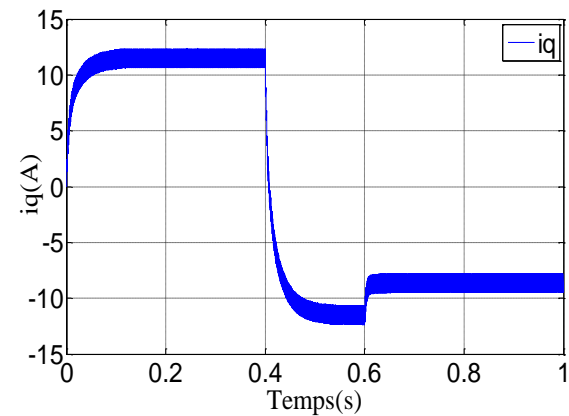


Figure II.102 : Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande DTC floue

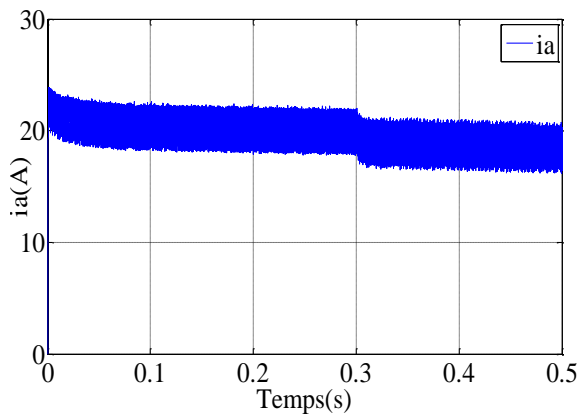


Figure II.103 : Courant de phase (a) en application de la charge pour la commande DTC floue

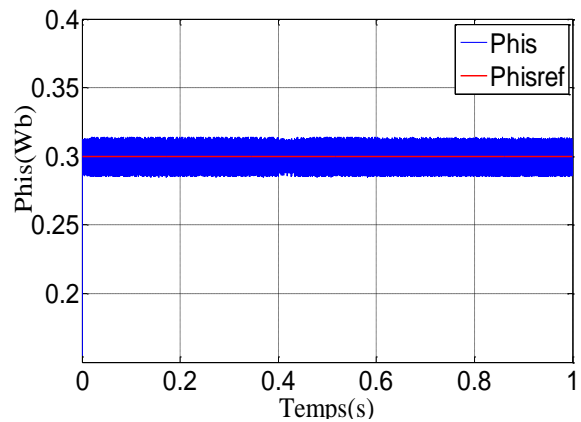


Figure II.104 : Flux statorique en application de la charge pour la commande DTC floue

II.6.3.5 Essai de l'application d'une perturbation

A l'instant $t=0.3(s)$ on applique une perturbation au sens du test de performance, on a opté pour une variation du champ magnétique de 60% durant la simulation au niveau de la partie rotorique, sur le flux magnétique rotorique.

A partir des figures ((II.105)- (II.110)), on remarque à l'instant de l'application d'une perturbation au niveau du rotor, les réponses de la vitesse de rotation montre une faible augmentation de la vitesse, qui se stabilise rapidement après un temps plus court et du couple présentent présente un faible pic puis se stabilise rapidement pour une valeur de 7 (N.m).

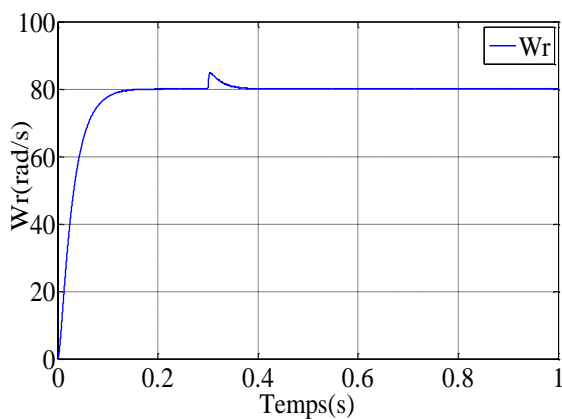


Figure II.105 : Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC floue

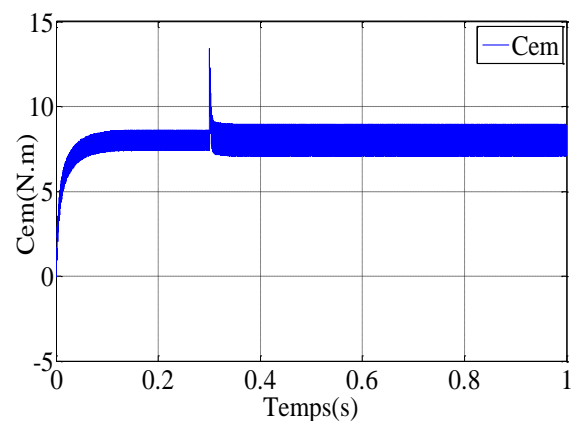


Figure II.106 : Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC floue

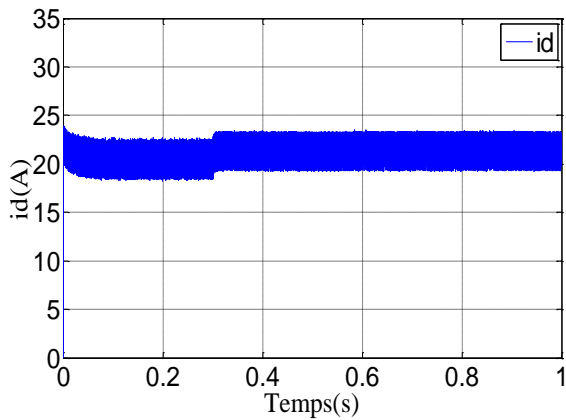


Figure II.107 : Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC floue

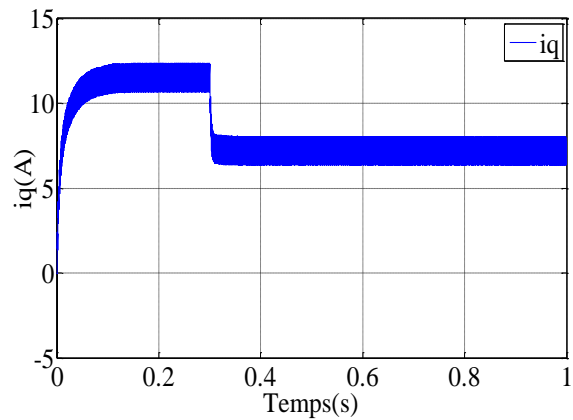


Figure II.108: Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC floue

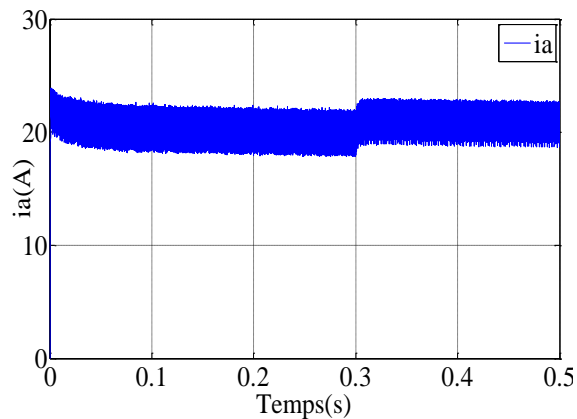


Figure II.109 : Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC floue

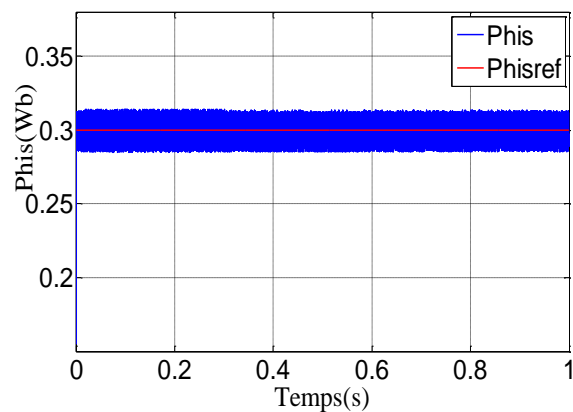


Figure II.110 : Courant de phase (b) sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC floue

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué plusieurs techniques de commande à la MSAP à savoir : la commande vectorielle la commande DTC et la commande DTC floue pour améliorer certaines performances de notre machine. A partir des résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la commande DTC floue montre de meilleures performances que celles obtenues aux commandes précédentes. On remarque des régimes transitoires rapides avec diminution du dépassement au démarrage ainsi qu'une atténuation des ondulations du couple et courants.

Chapitre III

Commande adaptative par Modèle de référence Appliquée à la MSAP

III.1 Introduction

Les commandes classiques (vectorielle et DTC) sont insuffisantes pour satisfaire les performances exigées. Elles présentent des faibles performances en présence des perturbations structurelles et environnementales, dues par exemple, à une augmentation de température, variation de l'inertie ou du couple de charge et autres [12]–[74]. Ces perturbations entraînent une perte de découplage d'où la détérioration des performances de la machine [74]. Alors, il est nécessaire donc de recourir à d'autres commandes plus robustes comme la commande adaptative, la commande prédictive ...etc.

La motivation principale de la commande adaptative est d'apporter une solution au contrôle des procédés dont le comportement dynamique est partiellement ou totalement inconnu, variable dans le temps... etc. En effet, dans ces situations, les méthodes classiques de commande aboutissent parfois à de faibles performances en boucle fermée et à une détérioration de la robustesse du régulateur. Lorsque certains paramètres d'un système sont réadaptés au cours du temps, l'adaptation est souhaitable pour deux raisons principales :

- Soit pour affiner, au cours du temps, le réglage initial du système de commande,
- Soit pour tenir compte des variations des paramètres du système à commander.

La commande adaptative joue un rôle important pour avoir de meilleures performances statiques et dynamiques, ainsi que la diminution des ondulations du couple et du flux, les régulateurs classiques de type PI sont remplacés par des régulateurs auto-ajustables avec une technique d'adaptation basée sur la stabilité de LYAPONOV. Des résultats de simulation sont présentés pour tester les performances de la méthode proposées.

III.2 Principe de la commande adaptative par modèle de référence (MRAC)

La commande adaptative à modèle de référence est une commande directe : les paramètres du régulateur sont estimés sans passer par l'estimation des paramètres du modèle de procédé. Le modèle de référence est un modèle du système linéaire, invariant dans le temps. La commande fait tendre asymptotiquement le processus vers un modèle de référence établi à partir des performances désirées pour les systèmes en boucle fermée.

La loi ainsi développée admet des paramètres inconnus mais fixes. Cette loi se génère en fonction de l'erreur de sortie (entre la partie du système et celle du modèle) et de l'historique des entrées-sorties, (figure. III-1). Le développement de cette dernière repose sur l'hypothèse qui consiste à trouver un régulateur de structure donnée, qui peut assurer la réalisation des performances désirées, pour toutes valeurs possibles des paramètres du procédé. Le rôle de la boucle d'adaptation se limite uniquement à calculer les bonnes valeurs des paramètres de ce régulateur dans chaque état. L'idée de base de la stratégie de la MRAC, est de conduire les sorties (ou les états) d'un système inconnu à ceux d'un modèle de référence [11].

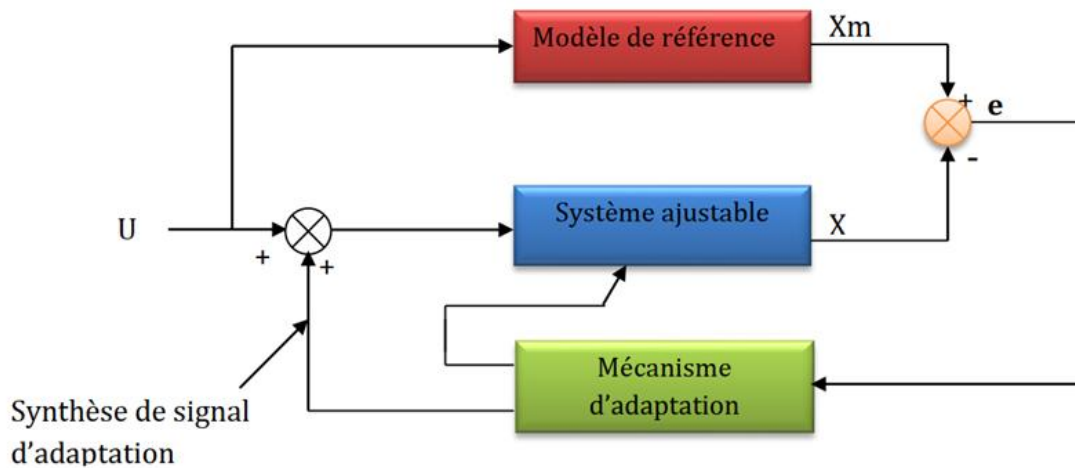


Figure III.1 : Structure de la commande adaptative à modèle de référence [15]

III.3 Différents Structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence

On peut considérer trois structures de systèmes adaptatifs avec modèles de référence à savoir:

III.3.1 Structures parallèle

C'est la structure la plus utilisée, appelée la structure de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification figure (III-2).

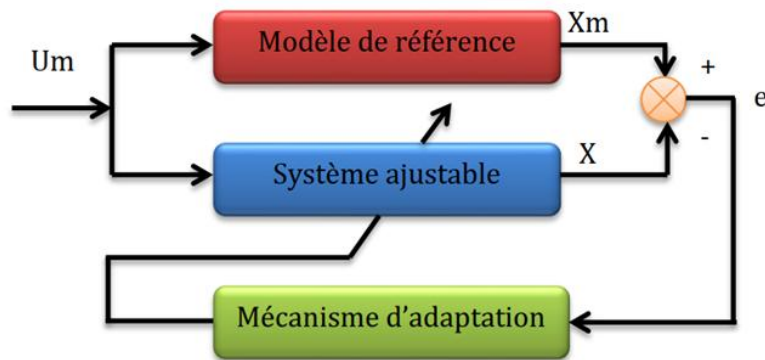


Figure III.2 : Structure parallèle [15]

III.3.2 Structure Série

Cette structure est utilisée lorsque les paramètres du procédé varient rapidement, structure le modèle de référence et le système ajustable sont en série (figure III.3). Cette structure est souvent connue par la méthode de l'erreur d'entrée.

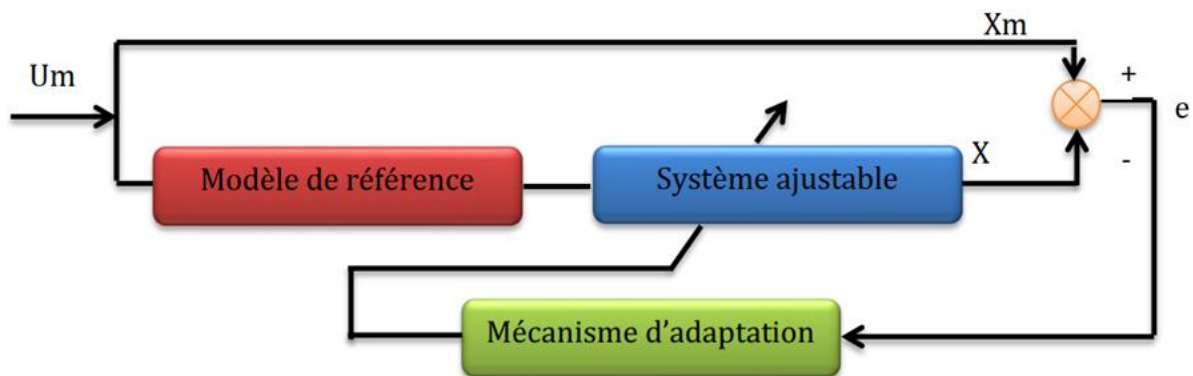


Figure III.3 : Structure série [15]

III.3.3 Structure Série Parallèle (Mixte)

Dans cette structure, on distingue deux cas :

- Le système ajustable peut être placé d'une part en série et d'autre part en parallèle avec le modèle de référence (figure (IV-4)).

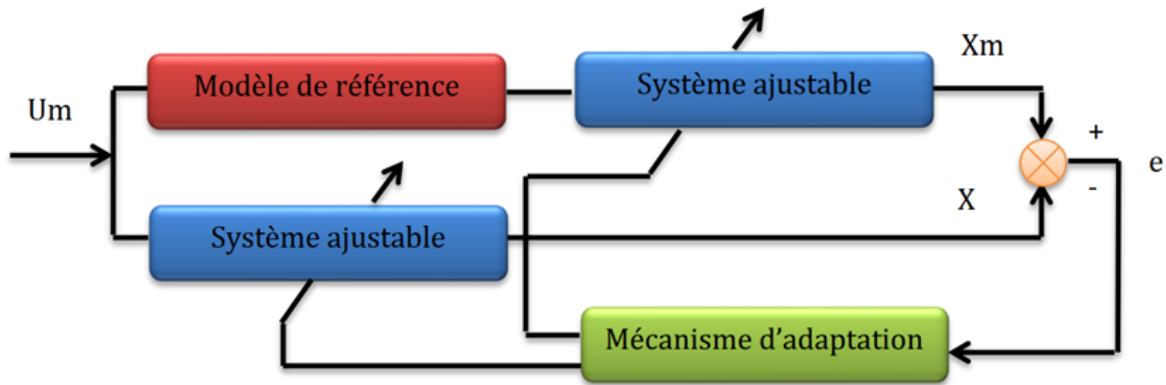


Figure III.4 : Structure série-parallèle [15]

-Le modèle de référence peut être placé d'une part en série et d'autre part en parallèle avec le système ajustable (figure. III.5)

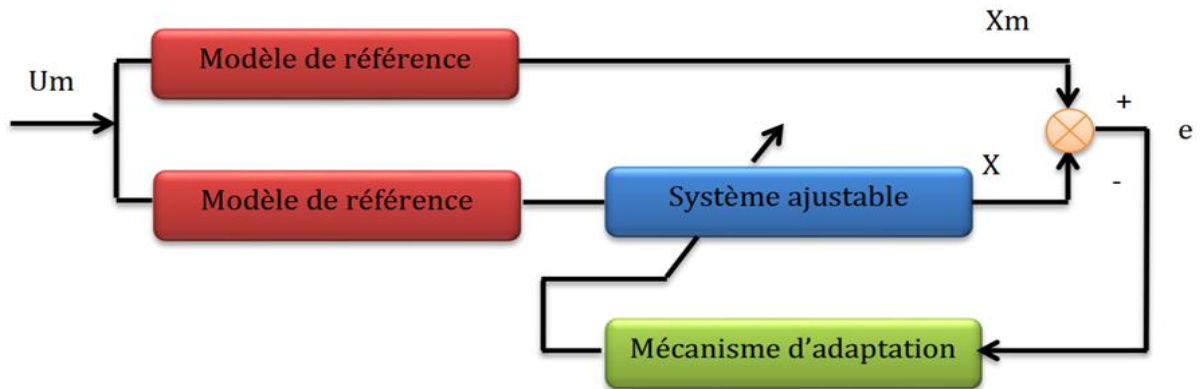


Figure III.5 : Structure série-parallèle [15]

III.4 Types de la commande adaptative à modèle de référence

Les différentes techniques de la MRAC les plus connues sont :

- MRAC basée sur l'optimisation.
- MRAC basée sur la stabilité.

III.4.1 Commande adaptative à modèle de référence basée sur l'optimisation

Ces méthodes incluent le gradient et recherchant des techniques d'optimisation de la fonction d'erreur du modèle de référence. L'exemple connu pour cette approche est appelé en littérature la règle de [75], [76], qui utilise une intégralité pour le carré de l'erreur de sortie :

$$G = \int_0^t e^2 dt^2 \quad (\text{III.1})$$

La sélection de cette loi de commande adaptative particulière n'est pas basée sur le concept de stabilité mais à travers des fonctions sensibles appropriées, la seule différence qui existe

entre la règle du M.I.T. (Massachusetts Institute of Technology) et la loi du MRAC basée sur l'optimisation est que la loi adaptative peut être un producteur d'erreur, par contre l'état du modèle de référence est producteur d'erreur et de l'état du système. La loi adaptative apparaît très simple, cependant l'analyse des systèmes d'ordre supérieur est difficile et consiste en une réponse rapide autour de la stabilité de l'erreur qui est logiquement impossible. Cette loi de commande ne produit pas un système stable pour tous les signaux d'entrée particulièrement pour les entrées sinusoïdales, [21], [70]. Une autre limitation de cette loi adaptative est que la différence initiale entre les paramètres du modèle de référence et ceux du système sont ajustés et supposés être très petites, chose qui a motivé les chercheurs à s'orienter vers le développement de lois adaptatives basées sur le principe de la stabilité.

Le principe de cette technique consiste à minimiser l'erreur en sortie du système et du modèle de référence. Deux méthodes sont souvent connues pour minimiser l'erreur de sortie :

III.4.1.1 Algorithme des moindres carrés récursifs

Il appartient à la classe des algorithmes récursifs qui réactualisent le vecteur des paramètres $\hat{\theta}_n$. A chaque nouvelle mesure, il est donné par:

$$\hat{\theta}_n = [a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_n]^T \quad \text{Avec : } a_i, b_i \quad \text{vecteurs des paramètres estimés.}$$

Le prédicteur correspondant est donné par:

$$\hat{y}_k = h_k \hat{\theta}_k \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Avec : } h_k = [-y_{k-1}, \dots, y_{k-n}, u_k, \dots, y_{k-m}]^T$$

On définit alors l'erreur de prédiction par:

$$e_k = y_k - \hat{y}_k \quad (\text{III.3})$$

Dans toutes ces conditions l'algorithme qui détermine $\hat{\theta}(t)$ et minimise les critères des moindres carrés est donné par :

$$E(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (e_k)^2 \quad (\text{III.4})$$

E: est l'erreur quadratique.

III.4.1.2 Algorithme de M.I.T

Cet algorithme tend à minimiser le critères quadratique :

$$E(\theta) = e^2 \quad (\text{III.5})$$

Avec :

e : Erreur de prédiction entre le processus et le modèle de référence.

θ : Vecteur des paramètres des contrôleur.

La loi d'ajustement des paramètres est :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\mu \frac{dE}{d\theta} = -\mu e \frac{de}{d\theta} \quad (\text{III.6})$$

Avec : μ est le gain d'adaptation.

La méthode n'assure pas généralement la stabilité du processus, en boucle fermée, elle apparaît très simple, mais l'analyse des systèmes de très grand ordre est difficile [21].

III.4.2 Commande adaptative à modèle de référence basée sur la stabilité

III.4.2.1 Approche de stabilité de LYAPUNOV

Le problème de stabilité mené par plusieurs chercheurs en 1960 à considérer la synthèse des contrôleurs adaptatifs utilisant la théorie de stabilité.

L'approche de **LYAPUNOV** offre des propriétés de stabilité globales pour n'importe quelle restriction, soit en utilisant les conditions initiales des erreurs ou la nature des entrées de référence qui sont utilisées. L'avantage que présente cette approche est la nécessité de trouver une fonction de **LYAPUNOV** appropriée, chose qui est très difficile [21]. La méthode de

LYAPUNOV est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence.

III.4.2.2 Approche d'hyper stabilité

On considère le système mono-entrée/mono-sortie de la (figure. III.6).

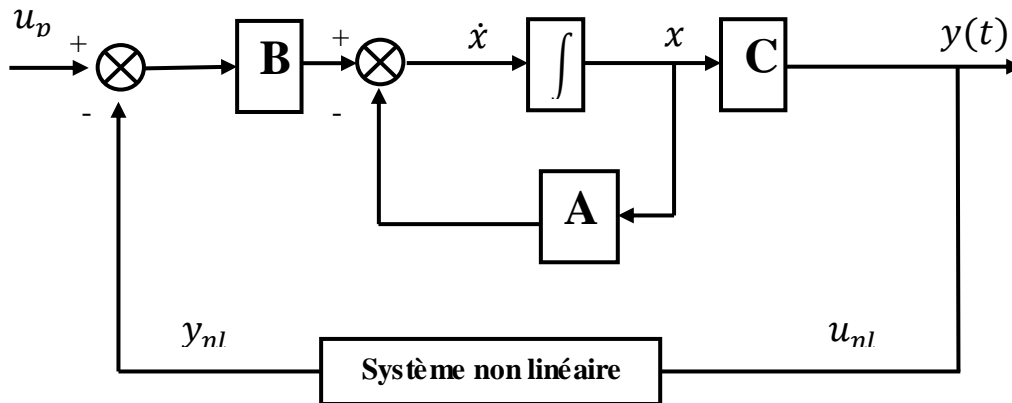


Figure III.6 : Décomposition pour l'étude d'hyper stabilité

Il est décrit par les équations suivantes :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu; \quad y = Cx \quad (\text{III.7})$$

A, B et C ont des matrices à coefficients réels. La fonction de transfert du bloc linéaire est donnée par :

$$F(s) = C(S[I] - A)^{-1}B \quad (\text{III.8})$$

Le système décrit par la (figure .III.6) est stable si :

- La fonction de transfert F représentant la partie linéaire est une fonction réelle strictement positive.
- La partie non linéaire satisfait à l'inégalité de POPOV :

Il existe une constante γ indépendant de telle que:

$$\int_0^t y_{nl}^T u_{nl} d\tau \geq -\gamma^2; \quad \text{Pour tout } T > 0 \text{ et avec : } y_{nl}: \text{ la sortie de la partie non linéaire.}$$

u_{nl} : L'entrée de la partie non linéaire. ; γ : une constante indépendante du temps.

III.5 Théorie de LYAPUNOV système linaires

Considérons le système linaires

$$\dot{x}(t) = Ax(t) \quad , x \in \mathbb{R}^n \quad (\text{III.9})$$

Le système est globalement asymptotiquement stable, si toutes les valeurs propres de la matrice A sont strictement négatives. Alors, le système linéaire est asymptotiquement stable (ou

les valeurs sont à partie réelles négatives), si et seulement si, pour toute matrice symétrique définie positive Q il existe une matrice P définie positive (symétrique satisfaisant l'équation de LYAPUNOV :

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (\text{III.10})$$

Ou Q est une matrice symétrique donné par :

$$Q = -(PA + A^T P) \quad (\text{III.11})$$

L'équation (III.11) est dite équation de LYAPUNOV.

III.5.1 Démonstration de la condition suffisante

Considérons la fonction de LYAPUNOV candidate :

$$U(x) = X^T P X \quad (\text{III.12})$$

Alors :

$$\dot{U}(x) = \dot{X}^T P X + X^T P \dot{X} \quad (\text{III.13})$$

$$\dot{U}(x) = X^T A^T P X + X^T \dot{X} \quad (\text{III.14})$$

$$\dot{U}(x) = X^T (A^T P + PA) X \quad (\text{III.15})$$

Soit Q une matrice définie positive, si P est solution positive. Alors : l'énergie $U(x)$ est positive quelque soit :

$$X \neq 0, \text{ et } \dot{U}(x) = -X^T Q X \text{ donc } \dot{U}(x) < 0. \quad (\text{III.16})$$

Donc, d'après le théorème général, le système est asymptotiquement stable.

D'autre part, supposons que toutes les valeurs propres de A vérifiant $\text{Re}(\lambda_i) < 0$, et considérons la matrice P définie par [96]–[98]:

$$P = \int_0^{+\infty} e^{ATs} Q e^{As} ds. \quad (\text{III.17})$$

Cette intégrale est bien définie. La matrice P est clairement symétrique.

En remplaçant l'équation de P dans (III.17), on obtient

$$A^T P + PA = \int_0^{+\infty} [A^T e^{ATs} Q e^{As} + e^{ATs} Q e^{As}] ds \quad (\text{III.18})$$

$$A^T P + PA = \int_0^{+\infty} \frac{d}{ds} (e^{ATs} Q e^{As}) ds \quad (\text{III.19})$$

$$A^T P + PA = e^{ATs} Q e^{As} \Big|_0^{+\infty} \quad (\text{III.20})$$

$$A^T P + PA = -Q \quad (\text{III.21})$$

Il reste maintenant de montrer qu'elle est positive. Supposons le contraire, il existe donc un vecteur $x \neq 0$ tel que $x^T P x = 0$. Comme la matrice e^{As} est inversible pour tout $t \geq 0$, il vient que :

$$x^T P + P x = 0 \Rightarrow \int_0^{+\infty} [x^T e^{ATs} Q e^{As} x] ds = 0 \quad (\text{III.22})$$

$$\Rightarrow e^{As} x = 0, \forall s = 0 \Rightarrow x = 0 \quad (\text{III.23})$$

Cette contradiction montre que P est positif.

Ce qui montre que P est bien une solution de l'équation (III.12), appelée l'équation matricielle de LYAPUNOV.

- Choisir une matrice définie positive Q (par exemple $Q = I_n$).
- Résoudre l'équation de LYAPUNOV (III.11). Si on a choisi Q symétrique, alors P sera symétrique aussi.
- Vérifier que P est définie positive.

III.5.2 Calcul des gains de commande dans l'espace d'état

Les trois équations d'état qui caractérisent la commande adaptative par retour d'état sont comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m \cdot x_m + B_m \cdot u_c \\ \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ u = K_1(t) \cdot u_c + K_2(t) \cdot x \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Ou :

A_m : la matrice d'état du modèle ;

B_m : la matrice de commande du modèle ;

A : la matrice d'état du système ;

B : la matrice de commande du système ;

X : Le vecteur d'état ;

u_c : la consigne du modèle de référence ;

K_1 et K_2 : sont les gains variables de commande par retour d'état.

L'erreur de poursuite entre les états s'écrit :

$$e = X - X_m \Rightarrow \dot{e} = \dot{X} - \dot{X}_m \quad (\text{III.25})$$

On obtient donc :

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_m \quad (\text{III.26})$$

$$\dot{e} = (A \cdot x + B \cdot u) - (A_m \cdot x_m + B_m \cdot u_c) \quad (\text{III.27})$$

$$\dot{e} = A \cdot x + B \cdot (K_1(t) \cdot u_c - K_2(t) \cdot x) - A_m \cdot x_m - B_m \cdot u_c \quad (\text{III.28})$$

Alors :

$$\dot{e} = A_m \cdot e + (A_c(t) - A_m)x + (B_c(t) - B_m)u_c \quad (\text{III.29})$$

Le principe de l'algorithme de commande adaptative est de calculer les gains de commande par retour d'état de telle sorte que, les pôles de déterminant sont négatives, cela implique un choix de K_1 et de K_2 de sorte que les matrices du système en boucle fermée correspondent aux celles du modèle de référence à tout instant. C'est à dire :

$$\begin{aligned} A_c(t) &= A - B \cdot K_2(t) = A_m \\ B_c(t) &= B \cdot K_1(t) = B_m \end{aligned} \quad (\text{III.30})$$

L'objectif de la commande adaptative est de mettre :

$$A_c(t) = A - B \cdot K_2(t) \text{ et } B_c(t) = B \cdot K_1(t)$$

$$e \cdot = A_m(x - x_m) = A_m e \Rightarrow e(t) = e^{A_m(t)} e(0) \quad (\text{III.31})$$

D'autre part, si un système à une énergie décroissante donc il tend vers le repos. La fonction de LYAPUNOV est donnée par : $V = e^T P e$

$$V = e^T P e + tr\{(A_c - A_m)^T (A_c - A_m)\} + tr\{(B_c - B_m)^T (B_c - B_m)\} \quad (\text{III.32})$$

Le calcul de la dérivée de l'énergie donne :

$$\dot{V} = \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} + 2tr \left\{ (A_c - A_m)^T \frac{dA_c}{dt} \right\} + 2tr \left\{ (B_c - B_m)^T \frac{dB_c}{dt} \right\} \quad (III.33)$$

La condition pour que l'énergie soit décroissante est :

$$\begin{cases} \dot{A}_c = \frac{dA_c}{dt} = -P e x^T = B \frac{K_2}{dt} \\ \dot{B}_c = \frac{dB_c}{dt} = -P e u_c^T = B_m = B \frac{K_1}{dt} \end{cases} \quad (III.34)$$

Donc si Q est définie positive l'équation de LYAPUNOV possède une solution en P qui satisfait une énergie décroissante.

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad (III.35)$$

III.6 Application de la MRAC à la MSAP par l'approche de LYAPUNOV

Supposons que tous les paramètres de la machine sont connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle de la MSAP en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques. En conséquence, la MRAC est appliquée pour la boucle de vitesse et la boucle du courant quadratique.

La commande adaptative avec modèle de référence a été principalement développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée. Dans notre cas, pour estimer la vitesse mécanique en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statorique. Le modèle qui ne contient pas la quantité estimée (la vitesse du rotor) est considéré comme le modèle de référence, quant au second, il est pris comme modèle ajustable. L'erreur entre les quantités estimées obtenues par les deux modèles agit sur un mécanisme d'adaptation convenable qui produit la vitesse du rotor estimée.

Le schéma bloc de cette méthode est montré dans la figure suivante :

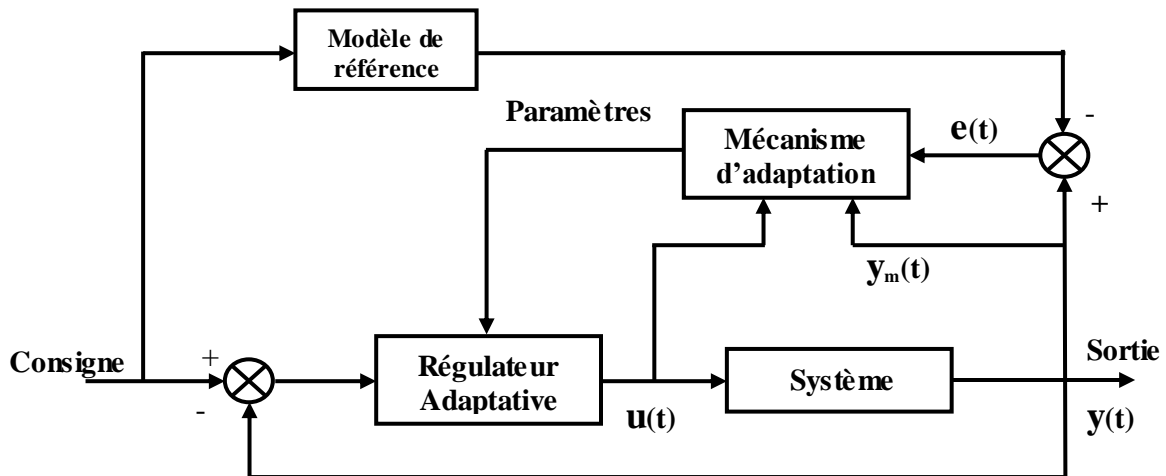


Figure III.7 : Schéma Block de la MRAC [15]

Après orientation du champ, le modèle dynamique linéaire de la machine synchrone à aimants permanents obtenu est donné à partir de l'équation du flux et de tension par les équations suivantes :

$$\begin{cases} i'_q = -R \cdot \frac{i_q}{L_q} - P \cdot \frac{\Omega}{L_q} \cdot \varphi_f + \frac{V_q}{L_q} \\ \Omega'_r = P \cdot \varphi_f \frac{i_q}{J} - f \frac{\Omega}{J} - \frac{c_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Alors, le système d'état des deux équations est présenté come suit :

$$\begin{bmatrix} i'_q \\ \Omega'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -P \cdot \frac{\varphi_f}{L_q} \\ \frac{P \cdot \varphi_f}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} V_q \quad (\text{III.37})$$

Le modèle de référence est représenté par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} i'_q \\ \Omega'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qsm} \\ \Omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \end{bmatrix} U_m \quad (\text{III.38})$$

La vérification des conditions donne :

$$a_{12} = -\frac{P \cdot \varphi_f}{J} ; a_{22} = -\frac{f}{J} ; b_{12} = 0 .$$

En choisissons pour le modèle de référence:

$$a_{11} = -100 ; a_{12} = -2; b_{11} = 2.125 .$$

Une meilleure commande adaptative, nécessite un meilleur choix de K_1 et de K_2 , telle que :

$$\begin{cases} A_m = A - B \cdot K_2 \\ B_m = B \cdot K_1 \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Et pour que :

$$\begin{cases} A_c = A - B \cdot \frac{dK_2}{dt} = -P \cdot e \cdot x^T \\ B_c = B \cdot \frac{dK_1}{dt} = -P \cdot e \cdot u_c^T \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

Donc :

$$\begin{cases} -B \cdot \frac{dK_2}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dK_{21}}{dt} & \frac{dK_{22}}{dt} \end{bmatrix} \\ -B \cdot \frac{dK_1}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{dK_{21}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

$$\begin{cases} -B \cdot \frac{dK_2}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \cdot \frac{dK_{21}}{dt} & \frac{1}{L_q} \cdot \frac{dK_{22}}{dt} \end{bmatrix} = -P \cdot e \cdot x^T \\ -B \cdot \frac{dK_1}{dt} = \frac{L}{L_q} \cdot \frac{dK_1}{dt} = -P \cdot e \cdot u_c^T \end{cases} \quad (III.42)$$

Le schéma de simulation de cet estimateur est donné par la (figure. III.8)

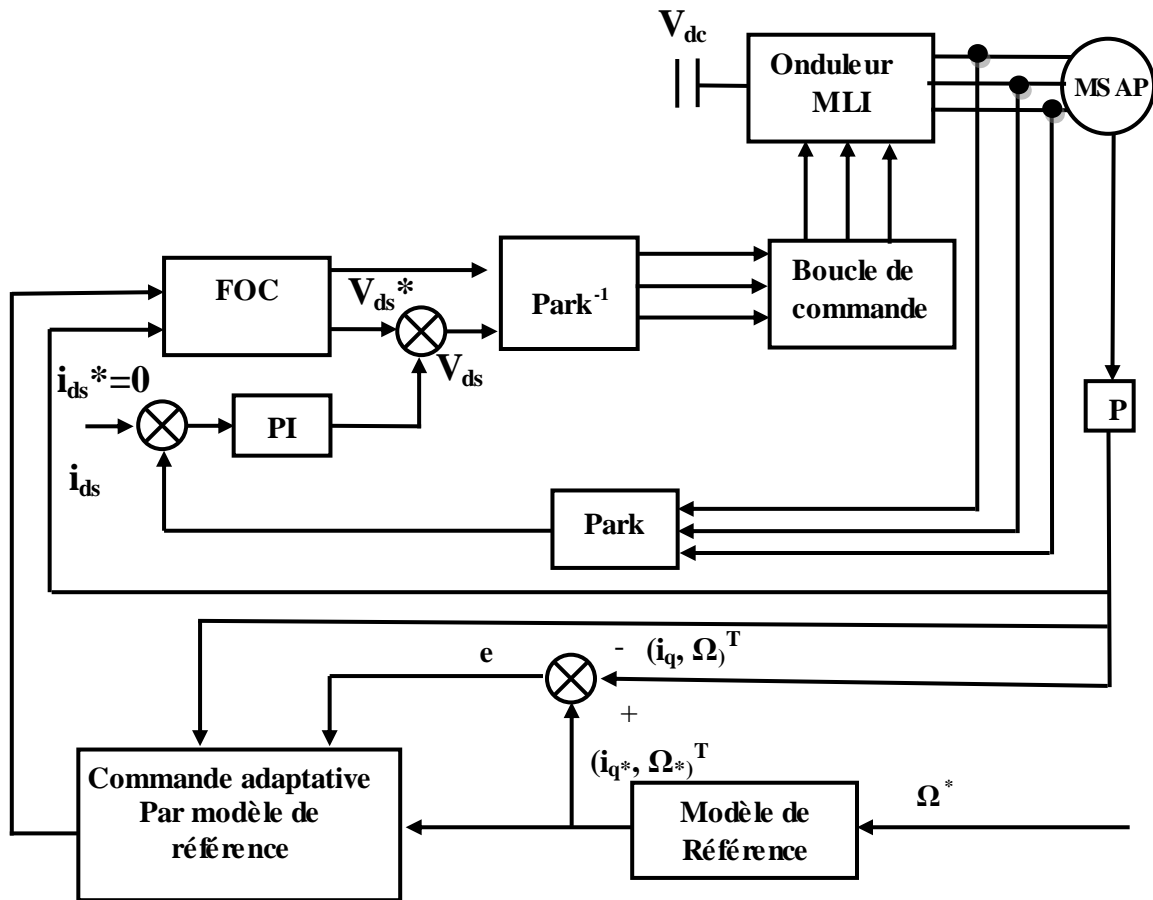


Figure III.8 : Schéma block de MRAC appliquée à la MSAP

III.7 Résultats de simulation

Afin de vérifier la robustesse de la commande adaptative par modèle de référence, nous avons appliqué cette méthode à l'ensemble MSAP pour les mêmes conditions des commandes précédentes.

Les figures ci-dessous donnent l'évolution des vitesses, des couples électromécaniques et des courants (i_{ds} , i_{qs}), du courant statoriques sur les phases (a-b) pour un échelon de vitesse de (80rad/s). Dans ce cas de simulation, la simulation montre de meilleures performances on présence

de boucle de régulation adaptative de vitesse, la vitesse de rotation obtenu suit sa référence on observe aussi une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne. Les courants statorique sur l'axe directe et quadratique montre une forme sinusoïdale, où ils présentent peut de fluctuation.

III.7.1 Essai à charge

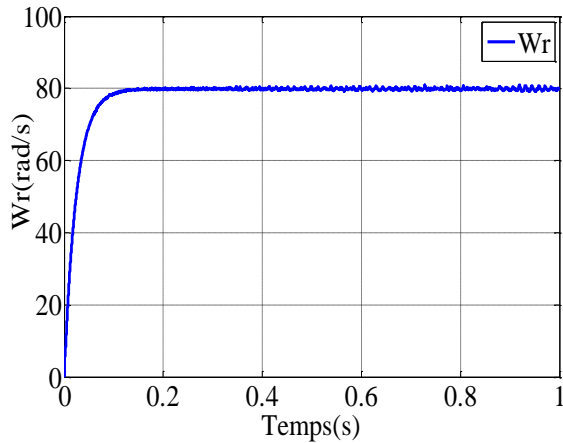


Figure III. 9 : Vitesse d'entraînement à charge pour la commande adaptative

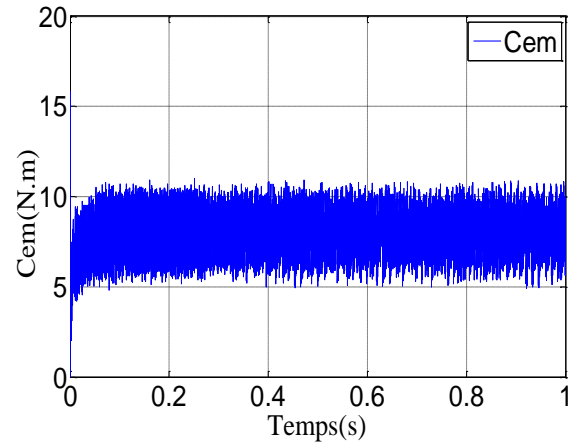


Figure III. 10 : Couple électromécanique à charge pour la commande adaptative

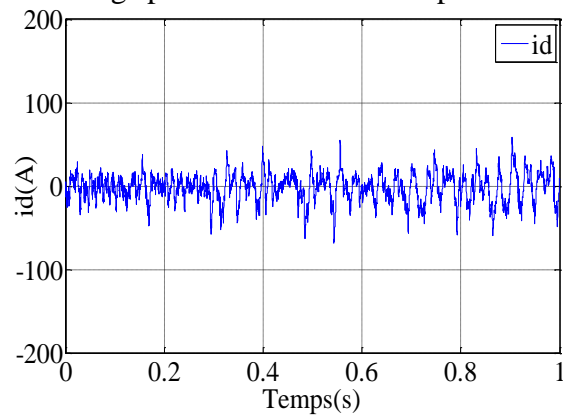


Figure III.11 : Courant direct à charge pour la commande adaptative

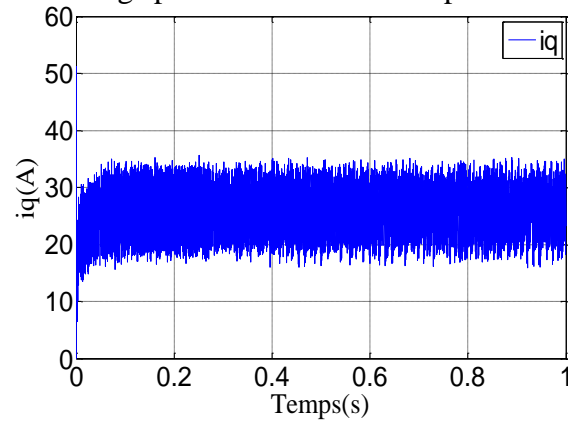


Figure III.12 : Courant quadratique à charge pour la commande adaptative

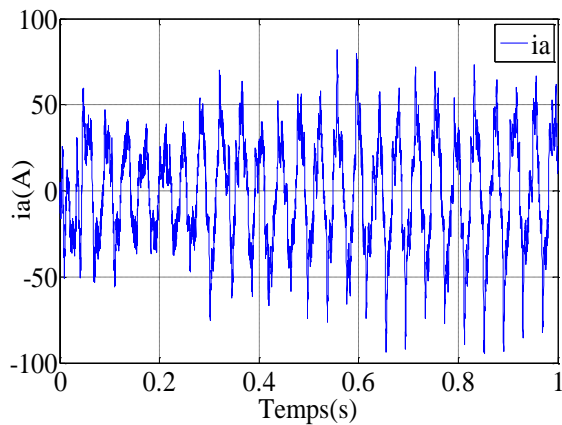


Figure III.13 : Courant de phase (a) à charge pour la commande adaptative

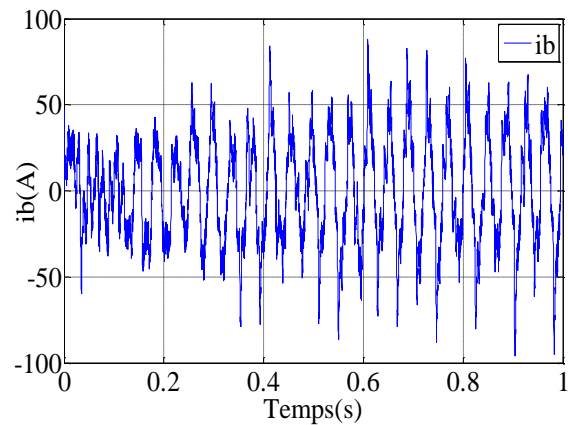


Figure III.14 : Courant de phase (b) à charge pour la commande adaptative

Dans le cas du changement de la référence de vitesse, la simulation montre de meilleures performances on présence de boucle de régulation adaptative de vitesse, la vitesse de rotation obtenu suit sa référence lors sa changement, on observe aussi une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne après de changement de la vitesse . Les courants statorique sur l'axe directe et quadratique montre une forme sinusoïdale, où ils présentent peut de fluctuation aux instants de changement de la vitesse de rotation.

III.7.2 Essai de changement de la référence de vitesse

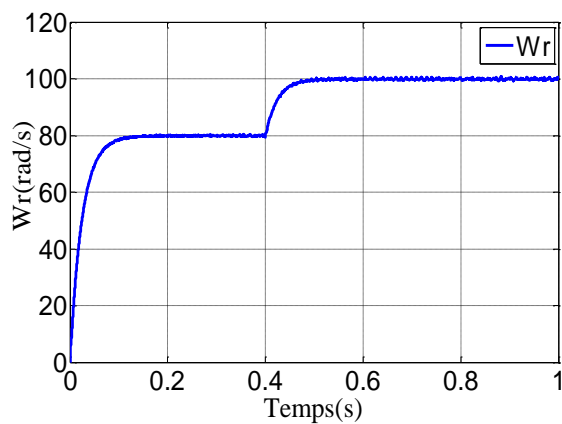


Figure III. 15 : Vitesse d'entraînement en changement de la référence pour la commande adaptative

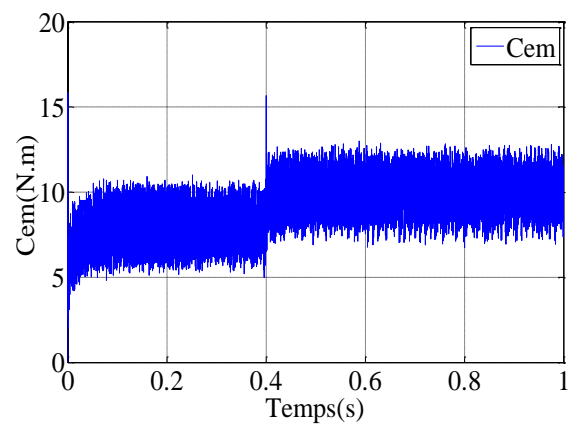


Figure III. 16 : Couple électromécanique en changement de la référence pour la commande adaptative

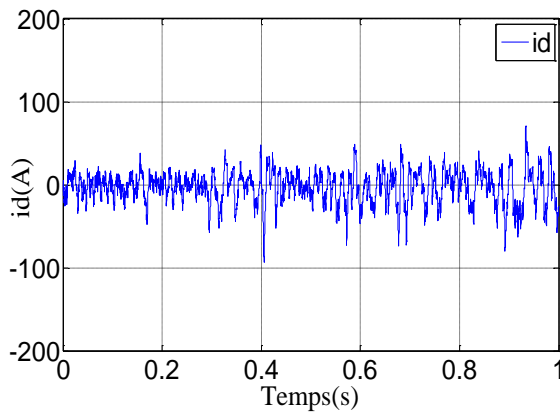


Figure III.17 : Courant direct en changement de la référence pour la commande adaptative

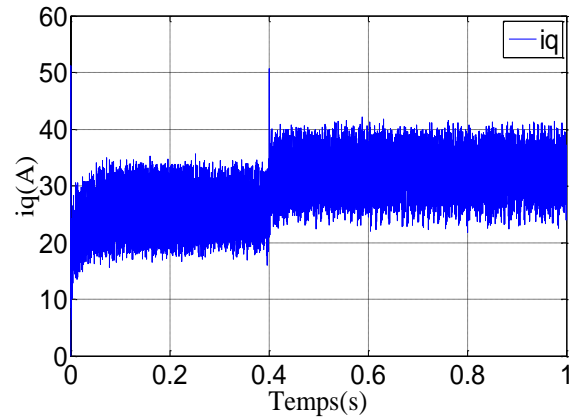


Figure III.18 : Courant quadratique en changement de la référence pour la commande adaptative

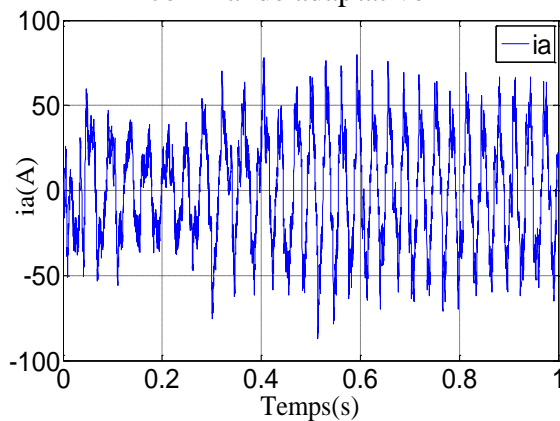


Figure III.19 : Courant de phase (a) en changement de la référence pour la commande adaptative

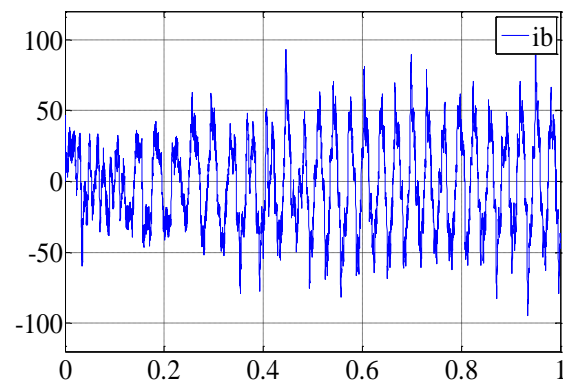


Figure III.20 : Courant de phase (b) en changement de la référence pour la commande adaptative

Dans le cas de la variation de la charge, la simulation montre de meilleures performances on présence de boucle de régulation adaptative de vitesse, la vitesse de rotation obtenu suit sa référence lors de l'application de la charge, on observe aussi une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne après la variation de charge. Les courants statorique sur l'axe directe et quadratique montre une forme sinusoïdale, où ils présentent peut de fluctuation aux instants de variation de la charge.

III.7.3 Essai de la variation de la charge

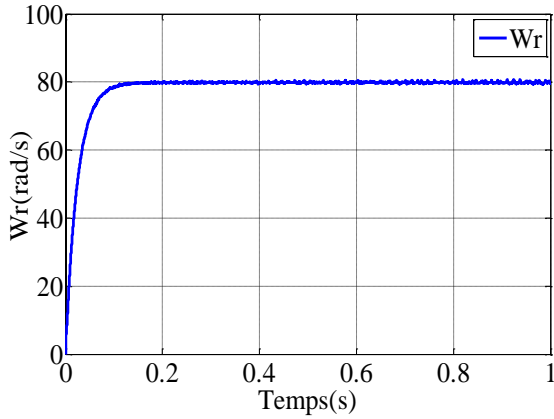


Figure III. 21 : Vitesse d'entraînement en application de la charge pour la commande adaptative

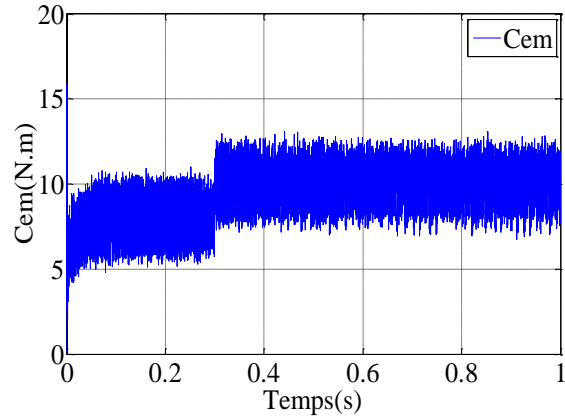


Figure III. 22 : Couple électromécanique en application de la charge pour la commande adaptative

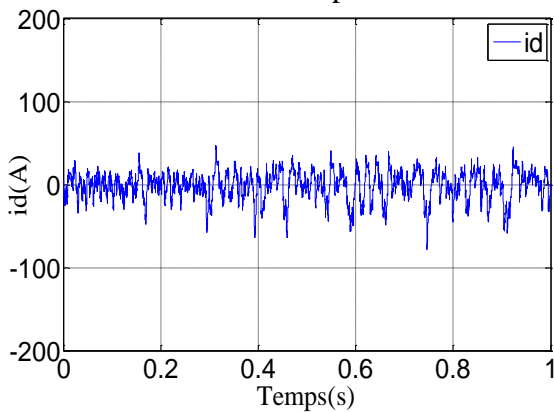


Figure III.23 : Courant direct en application de la charge pour la commande adaptative

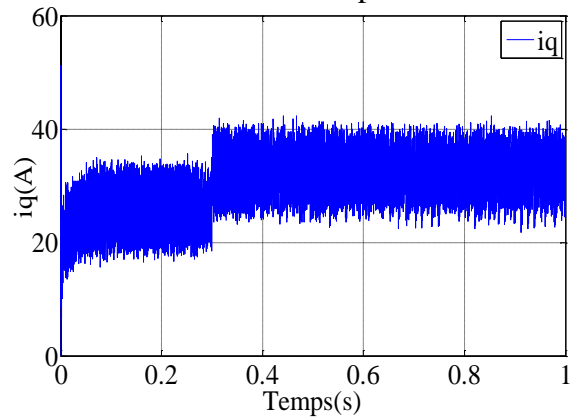


Figure III.24 : Courant quadratique en application de la charge pour la commande adaptative

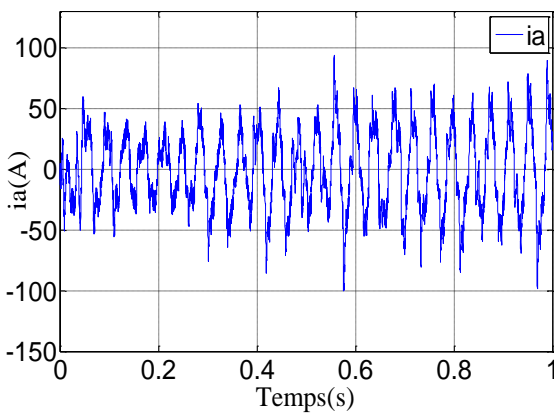


Figure III.25 : Courant de phase (a) en application de la charge pour la commande adaptative

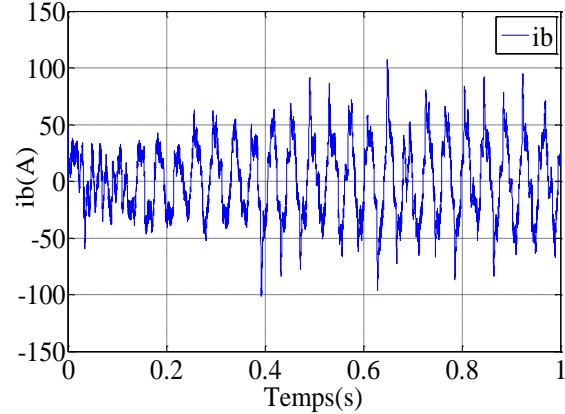


Figure III.26 : Courant de phase (b) en application de la charge pour la commande adaptative

III.7.4 Essai de changement du sens de rotation et variation du couple de charge

Les figures (III.27-32) présentent les résultats de simulation de la commande adaptative lors de l'inversement du sens de rotation de la vitesse à $t=0.4(s)$ suivi par l'application d'une charge de 2 (N.m) à l'instant $t = 0.6(s)$.

On remarque que la variation de la charge n'influe pas sur la courbe de vitesse, les courants sur les axes (d,q) et l'axe (a) sont subit à un pic de courant, ce dernier a influé sur l'évolution du couple.

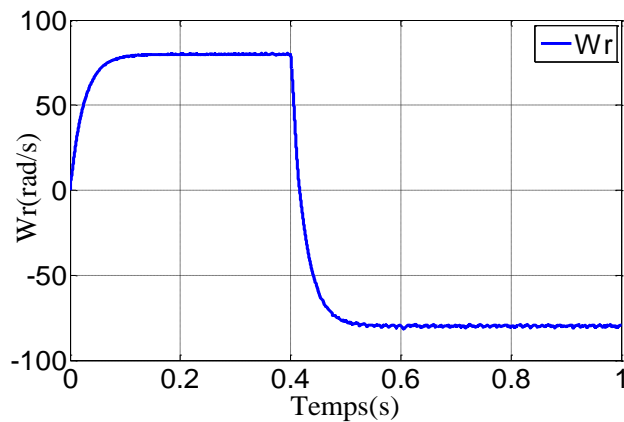


Figure III. 27 : Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

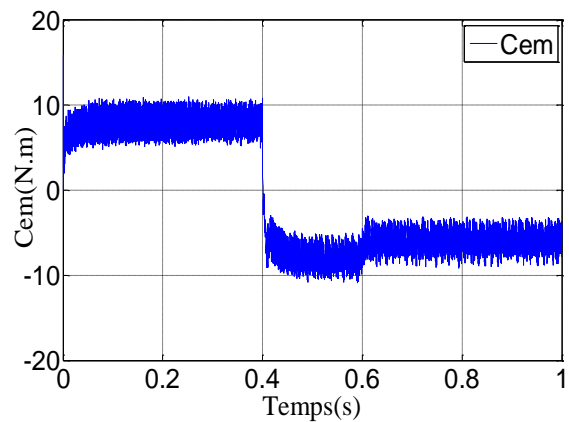


Figure III. 28 : Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

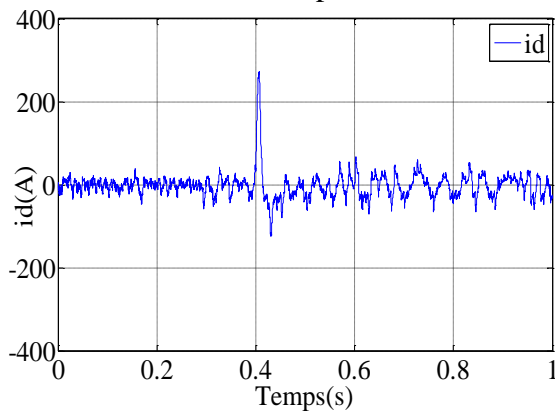


Figure III.29 : Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

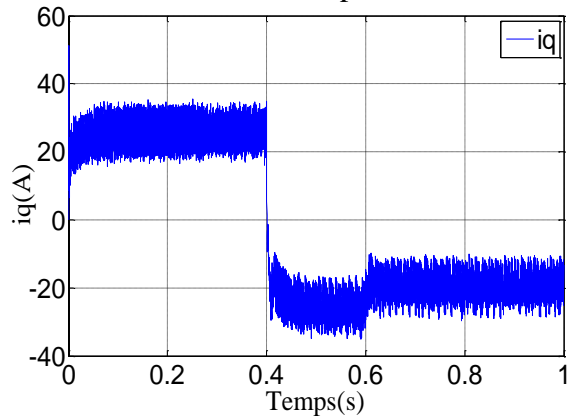


Figure III.30 : Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

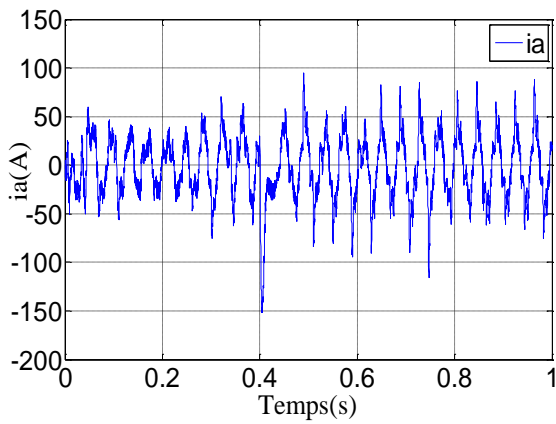


Figure III.31 : Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

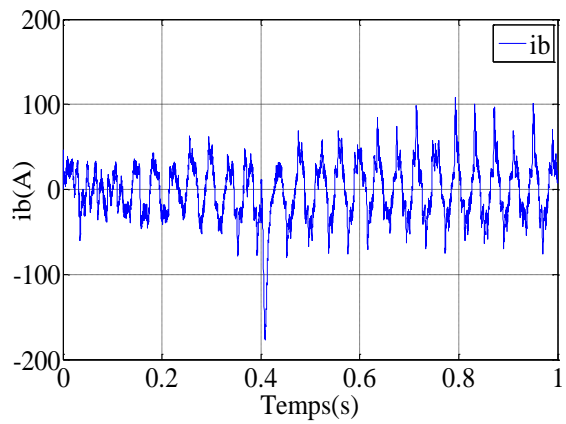


Figure III.32 : Courant de phase (b) en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

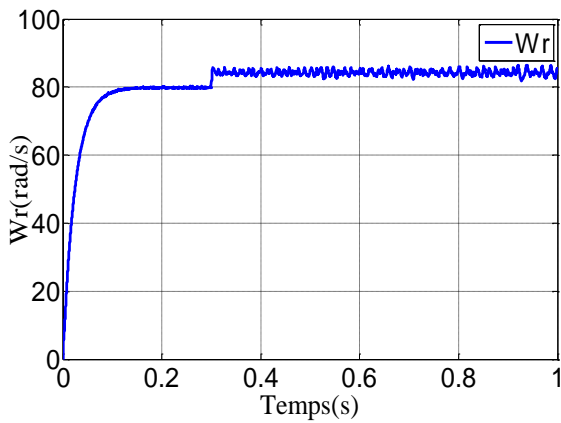


Figure III.33 : Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative

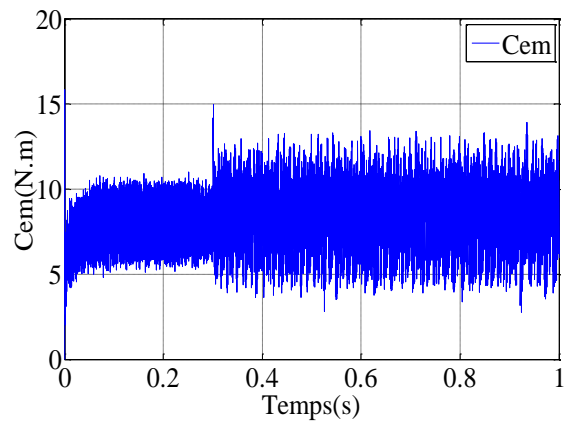


Figure III.34 : Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative

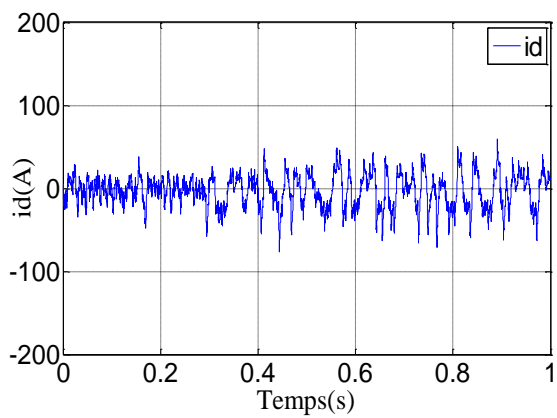


Figure III.35 : Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative

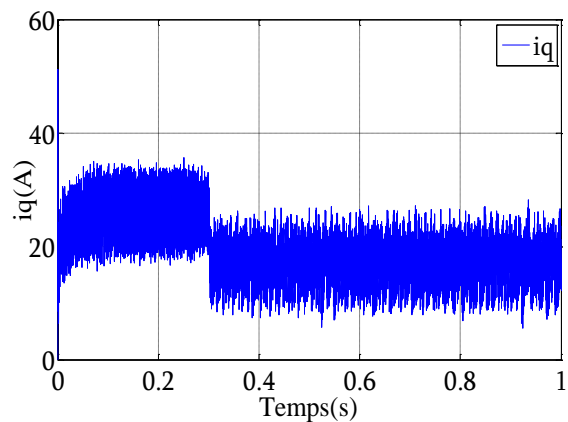


Figure III.36 : Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative

III.7.5 Essai de l'application d'une perturbation

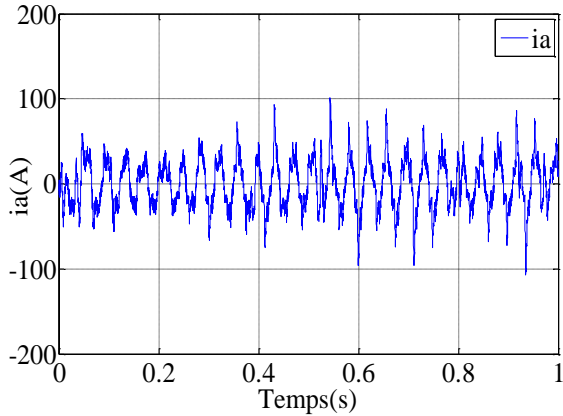


Figure III.37 : Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative

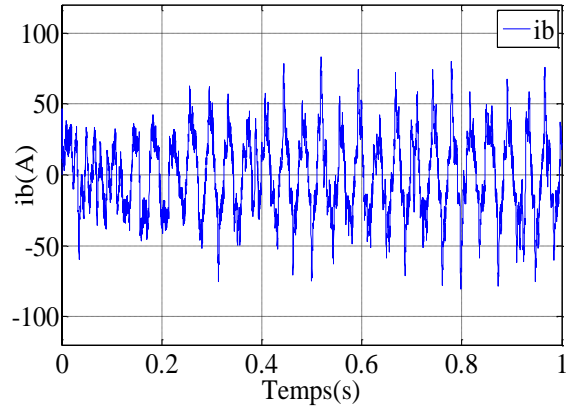


Figure III.38 : Courant de phase (b) sous l'application d'une perturbation pour la commande adaptative

D'après les résultats de simulation, on peut remarquer que les réponses obtenues de la commande adaptative par modèle de référence montrent une amélioration considérable des performances de la MSAP, lors de l'application de la charge, inversion du sens de rotation au et le régulateur adaptative réajuste automatiquement ses gains pour assurer une bonne robustesse. Alors. Les performances de l'algorithme d'adaptation ne sont plus atteintes sous l'application d'une perturbation.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande adaptative à modèle de référence appliquée sur la MSAP, dont le but d'améliorer ces mieux performances.

Les résultats de simulations obtenues, montrent des améliorations intéressantes des performances statiques et dynamiques de notre machines avec un inconvénient de la présente des ondulations soit au niveau du couple ou des courants. Nous pouvons remarquer, que la réponse du système et celle du modèle de référence simplifié sont en bonne concordance, avec une erreur relative très faible. Ceci est valable aussi bien pour le système à vide que lors d'une application d'un couple de charge. Bien que les algorithmes de commande adaptative soient relativement compliqués par rapport aux régulateurs (PI), leurs introductions au niveau de la commande adaptative donnent des résultats acceptables.

Le chapitre IV sera consacré à la commande DTC d'ordre fractionnaire pour améliorer les performances de notre machine par l'application des commandes présentées dans les chapitres 02 et 03.

Chapitre IV

Commande DTC d'ordre Fractionnaire appliquée à la Machine Synchrone à aimants Permanents

IV.1 Introduction

Dans le domaine de la science de l'ingénierie, le sujet de développement des nouvelles stratégies de commandes pour assurer des meilleures performances au procédé a été largement étudié, tels que : les commandes linéaires d'ordre fractionnaire [77], [78], les commandes adaptatives d'ordre fractionnaire [78], la commande par mode glissant d'ordre fractionnaire [30], etc...

De ce fait, le développement de nouvelles stratégies de commande, non accompagnée d'une telle amélioration significative aux performances, se traduit par une commande non satisfaisante au sens de robustesse.

D'une manière générale, l'absence de robustesse de la commande vis-à-vis la présence des perturbations structurelles ne permet pas de garantir les performances désirées. En effet, un compromis entre le bon choix des régulateurs en addition avec une véritable modélisation du procédé pouvant obtenir une méthode de commande plus efficace [79].

Ce problème constitue un souci constant chez les automaticiens et fait l'objet de nombreuses recherches dans le domaine. Dans ce contexte, la DTC est l'objectif de recherche de ce travail. Le but est d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents [79], [80]. Cela s'explique par sa robustesse face aux variations paramétriques et/ou aux perturbations. En effet, malgré ces avantages, elle présente des inconvénients, tels que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, du flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent [79]. En conséquence, les commandes de type DTC basée sur les techniques classiques ne permettent pas d'atteindre les objectifs des commandes récentes [81], [82].

Alors, les tests de robustesse de la commande proposée sont primordiaux. Donc, il est important de considérer la robustesse et le maintien de la stabilité du système à commander comme notre objectif. De ce fait, notre objectif étant alors d'améliorer les performances statiques et dynamiques du procédé.

Notre contribution dans cette étude s'inscrit au cœur de ce problème. Motivés par la qualité

remarquable en robustesse par rapport aux autres stratégies de commandes, telles que, la commande CRONE, la commande adaptative d'ordre fractionnaire,...etc. [83], [84], et aussi en raison des performances caractéristiques en qualité de robustesse vi-à-vis la variation du gain de la boucle idéale de Bode [83], [84], nous proposons une nouvelle stratégie de la DTC d'ordre fractionnaire basées sur les régulateurs d'ordre fractionnaire et sur l'utilisation de la fonction idéale de Bode comme modèle de référence pour le contrôle de la boucle de vitesse.

Deux raisons principales ont encouragé ce choix de la commande d'ordre fractionnaire :

- La commande DTC qui spécifie les performances désirées par le concept de réglage direct du couple en boucle fermée, or beaucoup de travaux de recherche avaient montré que les caractéristiques de la dynamique d'un système d'ordre fractionnaire étaient meilleures que d'un système d'ordre entier.
- La spécification de la commande DTC, qui permet d'introduction du modèle d'ordre élevé.

Ce chapitre est composé de trois parties principales, La première partie présente un rappel sur les calculs d'ordre fractionnaire [85], [86], La deuxième partie est consacrée à l'étude des propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire et ses fonctions de transfert, ainsi que l'analyse de performances caractéristiques d'une commande élémentaire d'ordre fractionnaire basée sur la fonction idéale de Bode. Dans la troisième partie, la fonction de transfert idéale de Bode est utilisée comme modèle de référence de la boucle de vitesse pour la conception de la commande DTC d'ordre fractionnaire.

Alors, les travaux de cette thèse sont directement orientées vers.

- ✓ Remplacer le régulateur PI Classique par un régulateur PID D'ordre fractionnaire.
- ✓ L'amélioration de la DTC Classique.
- ✓ Développer un nouvelle technique basée sur les calculs d'ordre fractionnaire.
- ✓ Une comparaison entre la commande DTC classique et la commande DTC d'ordre fractionnaire.

Ces points de contributions seront développées dans ce chapitres.

IV.2 Rappel sur les calculs d'ordres fractionnaires

IV.2.1 Définitions fondamentales

Dans la littérature des calculs d'ordre fractionnaire, on attribue souvent le nom de la dérivation d'ordre fractionnaire à la généralisation de la dérivation à un ordre quelconque. De nombreuses définitions mathématiques des opérateurs d'ordre fractionnaire (intégration et de la dérivation d'ordre fractionnaire) [87] ont été développées. Dans cette section deux définitions importantes relatives à la dérivé d'ordre fractionnaire sont présentées, qui sont largement appliquées en raison de leurs avantages depuis plusieurs années [83]. Ces définitions ne mènent pas toujours à des résultats identiques mais sont équivalentes pour une large gamme de fonction.

IV.2.1.1 Définition de Riemann-Liouville

Une des définitions les plus rencontrées de la dérivée d'ordre fractionnaire est appelée définition de Riemann-Liouville. Inspirée de la forme de Cauchy donnée par l'équation :

$${}_{t_0}D_t^{-n}y(t) = \int_{t_0}^t \frac{(t-x)^{n-1}}{(n-1)!} y(x) dx \quad (\text{IV.1})$$

Soient \mathfrak{R} et \mathbb{C} les anneaux des nombres réels et complexes respectivement, $\Re(\cdot)$

Représente la partie réelle d'un nombre complexe. Soient $\alpha \in \mathbb{C}$ avec $\Re(\alpha) > 0$, $t_0 \in \mathbb{R}$ et $f(\cdot)$ une fonction localement intégrable définie sur, $[t_0 + \infty[$, La définition complète de la dérivée d'ordre fractionnaire α de la fonction de $f(\cdot)$ borne inférieure t_0 est définie par [88].

$${}_{t_0}D_t^\alpha y(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_{t_0}^t (t-x)^{-\alpha-1} y(x) dx \\ y(t), & \text{si } \Re(\alpha) = 0 \\ D^n [{}_{t_0}D_t^{\alpha-1} y(t)], n = \min\{k \in \mathbb{N} : k > \Re(\alpha)\}, \Re(\alpha) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Où le nombre entier n est un entier positif et y une fonction localement intégrable définie sur $[t_0 + \infty[$.

IV.2.1.2 Définition de Grunwald-Letnikov (GL)

L'une des définitions la plus rencontrée dans la littérature de la dérivée d'ordre fractionnaire d'ordre α avec $\alpha > 0$ est appelée définition de Grünwald-Letnikov qui est donnée par [88]:

$${}_{t_0}D_t^\alpha y(t) = \frac{{}_{t_0}D_t^\alpha y(t)}{dt^\alpha} = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^N (-1)^j \binom{\alpha}{j} y(t-j.h) \quad (\text{IV. 3})$$

Où h est la période d'échantillonnage, et la notation $\binom{\alpha}{j}$ désigne le binôme de Newton généralisé à des ordres réels avec :

$$\begin{cases} \omega_0^{(\alpha)} = \binom{\alpha}{0} = 1 \\ \omega_j^{(\alpha)} = \binom{\alpha}{j} = \frac{\alpha(\alpha-1)(\alpha-2)\dots(\alpha-j+1)}{j!} = \frac{\Gamma(\alpha+1)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\alpha-j+1)} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Cette définition provient de la généralisation aux ordres fractionnaires de la formule donnant la dérivée d'ordre entier supérieur n d'une fonction continue $y(t)$, soit :

$$D_t^\alpha y(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^N (-1)^j \binom{\alpha}{j} y(t-j.h), \quad n, N \in \mathbb{N} \quad (\text{IV.5})$$

Sous la condition que les dérivées $y^{(k)}(t) (k = 1, 2, \dots, m+1)$ sont continues dans $[t_0, t]$ avec $m \leq \Re(\alpha) < m+1$, la définition de Grunwald-Letnikov peut être aussi donnée par la forme suivante [30], [145]:

$${}_{t_0}D_t^\alpha y(t) = \sum_{k=0}^m \frac{y^{(k)}(t_0)(t-t_0)^{-\alpha+k}}{\Gamma(-\alpha+k+1)} + \frac{1}{\Gamma(-\alpha+m+1)} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{m-\alpha} y^{(m+1)}(\tau) d(\tau) \quad (\text{IV.6})$$

où $\Gamma(\alpha)$ est la fonction Gamma généralisée aux nombres fractionnaires, définie par :

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^\infty e^{-x} x^{\alpha-1} dx \quad (\text{IV.7})$$

La définition de Grünwald-Leitnikov de l'intégrale d'ordre fractionnaire est donnée par l'expression formule suivante :

$$I_t^\alpha f(t) = D_t^{-\alpha} y(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^\alpha \sum_{j=0}^N (-1) \binom{-\alpha}{j} y(t-j.h) \quad (\text{IV.8})$$

IV. 2.2 Propriétés des opérateurs d'ordre non entier et transformée de Laplace

IV. 2.2 .1 Propriétés des opérateurs d'ordre non entier

Les principales propriétés de la dérivée et l'intégrale d'ordre fractionnaire sont:

1. Si $y(t)$ est une fonction analytique de t , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire $D^\alpha y(t)$ est une fonction analytique de t et α .
2. Pour $\alpha = n$, si n est un entier, l'opération $D^\alpha y(t)$ donne le même résultat que la différentiation classique d'ordre entier n .
3. Pour $\alpha = 0$ l'opération $D^\alpha y(t)$ est l'opérateur identité : $D^0 y(t) = y(t)$.
4. La différentiation et l'intégration d'ordres fractionnaire sont des opérations linéaires :
5. La loi additive (propriété du semi-groupe)

$$D^\alpha [D^\beta y(t)] = D^\alpha [D^\beta y(t)] = D^{\alpha+\beta} y(t) \quad (\text{IV.9})$$

IV. 2.2.2 Transformée de Laplace des opérateurs d'ordre non entier

La transformée de Laplace est un outil puissant dans le domaine fréquentiel, elle est souvent utilisée pour la résolution des problèmes posés en ingénierie et pour l'analyse du système. Dans la suite de cette section, nous présentons la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire au sens des définitions.

- **Transformée de Laplace de la dérivée au sens de Riemann-Liouville**

La transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire au sens de Riemann-Liouville d'une fonction temporelle $y(t)$ est donnée comme suite [85,86].

$$L\{ {}^RL D_t^\alpha y(t); s\} = S^\alpha Y(s) - \sum_{k=0}^{n-1} \left[S^k {}^RL D_t^\alpha y(t) \right]_{t=0} \text{ Avec } n-1 \leq \alpha < n \quad (\text{IV.10})$$

Cette équation présente la transformée de Laplace de la dérivée au sens de Riemann-Liouville.

• Transformée de Laplace de la dérivée au sens de Grunwald-Letnikov

La transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire au sens de Grunwald-Letnikov d'une fonction temporelle $y(t)$ est donnée comme suite [86].

$$L\{ {}^GL D_t^\alpha y(t); s\} = S^\alpha Y(s) \quad \text{Avec } n-1 \leq \alpha < n \quad (\text{IV.11})$$

Pour les trois définitions, la transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire, dans des conditions initiales nulles pour l'ordre m est donnée par :

$$L\{ {}_0 D_t^\alpha y(t)\} = S^\alpha Y(s) \quad (\text{IV.12})$$

IV. 3 Fonction idéal de Bode

Nombreuses méthodes d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire ont été développées dans une bande de fréquence bien choisie, comme la méthode d'Oustaloup [89] et méthode de Charef [90]. Dans notre travail, on a donné un intérêt particulier à la méthode de Charef ; nommée, méthode de la fonction de singularité, car elle est plus facile et plus pratique pour l'approximation des fonctions de transferts d'ordre fractionnaire [91]–[92]. Bode a proposé dans son travail sur la conception des amplificateurs à retour en 1945 [118], a développé la fonction de transfert idéale d'ordre fractionnaire pour une boucle de commande (voir Figure. IV.1).

$$H(s) = \frac{A}{s^\alpha}, \quad 1 < \alpha < 2 \quad (\text{IV.13})$$

Où α est la pente de la caractéristique idéale du gain.

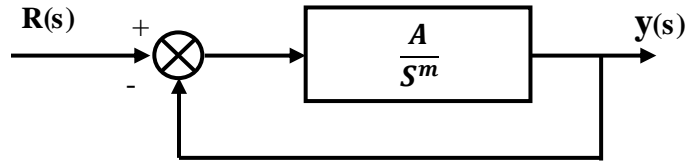


Figure IV.1 : Boucle de commande idéale de Bode.

Ce système de commande est caractérisé par :

a) En boucle ouverte :

- La courbe d'amplitude a une pente constante de $-m \text{ } 20 \text{ dB /dec}$;
- La fréquence de coupure dépend de A ;
- La courbe de phase est une ligne horizontale d'ordonnée $\pi \frac{m}{2}$;

b) En boucle fermée avec retour unitaire

- La marge du gain est infinie ;
- La marge de phase est constante égale à $\phi_m = \pi(1 - \frac{m}{2})$, elle dépend seulement de m ;

Caractéristiques temporelles

La fonction de transfert en boucle fermée de la boucle idéale de Bode est de la forme

$$H(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{A}{s^m + A} \quad (\text{IV.14})$$

Ces réponses correspondent au coefficient d'amortissement et à la pulsation naturelle obtenus à partir des racines du dénominateur de (Hs) données par

$$S_{1,2} = A^{\frac{1}{m}} e^{j\frac{\pi}{\alpha}} = A^{\frac{1}{m}} (\cos \frac{\pi}{m} + j \sin \frac{\pi}{m}) \quad (\text{IV.15})$$

Soit,

$$w_n = |s_{1,2}|;$$

$$\delta w_n \delta = \text{real}(s_{1,2});$$

$$w_p = w_n \sqrt{1 - \delta^2}$$

Alors, la pulsation naturelle w_n , le facteur d'amortissement δ et la fréquence propre w_p peuvent être données par les formules suivantes :

$$\delta = -\cos \frac{\pi}{m} ; w_n = A^{\frac{1}{m}} ; w_p = A^{\frac{1}{m}} \sin \frac{\pi}{m}$$

Le diagramme de Bode de la chaîne directe de la boucle idéale de Bode est donné par la figure. IV.2). La réponse en fréquence est caractérisée par une pente de $-20\alpha \text{ dB/dec}$ et une phase constante de $-m \pi/2$. Ainsi, la marge de phase en boucle fermée est indépendante du gain A et égale à $\phi_m = (1 - \alpha/2)\pi$.

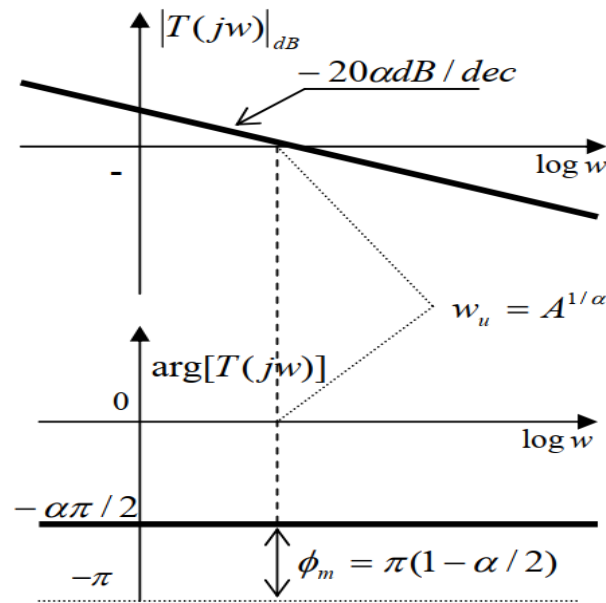


Figure IV.2 : Diagramme de Bode en boucle ouverte de la boucle idéale de Bode [93]

Le facteur de résonance et la fréquence de résonance peuvent être déterminés de la même manière comme dans le cas des systèmes entiers, soit,

$$H(jw) = \frac{A}{(jw)^{m+A}} = \frac{A}{A + w^m \cos \frac{\pi}{2} + jw^m \sin \frac{\pi}{2}} \quad (\text{IV.16})$$

Le module de cette fonction est donnée par :

$$|H(j\omega)| = \frac{A}{\sqrt{\omega^{2m} + 2A\omega^m \cos m\frac{\pi}{2} + A^2}} \quad (\text{IV.17})$$

il possède un maximum pour :

$$\omega = \left(-A \cos m\frac{\pi}{2}\right)^{\frac{1}{m}}, m > 1 \quad (\text{IV.18})$$

il possède un maximum pour :

$$M_r = \frac{1}{\sin m\frac{\pi}{2}} \quad (\text{IV.19})$$

IV. 4 Approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaire

L'approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaire réel dans une bande de fréquence par la méthode de Charef *et al* consiste à approximer l'opérateur d'ordre non entier par une fonction rationnelle réalisable physiquement basée essentiellement sur un ensemble de cellules élémentaires de premier ordre [149], [150].

IV. 4.1 Approximation de l'intégrateur d'ordre fractionnaire

La fonction de transfert de l'opérateur intégral d'ordre fractionnaire est représentée dans le domaine fréquentiel par la fonction irrationnelle suivante[93]:

$$H_1(s) = \frac{1}{s^\beta} \quad (\text{IV.20})$$

Où $s = j.\omega$ est la fréquence complexe et β un nombre réel positif tel que $0 < \beta < 1$. Dans une bande de fréquence donnée $[\omega_b, \omega_h]$, l'opérateur d'ordre fractionnaire peut être modélisé dans le domaine fréquentiel par un pôle à puissance fractionnaire (PPF) comme suit :

$$H(s) = \frac{K_1}{(1+s/\omega_c)^\beta} \quad (\text{IV.21})$$

En supposant que ; pour $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$ on a $\omega \gg \omega_c$, on peut écrire :

$$H(s) = \frac{K_1}{(s/\omega_c)^\beta} = \frac{K_1 \omega_c^\beta}{s^\beta} = \frac{1}{s^\beta} \quad (\text{IV.22})$$

avec $K_1 = \frac{1}{\omega_c^\beta}$ et ω_c est la fréquence de coupure de PPF qui est obtenue à partir de la basse fréquence ω_b : $\omega_c = \sqrt{10^{\frac{\gamma}{10\beta}} - 1}$ où γ est l'erreur maximale permise entre la pente de l'opérateur de puissance fractionnaire de l'équation (IV.14) et le PPF de l'équation (IV.15) dans la bande de fréquence donnée $[\omega_b, \omega_h]$. Dans le but de représenter le pôle d'ordre fractionnaire de l'équation (IV.15), et par conséquent l'intégrateur d'ordre fractionnaire, par un système linéaire invariant dans le temps, il est nécessaire d'approximer sa fonction de transfert irrationnelle par une fonction rationnelle. La méthode d'approximation consiste à approximer la pente de -20β *db/dec* sur le tracé de Bode du PPF par un nombre de ligne sous forme de Zig-Zag, produite par une alternance de pente -20 (*dc/dec*) et 0 (*db/dec*) correspondant à une alternance de pôles et de zéros sur l'axe réel négatif du plan "s" tel que :

$p_0 < z_0 < p_1 < z_1 < \dots < z_{N-1} < p_N$; d'où l'approximation suivante :

$$H_1(s) = \frac{K_1}{(1+s/\omega_c)^\beta} \cong K_1 \frac{\prod_{i=0}^{N-1} (1 + \frac{s}{z_i})}{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{s}{p_i})} \quad (\text{IV.23})$$

Où les p_i et les z_i sont les pôles et les zéros de l'approximation.

En utilisant la méthode de la fonction de singularité, les pôles et les zéros de l'approximation se présentent sous la forme d'une progression géométrique. Cette méthode graphique d'approximation commence par le choix d'une erreur d'approximation γ en dB et une bande de fréquence d'approximation ω_{max} . Pour déterminer le nombre N, la bande de fréquence sur laquelle l'approximation est faite doit être spécifiée, soit " ω_{max} " cette bande, telle que ω_{max} soit égal à 100 fois ω_b , son expression est donnée par

$$N = \text{partie entière de} \left[\frac{\log \left(\frac{\omega_{max}}{p_0} \right)}{\log(ab)} + 1 \right] + 1 \quad (\text{IV.24})$$

L'arrangement des singularités (pôles-zéros) est établi selon les deux progressions géométriques suivantes :

$$p_i = (ab)^i p_0 \quad i = 0, 1, \dots, N$$

$$z_i = (ab)^i a p_0 \quad i = 0, 1, \dots, N - 1$$

Où a et b sont appelés les rapports de position, leurs expressions en fonction de y et β sont données par :

$$p_0 = \omega_c \sqrt{b}, \quad a = 10^{\frac{y}{10(1-\beta)}}, \quad b = 10^{\frac{y}{10\beta}}, \quad z_0 = a p_0$$

Afin de connaître la contribution de chaque pôle au processus de relaxation, on doit décomposer la fonction rationnelle en somme de fractions élémentaires :

$$H_1(s) = K_1 \frac{\prod_{i=0}^{N-1} (1 + \frac{s}{(ab)^i a p_0})}{\prod_{i=0}^N (1 + \frac{s}{(ab)^i p_0})} = \sum_{i=0}^N \frac{h_i}{(1 + \frac{s}{(ab)^i p_0})} \quad (\text{IV.25})$$

Où, les coefficients h_i sont les résidus qui sont déterminés par :

$$h_i(s) = K_1 \frac{\prod_{j=0}^{N-1} (1 + \frac{(ab)^j p_0}{(ab)^i a p_0})}{\prod_{j=0, j \neq i}^N (1 + \frac{(ab)^j p_0}{(ab)^i p_0})} = K_1 \frac{\prod_{j=0}^{N-1} (1 + \frac{(ab)^{(i-j)}}{a})}{\prod_{j=0, j \neq i}^N (1 + (ab)^{(i-j)})} \quad (\text{IV.26})$$

IV. 4.2 Approximation du dérivateur d'ordre fractionnaire

La fonction de transfert de l'opérateur dérivateur d'ordre fractionnaire est représentée dans le domaine fréquentiel par la fonction irrationnelle suivante :

$$F(s) = S^\alpha \quad (\text{IV.27})$$

où $s = j\omega$ est la fréquence complexe et α un nombre réel positif tel que $0 < \alpha < 1$. Dans une bande de fréquence donnée $[\omega_b, \omega_h]$, cet opérateur d'ordre fractionnaire peut être modélisé

dans le domaine fréquentiel par un zéro à puissance fractionnaire (ZPF) comme suit :

$$F_D(s) = K_D \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha \quad (\text{IV.28})$$

Si on suppose que pour $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$, on a $\omega \gg \omega_c$, on peut écrire :

$$F_D(s) = K_D \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha = \frac{K_D}{\omega_c^\alpha} \cdot s^\alpha = s^\alpha \quad (\text{IV.29})$$

Avec $K_D = \omega_c^\alpha$ et ω_c est la fréquence de coupure de ZPF qui est obtenue à partir de la basse

fréquence $\omega_b = \omega_c = \sqrt{10 \left(\frac{\xi}{10}\right)^{-1}}$, où ξ est l'erreur maximale permise entre la pente de l'opérateur de puissance fractionnaire de l'équation (IV.23) et le ZPF de l'équation (IV.24) dans la bande de fréquence donnée $[\omega_b, \omega_h]$. Dans le but de représenter le zéro d'ordre fractionnaire de l'équation (IV.23), et par conséquent le dérivateur d'ordre fractionnaire, par un système linéaire invariant dans le temps, il est nécessaire d'approximer sa fonction de transfert irrationnelle par une fonction rationnelle. La méthode d'approximation consiste à approximer la pente de $20\alpha \text{ db/dec}$ sur le tracé de Bode du ZPF par un nombre de lignes sous forme de Zig-

Zag, produite par une alternance de pente 20 db/dec et 0 db/dec correspondant à une alternance de pôles et de zéros sur l'axe réel négatif du plan "s", tel que

$z_0 < p_0 < z_1 < p_1 \dots < z_{N-1} < p_N$; d'où l'approximation suivante :

$$F_D(s) = K_D \left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^\alpha \cong K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)} \quad (\text{IV.30})$$

En utilisant la méthode de la fonction de singularité, les pôles et les zéros de l'approximation se présentent sous la forme d'une progression géométrique. Cette méthode graphique d'approximation a commencé par le choix de l'erreur d'approximation y en dB et une bande de fréquences d'approximation ω_{\max} .

Pour déterminer le nombre N , la bande de fréquence sur laquelle à l'approximation est faite doit être spécifiée, soit " ω_{\max} " cette bande, tel que ω_{\max} soit pris égal à 100 fois ω_h son expression est donnée par :

$$N = \text{partie entière de} \left[\frac{\log \left(\frac{\omega_{\max}}{p_0} \right)}{\log(ab)} + 1 \right] + 1 \quad (\text{IV.31})$$

L'arrangement des singularités (pôles-zéros) est établi selon les deux progressions géométriques suivantes :

$$p_i = (ab)^i a z_0 \quad i = 0, 1, \dots, N$$

$$z_i = (ab)^i z_0 \quad i = 0, 1, \dots, N$$

Avec $z_0 = \omega_c \sqrt{b}$ et $p_0 = a z_0$

La fonction approximée dans une bande de fréquence donnée sera donc la suivante :

$$F_D(s) = s^\alpha = K_D \left(1 + \frac{s}{\omega_c} \right)^\alpha \cong K_D \frac{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{(ab)^i z_0} \right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{(ab)^i a z_0} \right)} \quad (\text{IV.32})$$

on peut développer la fonction $F(s)$ en fonctions élémentaires, alors :

$$\frac{F_D(s)}{s} = \frac{1}{s} K_D \cong \sum_{i=0}^N \frac{\left(1 + \frac{s}{(ab)^i z_0} \right)}{\left(1 + \frac{s}{(ab)^i a z_0} \right)} \quad (\text{IV.33})$$

Calculant les résidus des pôles, on obtient

$$F_D(s) = F_0 + \prod_{i=0}^N \frac{g_i s}{\left(1 + \frac{s}{p_i} \right)} \quad (\text{IV.34})$$

Avec :

$$F_0 = K_D \text{ et } g_i = \frac{\prod_{j=0, j \neq i}^N (1 - (ab)^{(i-j)} a)}{(-ab)^i a z_0 \prod_{j=0, j \neq i}^N (1 - (ab)^{(i-j)})} \quad (\text{IV.35})$$

IV.5 Conception de la commande DTC d'ordre fractionnaire

Dans cette partie, nous nous intéressons d'abord à l'application d'une commande DTC d'ordre fractionnaire à la MSAP. En raison des résultats obtenus dans la section précédente.

Le schéma de la commande DTC d'ordre fractionnaire est donné comme suite :

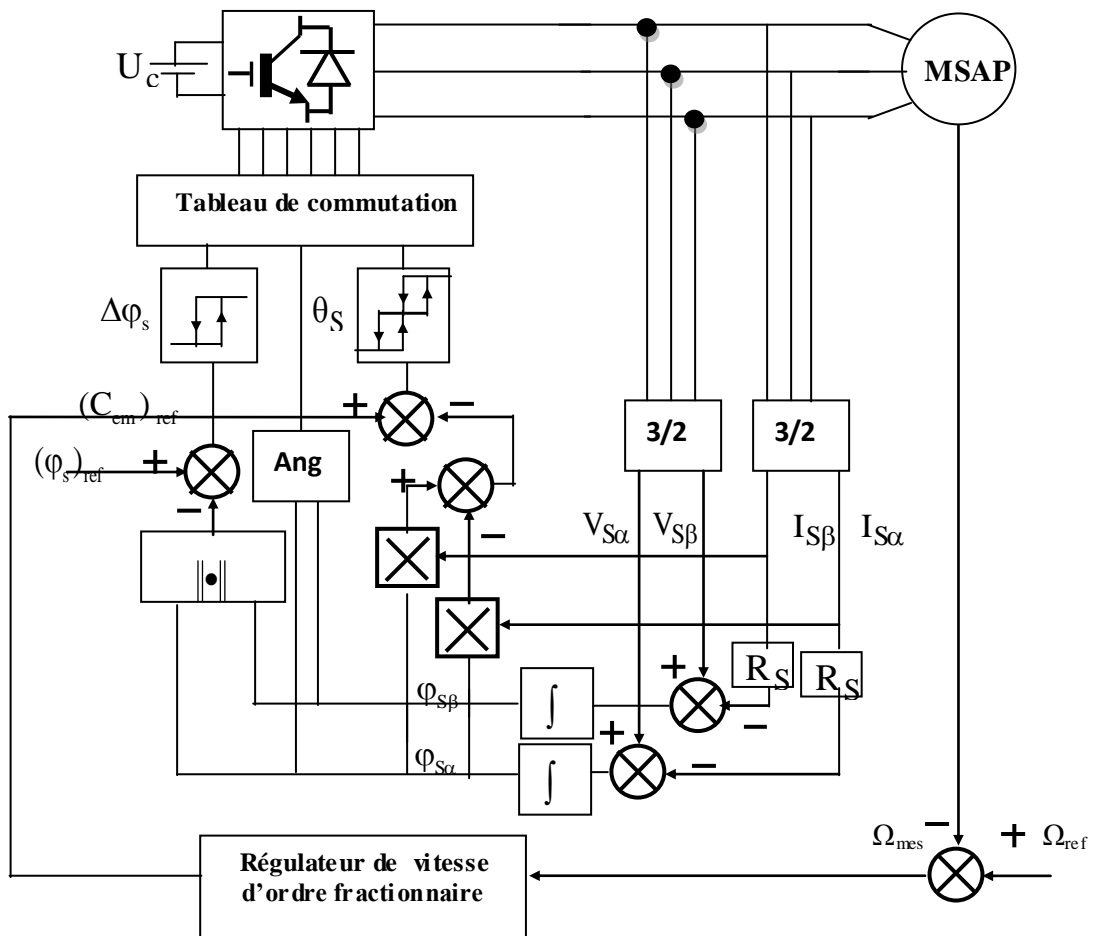


Figure IV.3 : structure de la commande DTC d'ordre fractionnaire

Dans cette approche on s'intéresse au remplacement du régulateur PI classique de la boucle de réglage de vitesse par un régulateur $PI^\alpha D^\beta$ d'ordre fractionnaire. Le schéma fonctionnel de la commande d'ordre fractionnaire à retour unitaire de la boucle de vitesse est représenté comme suit [94]:

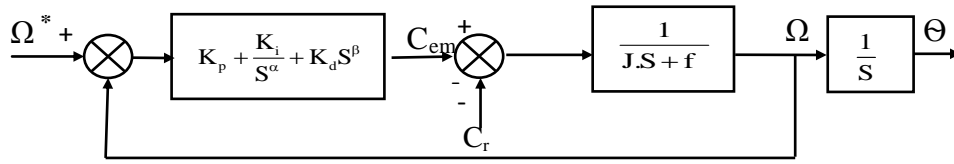


Figure IV.4 : Système de commande à retour unitaire d'ordre fractionnaire

La fonction de transfert du régulateur dans une bande de fréquence au gain unité $[w_b, w_h]$ peut être donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{(s/w_u)^\alpha} + K_d (S/w_u)^\beta \quad (\text{IV.36})$$

A partir de la condition $1 < \alpha < 2$ et $0 < \beta < 1$, l'équation (IV.36) peut être réécrite sous la forme approximée dans une bande de fréquence w_{max} telle que $w_{max} = 10w_h$ comme suit :

$$C(s) = K_p + K_i \frac{\sum_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)}{\sum_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)} + K_d \frac{\sum_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{p_i}\right)}{\sum_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{z_i}\right)} \quad (\text{IV.37})$$

Nous proposons dans ce travail la technique mathématique de réglage, proposé par Djouambi [85], pour le calcul des paramètres K_p , T_i , T_d , α et β du régulateur d'ordre fractionnaire $P I^\alpha D^\beta$.

Cette technique de réglage est basée sur la fonction idéale de Bode, considérant l'intégrateur d'ordre fractionnaire décrit par l'équation (IV.22), dont le diagramme de Bode asymptotique de la phase de processus présenté par la (figure. IV.2).

Les spécifications désirées pour le système asservi sont données comme suit :

- La fréquence transitionnelle du modèle de référence, $\omega_u = 70$ (rad/sec).
- L'ordre fractionnaire de dérivation du modèle de référence : $m = 1.5$.

Le comportement fréquentielle en hautes et basses fréquences de la boucle ouverte du système de commande soit équivalent à celui de la fonction de transfert idéale de Bode, le réglage des cinq paramètres $(K_p, K_i, K_d, \alpha \text{ et } \beta)$ du correcteur $P I^\alpha D^\beta$ ce fait comme suit [85]:

$$\begin{aligned}\beta &= n_h - m = 0.5 \\ \alpha &= m - n_{b1} = 1.5\end{aligned}\tag{IV.38}$$

les valeurs K_p , K_i et K_d peuvent calculées comme suite [73], [143]:

$$K_p = \frac{K_u}{|G_p(jw_{max})|w_{max}^{n_h}}\tag{IV.39}$$

$$K_i = \frac{K_u}{|G_p(jw_{min})|w_{min}^{n_b}}\tag{IV.40}$$

$$K_d = \frac{|G_p(jw_u)|^{-1}}{|1+K_i(jw_u)^{-\alpha}+K_d(jw_u)^\beta|}\tag{IV.41}$$

D'autre part, L'équation mécanique de la boucle de vitesse est donnée comme suite :

$$C_{em} - C_r - f \frac{d\theta}{dt} = J \frac{d^2\theta}{dt^2}\tag{IV.42}$$

Ou C_{em} est le couple moteur, f le coefficient de frottement visqueux et J le moment d'inertie du rotor, le couple C_{em} est proportionnel au courant $i_q(t)$.

$$C_{em} = K_m i_q(t)\tag{IV.43}$$

En règle générale les coefficients C_{em} et K_m sont si proches qu'il est raisonnable de les considérer égaux, négligeant alors les pertes durant la conversion électromécanique de puissance. On pose $K_{em} = K_e = K_m$.

L'équation (IV.42) et (IV.43) donnent :

$$K_m I(t) - C_r = f \frac{d\theta(t)}{dt} + J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2}\tag{IV.44}$$

Pour des conditions initiales supposées nulles, la transformée de Laplace de l'équation (IV.44)

est comme suit :

$$K_m(s) - C_r = (Js^2 + fs)\theta(s) \Rightarrow \theta(s) = \frac{K_m - C_r}{s(Js+f)} I(s) \quad (IV.45)$$

L'objectif dans cette commande est d'obtenir une loi de commande qui assure le même comportement fréquentielle et temporelle de la boucle idéale de Bode en boucle fermée, dans une bande de fréquence $[wb, wh]$, selon l'équation suivante :

$$G_m(s) = C(s)G_p(s) = (K_p + K_i \frac{\sum_{i=0}^{N-1} (1+\frac{s}{z_i})}{\sum_{i=0}^N (1+\frac{s}{p_i})} + K_d \frac{\sum_{i=0}^{N-1} (1+\frac{s}{p_i})}{\sum_{i=0}^N (1+\frac{s}{z_i})}) (\frac{1}{Js+f}) = \frac{1}{(\frac{s}{\omega_u})^m} \quad (IV.46)$$

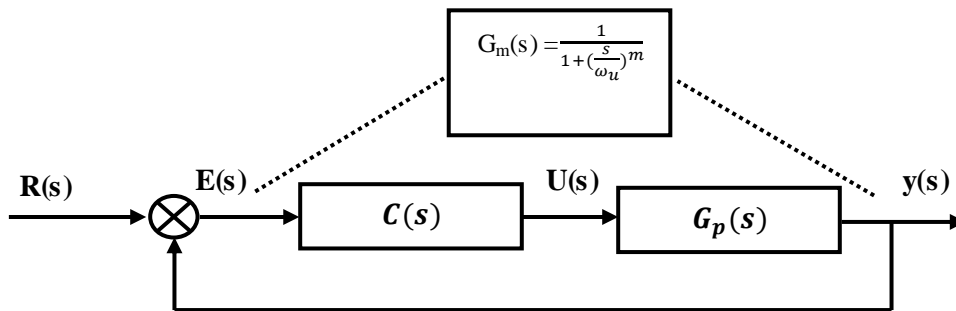


Figure IV. 5 : Boucle de commande à retour unitaire avec la fonction idéale de Bode

IV.5.1 Exemple illustratif de comparaison

Dans cette section, on va présenter un exemple illustratif entre le régulateur d'ordre fractionnaire et le régulateur Classique pour valider l'intégration et l'utilité du régulateur proposé dans la méthode proposée [29], [94-95].

IV.5.1.1 Comparaison du $PI^\alpha D^\beta$ avec le PI Classique

La boucle de commande à retour unitaire est présentée dans la (figure. IV.6).

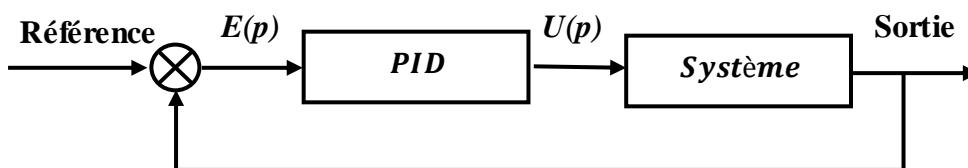


Figure IV. 6 : Boucle de commande à retour unitaire

La fonction de transfert en boucle ouverte $T_1(s)$ de ce système est donnée par

$$G_m(s) = C(s)G_p(s) \quad (\text{IV. 47})$$

où $C(s)$ est la fonction de transfert du correcteur et $G_p(s)$ est la fonction de transfert du procédé.

Le procédé est une fonction de transfert de la boucle de vitesse, dont le système est stable, sa fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_p = \frac{1}{Js+f} = \frac{1}{(J/f)s+1} \quad (\text{IV. 48})$$

Où J est l'inertie et f est le frottement.

La nouvelle méthode de conception est basée sur l'idée de remplacer le régulateur PID classique par un régulateur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire pour assurer les mêmes spécifications de réglages, ce qui donne une nouvelle stratégie de commande.

La fonction de transfert du régulateur PID classique est bien connue sous la forme suivante [95]:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (\text{IV.49})$$

Où, $E(s)$ représente l'erreur, $U(s)$ la commande et K_p, K_i, K_D sont les paramètres du régulateur.

$K_i = \frac{k_p}{T_i}$ et $K_d = K_p.T_d$, l'équation (IV. 49) devienne ;

$$C(s) = K_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (\text{IV.50})$$

Podlubny [128], avait proposé une généralisation du régulateur PID classique, dont la forme est la suivante :

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s^\alpha} + k_d s^\beta, \alpha, \beta \in \mathfrak{R} \quad (\text{IV.51})$$

Où, K_p , K_i , K_D , sont les paramètres du correcteur d'ordre fractionnaire et λ et μ , Sont des nombres réels.

La fonction de transfert du procédé G_p en boucle ouverte est donnée est comme suit :

$$G_p = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{1}{0.0176s + 1} \quad (\text{IV.52})$$

Les performances dynamiques demandées du système asservi sont données comme suit :

- Dépassement $< 30\%$;
- Temps de montée < 0.0142 .

Les spécifications demandées sont :

- Marge de phase de l'ordre de 45° .
- Pulsation transitionnelle au gain unité $\omega_u = 70$ rad/s.

Alors, la fonction de transfert numérique idéale de Bode est donnée par:

$$G_m(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{w_u}\right)^m} = \frac{1}{\left(\frac{s}{70}\right)^{1.5}} = \frac{70^{1.5}}{S^{1.5}}, S = jw \quad (\text{IV.53})$$

A partir de l'ordre de la fonction de transfert idéale de Bode $m = 1.5$ et du comportement asymptotique du procédé en basse fréquence $n_b = 0$ et en haute fréquence $n_h = 1$ on peut déduire l'ordre de dérivation β et l'ordre d'intégration α de la commande $PI^\alpha D^\beta$, comme suit :

$$\begin{aligned} \beta &= -0.5 \\ \alpha &= 1.5 \end{aligned} \quad (\text{IV.54})$$

Selon les formules (IV.39), (IV.40) et (IV.41), Les valeurs numériques des paramètres K_p , K_i , K_d sont donnée comme suite :

$$\begin{aligned} K_p &= 0.0080; \\ K_i &= 15.3881; \\ K_d &= 0.2708. \end{aligned} \quad (\text{IV.55})$$

La fonction numérique du système est donnée comme suite

$$G_{p1}(s) = \frac{1}{J.S + f} = \frac{1}{0.00176.S + 0.1} \quad (\text{IV.56})$$

L'approximation de l'opérateur intégrale ($1/s^{0.5}$) dans une bande de fréquence [10^{-4} , 10^4], avec une erreur d'approximation $\gamma = 1$, donne

$$G_m(s) = \frac{1}{s^{0.5}} = \frac{K_I}{(1 + \frac{s}{w_c})} = K_I \frac{\sum_{i=0}^{N-1} (1 + \frac{s}{z_i})}{\sum_{i=0}^N (1 + \frac{s}{p_i})} \quad (\text{IV.57})$$

avec :

$$w_c = 3.5 (10^{-5}) \text{rad/s}, w_b = 0.01 \text{rad/s}, K_I = (w_u/w_c)^{0.5} = 169.1974, a = 10, p_0 = 3.7871^{-5}, z_0 = 4.4513^{-5}, N = 60.$$

Alors,

La fonction de transfert du régulateur d'ordre fractionnaire est sous la forme suivante :

$$G_{FPII}(s) = 0.0024 + \frac{84.1831}{s^{1.5}} + 1.4816s^{-0.5} \quad (\text{IV.58})$$

La fonction de transfert de l'ensemble système et régulateur en boucle ouverte est donnée comme suite :

$$G_{FPII}(s) = C_{FPII} \cdot G(s) \quad (\text{IV.59})$$

$$G_{FPII}(s) = \frac{0.0017s^{1.5} + 1.0307s + 58.668}{0.00176s^{2.5} + 0.1s^{1.5}}$$

La fonction de transfert de l'ensemble système et régulateur en boucle fermée est donnée comme suite :

$$H(s) = \frac{G_{FPII}}{1 + G_{FPII}(s)} \quad (\text{IV.60})$$

$$H_{FPII}(s) = \frac{0.0017s^{1.5} + 1.0307s + 58.668}{0.00176s^{2.5} + 0.1017s^{1.5} + 0.8974s + 50.9897}$$

Dans l'objectif de faire une étude comparative avec régulateur d'ordre fractionnaire proposée dans notre approche, le PID classique conçu pour les mêmes spécification, dont leurs paramètres numériques de ce régulateur ont été calculées utilisant la méthode de "PID tuning algorithme développer par MATH- WORKS pour le contrôle des paramètres du régulateur, et sont données comme suites.

$$K_p = 0.0080;$$

$$K_i = 15.3881;$$

La fonction de transfert mathématique du régulateur PI classique est sous la forme suivante :

$$G_{FPI}(s) = 0.0080 + \frac{15.3881}{s} \quad (IV.61)$$

La fonction de transfert de l'ensemble système et régulateur en boucle ouverte est donnée comme suite :

$$G_{FPI}(s) = C_{FPI} \cdot G(s) \quad (IV.62)$$

$$G_{FPI}(s) = \frac{0.0164s + 11.479}{0.00176s^2 + 0.1s}$$

La fonction de transfert de l'ensemble système et régulateur en boucle fermée est donnée comme suite

$$H(s) = \frac{G_{FPI}}{1 + G_{FPI}(s)} \quad (IV.63)$$

$$H_{FPI}(s) = \frac{0.0164s + 11.479}{0.00176s^2 + 0.264s + 11.0479}$$

IV. 6 Résultats de simulation

Les (figures. IV.7) et (IV.8) représentent les tracés de Bode de fonction de transfert du procédé $G_{pl}(s)$, la fonction de transfert $G_{FPI}(s)$, la fonction de transfert $G_{pi}(s)$ et la fonction de transfert idéale de Bode en boucle ouverte. A partir de la (figure. IV.5), on peut voir que la fréquence transitionnelle au gain unité de $G_m(s)$ est bien $w_u = 70rad/s$, et une marge de phase de $\phi_m = 45^\circ$. et en remarque aussi que dans la plage de la fonction de $[10^{-4}w_u, 10^4w_u]$, le transfert du système asservi projeté se comporte comme celle du model de référence. Les réponses des

procédés avec le régulateur d'ordre fractionnaire ou le régulateur classique donnent les mêmes spécifications que la fonction idéale de Bode. A noter que toutes les spécifications demandées sont satisfaites par les deux correcteurs ($w_u = 70 \left(\frac{rad}{s}\right)$, $\varphi_m = 70^\circ$) et la phase est plate autour de la fréquence transitoire désirée w_u .

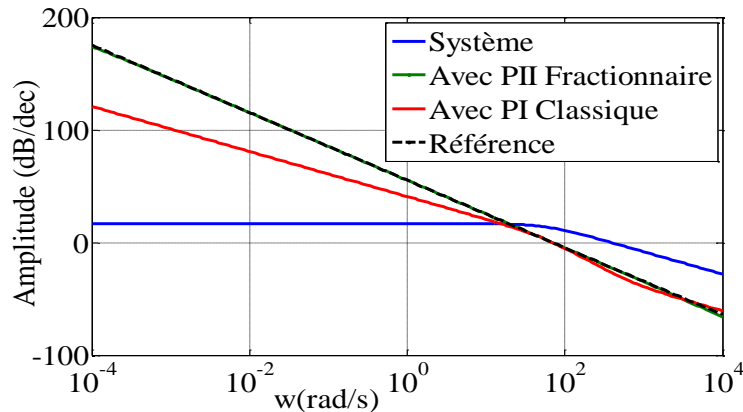


Figure IV. 7 : Tracer de Bode de l'amplitude de la fonction de transfert en BO $G_{PI}(s)$, $G_{FPII}(s)$,

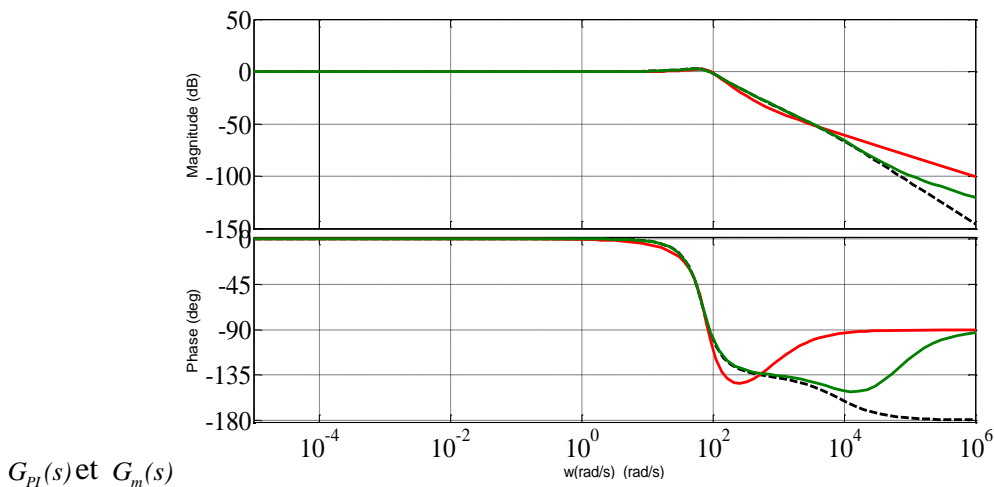


Figure IV.8 : Tracés de Bode des FTBO du système asservi projeté et du model de référence

La figure (IV.9) représente la réponse indicielle du système avec régulateur PI classique, système avec régulateur d'ordre fractionnaire et la fonction idéale de Bode en boucle fermée pour différentes valeurs du gain K . On remarque que la réponse indicielle présente les mêmes performances. Ceci illustre la supériorité de la conception du contrôle proposé.

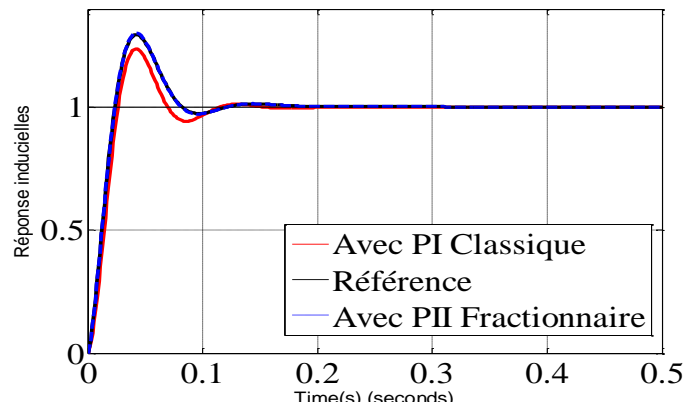


Figure IV.9 : Réponse indicielle des systèmes de commandes $G_{FPII}(s)$, $G_{PI}(s)$ et la fonction idéale de Bode en boucle ouverte

Les figures (IV.10) et (IV.11) représente respectivement les réponses indicielles des $H_{FPII}(s)$ et $H_{PI}(s)$ pour plusieurs valeurs du gain K, on remarque que la robustesse est bien meilleure dans le cas du régulateur d'ordre fractionnaire, traduit ainsi, la propriété d'iso-amortissement de la boucle idéal de Bode et la commande d'ordre fractionnaire.

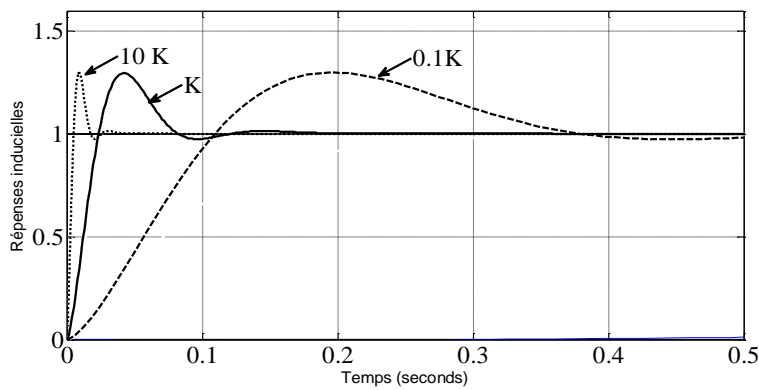


Figure IV.10 : Réponse indicielle du système d'ordre fractionnaire en boucle fermée pour différents valeurs de K

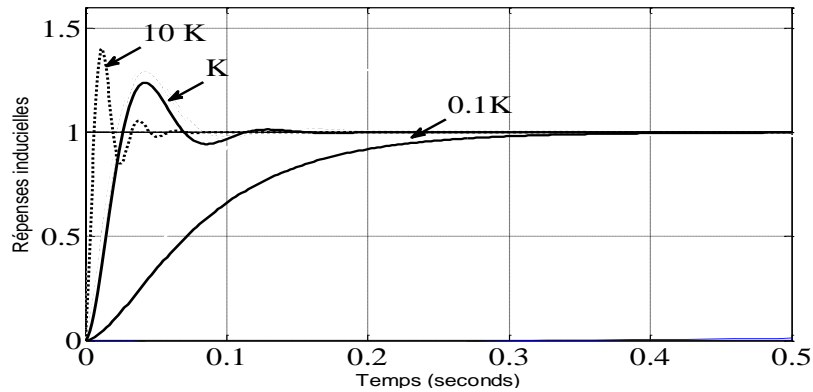


Figure IV.11 : Réponse indicielle du système d'ordre entier en boucle fermée pour différents valeurs de K

Nous présentons, dans cette partie, les résultats de simulation de la commande DTC d'ordre fractionnaire appliqué à la MSAP. La machine est entraînée à une vitesse de 100 rad/s.

IV. 6.1 Essai à Charge

La vitesse de référence appliquée à l'entrée de la commande est un échelon à l'ordre de 80(rad/s). Les figures (VI.12 - VI.17) représentent les résultats de simulations de la commande DTC d'ordre fractionnaire pour un démarrage en charge de la vitesse, du couple électromagnétique, de la composante direct du courant (i_d), du courant quadratique (i_q), du courant de phase (i_a) et du flux statorique.

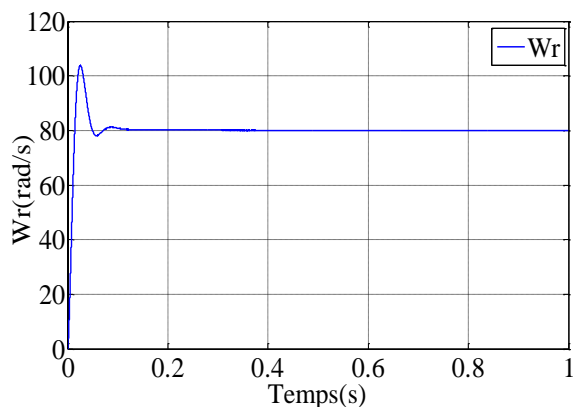


Figure IV. 12 : Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC fractionnaire

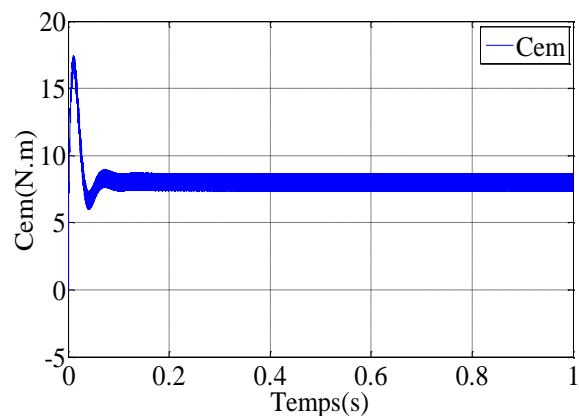


Figure IV. 13 : Couple électromécanique à charge pour la commande DTC fractionnaire

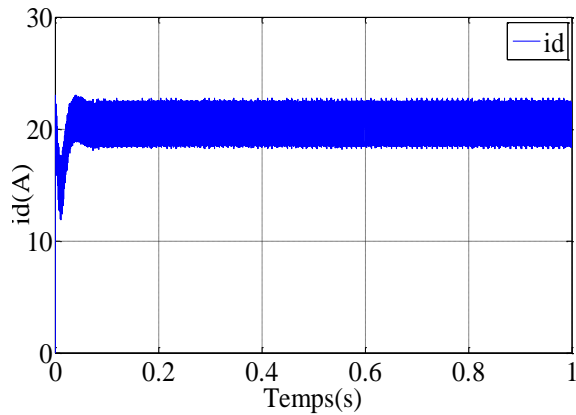


Figure IV.14 : Courant direct à charge pour la commande DTC fractionnaire

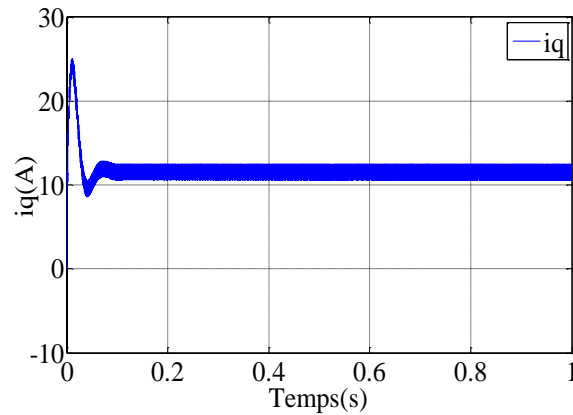


Figure IV.15 : Courant quadratique à charge pour la commande DTC fractionnaire

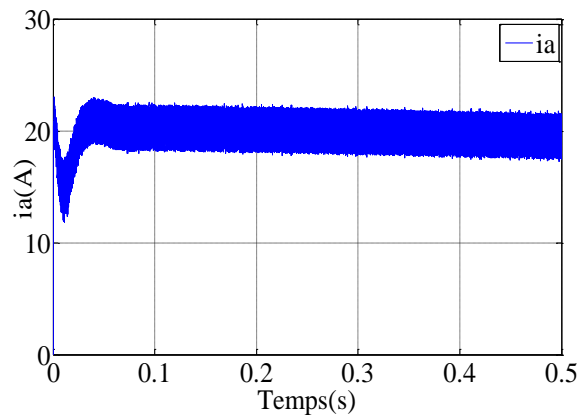


Figure IV.16 : Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC fractionnaire

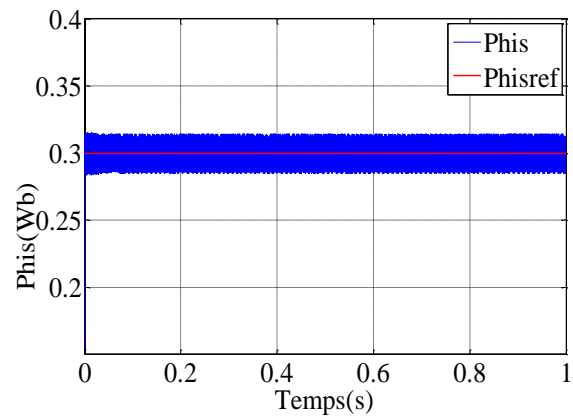


Figure IV.17 : Flux statorique à charge pour la commande DTC fractionnaire

IV. 6.2 Essai de changement de la référence de vitesse

La vitesse d'entraînement W_r (rad/s), le couple C_{em} (N.m) développé par la MSAP, les courants i_d et i_q ainsi que le flux statorique sont représentés sur les figures (IV.18-IV.23) pour un changement de vitesse de 100(rad/s) à 150(rad/s). On remarque sur les figures (IV.18 et IV.23) que la réponse de la vitesse et du couple électromécanique est très rapide avec un temps de réponse réduit, l'allure du courant quadratique est augmenté de +7A (de 15 à 22). Le courant de phase sur l'axe (a) est subit à un pic important, rapidement se stabilise à la valeur de 20(A).

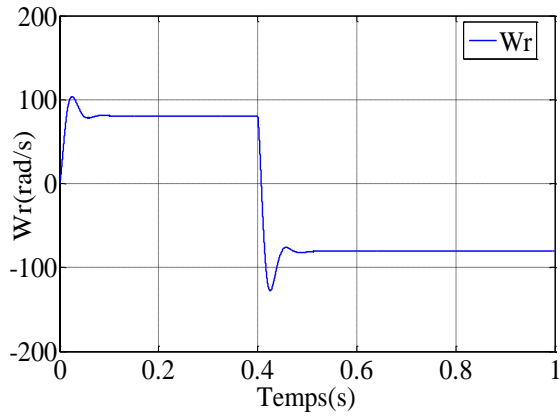


Figure IV.18 : Vitesse d'entraînement en changement de référence pour la commande DTC fractionnaire

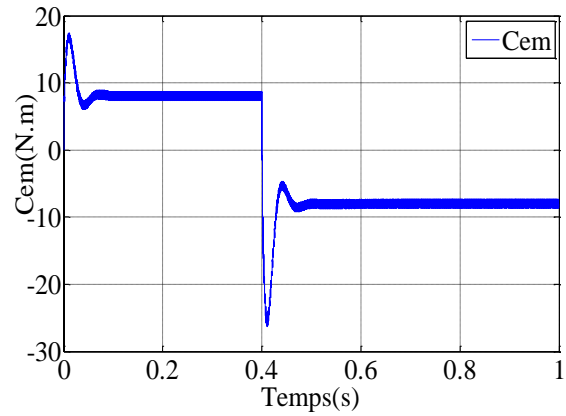


Figure IV.19 : Couple électromécanique en changement de référence pour la commande DTC fractionnaire

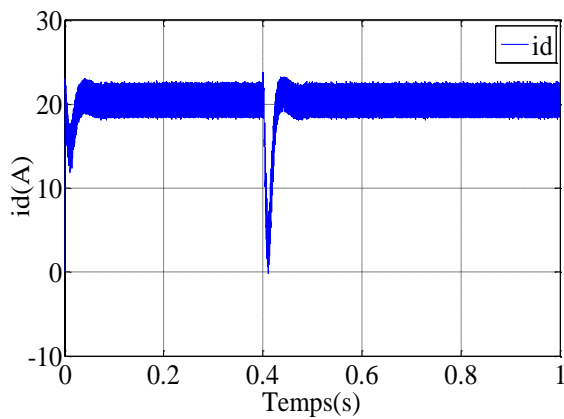


Figure IV.20 : Courant direct en changement de référence pour la commande DTC fractionnaire

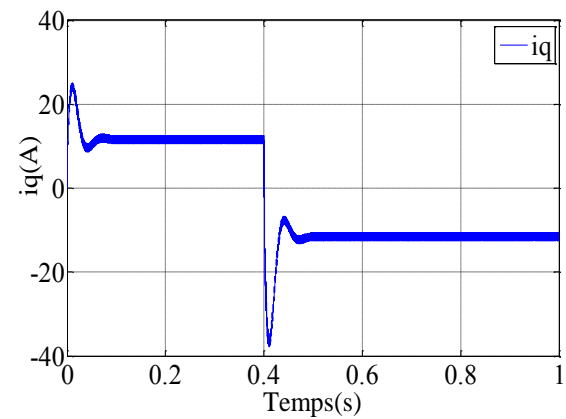


Figure IV.21 : Courant quadratique en changement de référence pour la commande DTC fractionnaire

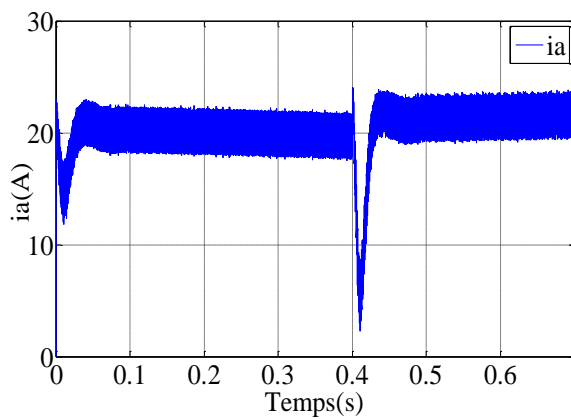


Figure IV.22 : Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC fractionnaire

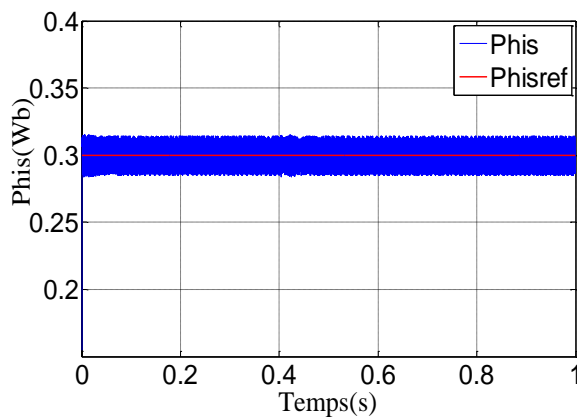


Figure IV.23 : Flux statorique à charge pour la commande DTC fractionnaire

IV. 6.3 Essai de la variation de la charge

La vitesse d'entraînement W_r (rad/s), le couple C_{em} (N.m) développé par la MSAP, les courants i_d et i_q sont représentés sur les figures (IV.20-IV.29) pour un test de robustesse de $C_r=2$ (N.m) à $t=0.3$ (s). La réponse de la vitesse est montrée dans la figure (IV.24) où le dépassement est de l'ordre de 13%, le temps de réponse est d'environ 0.01(s), le temps de montée de 0.1(s). Lors de l'application de la charge, un dépassement plus court par rapport à la DTC classique et le temps de réponse plus réduit, à l'ordre de 0.05(s).

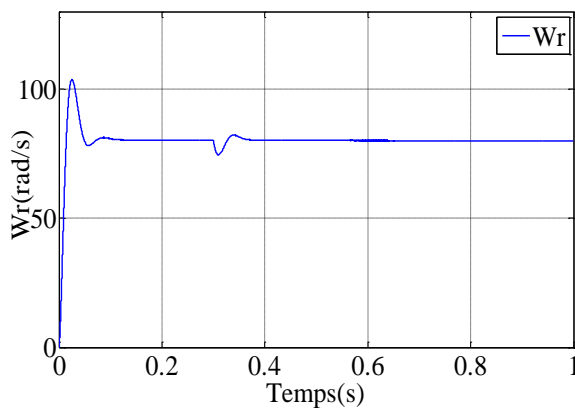


Figure IV. 24 : Vitesse d'entraînement à charge pour la commande DTC fractionnaire

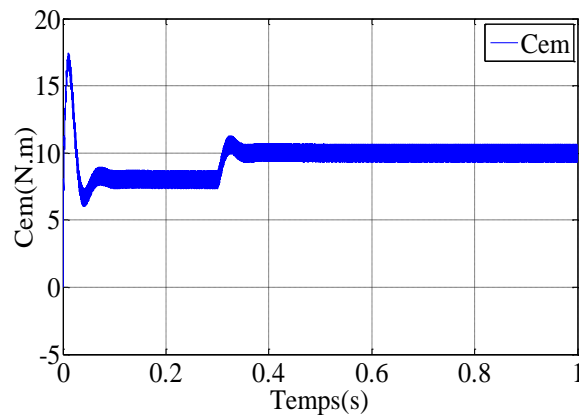


Figure IV. 25 : Couple électromécanique à charge pour la commande DTC fractionnaire

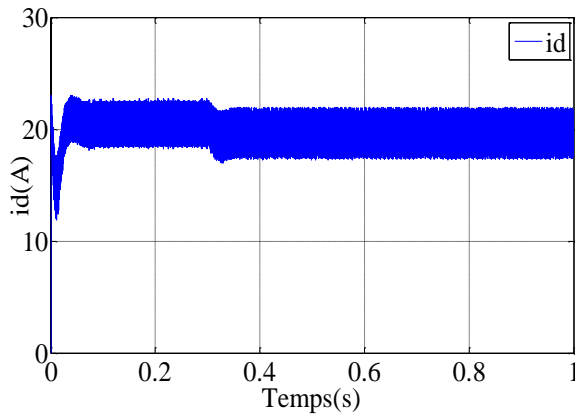


Figure IV.26 : Courant direct à charge pour la commande DTC fractionnaire

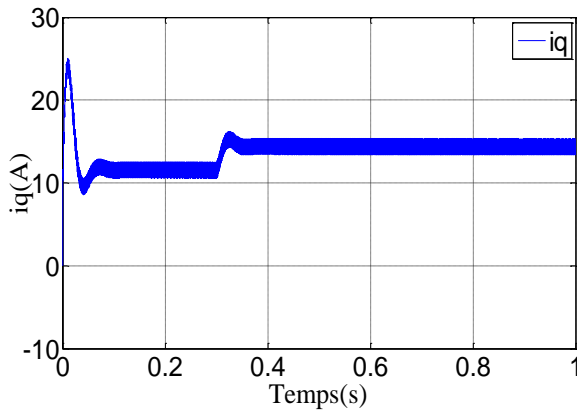


Figure IV.27 : Courant quadratique à charge pour la commande DTC fractionnaire

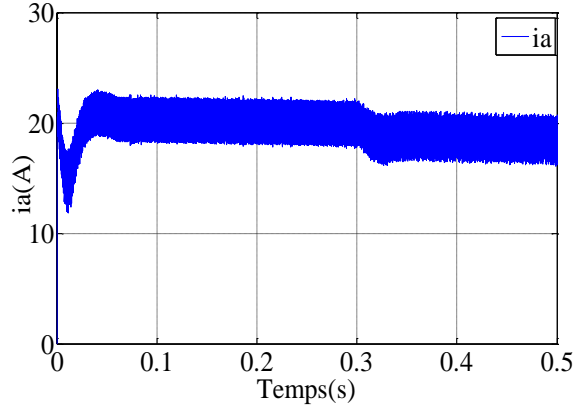


Figure IV.28 : Courant de phase (a) à charge pour la commande DTC fractionnaire

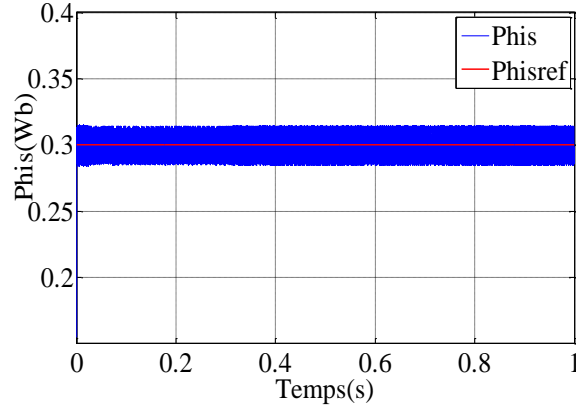


Figure IV.29 : Flux statorique à charge pour la commande DTC fractionnaire

IV. 6.4 Essai de changement du sens de rotation et variation du couple de charge

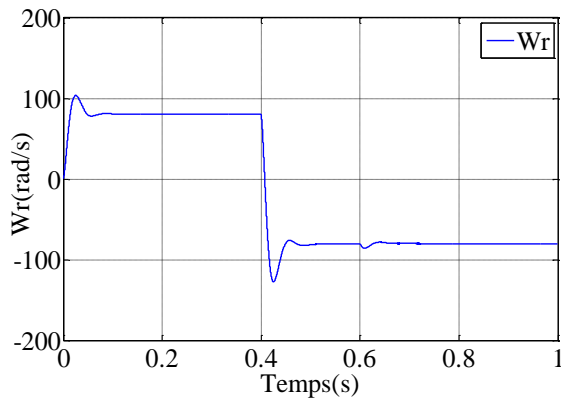


Figure IV. 30 : Vitesse d'entraînement en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

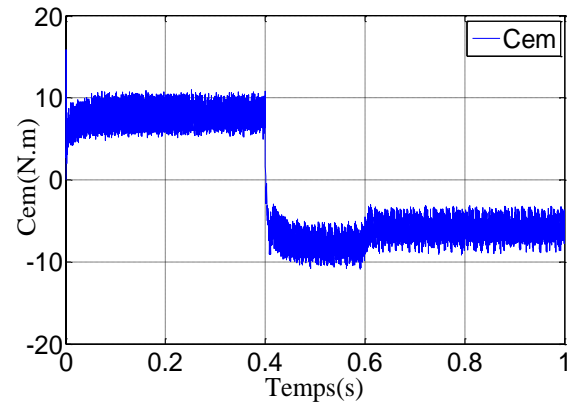


Figure IV. 31 : Couple électromécanique en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

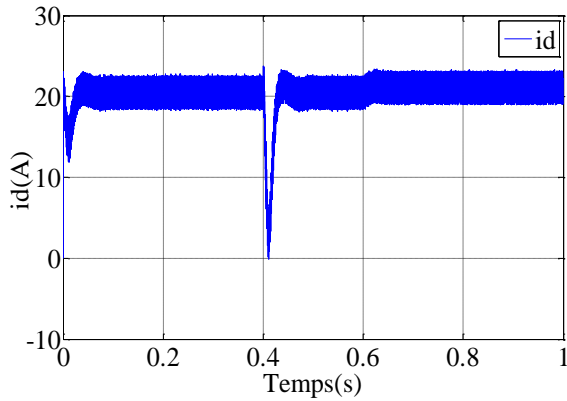


Figure IV.32 : Courant direct en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

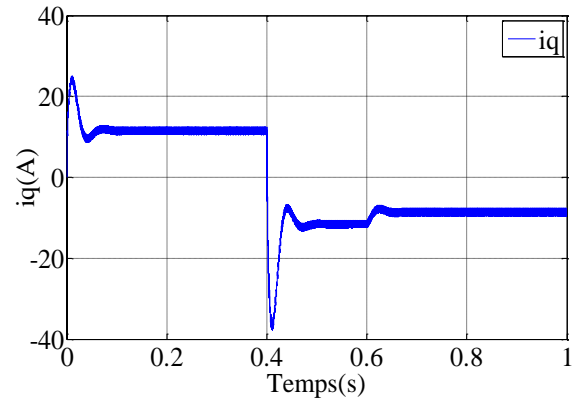


Figure IV.33 : Courant quadratique en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

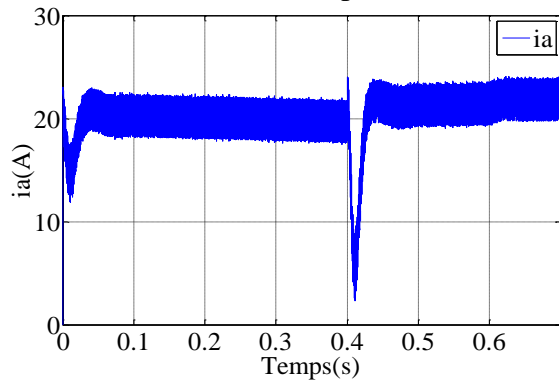


Figure IV.34 : Courant de phase (a) en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

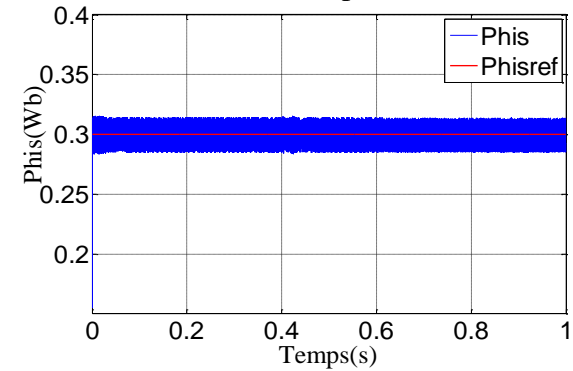


Figure IV.35 : Courant de phase (b) en changement du sens de rotation pour la commande adaptative

IV. 6.5 Essai de l'application d'une perturbation

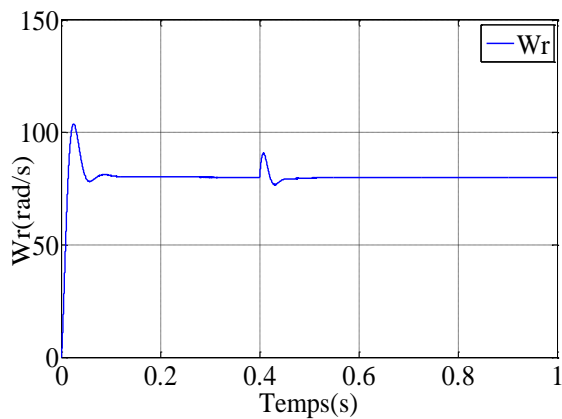


Figure IV. 36 : Vitesse d'entraînement sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC fractionnaire

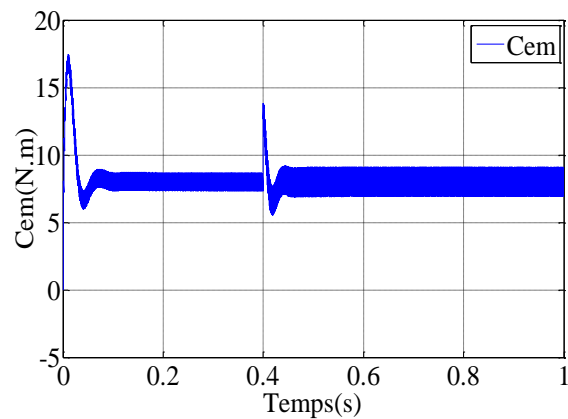


Figure IV. 37 : Couple électromécanique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC fractionnaire

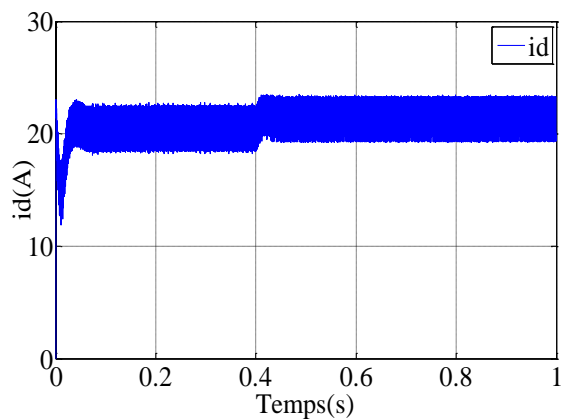


Figure IV.38 : Courant direct sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC fractionnaire

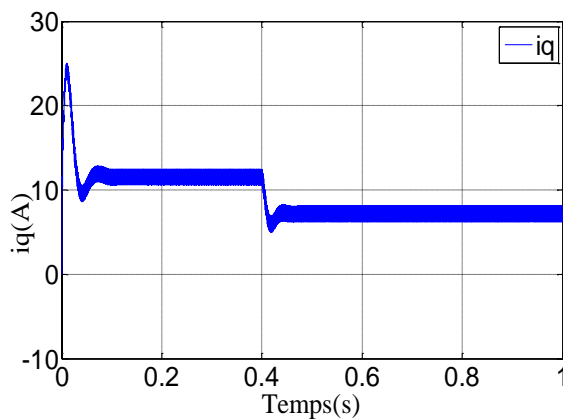


Figure IV.39 : Courant quadratique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC fractionnaire

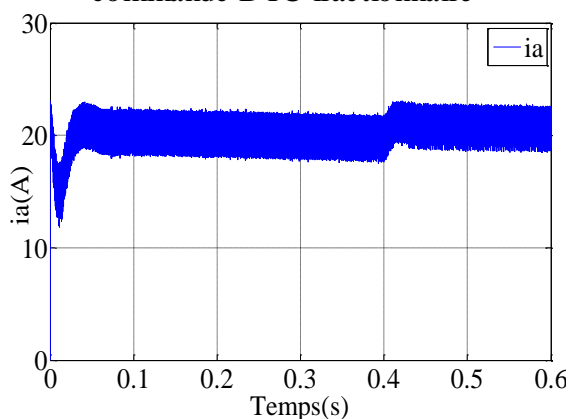


Figure IV.40 : Courant de phase (a) sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC fractionnaire

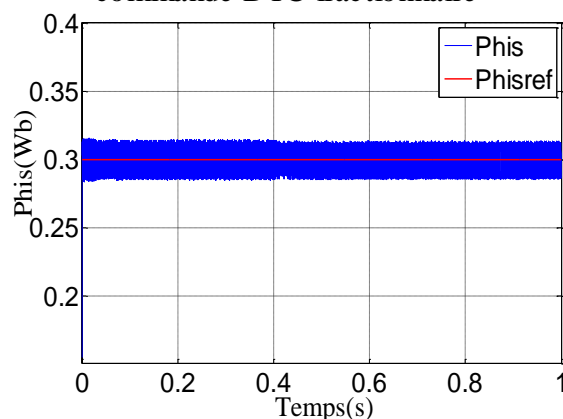


Figure IV.41 : Flux statorique sous l'application d'une perturbation pour la commande DTC fractionnaire

Lors de l'application d'une perturbation, la figure (IV.36) montrent que la réponse de la vitesse est très rapide avec un bon rejet de la perturbation, ou le dépassement est à l'ordre de 13%, le temps de réponse est d'environ 0.01(s) et le temps de montée de 0.1(s). Le couple présente un pic au moment de l'application de la perturbation, mais il se stabilise rapidement vers sa valeur de référence générée par le régulateur d'ordre fractionnaire de vitesse (voir figure (IV.37)). Dans les figures (IV. 38-39), les courants sur l'axe direct et quadratique présentent peu de fluctuation à l'instant de l'application de la perturbation avec une réduction importante des ondulations.

Les résultats de simulation dans les figures ci-dessus montrent que la commande proposée présente une bonne robustesse vis-à-vis la présence des perturbations où sous l'effet des tests de performances statiques et dynamiques.

IV.7 Conclusion

L'algorithme de la commande DTC d'ordre fractionnaire pour les machines synchrones à aimants permanents peut garantir la stabilité du système en boucle fermée et satisfaire un bon niveau de performance. Quoi qu'il en soit les résultats ont montré les avantages qui pourraient être de certain intérêt pour la commande des machines électriques où la réponse temporelle est une priorité dans les exigences du concepteur. Nous avons présenté l'extension de la commande DTC à modèle de référence d'ordre fractionnaire. A travers des exemples illustratifs on a conclu que :

- La stabilité de la boucle fermée est maintenue pour plusieurs valeurs du paramètre k du modèle de référence d'ordre fractionnaire, alors que le système de commande en boucle fermée est robuste vis-à-vis la variation du gain.
- Le niveau des performances, en terme du temps de réponse et du lissage de la sortie du système en boucle fermée est meilleur pour $1 < \alpha < 1.5$.
- L'utilisation du paramètre k pour augmenter la rapidité de convergence du processus.

De plus, on a présenté aussi une nouvelle stratégie pour l'ajustement des paramètres du contrôleur PID. La méthode proposée est basée sur le comportement asymptotique en boucle ouverte du système de la boucle de vitesse à celui de la fonction idéale de Bode.

Le modèle de référence est constitué d'un système en boucle fermée idéale dont sa boucle ouverte est donnée par la fonction de transfert idéale de Bode.

On a appliqué la méthode proposée pour l'ajustement des paramètres du contrôleur PID, et on l'a testée sur un exemple révélant de bons résultats démontrant son applicabilité. Avec la méthode proposée, on a obtenu une commande d'ordre fractionnaire robuste aux variations du gain et une réponse indicielle présentant la propriété d'iso-amortissement. Les simulations ont montré l'efficacité du schéma de commande d'ordre fractionnaire présenté.

Nous avons conclu, suite aux résultats de la commande DTC d'ordre fractionnaire, que les performances de la MSAP avec la commande d'ordre fractionnaire utilisant les régulateur d'ordre fractionnaires et la fonction idéale de Bode sont meilleures que celles obtenues par la commande classique.

Nous présentons une étude comparative entre les stratégies de commande présentées dans les chapitres précédents sous l'effet de la variation de la charge. Les figures suivantes présentent la courbe de vitesse de rotation, l'évolution du couple électromagnétique, l'évolution des courants statorique sur les axes (a, b) et le flux statorique pour une consigné de vitesse de 80(rad/s)et avec la variation de la charge de 2(N.m) à l'instant $t=0.3(s)$.

✓ **Commande vectorielle.**

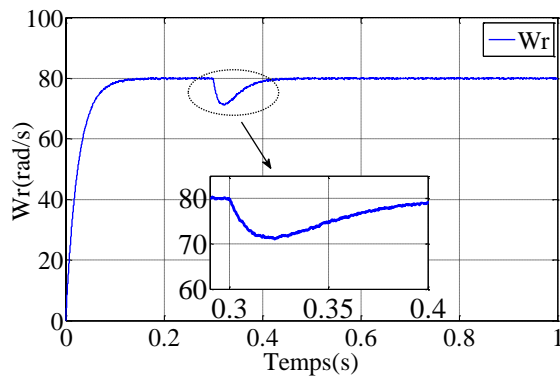


Figure IV.42 : Vitesse d'entraînement (zoom) lors de la variation de la charge pour la commande Vectorielle

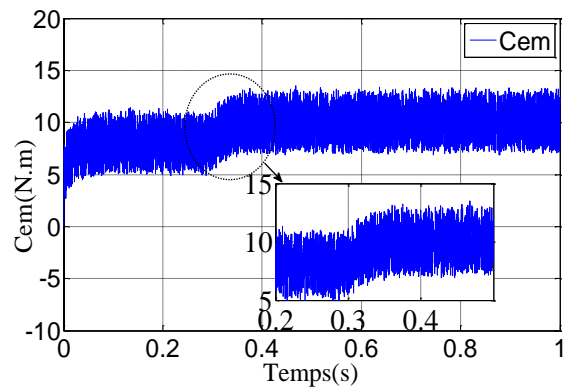


Figure IV.43 : Couple électromécanique (zoom) lors de la variation de la charge pour la commande Vectorielle

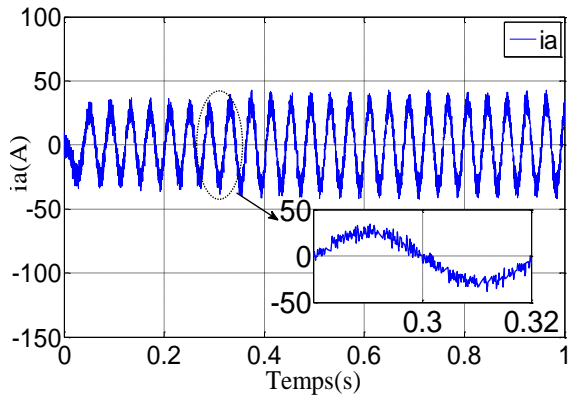


Figure IV.44 : Courant statorique sur l'axe (a) lors de la variation de la charge pour la commande Vectorielle

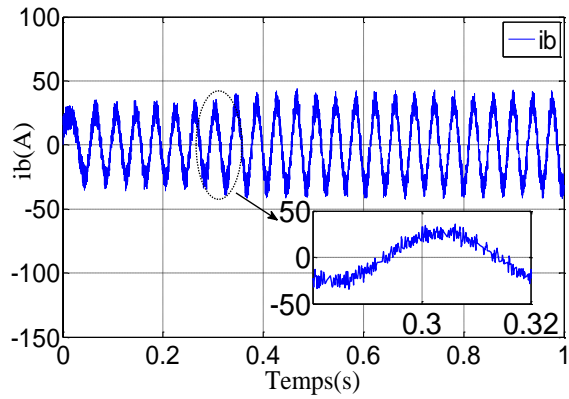


Figure IV.45 : Courant statorique sur l'axe (b) lors de la variation de la charge pour la commande Vectorielle

✓ **Commande DTC Floue**

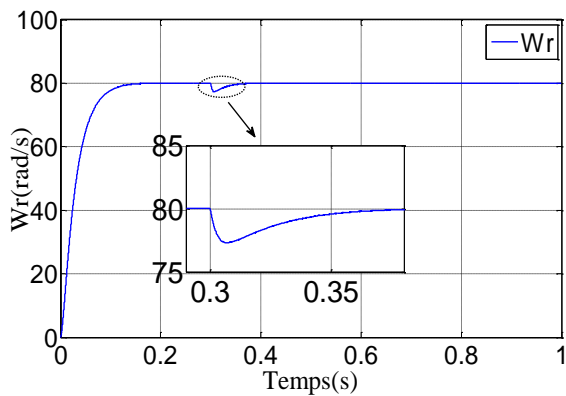


Figure IV.46 : Vitesse d'entraînement (zoom) en lors de la variation de la charge pour la commande DTC Floue

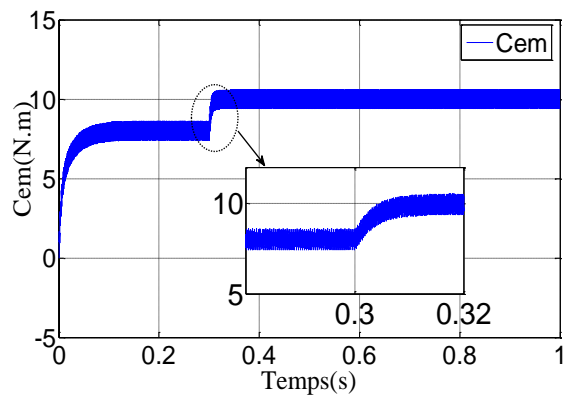


Figure IV.47 : Couple électromécanique (zoom) lors de la variation de la charge pour la commande DTC Floue

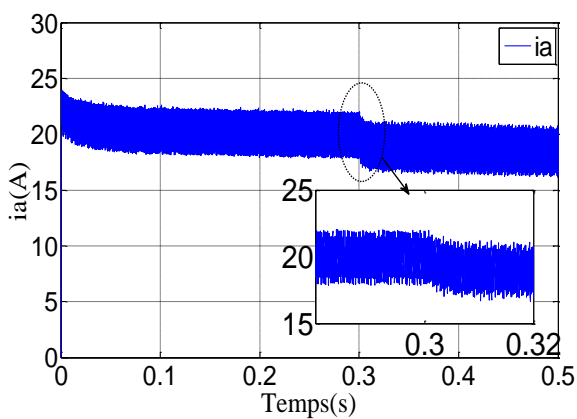


Figure IV.48 : Courant statorique sur l'axe (a) lors de la variation de la charge pour la commande DTC Floue

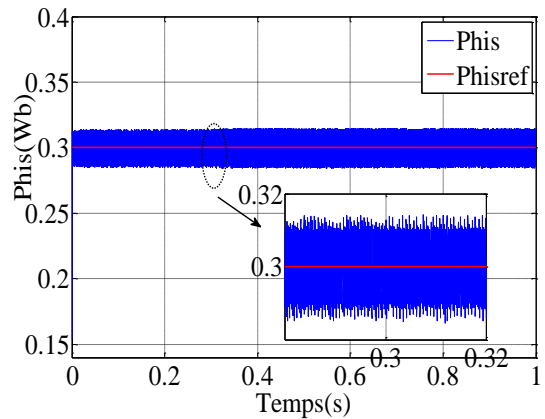


Figure IV.49 : Module du vecteur flux lors de la variation de la pour la commande DTC Floue

✓ Commande Adaptative

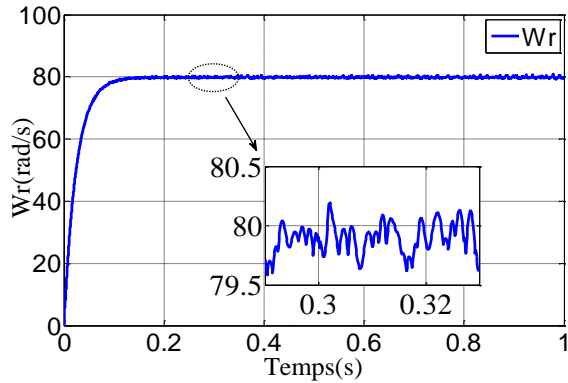


Figure IV.50 : Vitesse d'entraînement (zoom) lors de l'application d'une charge pour la commande adaptative

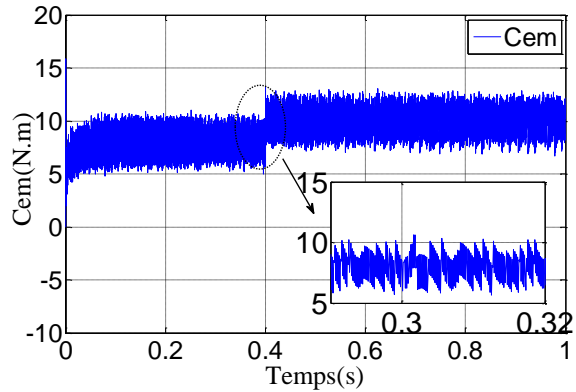


Figure IV.51 : Couple électromécanique (zoom) lors de l'application d'une charge pour la commande adaptative

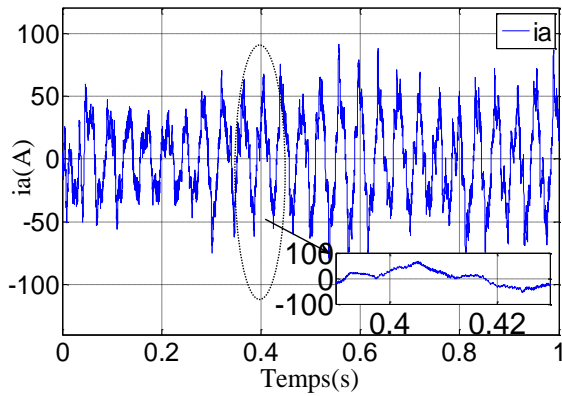


Figure IV.52 : Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande adaptative

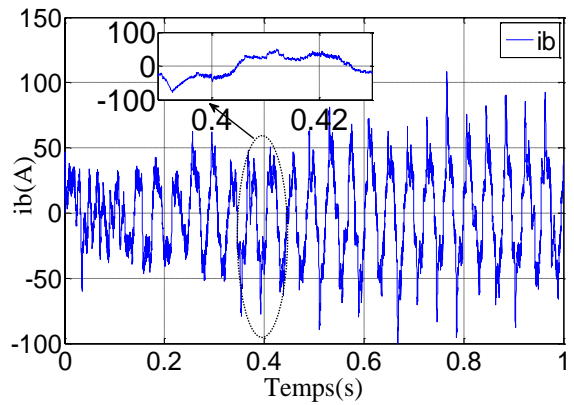


Figure IV.53 : Courant statorique sur l'axe (b) lors de l'application d'une charge pour la commande adaptative

✓ **Commande DTC Classique $\omega_u = 70$ rad/sec, $\varphi=45^\circ$.**

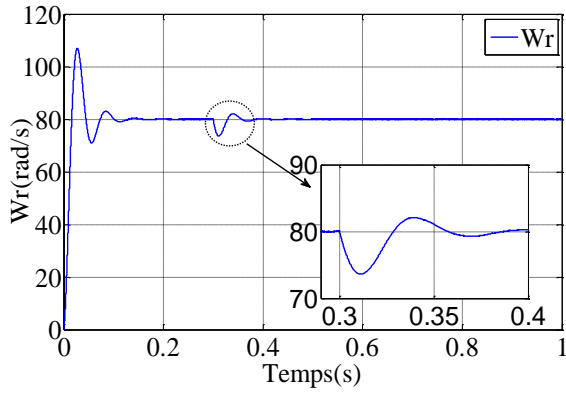


Figure IV.54 : Vitesse d'entraînement (zoom) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC Classique

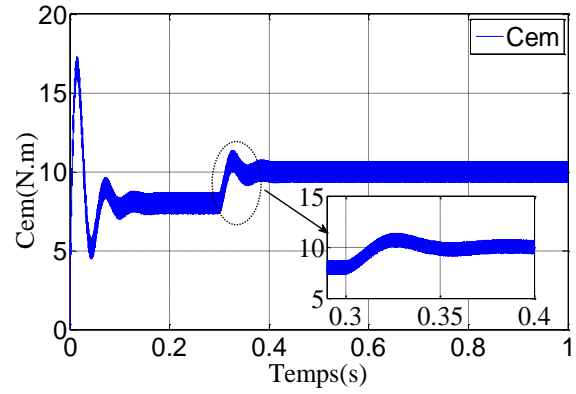


Figure IV.55 : Couple électromécanique (zoom) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC Classique

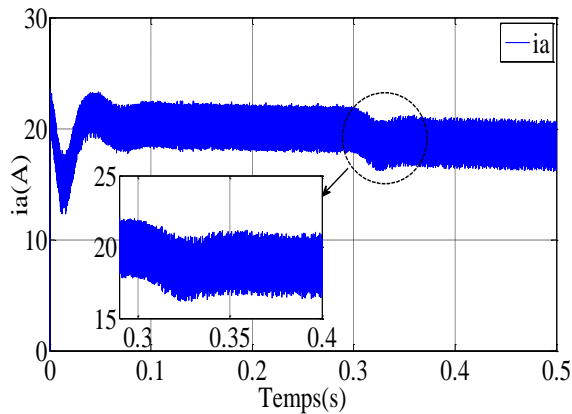


Figure IV.56 : Courant statorique sur l'axe (a) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC Classique

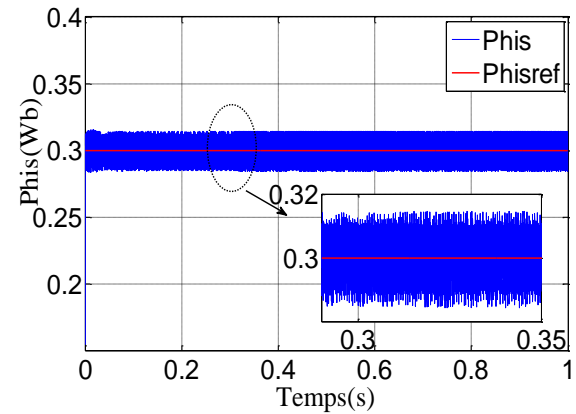


Figure IV.57 : Module du vecteur flux lors de la variation de la pour la commande DTC Classique.

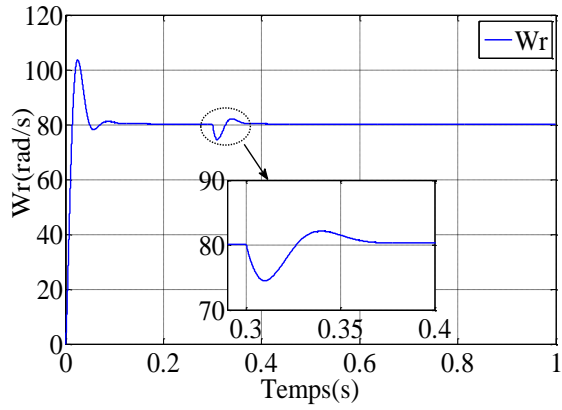


Figure IV.58 : Vitesse d'entraînement (zoom) lors de la variation de la pour la commande DTC fractionnaire

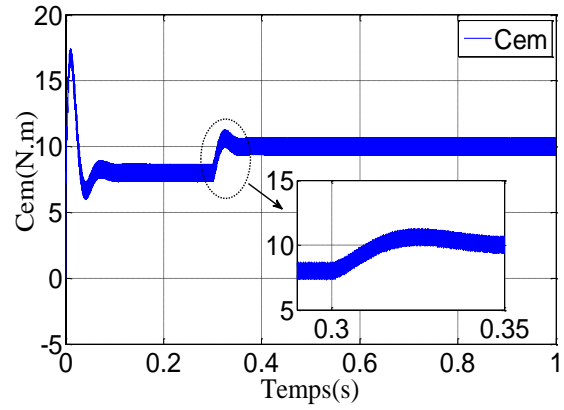


Figure IV.59 : Couple électromécanique (zoom) lors de la variation de la charge pour la commande DTC fractionnaire

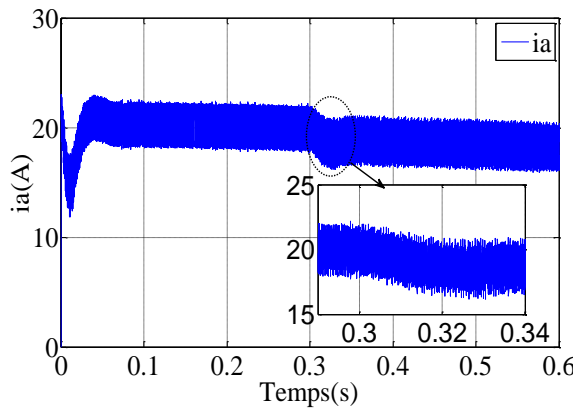


Figure IV.60 : Courant statorique sur l'axe (b) lors de l'application d'une charge pour la commande DTC d'ordre fractionnaire

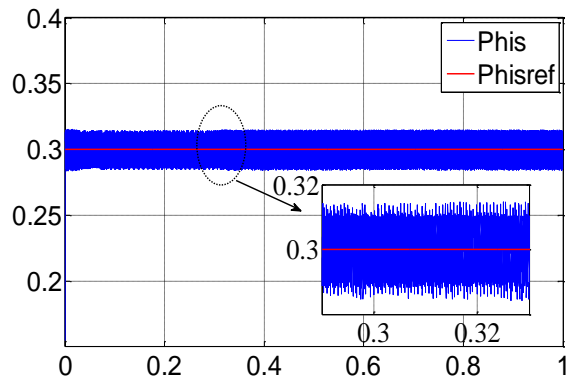


Figure IV.61 : Module du vecteur flux lors de la variation de la pour la commande DTC d'ordre fractionnaire

La comparaison des résultats obtenus, montre qu'on a obtenue des résultats plus robustes au sens des performances statiques et dynamiques de la MSAP, ce qui nous a confirmé la robustesse de la commande adaptative à l'application de la charge et aussi de nous a permettre de valider la méthode proposée de la commande Directe du Couple d'ordre fractionnaire dans cette thèse.

Stratégie	Avantages	Inconvénients
Commande Vectorielle	<ul style="list-style-type: none"> • La réponse dynamique du couple. • Elle peut améliorer les performances statiques et dynamiques de la MSAP face aux variations de la charge où présence des perturbations. • Le courant de phase statorique sinusoïdal. • Assure un bon découplage entre les deux axes (d, q). 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible dynamique de couple qui présente de grandes ondulations.
Commande DTC Classique	<ul style="list-style-type: none"> • La réponse dynamique du couple. • Le flux et le couple suivent parfaitement ses références. • Elle assure des améliorer les performances statiques et dynamiques de la MSAP face aux variations de la charge où présence des perturbations. • Le courant statorique sinusoïdal. 	<ul style="list-style-type: none"> • Dépassements des bandes. • Le flux s'établit lentement. • Le courant sinusoïdal bruité avec un pic au démarrage. • L'ondulation de flux. • La fréquence de commutation variable.
Commande DTC Floue	<ul style="list-style-type: none"> • Le flux s'établit rapidement. • Le courant statorique sinusoïdal. • Amélioration significative des performances statiques et dynamiques de la MSAP face aux variations de la charge où présence des perturbations. • Moins d'harmoniques de distorsion. 	<ul style="list-style-type: none"> • Moins de dépassements des bandes. • Le flux s'établit rapidement. • Le courant sinusoïdal est moins bruité avec un faible pic au démarrage. • Moins d'ondulation de flux. • La fréquence de commutation variable.
Commande Adaptative	<ul style="list-style-type: none"> • Le courant statorique sinusoïdal. • Bonne robustesse face à la variation de la charge. • d'harmoniques de distorsion. 	Algorithme d'adaptation compliqué. Quelque dépassement des pics au démarrage. Non robuste pour certaines perturbations.
Commande DTC d'ordre Fractionnaire	<ul style="list-style-type: none"> • Le flux s'établit rapidement. • Le courant statorique sinusoïdal. • Nette Amélioration des performances statiques et dynamiques de la MSAP face aux variations de la charge où présence des perturbations. 	<ul style="list-style-type: none"> • Le flux s'établit rapidement. • Le courant sinusoïdal est moins bruité avec un pic au démarrage très rapide. • Moins d'ondulation de flux. • La fréquence de commutation variable.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est a conservé sur l'amélioration des performances statiques et dynamiques de la machine synchrone à aimants permanents en essayant de chercher des solutions aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle (FOC) et la commande DTC classique.

Il est bien établi que la commande vectorielle par orientation du flux de la machine à aimants permanents présente est une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Ce type de commande permet une amélioration du temps de réponse et un réglage rapide du couple. Mais, cette technique nécessite la connaissance de la position du flux rotorique à chaque instant.

La commande directe du couple permet la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur. La DTC présente beaucoup d'avantages notamment par rapport au contrôle vectoriel notamment sa bonne réponse dynamique, son efficacité en terme de robustesse vis-à-vis les tests de performances de la machine et elle ne nécessite ni capteur de position, ni une technique de modulation complexe de l'onduleur. En revanche, la variation de la fréquence de commutation à cause de la présence des régulateurs à hystérésis peut engendrer des bruits acoustiques et entraîne, des difficultés de contrôle dans les régions à faible vitesse. Les oscillations rencontrées au niveau du couple et de flux, marquent l'un des points noirs de cette technique de commande.

L'objectif principal de cette thèse à consisté à améliorer les performances statiques et dynamiques de la MSAP avec l'utilisation de la commande DTC et d'autres stratégies de contrôle.

La commande DTC par la logique floue présente une meilleure robustesse que celle de la commande DTC classique, en plus des avantages inhérents de la MSAP (robustesse, fiabilité), cette robustesse garantie une bonne insensibilité aux perturbations et aux tests des performances statiques et dynamiques.

Pour améliorer la structure de la DTC et éliminer la nécessité d'une table de commutation aussi bien des correcteurs à hystérésis, la commande adaptative a été considérée comme une solution pour apporter une amélioration des performances obtenues de la MSAP par la DTC.

Finalement pour améliorer de plus les performances et la dynamique de la MSAP on a introduit les techniques des calculs d'ordre fractionnaire. Ces techniques servent à remplacer les comparateurs classiques de vitesse par un contrôleur d'ordre fractionnaire. L'introduction de la fonction idéale de Bode comme un modèle de référence sur la boucle de réglage, permet d'améliorer en plus les performances de la MSAP, utilisant la DTC d'ordre fractionnaire. Les résultats de simulation montrent de meilleures performances par rapport aux techniques citées précédemment. Les ondulations au niveau du couple et des courants direct et quadratique que la fréquence de commutation sont considérablement réduites. Les résultats obtenus au cours de ce travail, nous ont amené à conclure que la commande DTC d'ordre fractionnaire, montre une remarquable réduction au niveau des ondulations du couple et du flux, ainsi qu'une dynamique très rapide.

Ce travail a permis de montrer l'efficacité de la stratégie d'ordre fractionnaire dans l'amélioration des performances de la MSAP.

Annexe 01 : Les caractéristiques de simulations de la machine synchrone à aimants permanents.

Variables	Description	Paramètres de simulation
P_u	Puissance nominale	1.1 (kw)
V_s	Tension de réseau entre phase	380(V)
f_s	Fréquence	50(Hz)
L_{ds}	Inductance statorique direct	0.0066 (H)
L_{qs}	Inductance statorique quadratique	0.0066 (H)
p	Nombre de paire de Pôles	3
f	Frottement	0.1
J	Inertie	0.00176(Kg.m ²)
ϕ_m	Flux magnetique	0.1546(Wb)

ملخص:

تهدف هذه الرسالة إلى المساهمة في تحسين الأداء الثابت والديناميكي لآلة المغناطيس الدائم المتزامن. بعد تقديم أحدث ما توصلت إليه تقنيات التحكم، اخترنا آلة متزامن المغناطيس الدائم كتجربة، كذلك قدمنا مختلف أنواع التحكمات، منها التحكم في الأشعة، التحكم المباشر في العزم، التحكم التكيفي، كذلك التحكم الجزئي المباشر في العزم. من أجل ضمان الأداء الجيد للآلة الحالية وللحصول على نتائج جيدة، استخدمنا عدة أنواع من منظمات حلقة السرعة، المنظم التناسبي التكاملي الكلاسيكي، المنظم التكيفي، المنظم الجزئي التكيفي، هي تهدف إلى زيادة الأداء الثابت والديناميكي للجهاز. في هذه لتجربة قمنا بعدة دراسات حول الحسابات لجزئية بصفة عامة، عدها طبقنا هذه الدراسة حول، التحكم المباشر في العزم. النتائج المتحصل عليها الإستخدام الطريقة الجديدة جد مرضية.

الكلمات المفتاحية:

آلة متزامن المغناطيس الدائم، التحكم في الأشعة، التحكم المباشر في العزم، التحكم التكيفي، التحكم الجزئي المباشر في العزم.

Abstract:

The aim objective of the theses is to improving the static and dynamic performances of permanent magnet synchronous machine (PMSM). After presenting an art state on PMSM and the different control strategies, we opted for this typical machine, the vector control, direct torque control (DTC), the adaptive Control and the Fractional order DTC. Then in order to ensure a good performance of the PMSM and to have a good robustness. We are used the classical controller, the adaptive controller and the fractional order controller, in order to increase the static and dynamic performance of the machine.

In this study we have studied the fractional order calculus in order to apply them to the classic DTC, the obtained results are very satisfactory.

Keywords:

PMSM, Vector Control, DTC, Adaptive Control, Fractional DTC.

Résumé :

Cette thèse à pour objectif la contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Après avoir présenté un état de l'art sur la MSAP et les différent stratégies de commande, nous avons opté pour cette type des machine la commande vectorielle, DTC, adaptative et la commande DTC d'ordre fractionnaire. Ensuite afin d'assurer des bonne performances de la présente machine et avoir une grande robustesse de la machine, nous avons utilisé plusieurs type des régulateurs de la boucle de vitesse, régulateur PI classique, régulateur, adaptative et régulateur d'ordre fractionnaire, dans le but d'augmenter les performances statiques et dynamiques de la machine.

Dans cet étude nous avons étudiés les calculs d'ordre fractionnaire afin de les d'appliqués sur la DTC classique, les résultats obtenus sont très satisfaisants.

في هذه لتجربة قمنا بعدة دراسات حول الحسابات لجزئية بصفة عامة، بعدها طبقنا هذه الدراسة حول، التحكم المباشر في العزم. النتائج المتحصل عليها الإستخدام الطريقة الجديدة جد مرضية.

Mots clés :

MSAP, Commande vectorielle, Commande DTC, Commande Adaptative, Commande DTC d'ordre fractionnaire.

Références

- [1] S. Moussaoui and N. Bellahsene, 'Commande floue d'un moteur à courant continu (MCC). Comparaison avec la commande PID', PhD Thesis, Université Abderrahmane Mira, 2017.
- [2] F. Terrien, 'Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs mli modélisation, simulation et prototype expérimental', PhD Thesis, Nantes, 2000.
- [3] S. Laamiri, 'Commande des systèmes électriques: machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux', PhD Thesis, École Centrale de Nantes, 2019.
- [4] E. Nechadi, 'Commande et stabilité d'un système électro-énergétique', PhD Thesis, Université de Ferhat Abbas Sétif 1, 2018.
- [5] S. Séeed, 'Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents: Identification des paramètres et minimisation des onduleurs de couple', PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2002.
- [6] B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique, and H. Buyse, 'Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance', *J. Phys. III France*, vol. 5, no. 8, pp. 1255–1268, doi: 10.1051/jp3:1995190, Aug 1995.
- [7] H. Benbouhenni, 'Régulateurs PI-flou pour la commande DTC neuronale sans vecteurs nuls à 12 secteurs d'une MAS de forte puissance', *NATEC*, vol. 10, no. 2, pp. 37–48, Jun. 2018.
- [8] A. Meroufel, 'contrôle de la machine asynchrone: commande scalaire, commande vectorielle, commande directe du couple', *Intelligent Control & Electrical Power Systems Laboratory (ICEPS)*, Université Djillali Liabès–Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [9] B. Lahmar, 'Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents', PhD Thesis, Université Oum El Bouaghi, 2017.
- [10] M. Abdelaziz, 'Commande auto adaptative', PhD Thesis, Université Ferhat Abbas Sétif 1, 2018.
- [11] S. Meziane and H. Benalla, 'Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone', PhD Thesis, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [12] W. Hachefi, Y. Menasria, D. Rahem, A. Djouambi, 'Commande adaptative par modèle de référence appliquée à la machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'état', *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET)*, ISSN: 2356-568, Vol.3, issue 2, 20015.
- [13] M. Shokri, N. Rostami, V. Behjat, J. Pyrhönen, and M. Rostami, 'Comparison of performance characteristics of axial-flux permanent-magnet synchronous machine with different magnet shapes', *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 12, pp. 1–6, 2015.
- [14] A. Meroufel, 'Contrôle de la machine asynchrone, Commande scalaire, Commande vectorielle, Commande directe du couple', *Maître de conférences*, Université Djillali Liabès–Sidi Bel-Abbès, 2008.
- [15] K. Abdellaoui, S. Belaid, T. Rekioua, and Promoteur, 'Etude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents.', Thesis, Université abderrahmane mira, 2018.
- [16] T. Rekioua, 'Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents', PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1991.
- [17] H. Benbouhenni, 'Nouvelle approche de la commande DTC modifiée par les techniques de l'intelligence artificielle d'une machine asynchrone', *JARST*, vol. 4, no. 2, pp. 509–528, Jun. 2017.
- [18] D. E. Boudiaf and M. Belil, 'Commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par onduleur à cinq niveaux', Thesis, Univ M'sila, 2020.
- [19] D. Sun and J. Meng, 'A single neuron PID controller based PMSM DTC drive system fed by fault tolerant 4-switch 3-phase inverter', *1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1–5, 2006.
- [20] A. Bendaikha, S. Saad, A. Abdou, M. Defdaf, and Y. Laamari, 'A Study of SVM-DTC and Conventional DTC for Induction Motors Drive Fed by Fivelevel Inverter', *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 21, no. 1, pp. 85–91, 2019.

- [21] A. Boukhalfa, 'Contribution à la commande adaptative floue pour les systèmes non linéaires discrets incertains', PhD Thesis, Université Ferhat Abbas Sétif 1, 2019.
- [22] Y. Bensafia, 'Utilisation des filtres fractionnaires pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes' PhD Thesis, Université de Skikda, 2016.
- [23] R. Arezki and O. fella Lounis, 'Commande robuste utilisant des contrôleurs fractionnaires d'un système de production de l'énergie éolienne à base d'une GADA', PhD Thesis, Université Mouloud Mammeri, 2018.
- [24] A. Lebsir, 'Performances comparées de machine synronnes à aimants permanents et à réluctance variable associées à une chaine de conversion d'energi renouvelable', Mémoire Master en Electrothechnique, Université des frères mentouri Constantine, 2016.
- [25] C. Bonnaud, 'Vers une méthode de recyclage et de valorisation des aimants permanents à base de terres rares par électrochimie en milieux liquides ioniques', PhD Thesis, Université Grenoble Alpes, 2017.
- [26] M. Labraga, 'Contribution à la conception d'actionneurs à aimants permanents et commutation électronique fonctionnant à basse vitesse', PhD Thesis, Université Toulouse, INPT, 1992.
- [27] B. Le Pioufle, G. Georgiou, and J.-P. Louis, 'Application des commandes non linéaires pour la régulation en vitesse ou en position de la machine synchrone autopilotée', Revue de physique appliquée, vol. 25, no. 6, pp. 517–526, 1990.
- [28] S. Chaouch, 'Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse', These de doctorat en science en electrotechnique l'université de Batna, 2005.
- [29] A. Derradji, W. Hachelfi, D. Rahem ' Sizing and control of typical 6/4 switching reluctance motor', International Information and Enginnering Technology Association, vol. 21, no. 1, pp. 19–25, 2019.
- [30] O. Fall, 'Contribution à l'étude de machines électriques polyphasées à aimants permanents en vue d'une meilleur gestion de la commande en modes dégradés pour des applications liées aux énergies renouvelables marines.', PhD Thesis, Ecole nationale supérieure d'arts et métiers - ENSAM, 2017.
- [31] K. Chaibainou, 'Contribution à la commande et à l'observation de la machine synchrone à rotor bobiné', PhD Thesis, Université de Ouargla-Kasdi Merbah, 217.
- [32] P. Schavemaker and L. Van, 'Annexe C Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné', in Le réseau électrique dans son intégralité, EDP Sciences, pp. 361–380, 2021.
- [33] Z. Adib and I. Ainana, 'Modélisation simulation analyse d'un projet d'éolienne offshore dans un site maritime favorable en Algérie', PhD Thesis, Université de Tlemcen , 2020.
- [34] A. Dupas, 'Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et à double excitation à bobinage global', PhD Thesis, Université Paris-Saclay, 2016.
- [35] F. Dubas, C. Espanet, and A. MIRAOU, 'Modélisation analytique et maximisation de l'induction magnétique à vide d'un moteur à aimants montés en surface', Electrotechnique du Futur, 2003.
- [36] A. Chebak, 'Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches à aimants permanents à haute vitesse', PhD Thesis, Université de Laval, 2013.
- [37] L. Gasc, 'Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile. Approches par la structure et par la commande', PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [38] S. Djebarri, J.-F. CHARPENTIER, F. Sculler, and M. Benbouzid, 'Génératrice à aimants permanents à flux axial à grand diamètre avec entrefer immergé', European Journal of Electrcal, DOI:10.3166/ejee.16.145-176, 2013.
- [39] M. M. Bugatti, C. Chillet, S. Brassard, M. Durand, and J.-P. Yonnet, 'Calcul analytique de la désaimantation dans les moteurs à aimants ferrite en surface', Electricité de l'Electronique, DOI:103845, 2005.
- [40] B. Multon, 'Application des aimants aux machines électriques', Notes de cours, ENS Cachan–Antenne de Bretagne, 2005.
- [41] B. Legrand, 'Texturation par solidification sous champ magnétique d'alliages samarium-cobalt.

- Application à l'élaboration d'aimants permanents massifs', PhD Thesis, Grenoble 1, 1996.
- [42] H. Ramdani, 'Contribution à l'étude d'aimants samarium-cobalt: relation entre les propriétés magnétiques et la microstructure', PhD Thesis, Rouen, 1987.
- [43] G. Lemarquand and V. Lemarquand, 'Haut-parleurs électrodynamiques: défauts des moteurs classiques, performances des moteurs sans fer', *Acoustique & techniques (Neuilly-sur-Seine)*, no. 52, pp. 19–26, 2008.
- [44] A. Tanguy et al, 'Aimants permanents FeNdB, obtenus à partir de la solidification rapide influencé du vanadium', *Journal de Physique IV*, vol. 2, no. C3, pp. C3-139, 1992.
- [45] A. Meroufel, 'contrôle de la machine asynchrone: commande scalaire, commande vectorielle, commande directe du couple', *Intelligent Control & Electrical Power Systems Laboratory (ICEPS)*, Université Djillali Liabès–Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [46] H. Mesloub, 'Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents', PhD Thesis, Université Mohamed Khider Biskra, 2017.
- [47] S. German-Galkin and M. Kozak, 'Structural Model of the Electric Drive with Double-Fed Asynchronous Machine and Direct Torque Control', *Multidisciplinary Aspects of Production Engineering*, vol. 1, no. 1, pp. 41–45, 2018.
- [48] hayette Mesloub, 'Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents', doctoral, Université Mohamed Khider - Biskra, 2016. Accessed: Feb. 18, 2020.
- [49] E. Ozkop and H. I. Okumus, 'Direct torque control of induction motor using space vector modulation (SVM-DTC)', *12th International Middle-East Power System Conference*, pp. 368–372, 2008.
- [50] O. Salah and B. Walid, 'Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI', PhD Thesis, Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2019.
- [51] N. Bounasla, 'Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents', PhD Thesis, université de Sétif, 2018.
- [52] N. P. Quang and J.-A. Dittrich, 'Principles of vector orientation and vector orientated control structures for systems using three-phase AC machines', *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*, N. P. Quang and J.-A. Dittrich, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer, pp. 1–15. doi: 10.1007/978-3-540-79029-7_1, 2008.
- [53] D. H. Kim and K. Hirota, 'Vector control for loss minimization of induction motor using GA-PSO', *Applied Soft Computing*, vol. 8, no. 4, pp. 1692–1702, 2008.
- [54] S. K. Mandal, S. Sural, and A. Patra, 'ANN-and PSO-based synthesis of on-chip spiral inductors for RF ICs', *IEEE transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems*, vol. 27, no. 1, pp. 188–192, 2007.
- [55] G. Bao, W. Qi, and T. He, 'Direct Torque Control of PMSM with Modified Finite Set Model Predictive Control', *Energies*, vol. 13, no. 1, p. 234, 2020.
- [56] H. Miranda, P. Cortés, J. I. Yuz, and J. Rodríguez, 'Predictive torque control of induction machines based on state-space models', *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 404–412, 2009.
- [57] J. Beerten, J. Verwekken, and J. Driesen, 'Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction', *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 404–412, 2009.
- [58] M. Pacas and J. Weber, 'Predictive direct torque control for the PM synchronous machine', *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1350–1356, 2005.
- [59] J. Chen and Y. Li, 'Virtual vectors based predictive control of torque and flux of induction motor and speed sensorless drives', in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting*, vol. 4, pp. 2606–2613, 1999.
- [60] A. K. Jha, 'Conception d'une machine à rotor externe de type Halbach pour l'électromobilité considérant la réutilisation et le recyclage des aimants permanents', PhD Thesis, Université Grenoble Alpes (ComUE), 2019.
- [61] K. Alameh, 'Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone aimants permanents', Institut de recherche en systèmes électronique embarqués, 2018.
- [62] H. Kantari, 'Direct torque control of induction motor using space vector modulation (SVM-DTC)', *International Journal of Modern Engineering Research (IJMER)*, vol. 2, no. 5, pp. 3747–

- 3768, 2012.
- [63] M. Koteich, 'Modélisation et Observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique', PhD Thesis, Université de Paris-Saclay, 2016.
- [64] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, 'Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey', IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, 2004.
- [65] L. A. Zadeh, 'Fuzzy sets as a basis for a theory of possibility', Fuzzy sets and systems, vol. 1, no. 1, pp. 3–28, 1978.
- [66] R. R. Yager and L. A. Zadeh, Introduction to fuzzy logic applications in intelligent systems, vol. 165. Springer Science & Business Media, 2012.
- [67] P. Devaux, 'Dialectique et logique', *Dialectica*, pp. 15–28, 1948.
- [68] G. Basalaev And K. Zd, 'Décodeur multi canal asservi de signal télémétrique a élément logique a multiples valeurs a transformation spatiale intermédiaire de l'information', 1978.
- [69] T. J. Ross, 'Fuzzy logic with engineering applications' John Wiley & Sons, 2005.
- [70] A. Bounemur, 'Commande adaptative floue des systèmes non linéaires', PhD Thesis, Université de Constantine, 2017.
- [71] T. J. Ross, 'Fuzzy logic with engineering applications', 한국강구조학회지, vol. 25, no. 4, pp. 71–71, 2013.
- [72] A. Kiani-B and N. Pariz, 'Fractional PID Controller Design based on Evolutionary Algorithms for Robust two-inertia Speed Control', First Joint on Fuzzy and Intelligent Systems, Ferdowsi university of mashhad Ira ,29-31 aug 2007.
- [73] H. BENBOUHENNI, 'Fuzzy speed controller of induction machine with 36 sectors DTC based ANFIS hysteresis comparator', Majlesi Journal of Mechatronic Systems, vol. 8, no. 3, pp. 1–8, 2019.
- [74] P. V. Osburn, 'New developments in the design of adaptive control systems', February 1961 Institute of Aeronautical Sciences, p. Paper-No, 1961.
- [75] A. G. Aissaoui, M. ABID, H. ABID, and A. TAHOUR, 'La commande adaptative par modèle de référence de la machine synchrone', Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg, vol. 53, no. 3, pp. 295–307, 2008.
- [76] A. Deloum, 'Commande adaptative à modèle référence d'ordre fractionnaire', PhD Thesis, université de M'sila , 2012.
- [77] A. BEKKA, 'Calcul numérique des dérivées fractionnaires', PhD Thesis, Faculté des Mathématiques et de L'informatique Département des Mathématiques, 2018.
- [78] A. Rezgui and R. Hamerlaine, 'Commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire de systèmes linéaires', PhD Thesis, Université Akli Mouhand Oulhadj-Bouira, 2016.
- [79] Y. Bensafia, S. Ladaci, and K. Khettab, 'Using a fractionalized integrator for control performance enhancement', Int. Journal of Innovative Computing, Information and Control, IJICIC, vol. 11, no. 6, pp. 2013–2028, 2015.
- [80] A. Oustaloup, 'La dérivation non entière', Hermes, 1995.
- [81] F. Mudry, 'Ajustage des paramètres d'un régulateur PID', Ecole d'ingénieurs du Canton de Vaud-Département d'électricité et informatique, 2002.
- [82] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J. P. Richard, F. Rotella, and I. Zambettakis, 'Analyse et régulation des processus industriels, tome 2 régulation numérique', *édition Technip*, pp. 267–275, 1993.
- [83] H. W. Bode, 'Network analysis and feedback amplifier design', 1945.
- [84] R. S. Barbosa, J. T. Machado, and I. M. Ferreira, 'Tuning of PID controllers based on Bode's ideal transfer function', Nonlinear dynamics, vol. 38, no. 1–4, pp. 305–321, 2004.
- [85] A. Djouambi, A. Charef, and T. Bouktir, 'Fractional Order Robust Control and P^λI^μ Controllers', WSEAS transactions on circuits and systems, vol. 4, no. 8, p. 850, 2005.
- [86] A. Charef, M. Assabaa, S. Ladaci, and J.-J. Loiseau, 'Fractional order adaptive controller for stabilised systems via high-gain feedback', IET Control Theory & Applications, vol. 7, no. 6, pp. 822–828, 2013.

- [87] B. E. N. Oussama, 'Etude Comparative en Simulation entre un Régulateur PID Classique et un Régulateur PID Intelligent', PhD Thesis, Université de Mohamed Boudiaf M'sila Faculté de Technologie, 2016.
- [88] N. Fergani, 'Contribution au Réglage de Correcteurs $PI^{\alpha}D^{\beta}$ d'Ordre Fractionnaire', PhD Thesis, Université de Constantine 1, 2016.
- [89] I. Podlubny, 'Fractional-order systems and fractional-order controllers', Institute of Experimental Physics, Slovak Academy of Sciences, Kosice, vol. 12, no. 3, pp. 1–18, 1994.
- [90] M. Charef, 'Commande d'ordre fractionnaire basée sur la "fractionalisation" des correcteurs classiques PID', 2014.
- [91] D. Idiou and A. Charef, 'Modélisation et identification des systèmes d'ordre fractionnaire', PhD Thesis, Université de Constantine, 2016.
- [92] H. Bekkouche and A. Charef, 'Conception de correcteur d'ordre fractionnaire pour régulateur automatique de tension AVR', PhD Thesis, Université de Constantine 2017, Université de Constantine 1.
- [93] S. Ladaci and A. Charef, 'On fractional adaptive control', *Nonlinear Dynamics*, vol. 43, no. 4, pp. 365–378, 2006.
- [94] W. Hachelfi, D. Rahem, S. Meddour, and A. Djouambi, 'Fractional Order Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Fractional Order Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine', DOI:10.18280/ International Information and Engineering Technology Association. 210505, ID:213250736, 2019.
- [95] W. Hachelfi, D. Rahem, S. Meddour and A. Douambi ' Fractional ordre direct torque control of variable reluctance motor drives', International Conference on Emerging and Renewable Energy, Istanbul Turkey, 2019.
- [96] S.Meddour, Djamel Rahem, A. Yahia Cherif, W.Hachelfi, 'A novel approach for PV system based on metaheuristic algorithm connected to the grid using FS-MPC controller', Elsevier, Vol: 162, PP: 57-66, 2019.