

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : (Electrotechnique)

Spécialité : (Commandes électriques)

Par : Abdelhadi MEFTAH

Et Oussama RIAHI

Sujet

**Amélioration de la commande directe du couple d'une
Machine asynchrone par des commandes intelligentes**

Soutenu en vidéo conférence, le 29/ 06 / 2022 devant le jury composé de :

Souhila BENMANSOUR	Docteur	Université de Tlemcen	Président
Mohamed Haithèm LAZREG	Docteur	Université de Tlemcen	Examineur
Mourad LOUCIF	Maitre de conférences	Université de Tlemcen	Encadreur
Abdelkader MECHERNENE	Maitre de conférences	Université de Tlemcen	Co-Encadreur

Année universitaire : 2021/2022

Remerciement

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de Master au Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

Au terme de ce travail, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos encadrants, les Docteurs Abdelkader MECHERNENE et Mourad LOUCIF, tout deux Maître de Conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour nous avoir proposé et dirigé ce travail, nous les remercions pour nous avoir fait profiter de leur expérience, pour orientations qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

Nous sommes sensibles à l'honneur que nous a fait Madame Souhila BENMAN-SOUR, Docteur à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir accepté de présider et de nous honorer de sa présence au sein du jury de soutenance du présent mémoire ; qu'elle trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre respect.

Enfin, nous tenons également à adresser nos vifs remerciements au Docteur LAZREG Mohamed Haithèm, nous le remercions chaleureusement pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire et pour ses observations et remarques pertinentes et constructives.

Nous remercions également l'ensemble des enseignants du département pour leur dévouement. Merci enfin à tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Meftah Abdelhadi Oussama Riahi

Tlemcen, le 29 juin 2022

Dédicace1

Tout d'abord, je tiens à remercier DIEU, De m'avoir donné la force et le courage pour achevé ce modeste travail que je dédie :

- à mes très chers parents, pour leur soutien depuis le premier jour.
- à mes chers soeurs et mon frère Amine,
- à toute la famille Riahi, Djelti, et tous mes proches.
- à mes très chers amis : Abdelhadi, Nadir, Moussa, Islam, Aymen, Imad, Toufik, Mohammed.
- à mes grands parents que DIEU les protège et mon grand père rabi y rahmou

Oussama Riahi
Tlemcen, le 29 juin 2022

Dédicace2

Tout d'abord, je tiens à remercier DIEU, De m'avoir donné la force et le courage et la passion pour achevé ce modeste travail que je dédie :

- à mes très chères parents, pour leur encouragement depuis le premier jour.
- à mes oncles qui sont loin à l'étranger mais près de mon coeur, à toute la famille Meftah, Hamdache, et tous mes proches.
- à mes très chers amis : Oussama, Merouane, Ismail, Tarek, Aymen, Amine,
- à mes grands parents Rabi yarhamhom Inchaallah .
- sans oublier mon chère professeur Mr.MECHERNE Abdelkader qui était comme un père plus que un enseignant pendant ma carrière.

**Abdelhadi Meftah
Tlemcen, le 29 juin 2022**

Nomenclature

Indices et exposants

Symbole	Signification
(α, β)	Axes correspondant au référentiel lié au stator
(d, q)	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant
a,b,c	Axe (a-b-c) du repère diphasé lié au stator
Ω_{ref}	Vitesse de référence
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions d'alimentation du statoriques
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Tensions d'alimentation du rotoriques
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Courants statoriques
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Courants rotoriques
X_{sd}, X_{sq}	Grandeur statorique d'axe d ou d'axe q
X_{rd}, X_{rq}	Grandeur rotorique d'axe d ou d'axe q
$X_{s\alpha}, X_{s\beta}$	Grandeur statorique d'axe α ou d'axe β
$X_{r\alpha}, X_{r\beta}$	Grandeur rotorique d'axe α ou d'axe β
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
J	Moment d'inertie de la partie tournante
Ω	Vitesse mécanique
w	Pulsation rotorique
w_s	Pulsation statorique
w_r	Pulsation de glissement
P	Nombre de paires de pôles
V_{ref}	la tension de référence

Grandeurs électriques et mécaniques

Nom	Symbole	Unité
erreur de vitesse	e	rad/s
Tension	U	V
Courant	I	A
Fréquence électrique	f	Hz
Angle (position)	θ	rad
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	/
Moment d'un couple	C	m.N
Pulsation mécanique de rotation	Ω	rad/s
Temps	t	s
Couple (Moment)	C	N.m
Flux magnétique	ϕ	Wb
Vitesse mécanique de rotation	N	tr/mn
Vitesse mécanique de rotation	n	tr/s
Constante de temps rotorique	τ_r	s
Temps de monté	τ_m	s
Induction magnétique	B	T
Vitesse de rotation	N	tr/min

Paramètres du moteur

Nom	Symbole	Unité
Impédance	Z	Ω
Résistance	R	Ω
Résistance de l'enroulement statorique par phase	R_s	Ω
Résistance de l'enroulement rotorique par phase	R_r	Ω
Réactance	X	Ω
Inductance	L	H
Inductance cyclique statorique par phase	L_s	H
Inductance cyclique rotorique par phase	L_r	H
Inductance mutuelle cyclique	L_m	H
inductance mutuelle	L	H
Coefficient de dispersion de Blondel	σ	/
Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	J	kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_v	N.s/rad
Constante de temps statorique	T_s	s
Constante de temps rotorique	T_r	s

Matrices et Vecteurs

$[T]$: Matrice de Concordia

$[P]$: Matrice de transformation de PARK

x^T : Matrice transposé de x

Symboles

u Loi de commande

T_e Période d'échantillonnage (s)

K_i, K_p Coefficients intégral et proportionnel d'un régulateur PI

de dérivée de l'erreur absolue

du dérivée de l'erreur normalisée

Glossaire

<i>MAS</i>	Machine Asynchrone
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM)
<i>SVM</i>	Modulation à MLI vectorielle (Space Vector Modulation)
<i>PI</i>	Proportionnel intégral
<i>DTC</i>	Direct Torque Control (la commande direct du couple)
<i>DTC – SVM</i>	Commande direct du couple à base de MLI vectorielle
<i>RNA</i>	Réseaux de Neurones Artificiels
<i>DTFC</i>	Commande direct du couple à base de logique floue
<i>DTNC</i>	Commande direct neuronale du couple

Table des matières

1	La modélisation du moteur asynchrone	16
1.1	Introduction	17
1.2	La constitution	17
1.3	Le principe de fonctionnement	21
1.4	La modélisation du moteur asynchrone	23
1.4.1	Modèle dynamique dans le référentiel triphasé ABC	24
1.4.2	Transformation de Park	27
1.4.3	Le modèle dynamique dans le référentiel tournant dq	29
1.4.4	Schéma équivalent dans le référentiel dq	30
1.4.5	La représentation d'état	31
1.4.6	Le modèle dynamique dans le référentiel fixe ($\alpha - \beta$) lié au stator	32
1.5	Modélisation en régime permanent du moteur asynchrone	34
1.5.1	Schéma équivalent ramené au stator	35
1.5.2	Schéma équivalent ramené au stator à fuites totalisées au stator	36
1.5.3	Schéma équivalent ramené au stator à fuites totalisées au rotor	37
1.5.4	Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor	38
1.5.5	Schéma équivalent du moteur asynchrone avec les pertes fer	38
1.6	Simulation en modèle simulink du moteur asynchrone	39
1.6.1	L'interprétation	41
1.6.2	L'interprétation	43
1.6.3	L'interprétation	44
1.7	Conclusion	45
2	La commande Directe du Couple –DTC- de la Machine Asynchrone	46
2.1	Introduction	47
2.2	Les principes généraux sur la DTC	47
2.3	La Stratégie de la commande DTC	48
2.4	La modélisation vectorielle du Mas et d'onduleur	49
2.5	Le contrôle du flux statorique	49

2.6	Le Contrôle du couple électromagnétique	51
2.7	Description de la structure de contrôle	54
2.7.1	Sélection du vecteur tension V_s	54
2.7.2	Estimation du flux statorique	56
2.7.3	Estimation du couple électromagnétique	57
2.7.4	Elaboration du vecteur de commande	57
2.7.5	Elaboration du contrôleur de flux	58
2.7.6	Élaboration du contrôleur du couple	59
2.7.7	élaboration de table de commande	61
2.8	Structure générale de la DTC classiqu	62
2.9	Simulation du commande en Matlab	63
2.9.1	Schéma bloc de DTC classique	63
2.10	Conclusion	69
3	Amélioration de la commande direct du couple en utilisant la modulation vectorielle	70
3.1	Introduction	71
3.2	Détermination du vecteur de tension V_s	71
3.2.1	Détermination du module du V_s	71
3.2.2	Détermination de l'angle du vecteur tension V_s	72
3.3	Structure générale de la DTC-SVM	73
3.4	Simulation du commande en Matlab	74
3.4.1	Schéma bloc de DTC-SVM	74
3.5	Commande DTC-SVM développée	80
3.6	Structure générale de la commande DTC-SVM développée	81
3.6.1	Schéma bloc de DTC-SVM développée	82
3.7	Conclusion	86
4	Amélioration de DTC par les réseaux de neurones	87
4.1	Introduction	88
4.2	Réseaux neuronaux	88
4.2.1	Neurone biologique	89
4.2.2	Neurone formel	90
4.3	Architecture des réseaux de neurones artificiels	92
4.3.1	Réseaux de neurones non bouclé	92
4.3.2	Réseaux de neurones bouclés	93
4.4	Apprentissage des réseaux de neurones	93
4.4.1	Apprentissage supervisé	94
4.4.2	Apprentissage non supervisé	94
4.4.3	Apprentissage semi-supervisé	94
4.5	Différents modèles des réseaux de neurones	95

4.6	La simulation en Matlab/Simulink	95
4.7	Conclusion	103
5	L'amélioration de DTC par La Logique Floue	104
5.1	Introduction	105
5.2	Ensembles flous	105
5.3	Notions de base de la logique floue	107
	5.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble floue	107
	5.3.2 Commande par logique floue	108
5.4	Codage et décodage des entrées et des sorties	110
5.5	Applications de la logique floue à la DTC	111
	5.5.1 Synthèse d'un contrôleur PI flou	111
5.6	Simulation en Matlab/Simulink	113
5.7	Conclusion	119

Table des figures

1.1	Constitution du moteur asynchrone	18
1.2	Stator du moteur asynchrone	19
1.3	Rotor à cage (en court circuit)	21
1.4	Rotor à bagues(bobiné)	21
1.5	Représentation de la machine asynchrone dans un repère triphasée	24
1.6	Représentation de la machine asynchrone dans un repère triphasée	25
1.7	Position différents repères(transformation de Park	29
1.8	Schéma équivalent dans le référentiel dq	31
1.9	Position des référentiel (ABC) et $(\alpha\beta)$	33
1.10	Schéma équivalent du moteur asynchrone en régime permanent	36
1.11	Schéma équivalent du moteur asynchrone ramené au stator	36
1.12	Schéma équivalent avec les fuites totalisées au stator	36
1.13	Schéma équivalent avec les fuites totalisées au rotor	37
1.14	Schéma équivalent du moteur asynchrone à fuites réparties à égalité entre stator et rotor	39
1.15	Schéma équivalent du moteur asynchrone ramené au stator avec pertes fer	39
1.16	Modèle Simulink pour la simulation du moteur asynchrone	40
1.17	Démarrage direct du moteur asynchrone à vide	41
1.18	Démarrage direct du moteur asynchrone en charge	42
1.19	Schéma bloc d'association d'onduleur triphasé avec le Mas	43
1.20	Essaie d'association moteur + onduleur	44
2.1	Stratégie de Commande Directe de Couple	48
2.2	Stratégie de Commande Directe de Couple	49
2.3	exemple de l'évolution de l'extrémité de ϕ_s	51
2.4	Evolution des flux après l'échelon de pulsation $\Delta_{\omega s1}$	53
2.5	Croissance / décroissance du couple C_{em}	55
2.6	Selection du vecteur de tension dans une zone i	56
2.7	Sélection des tensions V_s pour contrôler l'amplitude de flux	58
2.8	Contrôleur à hystérésis à deux niveaux	59
2.9	Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	60

2.10	Structure générale de la DTC classique	62
2.11	Schéma bloc de DTC classique	63
2.12	Résultats de simulation d'un seul sens de rotation	64
2.13	Résultats de simulation en basse vitesse	66
2.14	Résultats de simulation en inversion de sens de rotation	67
3.1	Détermination du module de V_s	72
3.2	Détermination de l'angle du V_s	73
3.3	Structure du DTC-SVM	74
3.4	Schéma bloc de DTC-SVM	75
3.5	Résultats de simulation d'un seul sens de rotation	76
3.6	Résultats de simulation avec basse vitesse	78
3.7	Résultats de simulation en inversion de sens de rotation	79
3.8	Structure générale de cette la DTC-SVM développée	81
3.9	Structure générale de cette la DTC-SVM développée	82
3.10	Résultats de simulation d'un seul sens de rotation	83
3.11	Résultats de simulation en basse vitesse	84
3.12	Résultats de simulation en inversion de sens de rotation	85
4.1	Neurone biologique	89
4.2	Neurone artificiel	90
4.3	Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel	92
4.4	Graphe représentant un réseau de neurones non bouclé	92
4.5	Graphe représentant un réseau de neurones bouclé	93
4.6	Illustration de l'apprentissage supervisé	94
4.7	Illustration de l'apprentissage non supervisé	94
4.8	Schéma bloc en Matlab/Simulink	96
4.9	Réseaux neuronaux	96
4.10	Erreur, le performance et la régression obtenue d'apprentissage	97
4.11	Schéma bloc de simulation finale	98
4.12	Régulateur neuronale	98
4.13	Résultats de simulation en un seul sens de rotation	99
4.14	Résultats de simulation en basse vitesse	100
4.15	Résultats de simulation en inversion de sens de rotation	101
5.1	Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou	106
5.2	Classification des personnes suivant leurs âges	106
5.3	Formes usuelles des fonctions d'appartenance	108
5.4	Principe de la commande par logique floue	109
5.5	Schéma d'un régulateur flou	111
5.6	Fuzzification des variables floues e , de , du	112

5.7	Surface caractéristique du controleur PI Flou	113
5.8	Surface caractéristique du contrôleur PI Classique	113
5.9	Schéma bloc en Matlab/Simulink	114
5.10	Bloc PI flou	114
5.11	Résultats de simulation d'un seul sens de rotation	115
5.12	Résultats de simulation en basse vitesse	116
5.13	Résultats de simulation en inversion de sens	118
5.14	Comparaison du flux statorique	131
5.15	Comparaison du flux statorique	132

Liste des tableaux

2.1	Table de commande pour un contrôleur à hystérésis à deux niveaux . .	61
2.2	Table de commande pour un contrôleur à hystérésis à trois niveaux . .	61
3.1	Table de choix de l'angle	73
3.2	Table du choix de l'angle du vecteur de tension V_s	80
4.1	Analogie entre neurone biologique et neurone formel	90
4.2	Modèle de réseaux de neurones les plus célèbres	95
5.1	Tableau des 25 règles d'inférence	112

Introduction Générale

Le moteur asynchrone triphasé est la machine la plus utilisée dans le domaine industrielles, à cause de sa fiabilité,robustesse,le faible coût et sa maintenance facile. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens.

L'alimentation du machine asynchrone par un onduleur de tension triphasé est un système d'entraînement qui possède beaucoup d'avantages : la robustesse et une structure de machine simple, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.

Les derniers développements concernant le domaine du commande de la machine asynchrone ont vu des différentes structures de commande comme la commande scalaire et la commande vectorielle.

L'apparition de la méthode de la commande vectorielle a permis aux machines asynchrones de concurrencer les machines à courant continu dans les applications d'asservissement. Néanmoins, la complexité des algorithmes de la commande vectorielle a conduit, ces dernières années, au développement de plusieurs études afin de trouver des solutions permettant aux machines asynchrones d'avoir une réponse précise et rapide du couple électromagnétique. La Commande Directe du Couple (DTC) proposée par Takahashi et Depenbrock a été reconnu comme étant une solution viable. Cette méthode de commande consiste à calculer les grandeurs de contrôle à partir des grandeurs liées au stator.

La commande des systèmes automatisés de production à base de techniques intelligentes, tels que la logique floue, les réseaux de neurones artificiels, est de plus en plus utilisée dans plusieurs domaines d'application (Reconnaissance de la parole ou d'images, la robotique, l'automatisme etc. D'une façon générale, les algorithmes basés sur l'intelligence artificielle sont considérés comme une solution très intéressante

pour la commande et le réglage de systèmes non linaires ou les systèmes décrits par des modèles complexes incertains.

Dans le premier chapitre de cette mémoire, on a présenté, modélisé et simulé la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre consiste à étudier la commande direct du couple DTC , son principe de fonctionnement, ces performances ainsi que sa robustesse contre les différentes conditions.

Le troisième chapitre présente une amélioration à la commande direct du couple c'est la DTC-SVM qui est consitué à la base de la DTC classique, la seule différence c'est dans la table de sélection qui sera remplacé par les algorithmes du MLI .

Le chapitre suivant, nous avons proposé une autre amélioration intelligente c'est le réseau neuronale qui compte sur l'apprentissage .

En fin , le dernier chapitre suivant représente une amélioration du la DTC classique mais cette fois avec une méthode intelligente c'est la logique floue.

Chapitre 1

Modélisation du moteur asynchrone

1.1 Introduction

Le moteur asynchrone ou bien le moteur à induction, depuis son invention par Nikola Tesla en 19^{ème} siècles ça devenue le moteur le plus utilisé dans l'industrie car il représente plus de 80 du parc moteur électrique, spécialement dans les domaines des puissances supérieure à cause de ces avantages tel que la robustesse, éprouvete, fiabilité, une simple maintenance avec un bon rendement. En plus une vitesse de rotation est presque constante sur une large plage de puissance.

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [18].

Il existe deux types de moteur asynchrone :

- Moteur asynchrone monophasé.
- Moteur asynchrone triphasé

Après avoir rappelé le fonctionnement de cette machine triphasé, nous abordons sa modélisation en utilisant la transformation de PARK, ce qui nous permet d'élaborer un modèle de la machine alimentée en tension, ainsi que les Différentes techniques d'identification des paramètres rencontrées dans la littérature pour appuyer les méthodes qui seront utilisées plus tard .

1.2 Constitution

La machine asynchrone est constituée de différents éléments réalisant les trois grandes fonctions suivantes :

- Organes électriques : enroulements statoriques et conducteurs rotoriques.
- Organes magnétiques : circuit magnétique fixe et circuit magnétique mobile
- Organes mécaniques : carcasse avec fixation ou stator, ventilateur, rotor avec l'arbre, capot de ventilateur, tiges de montage, plaque à bornes, roulements à billes et flasques.

Les deux composants essentiels sont le stator et le rotor. ces deux organes sont distinctes et séparées par un entrefer de faible épaisseur et respectivement appelées stator et rotor, la première étant fixe et la seconde tournante .

Le stator du moteur asynchrone se constitue des tôles d'acier dans les quelles sont placées les bobinages statoriques. Ces tôles sont découpées en une seule pièce pour les petites machines, alors que pour les machines de puissances plus importantes, les tôles sont découpées par sections.elles sont aussi recouvertes en vernis pour limiter

l'effet des courants de Foucault.[20]

Au final, à l'aide de boulons ou de soudures ces tôles sont assemblées les unes aux autres pour construire le circuit magnétique statorique. Une fois cette étape est terminée, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévus à cet effet. Ces enroulements peuvent être insérés de manière imbriqués. L'enroulement triphasé possède alors 'p' paire de pôles magnétique par une seul phase.

L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone

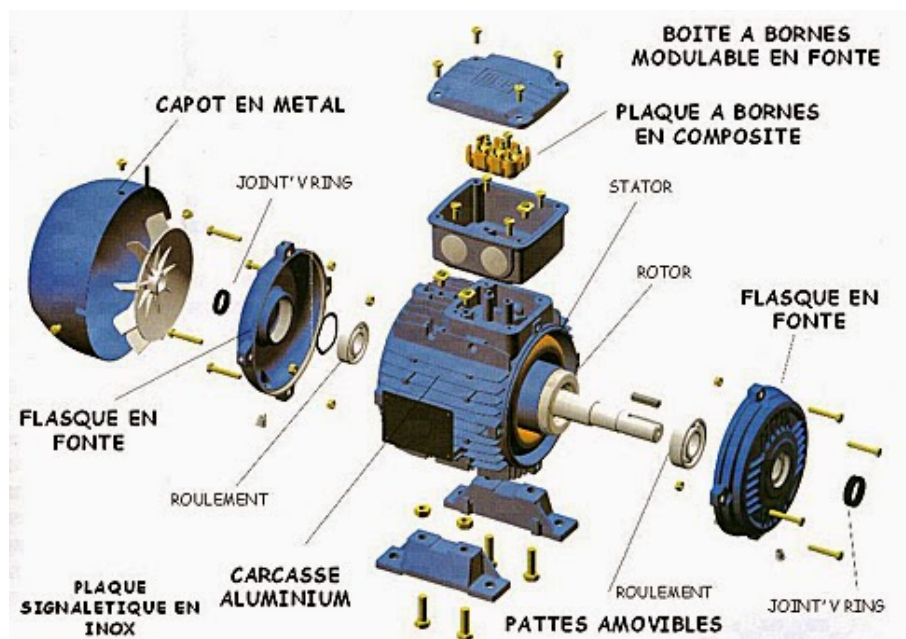


FIGURE 1.1 – Constitution du moteur asynchrone

Stator

Le stator d'un moteur triphasé est la partie statique du moteur asynchrone. Il se compose principalement : de la carcasse, des paliers, des flasques de palier, du ventilateur refroidissant le moteur, le capot protégeant le ventilateur. Il crée le champ magnétique tournant.

Il consiste en un bâti d'acier, contenant un empilage de tôles rainurées pour recevoir les enroulements qui sont divisés en trois bobines séparées, de manière à

produire chacune des phases du système triphasé.

L'intérieur du stator comprend essentiellement : un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique, les enroulements (ou bobinage en cuivre de section appropriée) des trois phases logées dans les encoches du noyau. Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° .

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation et du nombre de paires de pôles. Etant donnée que la fréquence est fixe, la vitesse de rotation du champ tournant du moteur varier en fonction du nombre de paires de pôles.



FIGURE 1.2 – Stator du moteur asynchrone

Rotor

Le rotor est la partie mobile du moteur, se trouve à l'intérieur du stator et se constitue d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Il tourne à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme. Il est feuilleté pour réduire les pertes par courant de Foucault. Il est couplé mécaniquement à une installation et crée un couple moteur capable de fournir le travail demandé.

On distingue deux types de rotors :

- le rotor en court-circuit (rotor à cage d'écureuil)
- le rotor bobiné

Selon le type de rotor utilisé que l'on distingue les deux types de moteurs asynchrones triphasés : moteurs à cage d'écureuil (les plus utilisés 80% à 85 %) et les moteurs à rotor bobiné.

— **Rotor à cage d'écureuil (en court-circuit)**

Le rotor est constitué de tôles empilées isolées entre elles de façon à former un cylindre comportant des encoches, réparties à la périphérie, où sont logés des conducteurs en aluminium coulé ou en cuivre dont les extrémités sont court-circuitées par des couronnes de même nature formant ainsi une "cage d'écureuil". L'ensemble présente une résistance électrique très faible. Ces moteurs ont un couple de démarrage relativement faible et l'intensité absorbée est supérieure à l'intensité nominale.

On utilise aussi des rotors à double cage, l'une extérieure assez résistante et l'autre intérieure de résistance plus faible. Au début du démarrage, le flux étant à fréquence élevée, les courants induits sont dans la cage intérieure. Le couple produit par la cage extérieure résistante est important et l'appel de courant réduit.

En fin de démarrage, la fréquence diminue dans le rotor, et le passage du flux à travers la cage intérieure est plus facile.

— **Rotor bobiné (rotor à bagues)**

Le moteur à rotor bobiné est un cylindre composé de tôles, empilées isolées entre elles, solidaire de l'arbre du moteur, munies d'encoches, percées dans ses tôles, où sont placés des conducteurs formant un bobinage le plus souvent triphasé relié en étoile et branché à trois résistances externes à l'aide de bagues collectrices servant à les court-circuiter.

Les pôles du rotor sont en même nombre que le stator. Sur les bagues viennent frotter des balais raccordés au dispositif de démarrage.

Ces moteurs ont un couple de démarrage s'élevant jusqu'à 2,5 Cn, et le courant de démarrage est sensiblement égal à celui du couple.

Ce type de moteur est plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil. Mais, il possède les avantages suivants :

- le couple de démarrage est plus élevé ;
- il est possible de régler la vitesse du moteur à l'aide de résistances extérieures (rhéostat) ;
- le courant de démarrage est plus faible lorsqu'on ajoute un rhéostat.[29]



FIGURE 1.3 – Rotor à cage

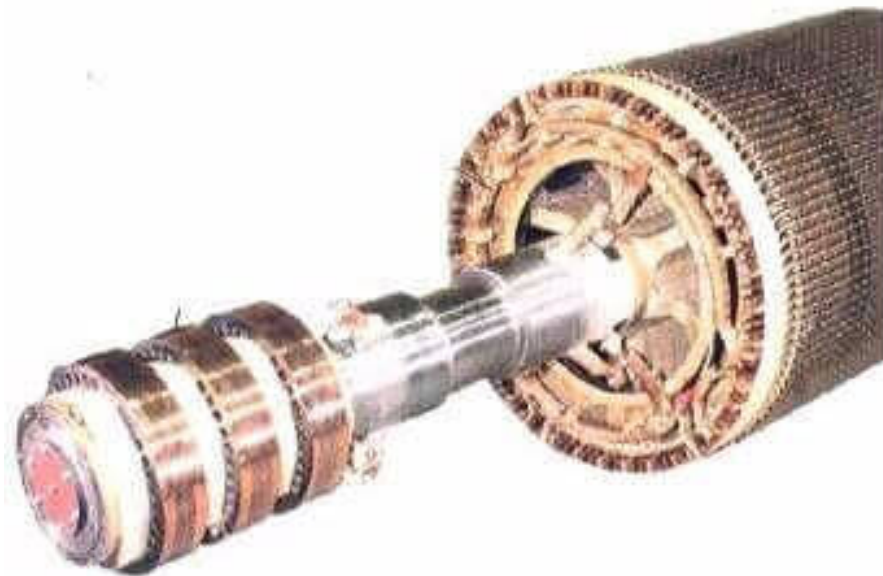


FIGURE 1.4 – Rotor à bagues

1.3 principe de fonctionnement

le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, généré par les courants triphasés transmis aux enroulements statoriques par le réseau et des courants induits dans les

conducteurs rotoriques, lorsque ces conducteurs sont balayés par le champ tournant.

de cette façon on peut dire que cette machine fonctionne comme un transformateur tournant, où le stator est comparé à l'enroulement primaire et le rotor à celui du secondaire .[12]

Lorsque le stator est alimenté par un système triphasé de tension de fréquence f , le champ de rotation généré est sinusoïdal et sa vitesse de rotation est en tr/mn :

$$N_s = \frac{f}{p} \cdot 60 \quad (1.1)$$

L'interaction entre les deux parties de la machine asynchrone est seulement possible lorsque la vitesse du champ rotatif est différente de celle du rotor, à savoir lorsque le champ est immobile par rapport au rotor, ainsi aucun courant n'est induit dans l'enroulement rotorique.

Le champ tournant statorique induit alors dans les phases de l'enroulement rotorique des forces électromotrices, ce qui a pour conséquence la naissance de courants dans les conducteurs du rotor de pulsation ω_s égale à celle du réseau. Ces courants tendent à s'opposer aux variations de flux dans les spires du rotor, provoquant ainsi la création d'un couple électromagnétique.

Sous l'action du couple, la partie rotative tourne et en subit une accélération qui ne pourrait s'annuler que avec l'équilibre des couples moteur et le couple de charge (résistant), ce qui n'arrive pas compte tenu de l'effet diverses résistances s'opposant à la rotation, telle que les frottements.

Quand le rotor tourne à la vitesse ω , la pulsation des courants rotoriques est :

$$\omega_s = \omega_r - p \cdot \Omega \quad (1.2)$$

Cela diminue avec l'augmentation de la vitesse, les forces électro-motrices, les courants induits et donc le couple électromagnétique s'annulent pour l'égalité :

$$\omega_s = p \cdot \Omega \quad (1.3)$$

Par conséquent, la génération de couple est obligatoirement accompagnée d'un écart entre la vitesse du champ tournant produit par le stator et la vitesse de rotation du rotor, celle-ci se stabilisant à une valeur $[\omega]$ proche de la vitesse synchrone $[\omega_s]$. Il est d'usage de caractériser cet écart par une grandeur sans dimension appelée glissement :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (1.4)$$

Au cours du fonctionnement du moteur à régime permanent sa valeur est de plusieurs pour cent, alors qu'il croit quand la charge est augmentée, la vitesse est alors exprimée par la relation :

$$\Omega = \Omega_s(1 - g) \quad (1.5)$$

Il est important, dans la perspective d'une commande de vitesse du moteur asynchrone, de constater qu'il existe un lien étroit entre la vitesse du rotor et la fréquence des courants du stator. Par contre, il faut noter une différence avec le moteur à courant continu, celui-ci ayant deux sources d'énergie, une propre au champ magnétique, tandis que dans le cas du moteur asynchrone, la seule source d'alimentation du stator crée le champ tournant et les courants induits dans le rotor.

1.4 Modélisation du moteur asynchrone

Le problème de la modélisation de la machine asynchrone a été largement traité dans la littérature. Sa modélisation mathématique est complexe, en effet les phénomènes mis en jeu sont de natures électriques, magnétiques et mécaniques, avec une structure multivariable et fortement non-linéaire. Le modèle du moteur asynchrone, dans le repère triphasé lié au stator, présente l'inconvénient d'être relativement complexe car il aboutit à des équations différentielles à coefficients variables en fonction de la position du rotor, et donc du temps. Aussi, l'approche actuelle pour la modélisation du moteur asynchrone est basée sur la théorie des deux axes de qui transforme un système triphasé en un système biphasé. La dépendance avec la position du rotor est éliminée et l'ordre du système en est réduit, cela permet d'obtenir des modèles dynamiques caractérisés par des systèmes d'équations à coefficients constants, le système reste néanmoins non-linéaire.

Les hypothèses usuelles qui sont tenues en compte lors de la modélisation du moteur asynchrones sont :[5]

- le moteur présente une parfaite symétrie de construction entre stator et rotor
- le stator est composé de trois bobines identiques (A,B,C) régulièrement déphasées de 120° électriques, la phase A est prise comme référence angulaire.
- Le rotor est considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a,b,c) court circuitées sur elles-mêmes et régulièrement déphasées de 120° électrique se rotor est considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a,b,c) court circuitées sur elles-mêmes et régulièrement déphasées de 120° électriques.
- les circuits magnétiques sont non-saturés.
- l'entrefer constant.

- l'effet d'encoche négligé.
- les pertes mécaniques et les pertes fer causées à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligées.
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas considéré.

La modélisation du moteur asynchrone est effectuée pour un couplage étoile des enroulements statoriques, et si on veut un couplage triangle, il faut calculer les paramètres étoiles équivalents.

La modélisation du moteur asynchrone est effectuée pour un couplage étoile des enroulements statoriques, et si on veut un couplage triangle, il faut calculer les paramètres étoiles équivalents.

- Les référentiels utilisés pour le moteur asynchrone sont :
- le référentiel biphasé (d-q) tournant à la vitesse du champ statorique,
- le référentiel biphasé ($\alpha - \beta$) fixe et lié au stator.

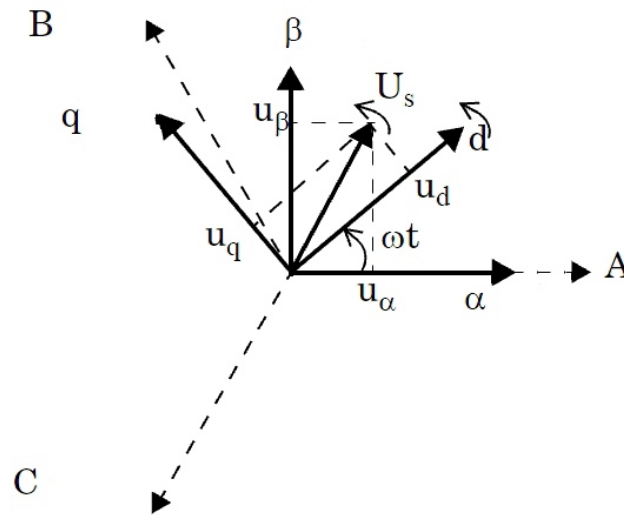


FIGURE 1.5 – Représentation de la machine asynchrone dans un repère triphasée

1.4.1 Modèle dynamique dans le référentiel triphasé ABC

On a l'équation suivante qui représente la relation entre la tension d'une bobine qui est parcouru par un courant i , avec une résistance R , inductance L et une variation de flux :

$$v = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.6)$$

La figure suivante est une Représentation de la machine asynchrone dans un repère triphasée ABC :

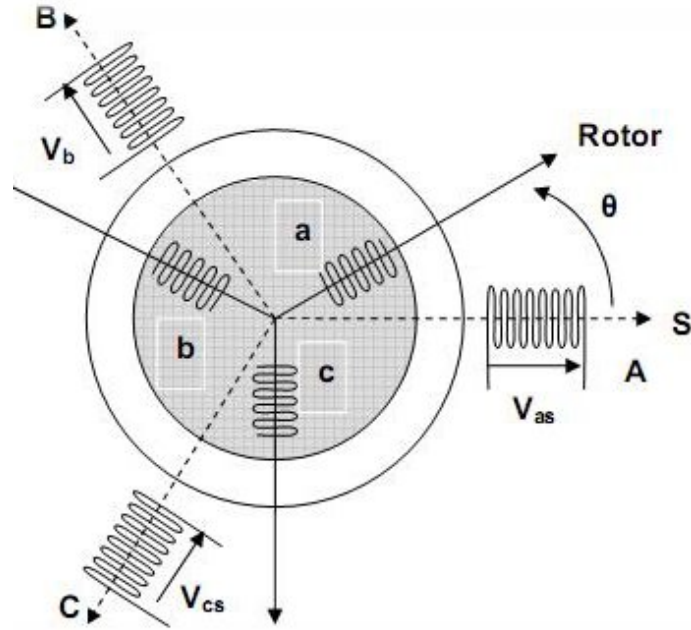


FIGURE 1.6 – Représentation de la machine asynchrone dans un repère triphasée

— **Equations électriques**

On peut écrire les équations des tensions représentant pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive liée au flux [21]

pour le stator on a :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (1.7)$$

rotor :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_s i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} = 0 \\ v_{rb} = R_s i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} = 0 \\ v_{rc} = R_s i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

on peut écrire les eqt sous une forme matricielle :

$$[v_{abcs}] = R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcs}] \quad (1.9)$$

pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

et pour le rotor :

$$[v_{abcr}] = R_s [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Puisque le rotor est en court-circuit , les tensions sont nulles, et chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes phases y compris la sienne, où :

- $v_{sa}, v_{sa}, v_{sc}, et v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$, sont les tensions triphasées simples du stator et rotor .
- $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, et i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$ sont les courants du stator et rotor du moteur .
- $\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}, et \phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$ sont les flux statoriques et rotoriques .
- R_s et R_r les résistances des enroulements du stator et rotor .

— **Equations magnétiques** : le flux sous forme matricielle s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sabc} \\ v_{rabc} \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & m_s \end{bmatrix} = l_s \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

et :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & m_r \end{bmatrix} = l_r \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

avec l_s et l_r , inductances propres statoriques et rotoriques. m_s et m_r , inductances mutuelles propres statoriques et rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$: sont dites circulantes, en effet chaque ligne se déduit de la précédente par permutation circulaire. Le coefficient m_{sr} représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique, où :

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos \theta \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.16)$$

— **Expression du couple électromagnétique** : L'équation du couple électromagnétique peut être représentée par la relation suivante :

$$Cem = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (1.17)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

et

$$[I] = \begin{bmatrix} I_{sa} & I_{sb} & I_{sc} & I_{ra} & I_{rb} & I_{rc} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} [L_s] \\ [L_r] \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ contiennent des termes constant lorsque l'angle varie, donc l'expression du couple sera simplifiée comme la suite :

$$Cem = \frac{1}{2} \cdot P \cdot [I_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot [M_{sr}] \cdot [L_r] \quad (1.20)$$

donc l'équation mécanique sera :

$$Cem = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega + C_r \quad (1.21)$$

1.4.2 Transformation de Park

Le modèle de la machine dans le repère triphasé étant fort complexe, on fait appel pour sa simplification à la transformation de Park . Physiquement elle peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements [7]

Description de la transformation de Park

Avec la transformation de park, les enroulements statoriques $A_s B_s C_s$ et les enroulements rotoriques $A_r B_r C_r$ sont transformés en deux enroulements statoriques (ds, qs) et deux enroulements rotoriques (dr, qr). Avec « d » c'est l'axe direct et « q » l'axe quadratique .

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ces positions sont liées par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (1.22)$$

ou bien :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.23)$$

L'expression de la pulsation de glissement :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = g.\omega_s \quad (1.24)$$

donc la loi d'autopilotage est définie par :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \Rightarrow \omega_s = \omega_r + P.\Omega \quad (1.25)$$

Dans la transformation de Park , la matrice de transformation est la suivante :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

D'où la matrice inverse :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

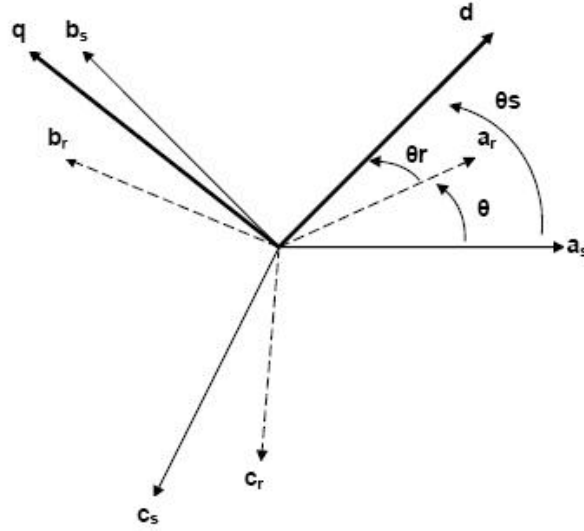


FIGURE 1.7 – Position des différents repères (transformation de Park)

1.4.3 Modèle dynamique dans le référentiel tournant dq

— Equations électriques

$$[v_{dq_s}] = R_s [i_{dq_s}] + \dot{\theta}_s p\left(\frac{\pi}{2}\right) [\varphi_{dq_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dq_s}] \quad (1.28)$$

La forme matricielle peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ v_{rd} = 0 = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (1.29)$$

— Equations magnétiques

les équations de flux :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sdq} \\ \varphi_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

ces matrices ne dépend plus de l'angle θ entre le stator et rotor donc les matrices sont diagonales. donc le système sera :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (1.31)$$

Avec les inductances suivantes :

$L_s = l_s - M_s$, inductance cyclique statorique,

$L_r = l_r - M_r$, inductance cyclique rotorique,

$M = 3/2 M_{sr}$, inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

— Expression du couple électromagnétique

le couple électromagnétique peut être dérivée de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance :

$$C_{em} = P(\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd})$$

$$C_{em} = P(\varphi_{rq} \cdot i_{rd} - \varphi_{rd} \cdot i_{rq})$$

$$C_{em} = PM(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})$$

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \varphi_{rd} \cdot i_{sq}) \quad (1.32)$$

1.4.4 Schéma équivalent dans le référentiel dq

d'après la partie précédente :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M \\ L_r &= l_r - M \end{aligned} \quad (1.33)$$

avec :

$$\vec{I}_m = \vec{I}_s + \vec{I}_r \quad (1.34)$$

les equations de tensions deviennent :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + l_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} + M \cdot \frac{d\vec{I}_m}{dt} + j\omega_s \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = \vec{0} = R_r \cdot \vec{I}_r + l_r \frac{d\vec{I}_r}{dt} + M \cdot \frac{d\vec{I}_m}{dt} + j\omega_r \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (1.35)$$

et les équations de flux :

$$\begin{cases} \vec{\phi}_s = l_s \cdot \vec{I}_s + M \cdot \vec{I}_m \\ \vec{\phi}_r = l_r \cdot \vec{I}_r + M \cdot \vec{I}_m \end{cases} \quad (1.36)$$

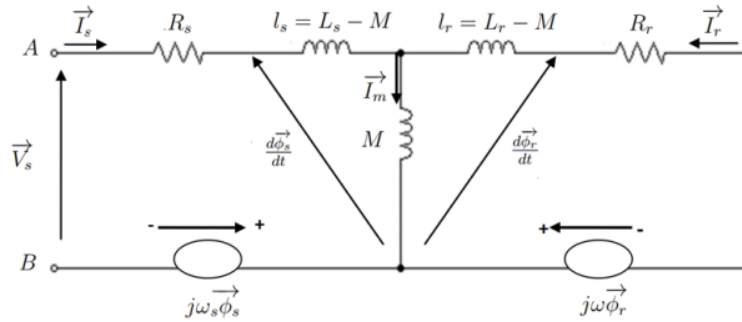


FIGURE 1.8 – Schéma équivalent dans le référentiel dq

Dans le schéma précédent on a vu l'existence des f.é.m de rotation dans le stator $j\omega_s \vec{\phi}_s$ et $j\omega_r \vec{\phi}_r$ pour le rotor et on a aussi les courants statoriques et rotoriques et la vitesse de rotation .

1.4.5 Représentation d'état

En tenant compte des équations , on peut définir le modèle de la machine asynchrone sous forme d'une représentation d'état telle que :

$$x = \left[i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \omega_r \right]^T$$

$$u = \left[v_{sd} \quad v_{sq} \right]^T$$

Le modèle d'état du moteur asynchrone est celui d'un système multivariable non linéaire de la forme suivante :

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

On peut choisir :

$$y = \left[\omega \quad \sqrt{\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2} \right] \quad (1.37)$$

d'où le modèle du moteur asynchrone est défini par le système non-linéaire d'ordre 5 :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + K \cdot \omega_r \phi_{rq} \\ -\omega_s i_{sd} - \gamma \cdot i_{sq} - K \cdot \omega_r \phi_{rd} + \frac{K}{T_e} \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{P^2 L_m}{J L_r} \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_r - P \cdot \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

n considérant les notations suivantes :

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{R_r \cdot L_m^2}{\sigma \cdot L_s L_r^2}; K = \frac{R_r \cdot L_m^2}{\sigma \cdot L_s L_r^2}; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{\sigma \cdot L_s} \quad (1.39)$$

- Le choix des variables de sortie dépend de l'objectif considéré, commande ou observation, les courants statoriques, la vitesse, le couple ou la norme du flux pouvant être choisis.

1.4.6 Modèle dynamique dans le référentiel fixe ($\alpha - \beta$) lié au stator

Le modèle du moteur asynchrone dans le référentiel biphasé ($\alpha - \beta$) relié au stator est obtenu pour $\omega_s = 0$. En réécrivant les relations précédentes on obtient les expressions suivantes :

-La transformation de Clarke qui conserve l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance ni le couple (On doit alors introduire dans l'expression du couple un facteur multiplicateur égal à coefficient 3/2)

- La transformation de Concordia, qui elle est normée, elle conserve la puissance, mais pas les amplitudes.

La figure suivante représente la position du référentiel ABC par rapport $\alpha\beta$

- et I.14). Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia :

-L'application de la transformation de concordia aux courant, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

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

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{so} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_{r\alpha} \\ X_{r\beta} \\ X_{ro} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$$

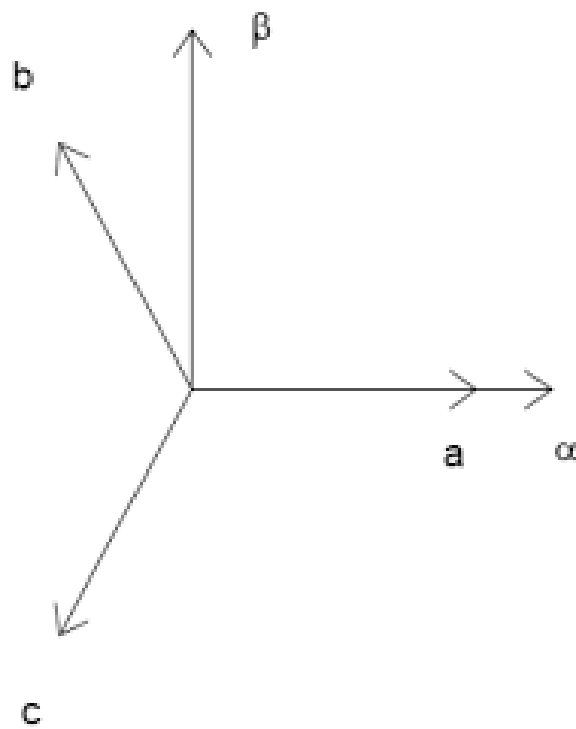


FIGURE 1.9 – Position des référentiel (ABC) et (αβ)

donc les équations électriques :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1.40)$$

$$\begin{cases} v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (1.41)$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + L_m \cdot i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + L_m \cdot i_{r\beta} \end{cases} \quad (1.42)$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + L_m \cdot i_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + L_m \cdot i_{r\beta} \end{cases} \quad (1.43)$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par l'équation :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (1.44)$$

La modélisation en (-) conduit à des grandeurs sinusoïdales évoluant à la fréquence des tensions statoriques, et donc le principale probleme de cette modélisation provient de la manipulation du signal haute fréquence.

Don le modèle de la machine asynchrone sous forme d'une représentation d'état :

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

donc le système obtenu est un système non-linéaire d'ordre 5 :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{s\alpha} + \omega_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + K \cdot \omega_r \phi_{r\beta} \\ -\gamma \cdot i_{s\beta} - K \cdot \omega_r \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_e} \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} - \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{s\beta} + \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{P^2 L_m}{J L_r} \cdot (\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_r - P \cdot \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

1.5 Modélisation en régime permanent du moteur asynchrone

Concernant le repère $(\alpha - \beta)$ Lorsque le régime est quasi-stationnaire c'est à dire $(d/dt \rightarrow J\omega_s)$ donc on a : [18] [10]

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= (R_s + j\omega_s L_s) \vec{I}_s + j\omega_s M \vec{I}_r \\ \vec{V}_r &= \vec{0} = (R_r + j\omega_r L_r) \vec{I}_r + j\omega_r M \vec{I}_s \end{aligned} \quad (1.45)$$

avec : $\omega_r = \omega_s - \omega = g\omega_s$ on obtient :

$$\vec{V}_r = \vec{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right) \vec{I}_r + j\omega_s M \vec{I}_s \quad (1.46)$$

(le glissement n'est pas nul pratiquement)
pour ramener le rotor au stator ,on introduit un changement de variable telle que :

$$\vec{I}_r = \alpha \vec{I}'_r \quad (1.47)$$

avec ce changenemnt on obtient :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= (R_s + j\omega_s L_s) \vec{I}_s + j\omega_s M' \vec{I}'_r \\ \vec{V}_r = \vec{0} &= \left(\frac{R'_r}{g} + j\omega_s L'_r\right) \vec{I}'_r + j\omega_s M' \vec{I}_s \end{aligned} \quad (1.48)$$

$R'_r = (a^2)R_r$; $L'_r = (a^2)L_r$; $M' = a.M$ avec les flux du fuites suivants :

$l_s = L_s - M'$ (inductance de fuites du stator)

$l_r = L_r - M'$ (inductance de fuites ramené du rotor) donc les équations devient :

$$\vec{V}_r = \vec{0} = \left(\frac{R_r}{g} + j l_r \omega_s\right) \vec{I}'_r + j\omega_s M' \vec{I}_m \quad (1.49) \quad (1.50)$$

avec :

$$\vec{I}_m = \vec{I}'_s + \vec{I}'_r$$

donc avec les équations précédentes on a ce schéma équivalent du moteur asynchrone en régime permanent illustré sur la figure : [11]

ce schéma équivalent est similaire à un transformateur statique en court-circuit.

1.5.1 Schéma équivalent ramené au stator

on définit le modèle suivant :

Ce modèle est constitué des paramètres suivants :[11]

$R'_r = a^2 R$: Résistance du rotor ramené au stator

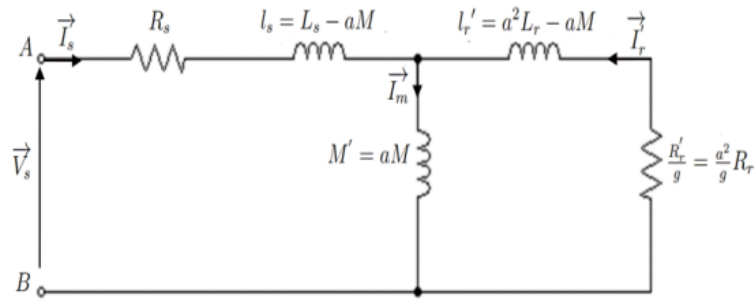


FIGURE 1.10 – Schéma équivalent du moteur asynchrone en régime permanent

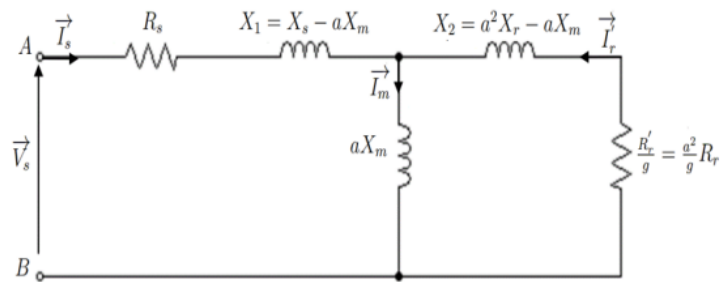


FIGURE 1.11 – Schéma équivalent du moteur asynchrone ramené au stator

$X_s = \omega_s L_s$: Résistance statorique

$X_r = \omega_r L_r$: Résistance rotorique

$X_m = \omega_s M$: Réactance de magnétisation

$X_1 = \omega_s (L_s - aM)$: Réactance de fuite statorique

$X_2 = \omega_s (L_r - aM)$: Réactance de fuite rotorique ramené au stator.

1.5.2 Schéma équivalent ramené au stator à fuites totalisées au stator

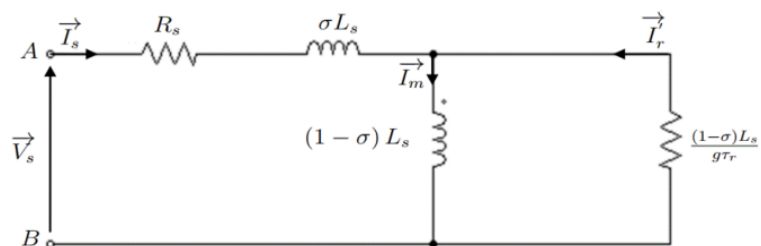


FIGURE 1.12 – Schéma équivalent avec les fuites totalisées au stator

Ce modèle est très utilisé pour le contrôle vectoriel du MAS , ainsi qu'il est parfaitement util pour l'identification des paramètres par les essais classiques (à vide + en rotor bloqué).[24]

dans ce modèle on a $l'_r = 0$ donc $a=M/L_r$

les inductances L_s et M' sont exprimées par :

$$L_s = l_s - \frac{M^2}{L_r} = \sigma L_s \quad (1.51)$$

$$M' = \frac{M^2}{L_r} = (1 - \sigma)L_s \quad (1.52)$$

d'où R'_r ramenée au stator est :

$$R'_r = \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R = \frac{(1 - \sigma)L_s}{\tau_r} \quad (1.53)$$

avec :

$$\begin{cases} \sigma = \frac{M^2}{L_r L_s} \\ \tau_r = \frac{L_r}{L_s} \end{cases} \quad (1.54)$$

- σ :Coefficient de dispersion total
- τ_r =Constante de temps rotorique

1.5.3 Schéma équivalent ramené au stator à fuites totalisées au rotor

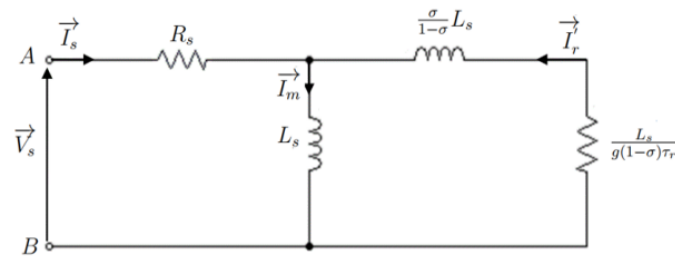


FIGURE 1.13 – Schéma équivalent avec les fuites totalisées au rotor

dans ce schéma , on a $l_s = 0$ donc on obtient un modèle plus simple .[24] [10]
avec :

$$\begin{aligned}l'_r &= \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 L_r = L_s \\M' &= \frac{L_s}{M} M = L_s \\R'_r &= \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{(1-\sigma)\tau_r}\end{aligned}\tag{1.55}$$

1.5.4 Schéma équivalent à fuites réparties à égalité entre le stator et le rotor

dans ce que on choisit la constante $\langle a \rangle$ telle que : $l_s = l'_s$ donc :

$$L_s = L'_r = a^2 L_r\tag{1.56}$$

d'où :

$$a = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}}\tag{1.57}$$

les paramètres sont comme suite :

$$\begin{aligned}M' &= \sqrt{\frac{L_s}{L_r}} M = \sqrt{1-\sigma} L_s \\l_s &= L_s(1 - \sqrt{1-\sigma}) \\l'_r &= l_s = L_s(1 - \sqrt{1-\sigma}) \\R'_r &= \left(\sqrt{\frac{L_s}{L_r}}\right)^2 R_r = \frac{L_s}{L_r} R_r = \frac{L_s}{\tau_r}\end{aligned}\tag{1.58}$$

1.5.5 Schéma équivalent du moteur asynchrone avec les pertes fer

concernant les pertes fer, il faut qu'on insère une résistance en parallèle avec l'inductance de magnétisation (M).[4]

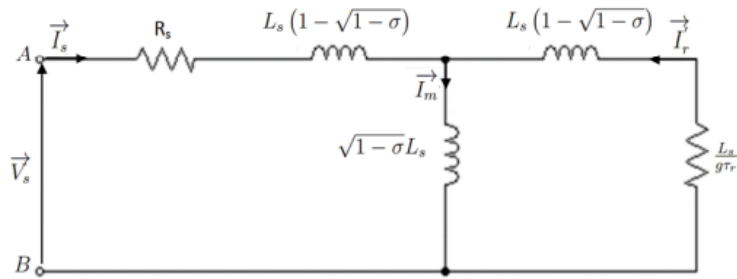


FIGURE 1.14 – Schéma équivalent du moteur asynchrone à fuites réparties à égalité entre stator et rotor

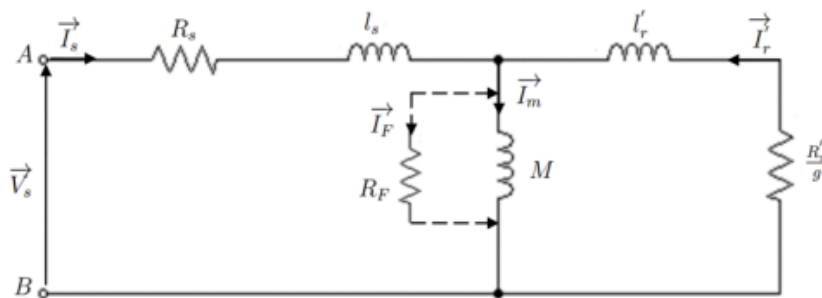


FIGURE 1.15 – Schéma équivalent du moteur asynchrone ramené au stator avec pertes fer

cette résistance est parcourue par un courant qui est exprimé en :

$$\begin{aligned} \vec{I}_m + \vec{I}_F &= \vec{I}_s + \vec{I}_r \\ R_F \vec{I}_F &= M \vec{I}_m \end{aligned} \quad (1.59)$$

Les équations aux tensions et aux flux, aussi bien pour le stator que pour le rotor restent les mêmes.

1.6 Simulation du moteur asynchrone

Pour simuler notre système , on utilise le modèle simulink suivant :
La figure 1.16 montre le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380 V, 50Hz).Les paramètres utilisées au niveau de cette simulation du moteur asynchrone sont donnés en Annexe.

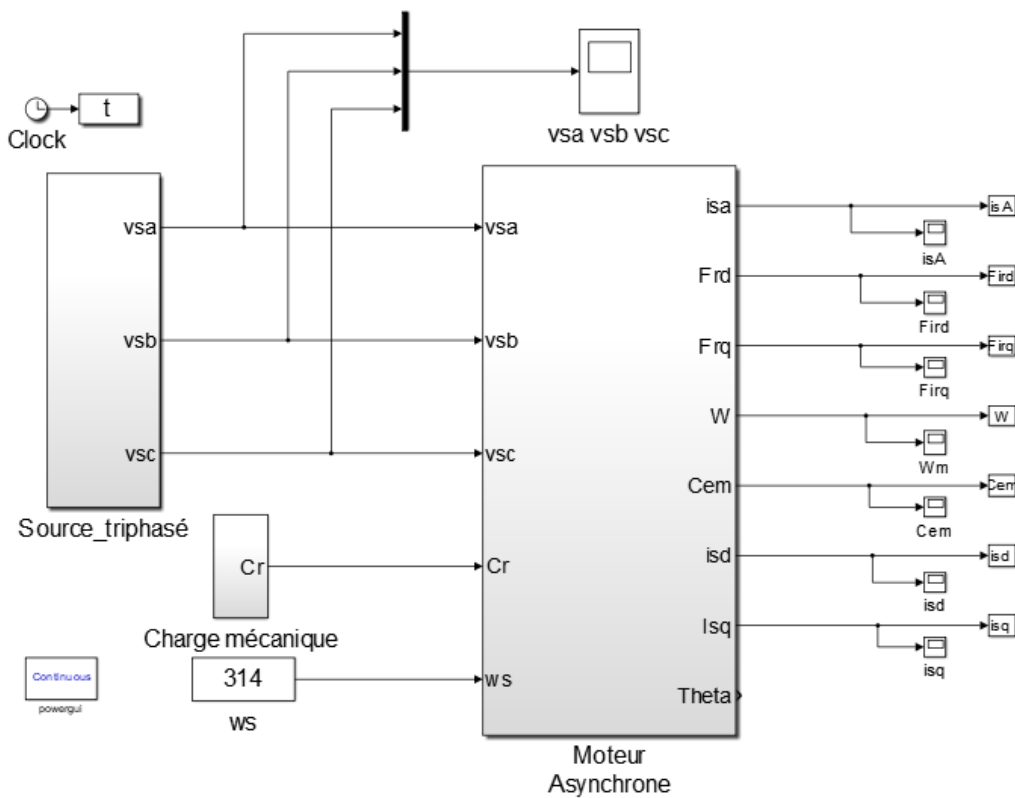
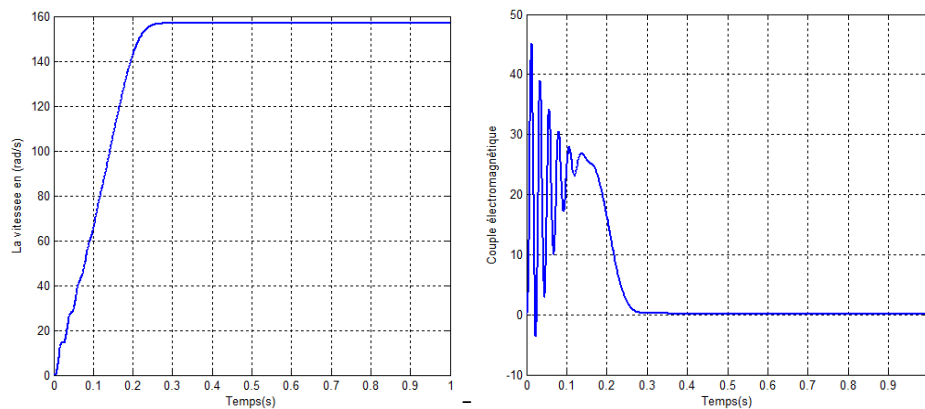


FIGURE 1.16 – Modèle Simulink pour la simulation du moteur asynchrone

on a effectué deux essais différents, la première est le démarrage direct du Mas (à vide + en charge avec une charge nominal appliquée à l'instant $t=0.5s$) et la deuxième sera en utilisant l'onduleur triphasé. La figure 1.17 représente les résultats de simulations :



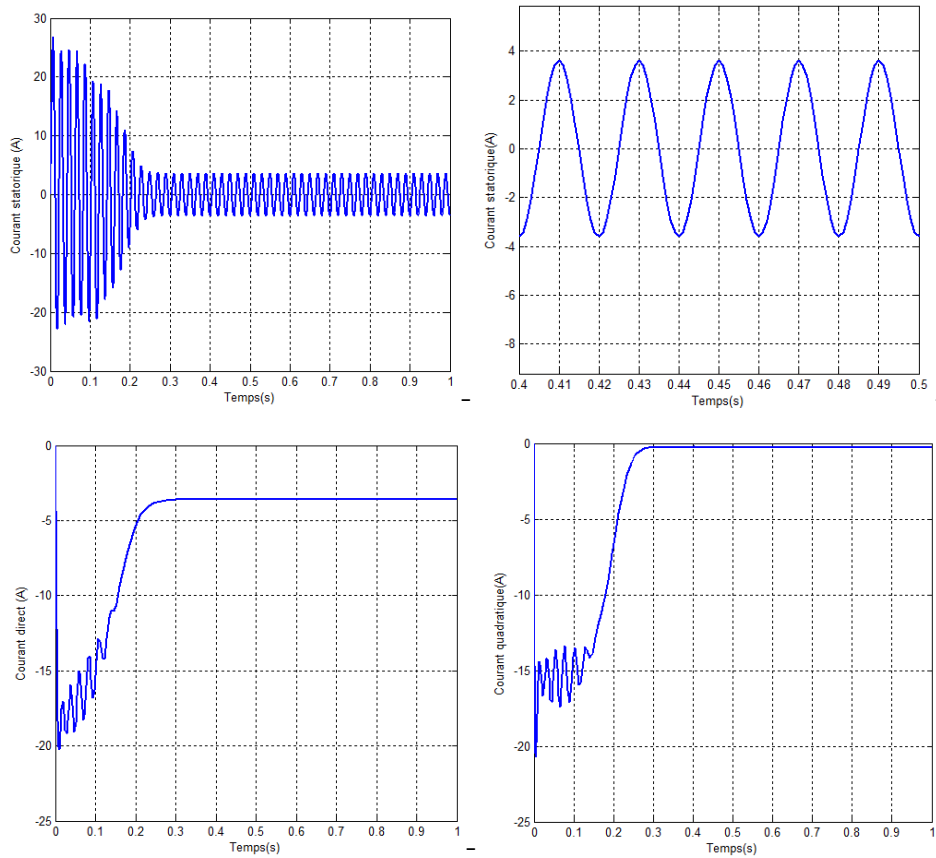


FIGURE 1.17 – Démarrage direct du moteur asynchrone à vide

1.6.1 Interprétation

Pour la courbe de vitesse, nous avons remarqués que la phase du démarrage à vide la vitesse était presque linéaire et se rapproche de la vitesse de synchronisme.

Concernant le courant à vide, on a remarqués l'appelle est forte du courant au phase de démarrage (égale à 7 fois le courant nominal) et après il se stabilise au régime établie. D'autre part, le couple a eu le même comportement que le courant au démarrage et il diminue graduellement vers le zéro parce que on est à vide.

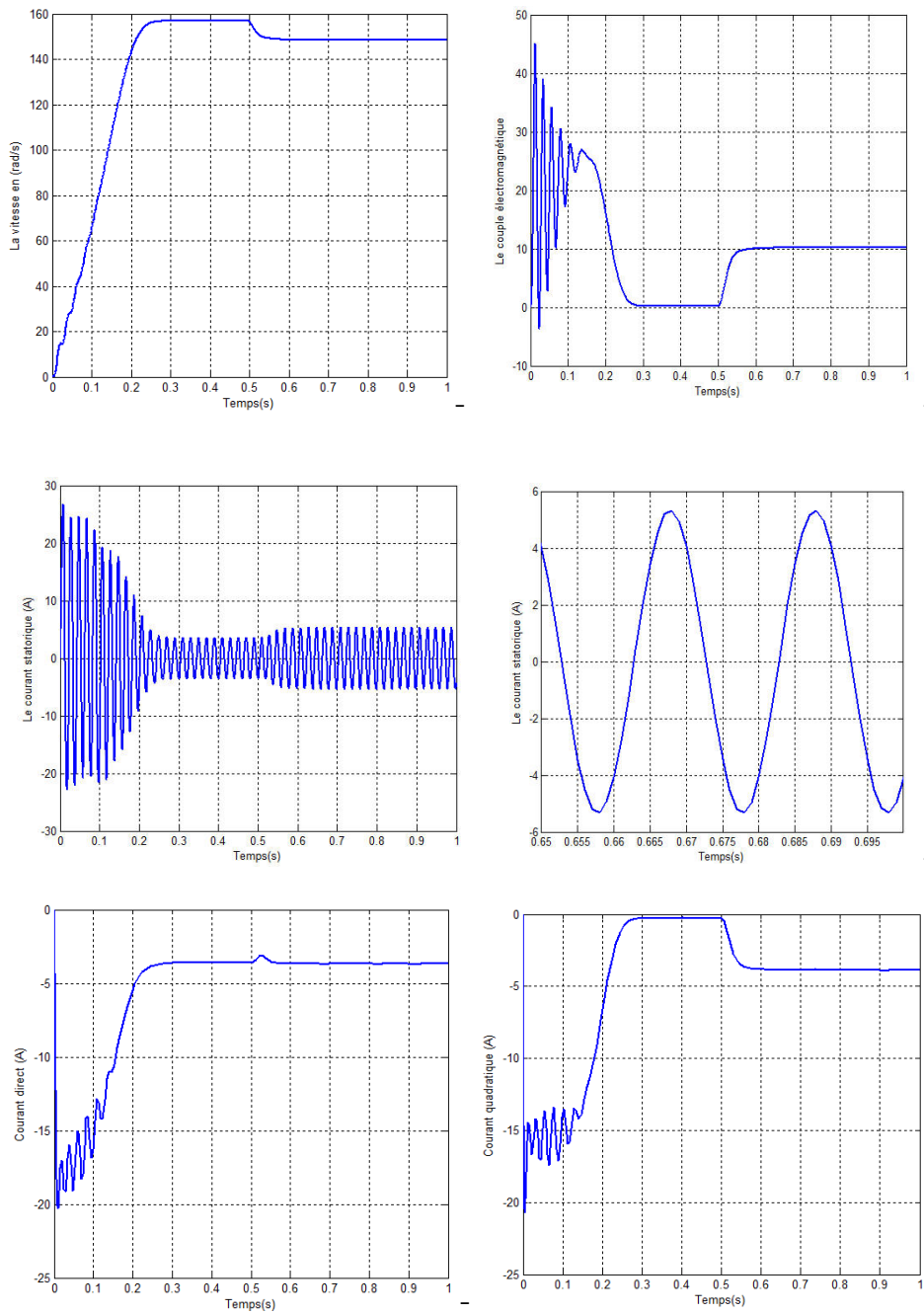


FIGURE 1.18 – Démarrage direct du moteur asynchrone en charge

1.6.2 Interprétation

Pour la vitesse, on a aperçu une diminution lorsqu'on applique le couple résistant $Cr=10$ m.N à $t= 0.5s$.

Le courant statorique a été augmenté à cause de la charge, la même remarque pour le couple électromagnétique qui s'annule avant la l'application de la charge et il augmente lorsqu'elle est appliquée.

Les grandeurs étudié présentent des oscillations et des déplacements lors du régime transitoire.

L'absence de régulation dans notre essaie nous montre la raison pour laquelle la vitesse ne revient pas à sa valeur précédente.

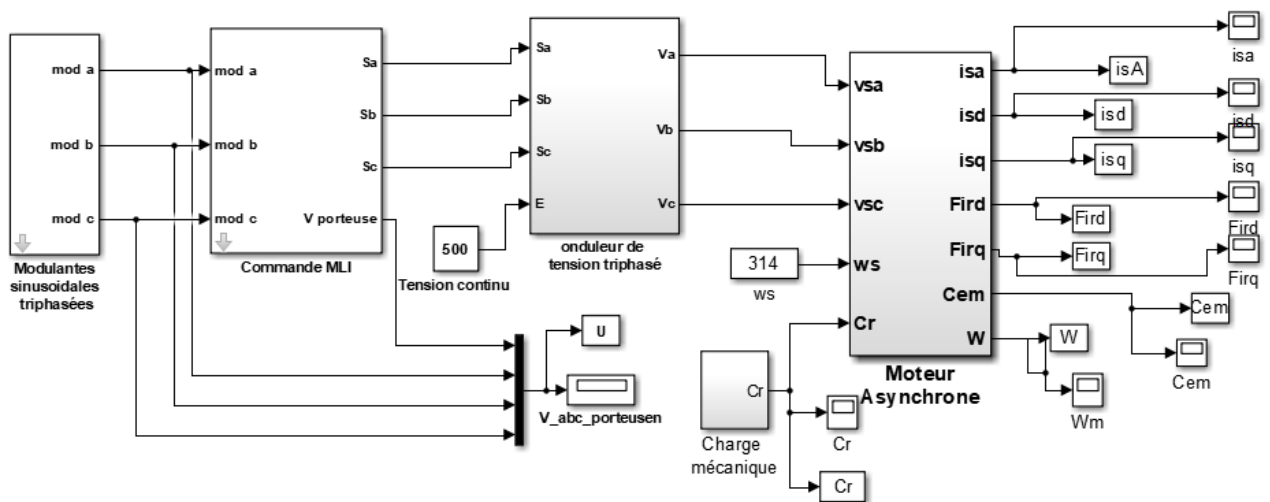
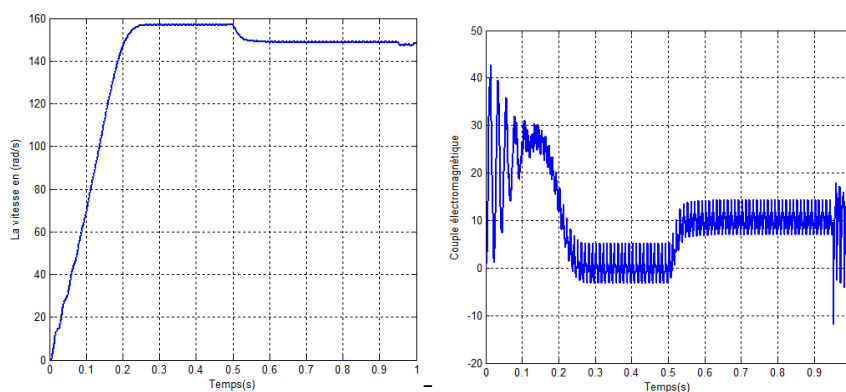


FIGURE 1.19 – Schéma bloc d'association d'onduleur triphasé avec le Mas

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure 1.20 :



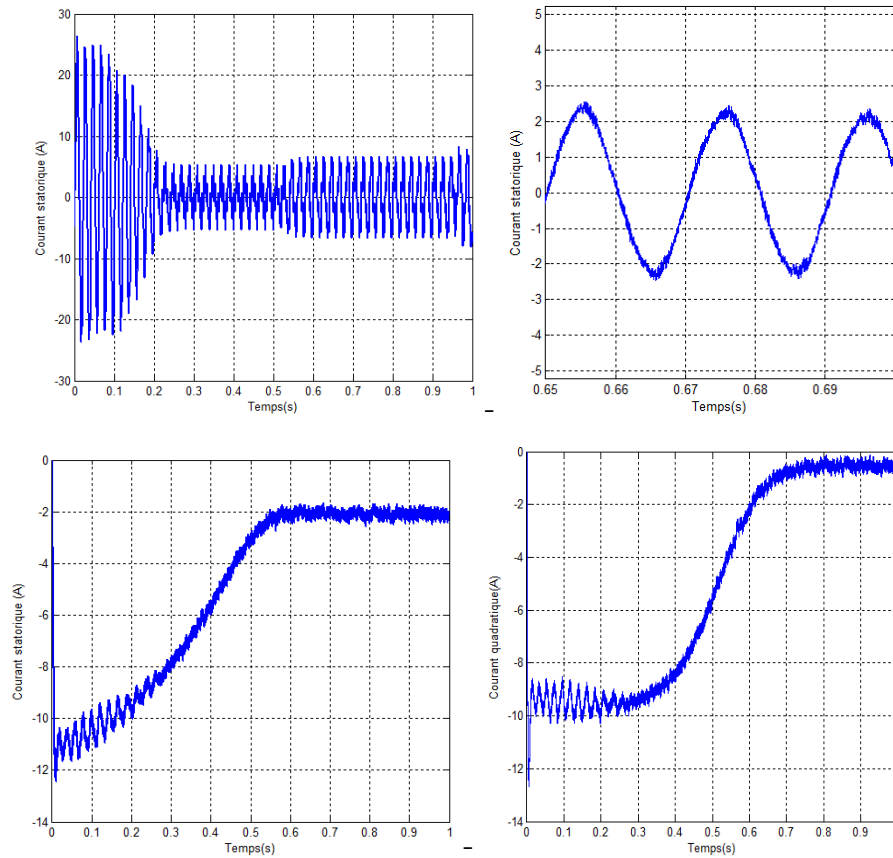


FIGURE 1.20 – Essai d’association moteur + onduleur

1.6.3 Interprétation

D’après les résultats obtenus à partir du 1.20 nous avons observés comme ci dessus :

- La présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique en régime établie, alors cette action est due à l’utilisation d’onduleur MLI.
- L’utilisation de ce convertisseur statique a affecter les courbes des courants avec les oscillations .
- Ces harmoniques sont à cause de la fréquence d’hachage d’onduleur. (un comportement discret).

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé à cage. alors après nos études et nos recherches scientifiques nous avons arrivé a un résultat qui montre que Ce dernier a un modèle très complexe et non linéaire ainsi qu'il est difficile à traiter. C'est pour cela on a introduit une transformation des axes sous le nom de la transformation de Park qui a simplifier le modèle du moteur. dans notre travail On a présenté des modèles et des schémas équivalents du moteur en régime permanent.

D'une part, nous avons simulé le modèle du moteur asynchrone à l'aide du MATLAB/SIMULINK où on a vu deux essais, la première c'était un démarrage direct à vide et en charge ainsi qu'un essai avec l'association d'onduleur triphasé.

Les résultats obtenus d'après ces simulations nous clarifient les performances du moteurs et son comportement à vide et lors d'application du couple résistant.

finnalement, l'absence du régulation dans ces essais, nous a montrer que le moteur seul ne suffit pas dans les cas d'exigences des systèmes à vitesse variable. En effet la solution de ce problème sera présentée dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Commande Directe du Couple DTC de la Machine Asynchrone

2.1 Introduction

La commande directe du couple, cette notion est venue d'un terme anglais c'est le " direct torque control", C'est-à-dire la DTC. cette commande a été introduite par Takahashi et Depenbrok est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [13],[10] .

Dans un repère lié au stator. les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [13].

La DTC est une régulation du couple de la machine asynchrone, en appliquant les vecteurs déferents des tensions de l'onduleur, qui déterminent sa condition. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont généralement contrôlés par des régulateurs d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal de l'onduleur à utiliser à chaque moment de commutation [16].

Au cours de ce chapitre, nous allons commencer à modéliser la DTC classique par les relations fondamentales sur la commande directe en contrôlant le flux statorique et le couple électromagnétique .En second lieu, on élaborera l'estimation du couple et du flux et on présentera les comparateurs d'hystérésis. Et on va finir par une présentation de la structure générale de la commande, ainsi que les résultats de simulation et l'efficacité du contrôle direct du couple en utilisant un régulateur PI .

2.2 principes généraux de la DTC

Le contrôle direct du couple DTC repose sur l'orientation du flux du stator, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un convertisseur triphasé peut produire huit vecteurs de tension basse instantanée, deux d'entre eux sont null. Ceux-ci sont choisis à partir d'un tableau de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique.

Dans cette technique, la position du rotor n'est plus requise afin de sélectionner le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [13].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle fournis à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.
- Les zones (la position du secteur).

2.3 Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit [16] mt.

Les principaux composants de la structure de contrôle DTC avec sont les suivants :

- Deux estimateurs du couple et du flux statorique basés sur le modèle lié au stator.
- Une table de sélection du vecteur tension désiré du stator, selon les erreurs du flux et du couple..
- Deux comparateurs à hystérésis l'un à deux niveaux destiné pour le contrôle du flux, l'autre à deux où bien trois niveaux consacré au contrôle du couple électromagnétique.
- Un régulateur de vitesse.

la stratégie de la DTC classique est est illustrée par la figure suivante :

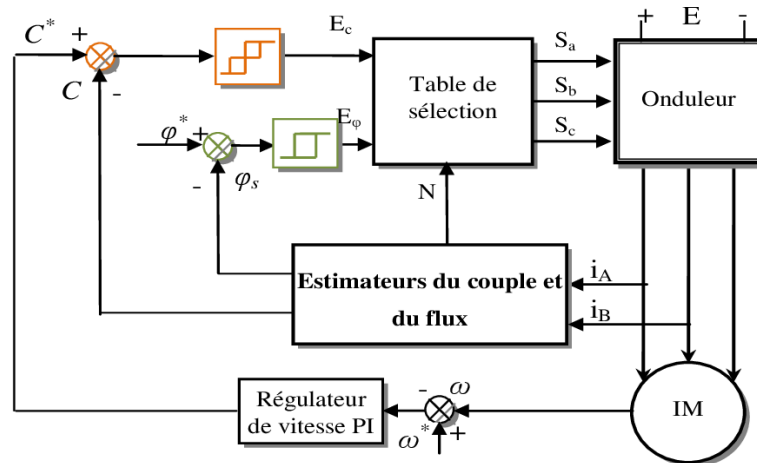


FIGURE 2.1 – Stratégie de Commande Directe de Couple

2.4 Modélisation vectorielle du Mas et d'onduleur

Le vecteur tension \vec{V}_s est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande $S_j = (j = a, b, c)$:

- $S_j = 1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- $S_j = 0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

le vecteur de tension V_s peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (2.1)$$

Les combinaisons des trois grandeurs S_a, S_b, S_c permettent de générer huit positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (111)$ ou (000) , comme le montre la figure

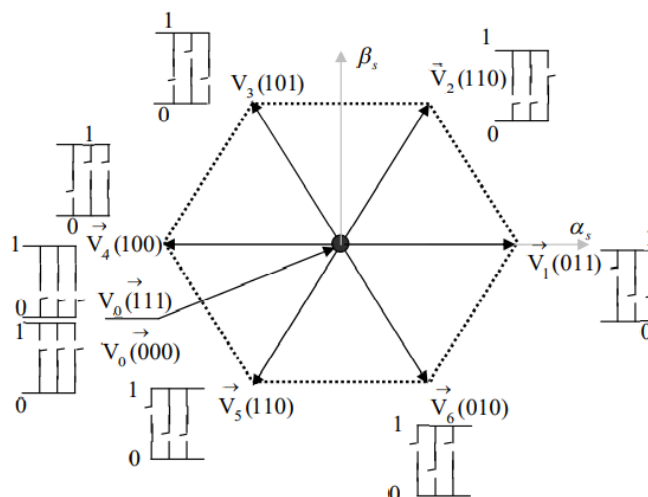


FIGURE 2.2 – Stratégie de Commande Directe de Couple

2.5 Contrôle du flux statorique

À partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la

relation suivante (CHAPIUS.Y.A, 1995) :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (2.2)$$

lorsque on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle périodique de control $[0, T_e]$ où T_e correspondant à une période d'échantillonnage, on peut écrire :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_{s0} + \overline{V}_s t - R_s \int_0^t \overline{i}_s dt \quad (2.3)$$

$$\phi_s(t) = \phi_s - \phi_s(0) + V_s T_e \quad (2.4)$$

$$\Delta\phi_s(t) = \phi_s - \phi_s(0) = V_s T_e \quad (2.5)$$

Où $\overline{\phi}_{s0}$ est un vecteur flux à $t = 0$ et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante.

Pour mieux comprendre, on considère que la chute de tension $R_s \overline{i}_s$ est négligeable par rapport à la tension \overline{V}_s lorsque la vitesse est élevée, on remarque que dans l'intervalle $[0, T_e]$ l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par \overline{s} .

La "composante radiale" du vecteur tension (composante du flux) fait varier l'amplitude de ϕ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position ϕ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs \overline{V}_s , sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s constant, suivant l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_e . Lorsque le vecteur de tension \overline{V}_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de $\overline{\phi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\overline{\phi}_s}{dt}$ correspondant à la force électromotrice E_s .

Lorsque on néglige la notion $R_s I_s$, on montre que le vecteur $\frac{d\overline{\phi}_s}{dt}$ est pratiquement égal au vecteur de tension \overline{V}_s . Ainsi, la « vitesse » de déplacement de l'extrémité du flux $\overline{\phi}_s$ est donnée par l'amplitude de la dérivée du vecteur du flux $\frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \simeq \overline{V}_s$ qui est égal à $\sqrt{\frac{3}{2}} U_C$

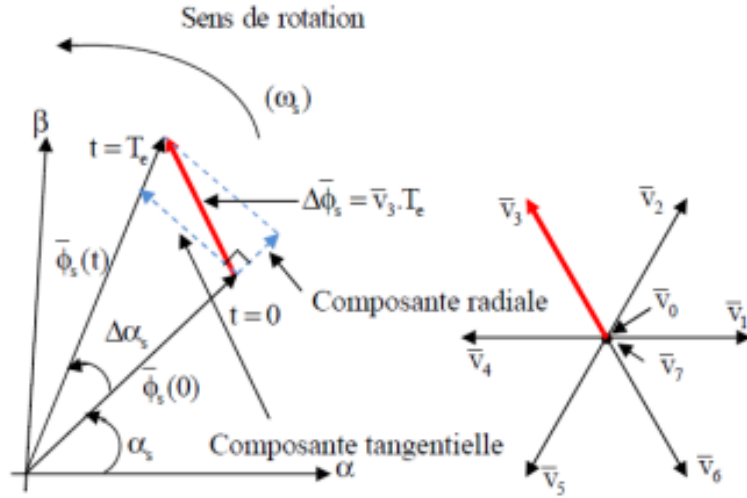


FIGURE 2.3 – Exemple de l'évolution de l'extrémité de ϕ_s

La vitesse de rotation de ϕ_s dépend fortement du choix de V_s c'est à dire elle est maximale pour un vecteur \vec{V}_s perpendiculaire à la direction de $\vec{\phi}_s$, et nul si on applique un vecteur de tension nul.

2.6 Contrôle du couple électromagnétique

On suppose qu'en régime établi le vecteur flux statorique ϕ_s tourne avec une amplitude constante ϕ_{s0} , et avec une vitesse de rotation moyenne ω_s . On suppose également que le vecteur flux rotorique ϕ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne ω_{s0} que le vecteur flux ϕ_s . Pour un instant t_0 , on a :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s0} = \phi_{s0} e^{i\theta_{s0}} \\ \bar{\phi}_{r0} = \phi_{r0} e^{i\theta_{r0}} \end{cases} \quad (2.6)$$

donc on a :

$$\left(\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} \right) = j\omega_{s0} \bar{\phi}_{r0} \quad (2.7)$$

en remplaçant dans l'expression de la tension coté rotor on obtient :

$$\bar{\phi}_{r0} = \frac{M}{L_s \sqrt{1 + \omega_{s0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \phi_{s0} e^{-j\gamma_0} \quad (2.8)$$

on met :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} = \text{Arectg}(\omega_{r0}\sigma T_r) \quad (2.9)$$

et

$$\begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1+\omega_{r0}^2\sigma^2 T_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\omega_{r0}\sigma T_r}{\sqrt{1+\omega_{r0}^2\sigma^2 T_r^2}} \end{cases} \quad (2.10)$$

A partir de l'expression générale du couple électromagnétique. et des relations liant les flux et les courants :

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_s &= L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r &= L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{aligned} \quad (2.11)$$

On peut écrire une équation du couple en fonction du flux rotorique et statorique, soit :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{\phi}_s \bar{\phi}_r^*] \quad (2.12)$$

à l'instant t_0 , le couple peut s'écrire sous la forme :

$$C_0 = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (2.13)$$

Si on applique un vecteur de tension V_s à l'instant t_0 et un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$ imposé à la vitesse ϕ_s on a :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \phi_s e^{j\theta_s} = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \bar{\phi}_r = \phi_r e^{j\theta_r} = (\phi_{r0} - \Delta\phi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (2.14)$$

avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0) \quad (2.15)$$

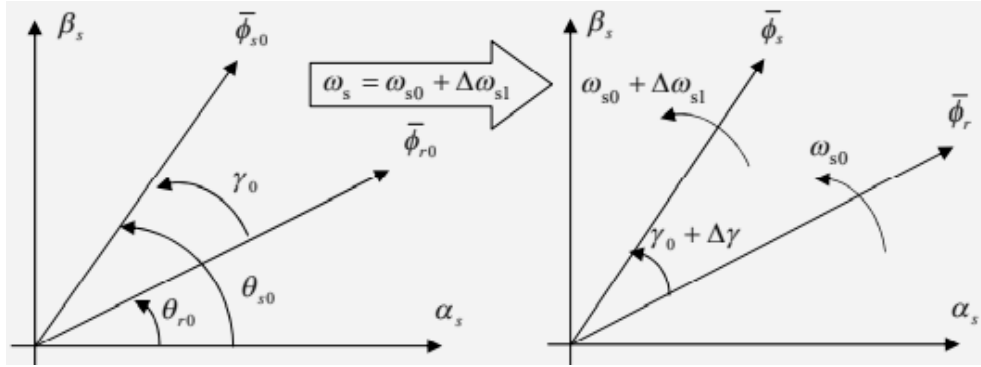


FIGURE 2.4 – Evolution des flux après l'échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

depuis l'expression du flux rotorique, on déduit que la dérivée de cette grandeur par rapport au temps est :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \frac{d\Delta\phi_r}{dt} e^{i\theta} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \phi_r \quad (2.16)$$

avec: $\Delta\phi_r = \Delta\theta_r - \Delta\gamma$

Si on introduit les équations données par (2.6) et (2.6), on obtient :

$$j \left[\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_0 - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right] (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) + \frac{1}{\sigma T_r} (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) + \frac{d\Delta\phi_r}{dt}$$

$$= \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s} \phi_{s0} e^{j(\gamma_0 + \Delta\gamma)} \quad (2.17)$$

Après la séparation de partie réelle et imaginaire et en appliquant les approximations des petits signaux on a :

$$\begin{cases} \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) \cong \cos \gamma_0 - \sin \gamma_0 \Delta\gamma \\ \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \cong \sin \gamma_0 + \cos \gamma_0 \Delta\gamma \end{cases} \quad (2.18)$$

donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Delta\theta_r}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) \cong \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s} \phi_{s0} (\cos \gamma_0 - \sin \gamma_0 \Delta\gamma) \\ \frac{d\Delta\theta_r}{dt} - \omega_{s0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) \cong \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s} \phi_{s0} (\sin \gamma_0 + \cos \gamma_0 \Delta\gamma) \end{cases} \quad (2.19)$$

après le developpement :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\phi_r}{\Delta\phi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma T_r} \left(\frac{\Delta\phi_r}{\Delta\phi_{r0}} \right) \cong -\omega_{r0} \Delta\gamma \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta\gamma \cong \Delta\omega_{s1} + \left(\frac{\omega_{s0}}{\phi_{r0}} - \frac{\omega_{r0}}{\phi_{s0}} \right) \Delta\phi_r \end{cases} \quad (2.20)$$

Après t_0 sur quelques périodes d'échantillonnage T_0 avec la condition suivante :

$$T_e \ll \sigma T_r$$

on obtient :

$$\begin{cases} \Delta\phi_r \cong 0 \\ \Delta\gamma \cong \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \end{cases} \quad (2.21)$$

la relation du couple peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma + \Delta\gamma) \quad (2.22)$$

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 + P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos \gamma_0 \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \quad (2.23)$$

et :

$$C_{em} = C_0 + \Delta C_1 \quad (2.24)$$

Donc on peut dire que les variations du couple peuvent être contrôlées à partir de la vitesse de rotation ϕ_s , ça veut dir que $\Delta\omega_{s1} > 0$ on remarque l'augmentation du couple, et si $\Delta\omega_{s1} < 0$, donc le couple va diminuer. ceci est illustré dans la figure suivante :

2.7 Description de la structure de contrôle

2.7.1 Sélection du vecteur tension V_s

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par les interrupteurs (Sa, Sb, Sc) permet de contrôler et déplacer le vecteur flux ϕ_s d'une façon pour maintenir son amplitude constante.

Le choix de V_s dépend alors de la variation désirée pour le module du flux statorique $\bar{\phi}_s$ du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$, mais également de l'évolution désiré pour le couple.

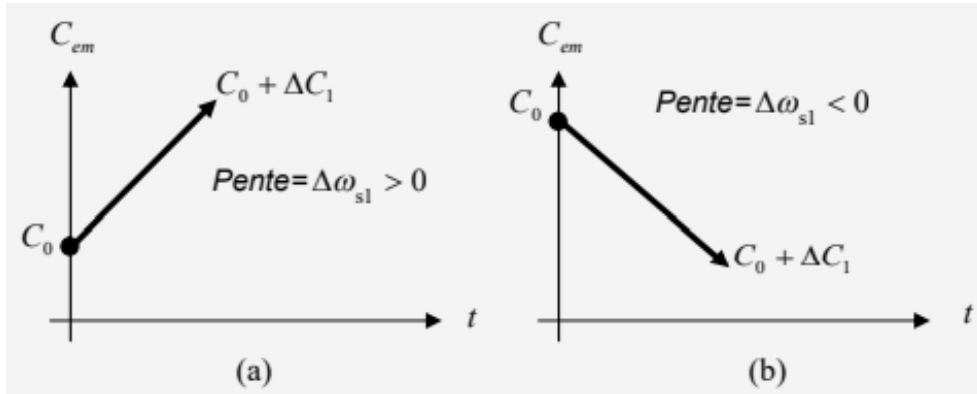


FIGURE 2.5 – Croissance / Décroissance du couple C_{em}

Pour Connaître l'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel fixe par rapport au stator, en le décomposant en six zones ($N=i$), $i=[1,6]$ symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls, déterminées à partir des composantes du flux sur les axes (α_s) et (β_s). L'axe (d) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a,b,c).

Si le vecteur du flux se est trouvé dans une zone i , on assure le contrôle du flux et du couple en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension adéquats. sur la figure 6, les vecteurs $\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$. toute la zone i parcourue par le vecteur du flux statorique, le vecteur V_s choisi reste le même soit :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné donc $\bar{\phi}_s$ croit et le C_{em} croit .
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné donc $\bar{\phi}_s$ croit et le C_{em} décroît .
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné donc $\bar{\phi}_s$ décroît et le C_{em} croit .
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné donc $\bar{\phi}_s$ décroît et le C_{em} décroît .

Dans une zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} sont jamais utilisés. Ceci montre que lorsque le flux se déplace sur une zone $N=i$, un bras de l'onduleur va jamais commuter et permet donc de diminuer la fréquence de commutation des interrupteurs d'onduleur.

Avec l'application des vecteurs tensions V_s dépend de la position du vecteur flux de la zone N , au départ de la zone $N=1$, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux ϕ_s , c'est à dire que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux reste la même considérablement et pour les deux vecteurs V_6 et V_3 , correspond un composant du couple très petit. Les changements des flux sont importantes.

Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et

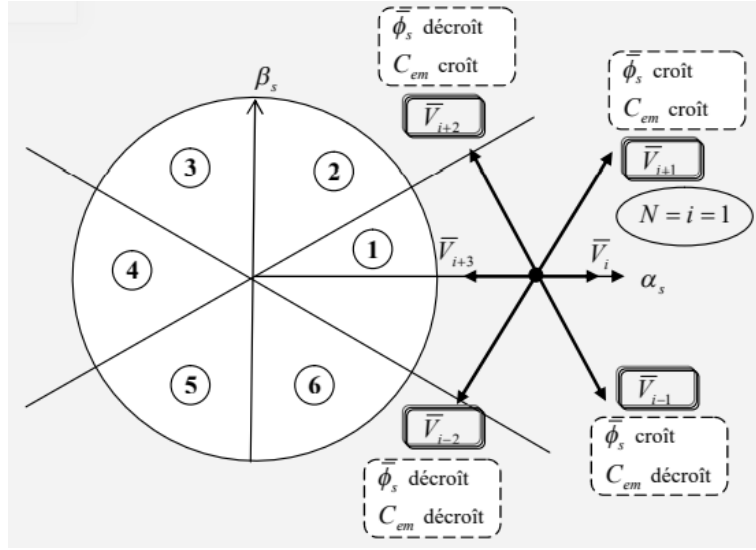


FIGURE 2.6 – Selection du vecteur de tension dans une zone i

du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple électromagnétique [13] [14].

2.7.2 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit :

$$\phi_{\alpha s} = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (2.25)$$

alors que le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{\alpha s} + j\phi_{\beta s} \quad (2.26)$$

donc pour calculer les composantes du vecteur de courant statorique $(i_{\alpha s}, i_{\beta s})$, il faut utiliser la transformation de Concordia pour les courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{\alpha s} + j\bar{I}_{\beta s} \quad (2.27)$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{\alpha s} + j\bar{I}_{\beta s} \quad (2.28)$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}}I_{sa} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (2.29)$$

et c'est presque la même concernant $(V_{\alpha s}, V_{\beta s})$ les états de commande (S_a, S_b, S_c) à l'aide de transformation de concordia :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \bar{V}_{\alpha s} + j\bar{V}_{\beta s} \\ \bar{V}_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ \bar{V}_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_c(S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.30)$$

le module de flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2} \quad (2.31)$$

2.7.3 Estimation du couple électromagnétique

l'estimation du couple électromagnétique est faisable à partir le flux statorique et les courants statorique $(i_{\alpha s}, i_{\beta s}; \phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s})$. donc si on développe l'eqt du couple trouvée dans le premier chapitre , on obtient :

$$C_{em} = P [\phi_{\alpha s}I_{\beta s} - \phi_{\beta s}I_{\alpha s}] \quad (2.32)$$

2.7.4 Elaboration du vecteur de commande

Concernant les comparateurs, on utilise les comparateurs à hystérésis à cause de leurs robustesse, leurs simplicité, rapidité et spécialement pour leur indépendance des paramètres de la commande.

2.7.5 Elaboration du contrôleur de flux

Le choix de ce type de contrôleur permet de contrôler et assurer que l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ reste dans une couronne circulaire, ce qui est montré dans la figure [15].

La sortie du correcteur, représentée par une grandeur booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir :

$$|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (2.33)$$

on a ϕ_{sref} est le flux désiré, et $\Delta\phi$ c'est la largeur d'hystérésis du correcteur. on peut dire que :

- Si $\Delta\phi_s \succ \varepsilon_\phi$ alors Cflx=1
- Si $0 \leq \Delta\phi \leq \varepsilon_\phi$ et $d(\Delta\phi_s)/dt \succ 0$ alors Cflx=0
- Si $0 \leq \Delta\phi \leq \varepsilon_\phi$ et $d(\Delta\phi_s)/dt < 0$ alors Cflx=1
- Si $0 \leq \Delta\phi \leq \varepsilon_\phi$ alors Cflx=0

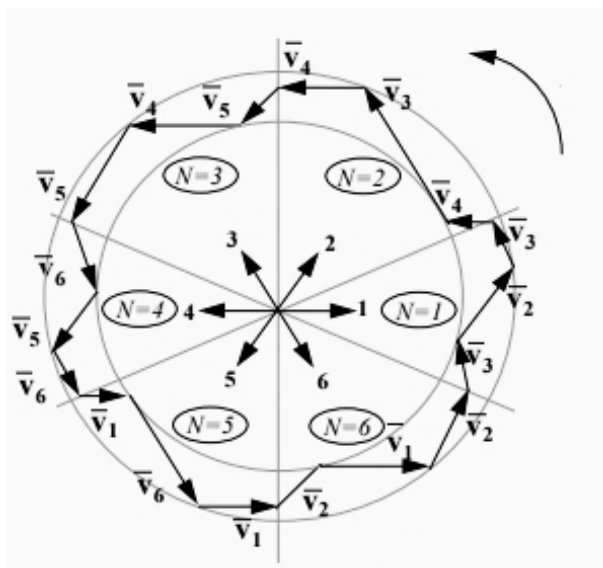


FIGURE 2.7 – Sélection des tensions V_s pour contrôler l'amplitude de flux

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_{ref} et le flux estimé ϕ^* dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (8), celui-ci génère à sa sortie la valeur Cflx=+1 pour augmenter le flux (Cflx=0 pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

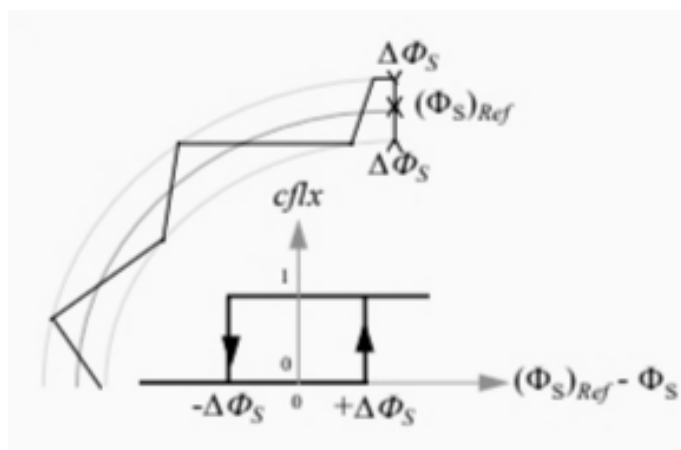


FIGURE 2.8 – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

Seul les vecteur V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique ϕ_s [25]. Par contre, avec ce correcteur on peut aller que en un seul sens c'est à dire l'inversion des de vitesse est irréalisable.

2.7.6 Élaboration du contrôleur du couple

On introduit la notion ζ_{cem} : la différence entre le couple de réf et le couple estimé :

$$\zeta_{cem} = |C_{cemrf} - C_{em}| \quad (2.34)$$

le but du correcteur du couple c'est de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{cemrf} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (2.35)$$

avec : C_{emrf} est le couple de référence , et ΔC_{em} est la bande d'hystérésis du correcteur. On a constaté que la différence entre le contrôle de flux et le contrôle du couple est que ce dernier peut être positif ou bien négatif ça dépends le sens de rotation du moteur , donc on a deux propositions :

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,

-Le Correcteur à deux niveaux :

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation

du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. [13], [28].

-Le Correcteur à trois niveaux :

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{cpl} . La 2.9 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$), pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl}=0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{rf} et celui estimé \hat{C} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci nous donne la valeur $C=1$, pour augmenter le couple, $C_{cpl}=-1$, pour le diminuer et dans le cas $C_{cpl}=0$, pour le maintenir constant dans une bande εC_e autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. [25].

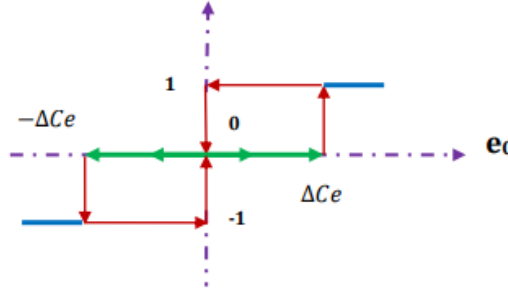


FIGURE 2.9 – Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

on a :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon C_e & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon C_e \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon C_e \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon C_e & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon C_e \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e/dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon C_e \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e/dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right.$$

Avec ε_{C_e} c'est l'écart entre le couple électromagnétique de référence C_{rf*} et celui estimé C_e .

2.7.7 Elaboration de table de commande

La table de commutation proposée par Takahashi en fonction des sorties des contrôleurs du flux C_f et du couple C_{cpl} et les zones N peut déterminer le choix des vecteurs tension $V_{i-1}, V_{i+1}, V_{i-2}, V_{i+2}$ qui correspond à une zone (i) pour le contrôleurs à hystérésis à deux ou trois niveaux pour le couple électromagnétique. Pour chaque période d'échantillonnage T_e , le choix du vecteur tension optimal est à partir des tables suivants :

2.7.7

Zone(N)		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7

TABLE 2.1 – Table de commande pour un contrôleurs à hystérésis à deux niveaux

Zone(N)		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

TABLE 2.2 – Table de commande pour un contrôleurs à hystérésis à trois niveaux

2.8 Structure générale de la DTC classique

Les blocs utilisés pour composer cette structure sont :

- Le bloc d'alimentation continue avec le bloc d'onduleur et le bloc du Mas
- Le bloc d'estimateur des grandeurs
- Les comparateurs et le bloc table de sélection

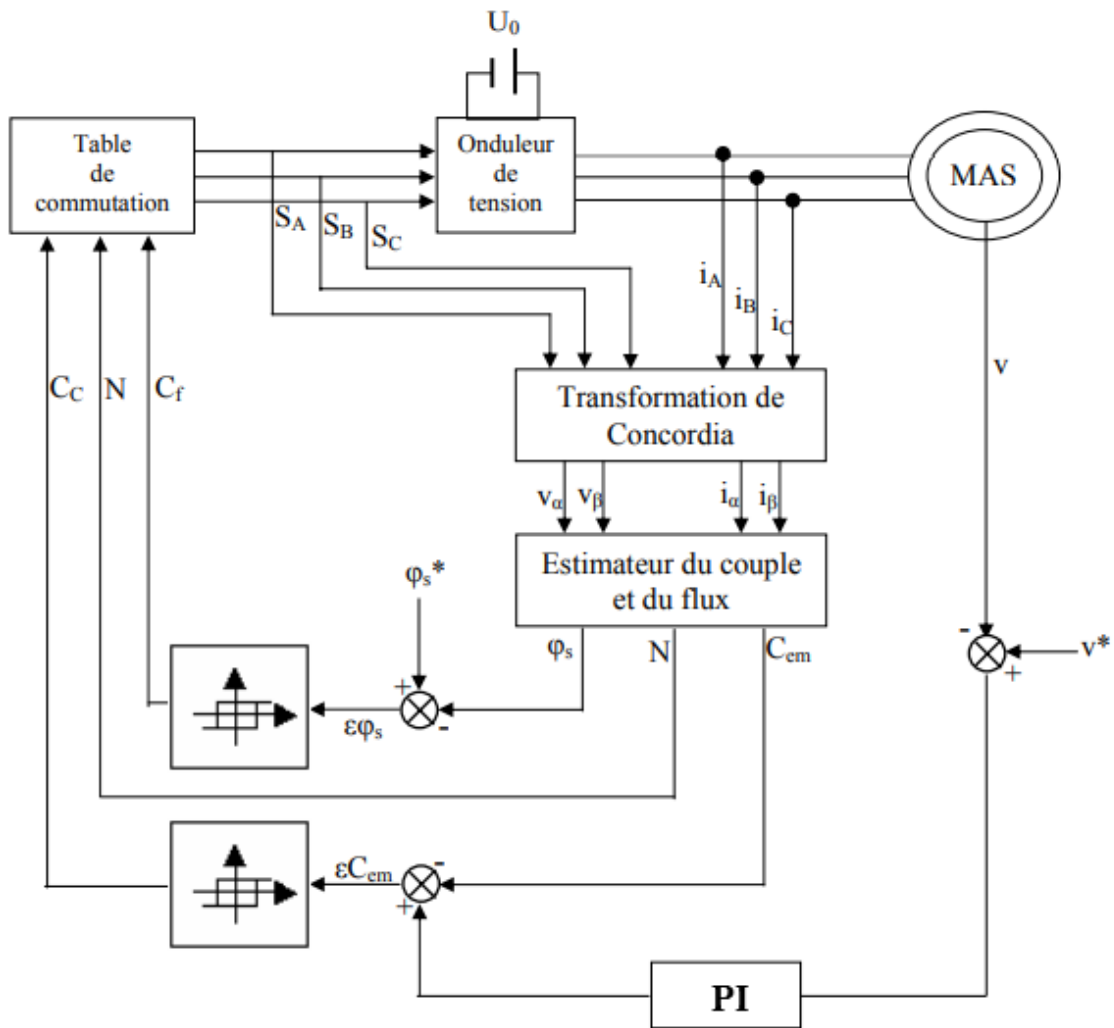


FIGURE 2.10 – Structure générale de la DTC classique

2.9 Simulation du commande en Matlab

2.9.1 Schéma bloc de la DTC classique

La figure 2.11 représente le schéma du montage avec MATLAB/SIMULINK, -la charge on a $C_r=10m.N$ appliqué à $t=0.5s$
 -La référence du vitesse est donnée en utilisant un 'signal builder', pour inverser le sens de rotation du moteur .

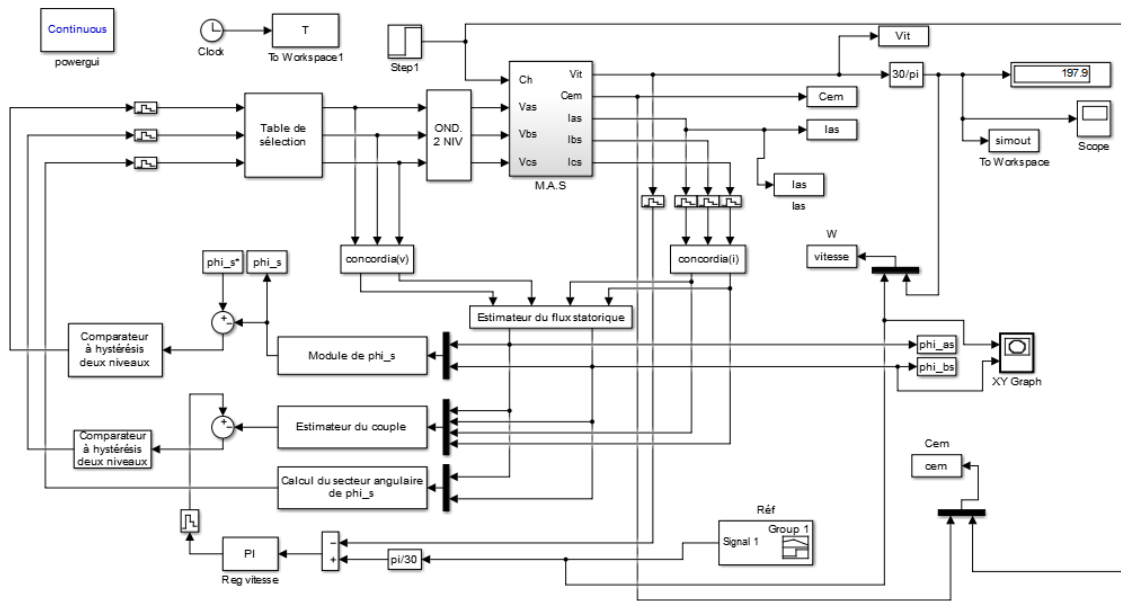


FIGURE 2.11 – Schéma bloc de DTC classique

Pour la simulation suivante , on propose trois essais , la première avec un seul sens de rotation en 1000 tr/mn, la deuxième en basse vitesse (200tr/mn) et la troisième avec 2 sens de rotation.

— A. Essai avec un seul sens de rotation

dans cette partie , on a utiliser un comparateur a deux niveaux de couple , par ce qu'on a un seul sens de rotation . avec une référence du flux de 1.2 Wb.

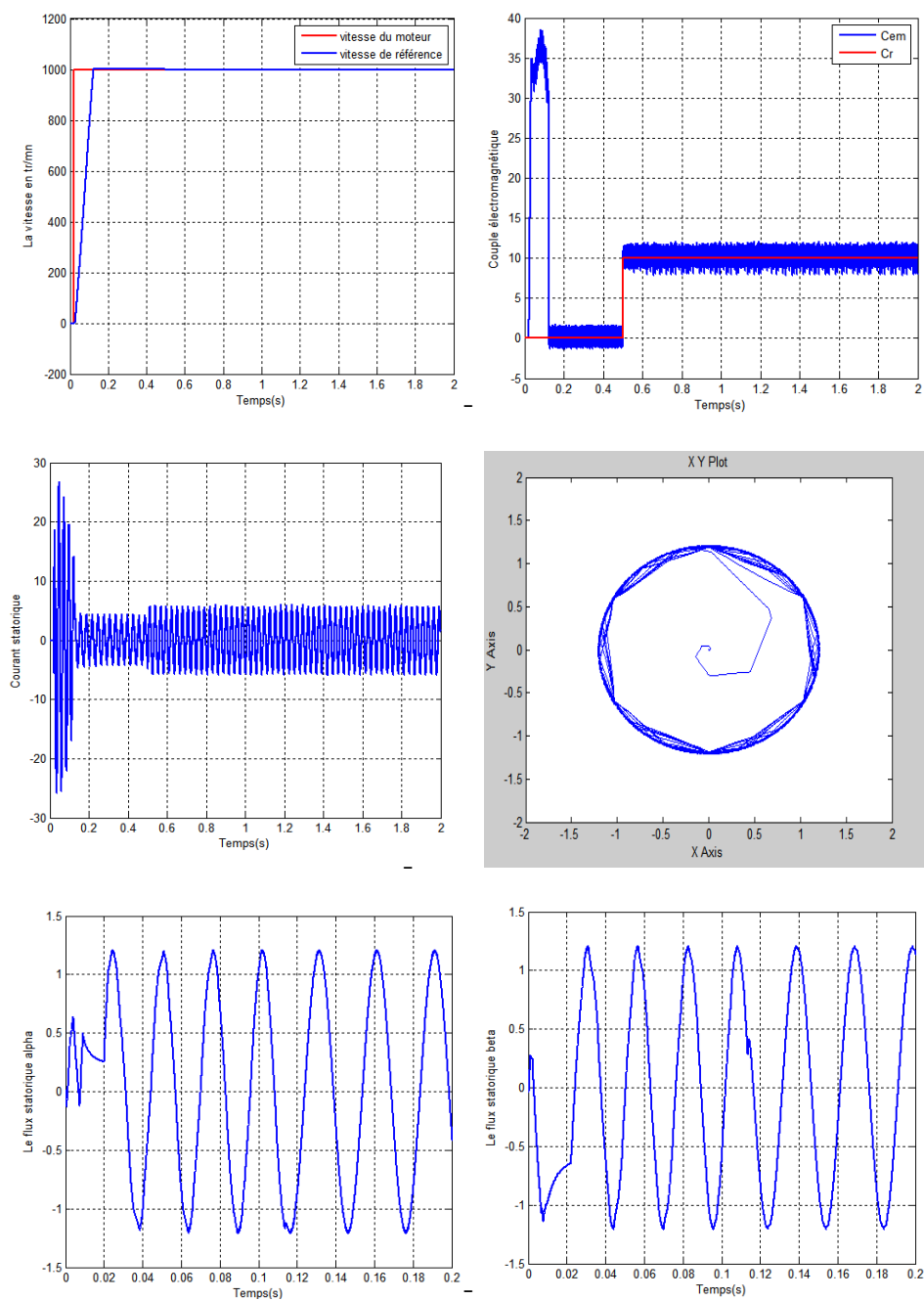


FIGURE 2.12 – Résultats de simulation d'un seul sens de rotation

Interprétation

La figure 2.12 présente les résultats de simulation en un seul sens de rotation

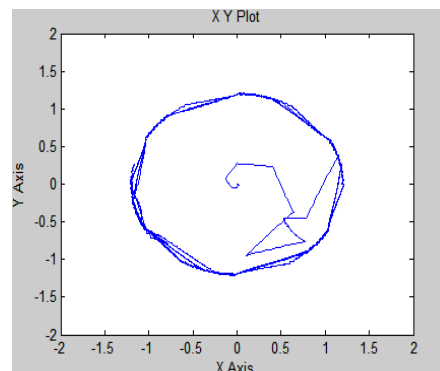
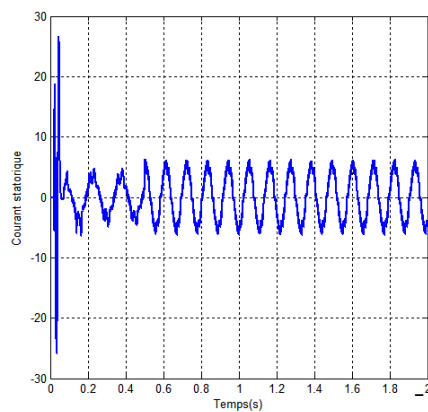
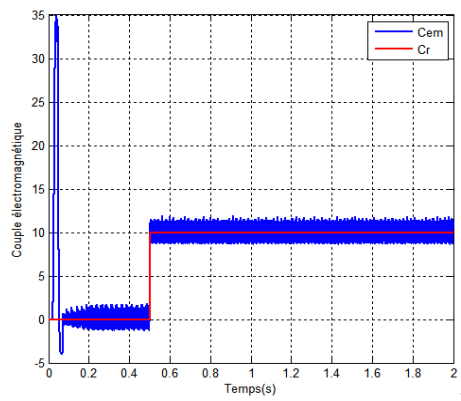
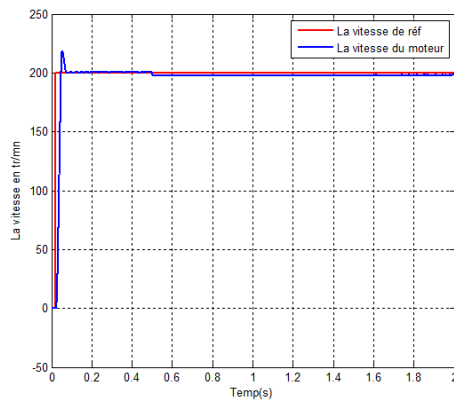
avec une consigne de 1000 tr/mn et un couple de charge de 10 mN . On a constatés que La vitesse suit bien sa référence avec un réponse rapide et se stabilise en régime permanent à la valeur de 1000 tr/mn.

La même chose pour le couple électromagnétique qui a eu un régime transitoire et une stabilisation avec un amplitude presque nul avant l'application du couple résistant. Avec l'application du couple C_r nous avons remarqué que la réponse est très rapide du couple électromagnétique pour le suivre .

Le contrôleur à hystérésis permet de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

Ce qui est remarquable , c'est l'existence des ondulations concernant le graphe du couple électromagnétique.

— B. Essai en basse vitesse



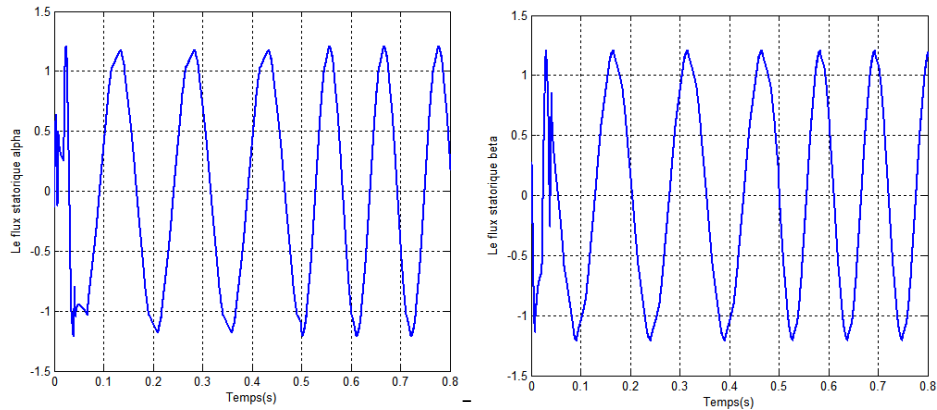


FIGURE 2.13 – Résultats de simulation en basse vitesse

Interprétation

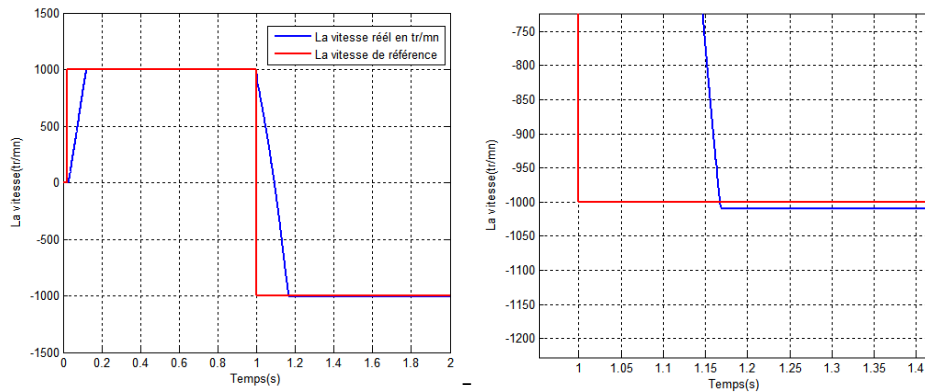
La figure 2.13 représente les résultats de simulations en basse vitesse.

Lorsqu' on a posé la consigne de 200 tr/mn, on a observés un dépassement au niveau de la vitesse et des perturbations pour le courant et le couple en basse vitesse .

— C. Essai en inversion de sens de rotation

Dans cette essaie , il faut utiliser un contrôleur à hystérésis à trois niveaux pour le couple électromagnétique. Alors que à l'aide du signal builder, on a posé un consigne de 1000 tr/mn à $t=0.02$ (le temps du magnétisation) avec un charge de 10 mN. appliqué à l'instant $t=$ à .5s tous jours. et on inverse le signal donnant une consigne de -1000tr/mn à $t=1$ s.

les résultats sont présentées sur la 2.14



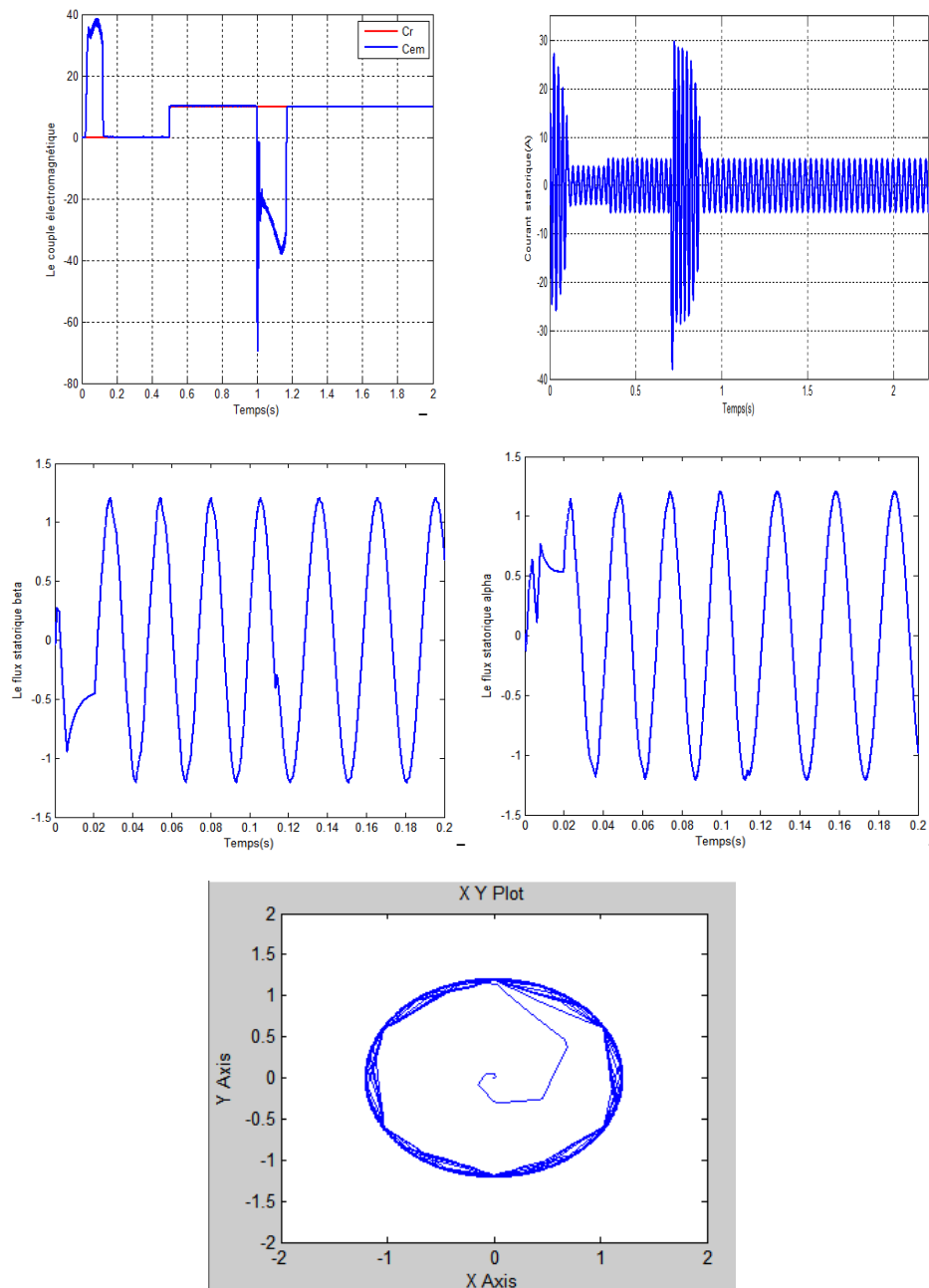


FIGURE 2.14 – Résultats de simulation en inversion de sens de rotation

Interprétation

La 2.14 représente les résultats de simulation en inversion de sens de rotation.

Pour le courant on a remarqué que le moteur a réagit exactement comme la première partie, mais à l'instant $t=1s$ c'est à dire le temps de l'application du consigne

(-1000tr/mn) notre observation dans cette partie c'est l'augmentation une deuxième fois du courant à cause du changement brut de vitesse donc un appel fort du courant, et après un instant il commence à stabiliser.

cette méthode qu'on a étudié a des avantages suivant :

- Les tensions et les courants sont dans le repère lié au stator donc la transformation des coordonnées n'est pas nécessaire .
- L'absence de bloc du calcul de modulation de tension MLI d'onduleur.
- Le découplage des courants par rapport aux tensions n'est pas nécessaire.
- La réponse du système est très rapide par rapport au MLI.

Comme elle a des avantages, la dtc présente aussi des inconvénients qui sont :

- La fréquence de commutation n'est pas constante.
- Les perturbations en basse vitesse.
- L'existence des ondulations au niveau du flux statorique et le couple électromagnétique, qui conduira à des problèmes en grande échelle tel que les bruits acoustiques et les résonances mécaniques .

2.10 Conclusion

Ce chapitre, présente la commande direct du couple de la machine asynchrone. d'abord, nous avons décrit les principes de cette technique ainsi que la simulation de cette structure de commande.

par conséquent la simulation nous a aider à découvrir la robustesse de cette commande avec les essais en basse vitesse et en inversion de sens de rotation.

La réponse de notre système était très rapide concernant la vitesse et le couple.

Le problème principale de cette commande tourne autour des ondulations au niveau du couple et flux, avec des distorsion sur le courant.

Donc le but de ce travail est d'étudier des améliorations de DTC classiques tel que : La DTC-SVM , Le décalage des zones, table de sélection à douez secteurs... dans le chapitre suivant, on vas étudier la DTC-SVM

Chapitre 3

Amélioration de la commande direct du couple en utilisant la modulation vectorielle

3.1 Introduction

Dans ce chapitre , on va étudier une nouvelle stratégie de commande, basée sur le principe générale du commande direct du couple (DTC) c'est la DTC-SVM c'est à dire la commande direct en MLI vectorielle.

La commande DTC-SVM met on œuvre une amélioration par rapport au DTC classique étudiée dans le deuxième chapitre.

Cette stratégie peut déterminer le module du vecteur V_s en fonction de la valeur du couple électromagnétique prédictive (la valeur estimé par rapport à sa valeur de référence). D'autre part, l'angle du vecteur tension V_s est déterminé suivant l'erreur du flux statorique et du couple électromagnétique.

Donc en utilisant ces deux grandeurs, la MLI(modulation vectorielle) peut nous générer le vecteur de tension V_s .

Dans ce chapitre on aura deux parties , la première c'est pour l'étude de la DTC-SVM ainsi que la simulation et la représentation des résultats. et la deuxième partie sera un développement et une amélioration de la première partie du chapitre.

3.2 Détermination du vecteur de tension V_s

3.2.1 Détermination du module du V_s

La determination du module du vecteur tension dépend de l'erreur du couple, c'est à dire le module de la tension sera maximal si le couple se trouve au-delà d'une certaine limite de l'erreur du couple. au contraire, le module de V_s diminue vers zéro si le couple est proche de sa référence.

donc on a :

- Le module du vecteur de tension V_s sera maximal si on a une erreur maximale dans le couple.
- Pour une erreur inférieure à E , le module du V_s sera diminué
- On obtient un vecteur V_s nul si l'erreur égale à zéro
- La figure 5.10 présente le choix du module :

Avec : B : limite de l'erreur du couple.

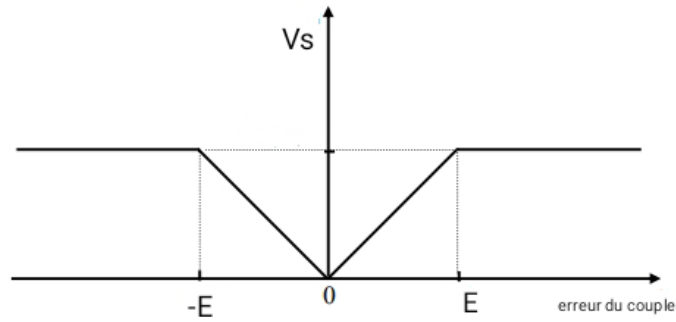


FIGURE 3.1 – Détermination du module de V_s

3.2.2 Détermination de l'angle du vecteur tension V_s

On pose δ l'angle du vecteur du tension V_s qui dépend d'erreurs au flux et au couple, donc on aura deux cas :

- L'erreur dans le flux est négative .
- l'erreur dans le flux est positive.

si l'erreur est négative(figure3.2.[1]) c'est à dire $\phi_s^*-\phi<0$,dans ce cas on a δ_s l'angle entre le vecteur V_s et le vecteur flux $\phi_s(2.\pi/3)$. alors l'angle du vecteur sera :

$$\delta = \theta + \delta_a \quad (3.1)$$

si l'erreur est positive(figure3.2.[2]) c'est à dire $\phi_s^*-\phi>0$,dans ce cas on a δ_a l'angle entre le vecteur V_s et le vecteur flux $\phi_s(\pi/3)$. alors l'angle du vecteur sera :

$$\delta = \theta + \delta_a \quad (3.2)$$

avec δ c'est l'angle entre V_s et l'axe α .

L'expression d'angle alpha concernant un comparateur à hystérésis à deux niveaux du flux c'est :

$$\delta = \theta_s + \frac{\pi}{3} (2 - C_f) \quad (3.3)$$

Où C_f :la variable de sortie du comparateur à hystérésis du flux. la figure 3.2

représente le principe de choix de l'angle du vecteur V_s [17] : La table 3.1 montre clairement le choix de l'angle .

La commande DTC-SVM, le contrôle le plus important sera pour le couple à cause du comparateur à trois niveaux,et deux niveaux pour le flux .

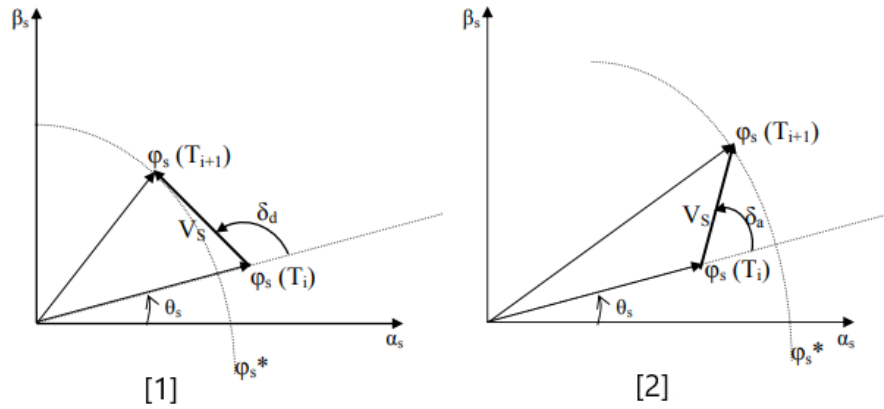


FIGURE 3.2 – Détermination de l'angle du V_s

flux	0			1		
couple	-1	0	1	-1	0	1
Angle	$\theta_s - \delta_d$	$\theta_s + \pi$	$\theta_s + \delta_d$	$\theta_s - \delta_a$	θ_s	$\theta_s + \delta_a$

TABLE 3.1 – Table de choix de l'angle

La MLI vectorielle sera appliqué sur le vecteur de tension V_s en fonction du module et l'angle du vecteur, donc on obtient les états des interrupteurs de l'onduleur.

à cause du comparateur à hystérésis, le module du vecteur tension sera resté toujours à l'intérieur de l'hexagone de commutation. sachant que la valeur maximale du module du vecteur tension V_s peut être contrôlée avec la DTC-SVM.

3.3 Structure générale de la DTC-SVM

- Les composantes de la structure du DTC-SVM sont les suivants :
- Le bloc d'onduleur ainsi que l'alimentation continue .
 - Le bloc du moteur asynchrone d'estimation des grandeurs (flux et couple).
 - Le bloc qui calcule le module ainsi que l'angle.
 - Les comparateurs à hystérésis et le MLI vectorielle.

La figure 3.3 montre la technique du DTC-SVM [17] :

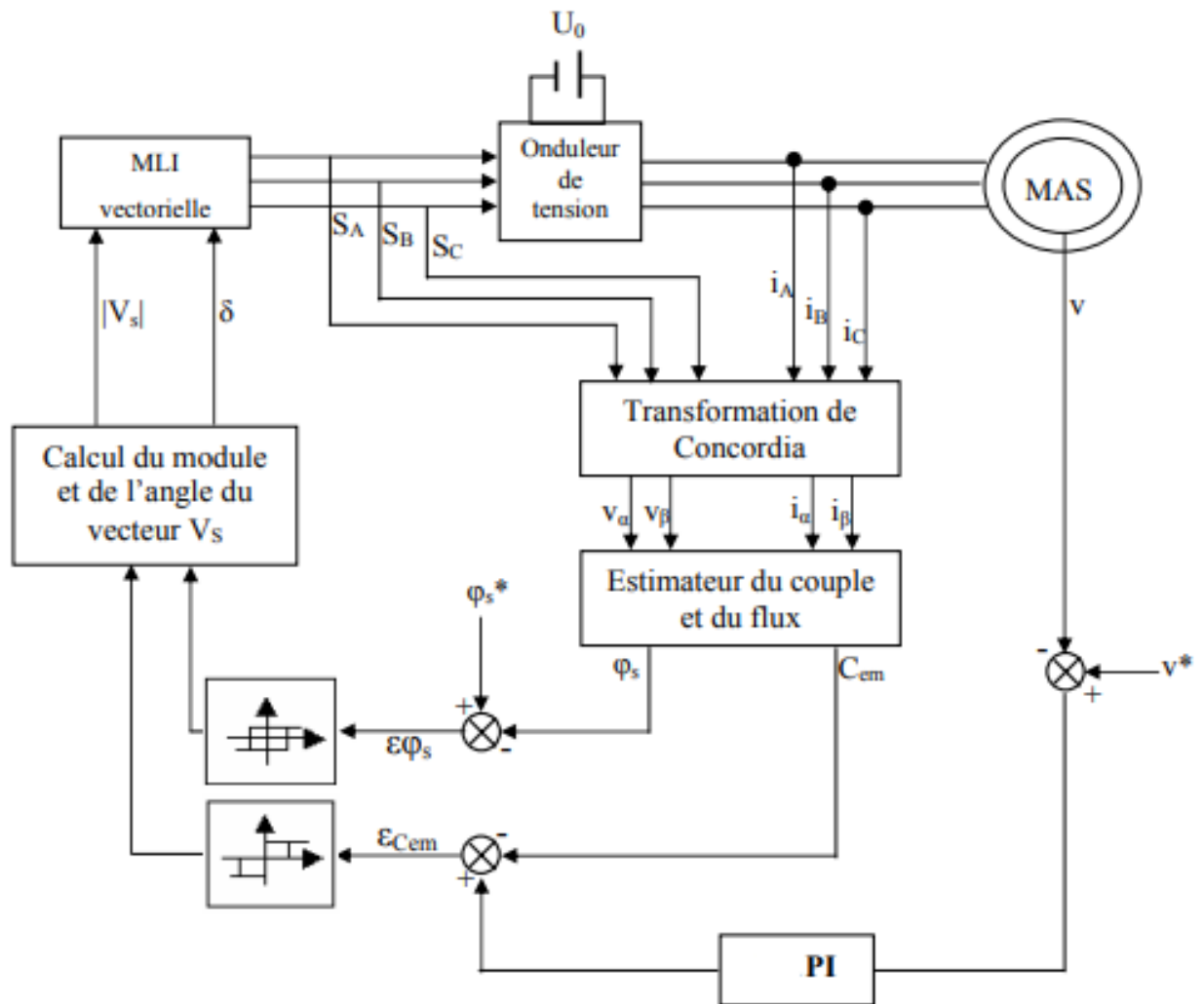


FIGURE 3.3 – Structure du DTC-SVM

3.4 Simulation du commande en Matlab

3.4.1 Schéma bloc de DTC-SVM

La figure 3.4 représente le schéma du montage avec MATLAB/SIMULINK,
 -la charge on a $C_r=10m.N$ appliqué à $t=0.5s$
 -La référence du vitesse est donnée en utilisant un 'signal builder', pour inverser le sens de rotation du moteur .

Pour cette simulation , on propose trois essais , la première avec un seul sens de

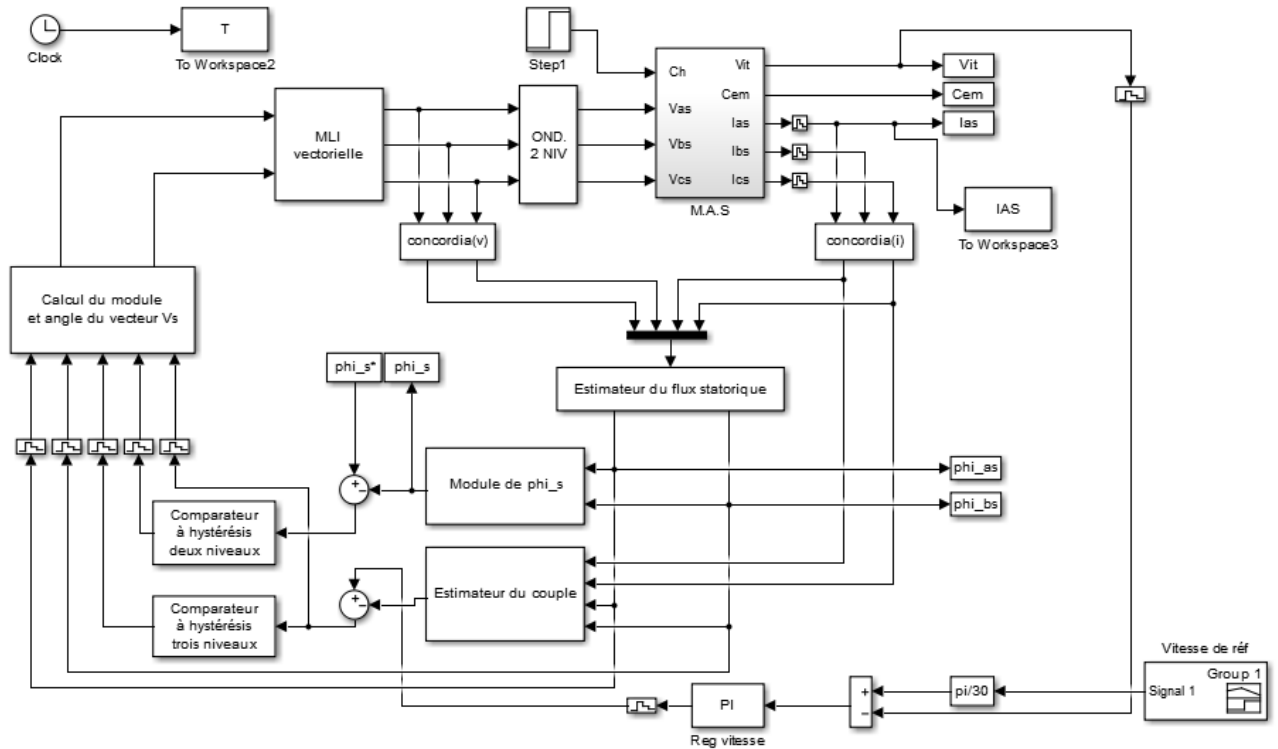
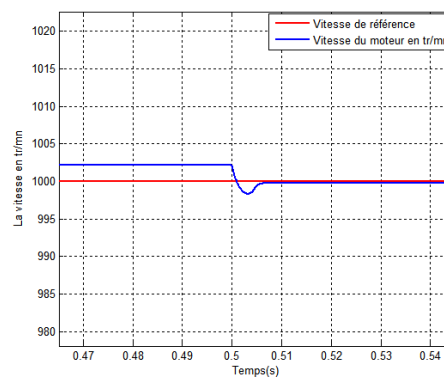
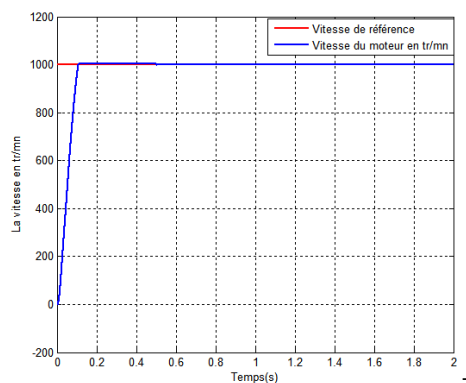


FIGURE 3.4 – Schéma bloc de DTC-SVM

rotation en 1000 tr/mn, la deuxième en basse vitesse (200tr/mn) et la troisième avec 2 sens de rotation.

— A. Essai avec un seul sens de rotaion



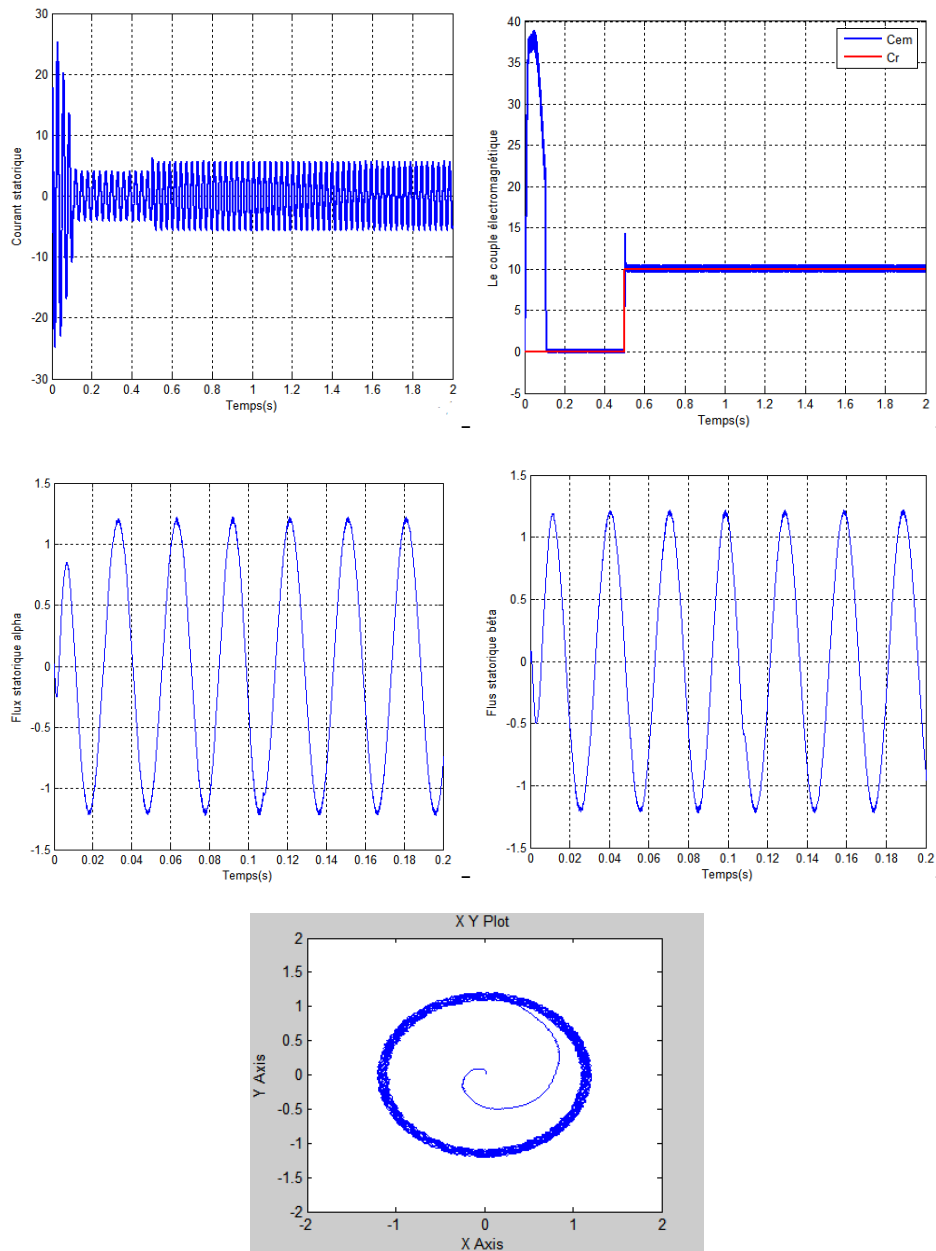


FIGURE 3.5 – Résultats de simulation d'un seul sens de rotation

— **Interprétation des résultats obtenus**

La figure 3.5 montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 10 N.m, et une vitesse de référence de 1000 tr/mn.

Pour la courbe de vitesse de rotation, la remarque de cette figure est la réponse rapide et presque

linéaire avec un dépassement nul. on a observés aussi qu'elle suit bien sa référence et se stabilise à une valeur égale à 1000 tr/mn en régime établie.

Concernant le courant statorique, on a un courant fort au démarrage égale à 26A, puis il se stabilise à sa valeur nominale jusqu'à $t=0.5s$ le temps d'application de la charge où on a fait notre remarque que le courant a été augmenté et après il se stabilise en régime établie.

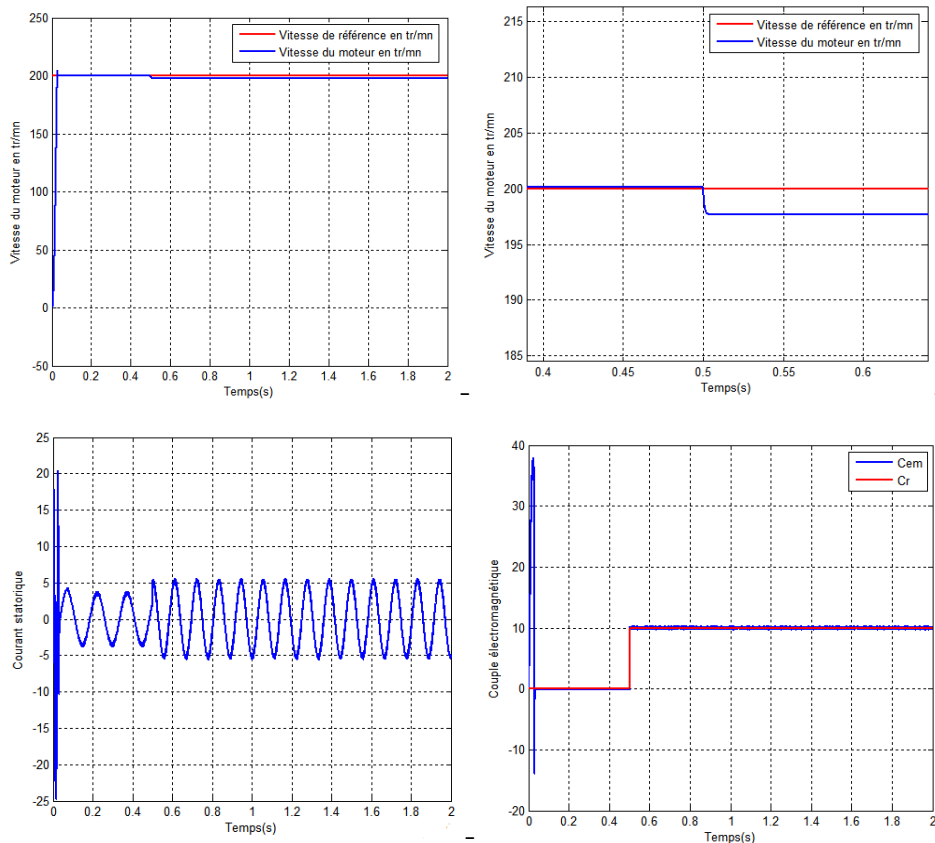
Le couple électromagnétique se passe par un régime transitoire où il atteint une valeur maximale égale à 39 m.N, et il diminue jusqu'à l'application de la charge où il a augmenté vers ça référence de 10 m.N.

nous avons une ondulation de 0.8 m.N d'amplitude en régime permanent. Donc on a observé la diminution des ondulations de couple par rapport au DTC classique.

Le flux statorique atteint sa valeur de référence de 1,2 Wb.avec une ondulation d'amplitude de 0.07 wb.

B. Essai en basse vitesse

Dans cette partie, on a réduit la consigne jusqu'au 200 tr/mn avec l'application du couple résistant à $t=0.5s$.



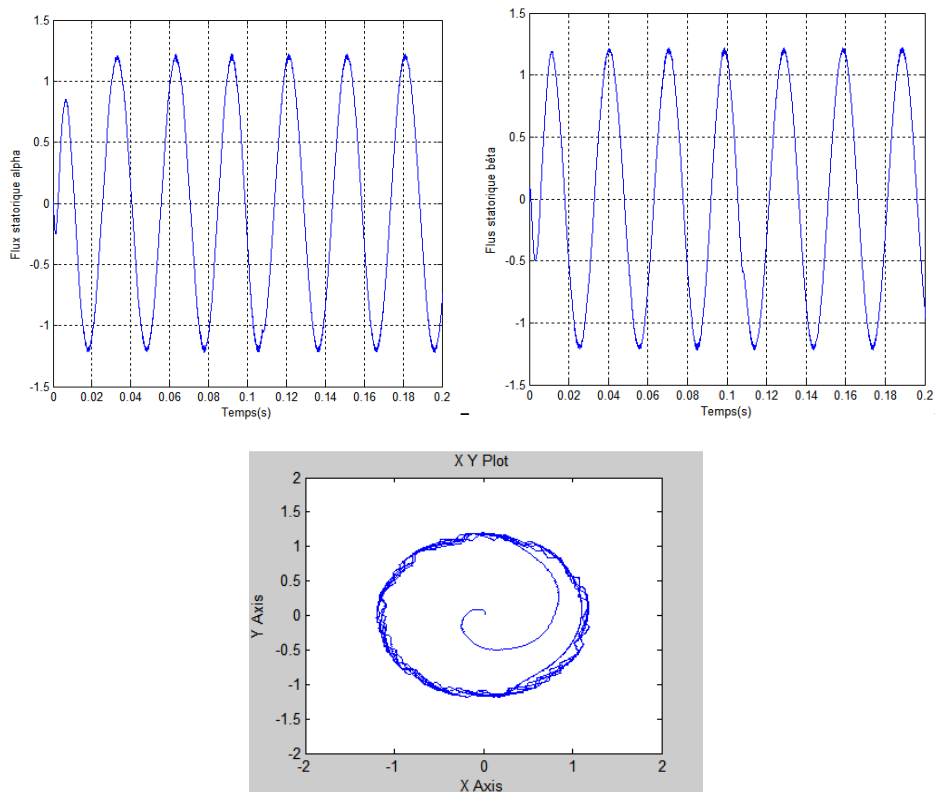


FIGURE 3.6 – Résultats de simulation avec basse vitesse

— Interprétation des résultats obtenus

D'après les résultats obtenus, on a remarqué un dépassement au niveau de la vitesse du moteur en régime transitoire après elle se stabilise et suit sa référence en régime établi.

Concernant le courant et le couple, notre remarque c'est la diminution par rapport au première essaie c'est à cause de la petit consigne de vitesse. Après l'application de la charge on observe qu'ils suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide.

C. Essai en inversion de sens de rotation

Afin de tester la robustesse du contrôle directe SVM par une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de (1000 mn/mn à -1000 tr/mn) à l'instant $t=1s$ après un démarrage en charge = $t=0.5s$.

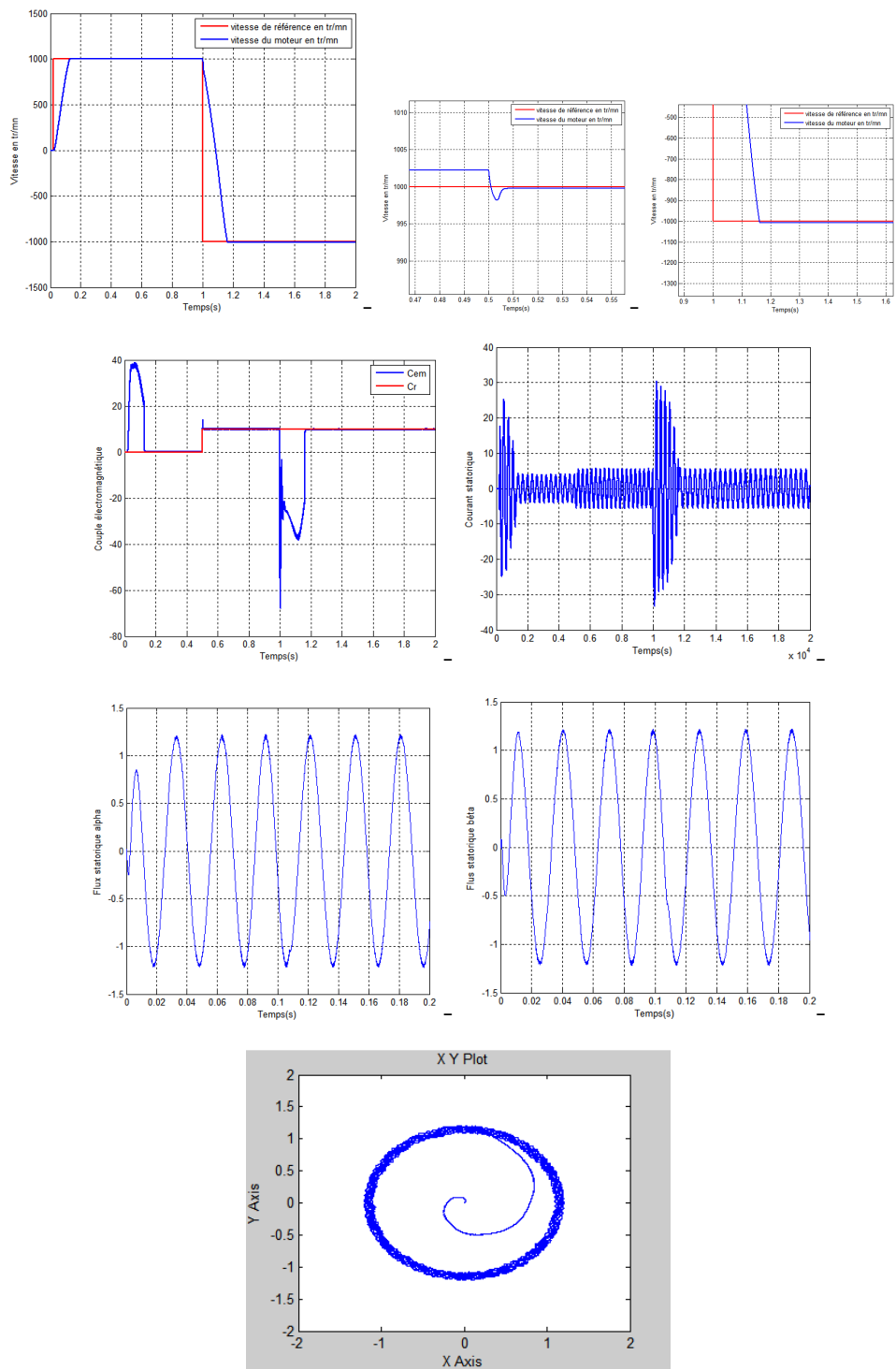


FIGURE 3.7 – Résultats de simulation en inversion de sens de rotation

— **Interprétation des résultats obtenus**

d'après les résultats obtenus on a le $0 \Rightarrow 1s$, donc ces aboutissement sont les mêmes résultats par rapport aux première partie car nous avons même sens de rotation et la même consigne .

A l'inversion de sens de rotation du moteur la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant qu'il suive sa référence et se stabiliser.

Le courant statorique atteint le pic en inversion de sens donc il a augmenté mais il se commence de se stabilisé dans son régime établie.

3.5 Commande DTC-SVM développée

dans cette partie, on va essayer d'améliorer le contrôle du flux à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

l'utilisation du comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le flux on aura :
si l'erreur est négative dans le flux : $\phi_s^* - \phi < 0$, dans ce cas on a :

$$\delta = \phi_s + \delta_D \tag{3.4}$$

si l'erreur est nulle : $\phi_s^* - \phi = 0$, dans ce cas on a :

$$\delta = \phi_s + \delta_m \tag{3.5}$$

si l'erreur est positive : $\phi_s^* - \phi > 0$, dans ce cas on a :

$$\delta = \phi_s + \delta_\alpha \tag{3.6}$$

avec : δ : c'est l'angle entre le vecteur de tension V_s et l'axe α .

Flux	-1			0			1		
Couple	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
L'angle δ	$\phi_s - \delta_d$	$\phi_s + \pi$	$\phi_s + \delta_d$	$\phi_s - \delta_m$	$\phi_s + \delta_m$	$\phi_s + \delta_m$	$\phi_s - \delta_\alpha$	ϕ_s	$\phi_s + \delta_\alpha$

TABLE 3.2 – Table du choix de l'angle du vecteur de tension V_s

3.6 Structure générale de la commande DTC-SVM développée

- Les composantes de la structure du DTC-SVM développée sont les suivants :
- Le bloc d'onduleur ainsi que l'alimentation continue .
 - Le bloc du moteur asynchrone d'estimation des grandeurs (flux et couple)
 - Le bloc qui calcule le module+l'angle
 - Les comparateurs à hystérésis (3 niveaux pour le couple et 3 niveaux pour le flux)et le bloc MLI vectorielle

La figure 3.9 va illustrer la structure générale de cette la DTC-SVM développée.[17]

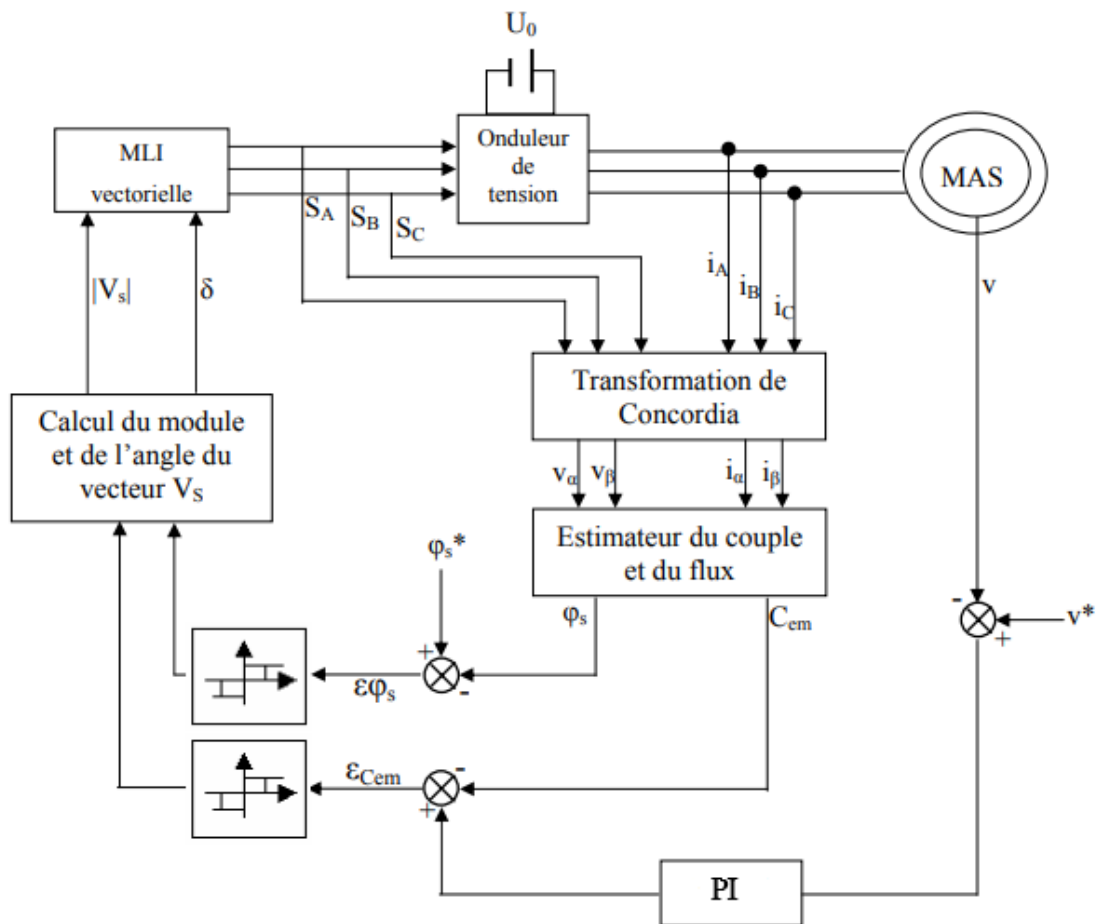


FIGURE 3.8 – Structure générale de cette la DTC-SVM développée

3.6.1 Schéma bloc de DTC-SVM développée

La figure 5.10 représente le schéma du montage avec MATLAB/SIMULINK,
 -la charge on a $C_r=10m.N$ appliqué à $t=0.5s$
 -La référence du vitesse est donnée en utilisant un 'signal builder', pour inverser le sens de rotation du moteur .
 Le seul changement c'était au niveaux du comparateur du flux.

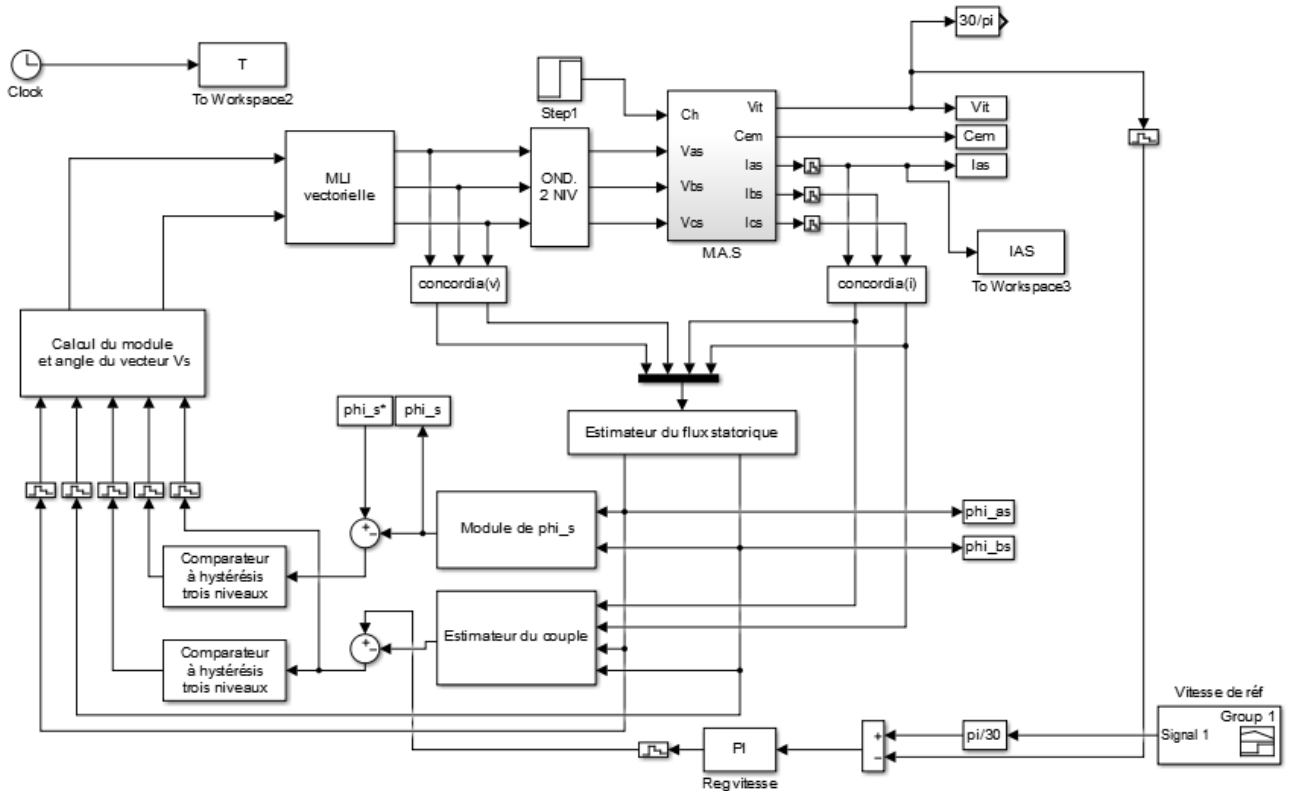


FIGURE 3.9 – Structure générale de cette la DTC-SVM développée

— A. Essai avec un seul sens de rotation

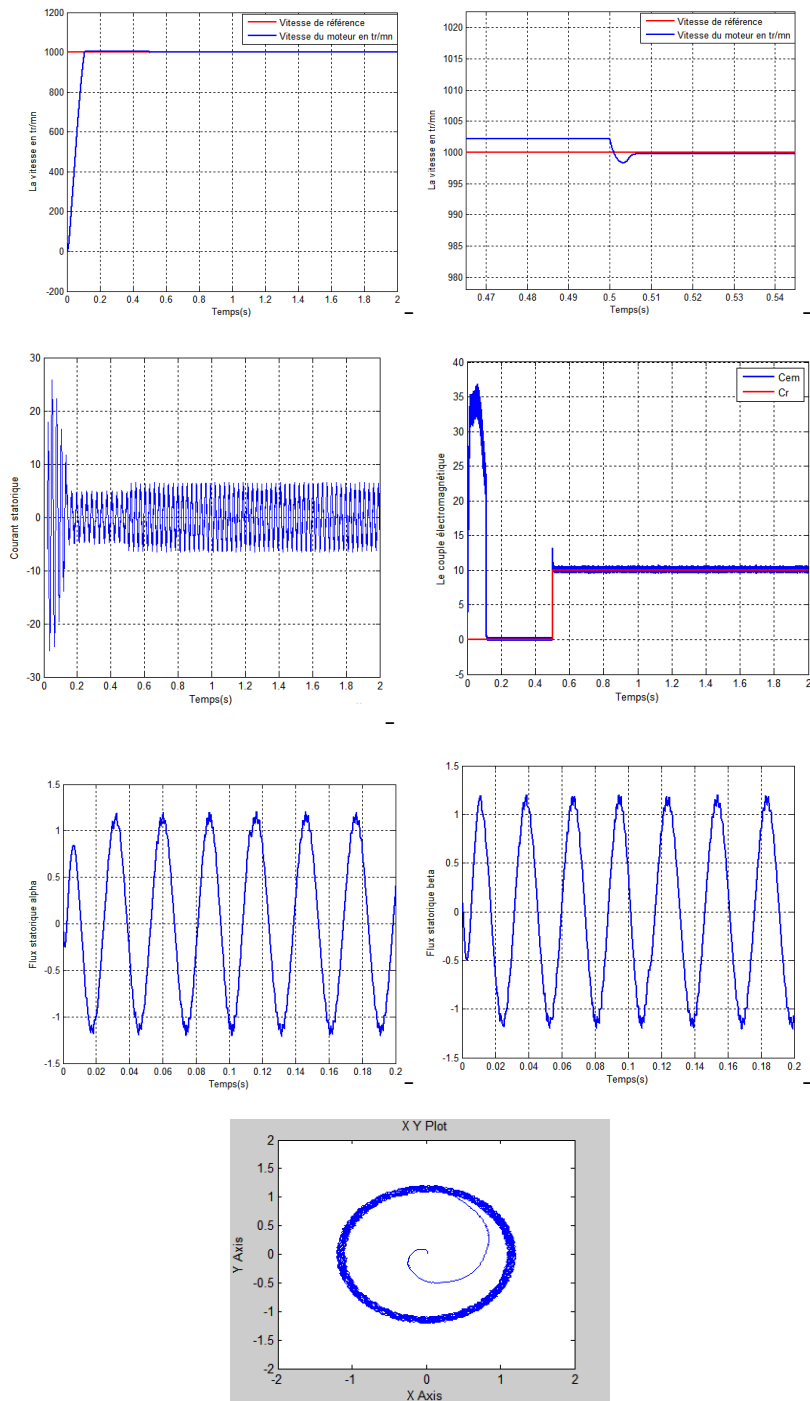


FIGURE 3.10 – Résultats de simulation d'un seul sens de rotation

— B. Essai en basse vitesse

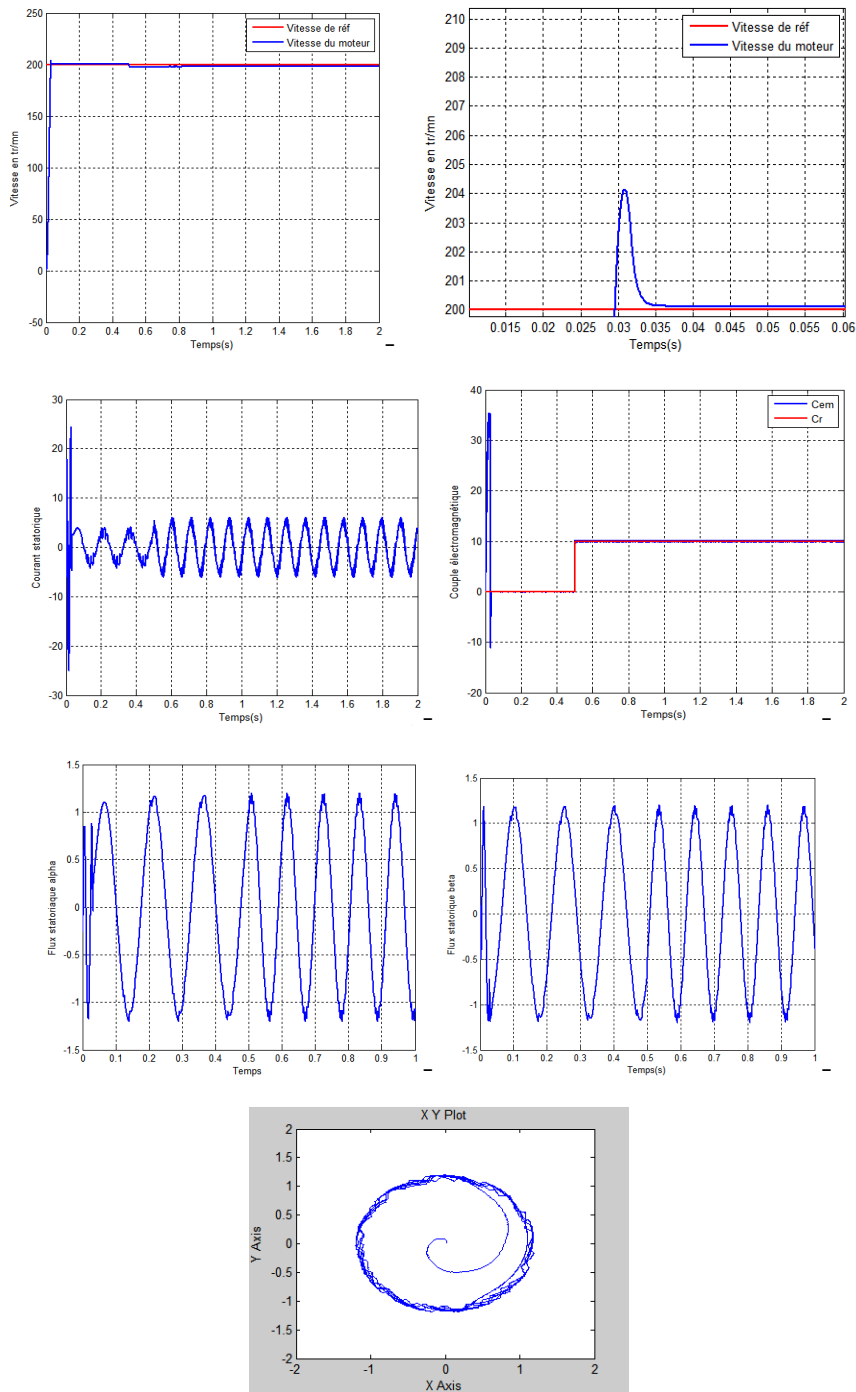


FIGURE 3.11 – Résultats de simulation en basse vitesse

— C. Essai en inversion de sens de rotation

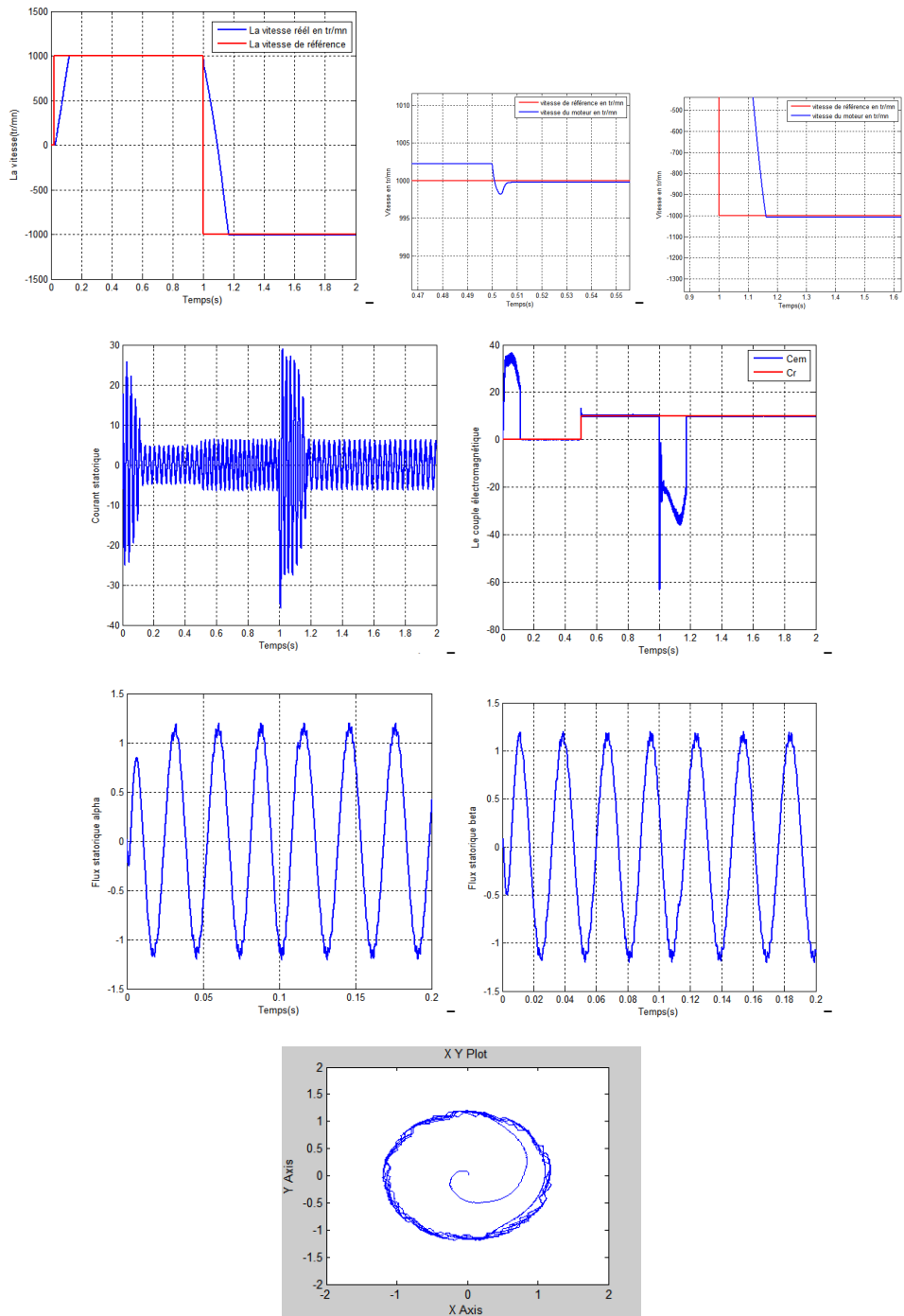


FIGURE 3.12 – Résultats de simulation en inversion de sens de rotation

— Interprétation des résultats obtenus

D'après les graphes obtenus de ces trois essais on détecte que :

Pour le graphe du vitesse, la réponse est rapide avec un dépassement nul.(sauf pour la basse vitesse à cause d'influence du terme résistif).

Le courant statorique en régime transitoire atteint une valeur élevée de 26A,après il se stabilise jusqu'à l'application du charge et l'inversion de sens.par conséquent la diminution importante du distorsion du courant .

Concernant le couple électromagnétique, on a un régime transitoire jusqu'à qu'il atteint sa valeur maximale et se commence a stabiliser. le couple suit sa référence avec une dynamique très rapide avec une réduction des ondulations.

Le flux statorique rejoindre sa référence avec une petite ondulation de 0.0008 Wb.donc on peut dire qu'on a une très bonne réduction d'ondulation de flux par rapport aux première partie. Donc on va dire que notre essaie a atteint les objectif souhaité tel que :

- La diminution des ondulations du flux plus de quatorze fois.
- Les ondulations du couple sont réduites.
- La distorsion à cause de MLI est clairement diminuée.

3.7 Conclusion

Ce chapitre est focaliser sur,l'étude la commande direct du couple parMLIvectorielleon utilisant les contrôleurs à hystérésis.

La première partie présente l'utilisant d'un contrôleur de deux niveaux pour le flux et trois niveaux pour le couple et on a soumis ce model en trois condition : un seul sens,bas vitesse et inversion de sens de rotation pour tester la fiabilité et la robustesse de notre système.

La deuxième partie c'était en utilisant un contrôleur de trois niveaux pour le flux et trois niveaux pour le couple afin d'améliorer les résultats obtenus spécialement pour le flux.

Les expériences que nous avons faites :L'essai en basse vitesse et l'inversion de sens de rotation nous ont permis de connaître l'efficacité et la robustesse de cette technique

La DTC-SVM a montré sa supériorité par rapport au DTC classique au niveaux des ondulations du couple et du flux et la qualité du courant.

Dans le chapitre suivant, on vas aborder une nouvelle technique concernant l'amélioration de la DTC à base d'intelligence artificielle : les réseaux neuronaux.

Chapitre 4

Amélioration de DTC par les réseaux de neurones

4.1 Introduction

La majorité des systèmes industriels sont difficiles à contrôler à cause de leurs complexités c'est pour ça on utilise les techniques de l'intelligence artificielle pour solver ces problèmes. les techniques de l'intelligence artificielle sont connues par leur pouvoir de résoudre les problèmes liés à l'automatisation des processus les techniques de l'intelligence artificielle industriels, tel que le contrôle, la commande, l'identification et l'estimation des paramètres des systèmes électriques.

C'est connu que à travers une commande d'une machine électrique, on peut produire certaines grandeurs désirées pour des applications spécifiques, car les machines électriques obéissent à la loi de la commande appliquée. Si cette loi ne prend pas en considération l'existence des paramètres internes et/ou externes, ou les conditions de fonctionnements qui sont généralement variables, elles ne peuvent pas réagir d'elles mêmes.

L'homme a réussi dans une grande partie de ces recherches à rendre leurs réactions similaires à celles de l'être humain, et c'est à ce moment-là que l'intelligence artificielle est introduite dans les commandes modernes. Bien que déjà présents dans d'autres sujets de recherche en électrotechnique et d'autres domaines, les réseaux de neurones présente un grand titre de cette intelligence artificielle et ne cessent guère de présenter de nouvelles applications dans le domaine de la commande des machines électriques.

dans ce chapitre d'amélioration de commande direct de couple par les réseaux de neurones. On commence par présenter une description théorique des réseaux de neurones artificiels, ensuite on va développer la commande directe neuronale de couple (DTNC) de la machine asynchrone . [8] [23] [27]

4.2 Réseaux neurones

Les techniques des réseaux de neurones artificiels est né dans les années 40 à partir d'une analogie avec le système nerveux humain [9]. Les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de W. S. McCulloch et W. Pitts [30]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Ils ont connu des débuts prometteurs vers la fin des années 50, mais le manque d'approfondissement de la théorie a gelé ces travaux jusqu'aux années 80 [2].

Un réseau de neurones artificiels ou réseau neuronal artificiel est un système dont la conception est à l'origine schématiquement inspirée du fonctionnement des neurones biologiques, et qui par la suite s'est rapproché des méthodes statistiques. Les réseaux de neurones sont généralement optimisés par des méthodes d'apprentissage de type probabiliste, en particulier bayésien. Ils sont placés d'une part dans

la famille des applications statistiques, qu'ils enrichissent avec un ensemble de paradigmes permettant de créer des classifications rapides (réseaux de Kohonen en particulier), et d'autre part dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle auxquelles ils fournissent un mécanisme perceptif indépendant des idées propres de l'implémenter, et des informations d'entrée au raisonnement logique formel. Leurs deux grands domaines d'application sont, d'une part, modélisation des circuits biologiques, ils permettent de tester quelques hypothèses fonctionnelles issues de la neurophysiologie, ou encore les conséquences de ces hypothèses pour les comparer au réel.

4.2.1 Neurone biologique

Un neurone, ou une cellule nerveuse, est une cellule excitable constituant l'unité fonctionnelle de la base du système nerveux. Les neurones assurent la transmission d'un signal bioélectrique appelé influx nerveux. Ils ont deux propriétés physiologiques : l'excitabilité, c'est-à-dire la capacité de répondre aux stimulations et de convertir celles-ci en impulsions nerveuses, et la conductivité, c'est-à-dire la capacité de transmettre les impulsions et un neurone biologique comprend :

- Le corps cellulaire, qui fait la somme des influx qui lui parviennent ; si cette somme dépasse un certain seuil, il envoie lui-même un influx par l'intermédiaire de l'axone ;
- L'axone, qui permet de transmettre les signaux émis par le corps cellulaire aux autres neurones ;
- Les dendrites, qui sont les récepteurs principaux du neurone, captant les signaux qui lui parviennent ;
- Les synapses, qui permettent aux neurones de communiquer avec les autres via les axones et les dendrites.[6]

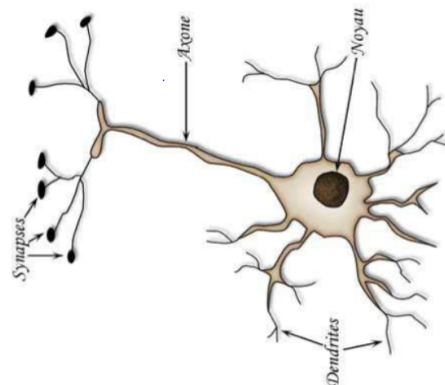


FIGURE 4.1 – Neurone biologique

4.2.2 Neurone formel

Le neurone formel est un modèle théorique de traitement de l'information inspiré des observations relatives au fonctionnement d'un neurone biologique, pour but de reproduire le raisonnement intelligent d'une manière artificielle [19] [23]. Analogie entre neurone biologique et neurone formel dans ce tableau :

Neurone biologique	Neurone formel
Synapses	Poids synaptiques
Dendrites	Variables d'entrées
Axone	Variable de sortie
Corps cellulaire (soma)	Fonction d'activation
Potentiel d'action	Potentiel d'activation

TABLE 4.1 – Analogie entre neurone biologique et neurone formel

Il existe plusieurs variantes du modèle défini par Mac Culloch et Pitts

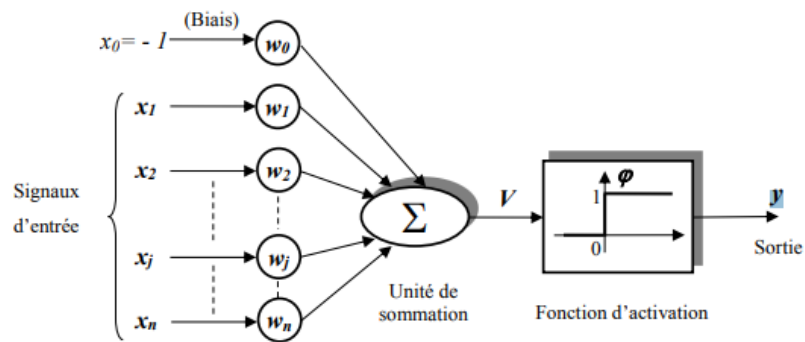


FIGURE 4.2 – Neurone artificiel

La figure 4.2 représente le modèle mathématique d'un neurone formel avec biais couramment exposée dans la littérature concernant les réseaux de neurones.

avec :

x_j : Représente la j ème entrée du neurone formel.

y : Sortie de neurone.

b : biais du neurone.

w_j : Paramètres de pondération.

f : Fonction de seuillage.

Σ : Somme pondérée des entrées x_j .

Il est constitué de trois éléments de base :

- un ensemble de liaisons, chacune caractérisée par un poids w_j (ou coefficient synaptique) correspondant à l'efficacité de la connexion, et une entrée x_0 particulière toujours égale à 1, qui permet d'ajouter de la flexibilité au réseau en faisant varier le seuil de déclenchement du neurone par l'ajustement de son poids, couramment appelé biais et noté b , lors de l'apprentissage et pour tel que : $w_0 = b$.
 - un additionneur, ou unité de sommation pour sommer les signaux pondérés,
 - une fonction d'activation à seuil pour limiter l'amplitude de la valeur de sortie.
- On associe des poids positifs aux connexions excitatrices et des poids négatifs aux connexions inhibitrices. Ces poids pondèrent les entrées et peuvent être modifiés par apprentissage

Ce modèle peut être décrit par deux équations :

- la première équation nous permettons de calculer le potentiel synaptique V , définit comme la somme de toutes ses entrées pondérées comparée par soustraction à la valeur du biais :

$$V = \sum_{j=0}^n w_j x_j = \sum_{j=1}^n w_j x_j - b$$

- l'autre la deuxième nous permettons de trouver la valeur y de sortie du neurone, obtenue par l'application de la fonction d'activation F au potentiel synaptique :

$$y = \varphi(V) = \varphi \left(\left(\sum_{j=1}^n w_j x_j \right) - b \right)$$

Ce neurone formel est un type booléen, ses entrées et sa sortie étant booléennes. Une modèle condensée peut être défini l'aide des notations matricielles, ainsi on représente [6] :

- les entrées du neurone i par le vecteur : $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$
- les poids des liaisons lui étant associées par le vecteur ligne : $W = [w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{in}]$

Le potentiel d'activation peut alors être transcrit sous la forme suivante :

$$V = \sum_{j=1}^n w_{ij} \cdot x_j - b_i = w_{i1} \cdot x_1 + w_{i2} \cdot x_2 + \dots + w_{in} \cdot x_n - b$$

ou encore, sous forme matricielle : $V = W.X - b$

La sortie du neurone est alors déterminée par application de la fonction d'activation : $y = \varphi(W.X - b)$

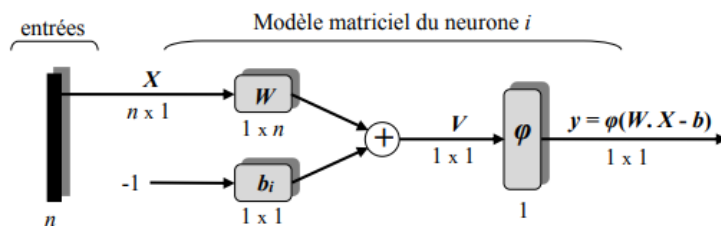


FIGURE 4.3 – Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel

4.3 Architecture des réseaux de neurones artificiels

L'architecture d'un réseau de neurones est l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Autrement dit, il s'agit de la façon dont ils sont ordonnés et connectés. Un réseau de neurones est en général composé de plusieurs couches de neurones, des entrées jusqu'aux sorties. Il y a deux grands types d'architectures de réseaux de neurones :

4.3.1 Réseaux de neurones non bouclés

"Feed-Forward Neural Network" Les réseaux de neurones non bouclés ou réseaux proactifs Ces types de réseaux ont leurs neurones organisés sous la forme d'une ou plusieurs couches successives, l'information circulant de la couche d'entrée vers la couche de sortie via d'éventuelles couches intermédiaires sans aucun retour en arrière.

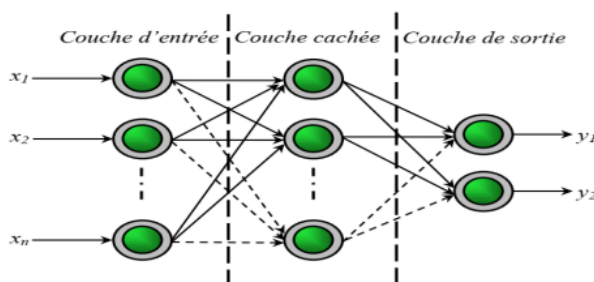


FIGURE 4.4 – Graphe représentant un réseau de neurones non bouclé

cette figure représente un réseau de neurones non bouclés à quatre entrées et deux sorties, avec une couche cachée comprenant trois neurones et une couche de sortie à deux neurones.

4.3.2 Réseaux de neurones bouclés

"Feed-back Neural Network" Les réseaux de neurones bouclés ou réseaux dynamiques ou réseaux récurrents (recurrent networks) sont caractérisés par une architecture à une ou plusieurs couches présentant des connexions entre neurones de la même couche ou vers des couches amonts. Ce sont des réseaux qui intègrent la notion de temps, en effet la sortie d'un neurone à un instant précis ne pouvant être fonction de sa valeur au même instant (principe de causalité), il est évident d'introduire des retards pour chaque boucle de retour.

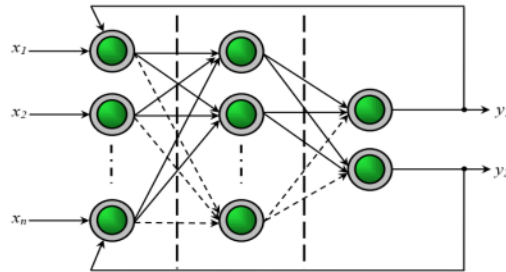


FIGURE 4.5 – Graphe représentant un réseau de neurones bouclé

4.4 Apprentissage des réseaux de neurones

C'est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré, c'est la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Elle ne concerne cependant pas tous les modèles, mais les plus utilisés. on peut facilement dire que l'apprentissage est la caractéristique essentielle des réseaux de neurones artificiels, ceux-ci en tant que systèmes capables d'apprendre mettent en œuvre le principe d'apprentissage par expérience, cette notion recouvre deux réalités : la mémorisation, et la généralisation. on peut citer comme types d'apprentissage :

4.4.1 Apprentissage supervisé

Un superviseur, fournit au réseau des couples d'entrées-sorties, c'est choisi lorsque l'on veut faire converger le réseau vers un état précis. On lui présente les couples de données entrées-sorties désirées et la modification des poids des connexions des différents nœuds est faite de manière à minimiser l'erreur entre les sorties désirées et les sorties obtenues, Pour ce type d'apprentissage, la règle la plus utilisée est celle de Perceptron :

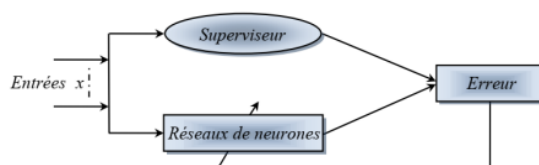


FIGURE 4.6 – Illustration de l'apprentissage supervisé

4.4.2 Apprentissage non supervisé

Dans cet apprentissage Le réseau est laissé libre de converger vers son état stable lorsqu'on lui présente le patron d'apprentissage, formé des seules valeurs d'entrée. Le réseau doit détecter des points communs aux exemples proposés selon un critère de similarité, et modifier les poids synaptiques des connexions (ou sa structure).

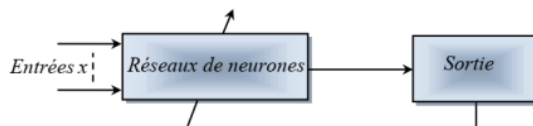


FIGURE 4.7 – Illustration de l'apprentissage non supervisé

4.4.3 Apprentissage semi-supervisé

cet apprentissage dispose d'aucun comportement de référence précis, au plus une évaluation qualitative de celui-ci. nous délivrons des exemples au réseau d'entrée et on lui assigne une récompense ou une pénalité. et le réseau doit agir de manière à trouver les réponses qui lui donnent un maximum de récompense.

4.5 Différents modèles des réseaux de neurones

Les travaux de nombreux chercheurs concernant les réseaux de neurones artificiels ont permis de développer une panoplie imposante de modèles, avec différentes architectures et des algorithmes d'apprentissage de plus en plus performants. On peut différencier ces modèles à l'aide des quelques critères suivants :

- la topologie des connexions,
- les fonctions d'activations utilisées,
- les types d'apprentissage et les algorithmes mis en œuvre,
- la nature des structures employées (fixe ou dynamique).

On distingue couramment, dans la littérature relative aux réseaux de neurones, les réseaux non bouclés (feed-forward) des réseaux bouclés (feed-back). Les modèles les plus fréquemment mentionnés sont exposés dans le tableau suivant :

Réseaux non bouclés (non récurrents)	Réseaux bouclés (récurrents)
Perceptron	Réseau d'Hopfield
Perceptron multicouche (PMC)	Modèle de Kohonen
Adaline	Réseaux ART(s)
Réseaux à fonction radiale de base (RBF)	

TABLE 4.2 – Modèle de réseaux de neurones les plus célèbres

Nous faisons, dans le cadre de ce travail, le choix des réseaux non récurrents de type Perceptron en vue de leur emploi pour l'identification et le contrôle. En effet, bien que ceux-ci soient de nature statique, pour considérer l'aspect dynamique d'un système, on ajoute des entrées supplémentaires correspondant aux valeurs antérieures de ses entrées et sorties.

4.6 Simulation en Matlab/Simulink

L'application d'intelligence artificielle dans cette partie concerne le régulateur de vitesse qui va être un régulateur neuronal.

La simulation étudiée sera la même avec la DTC classique sauf le changement du régulateur de vitesse.

Au premier lieu, on a lancé la simulation avec le régulateur PI pour importer les variables qui nous intéressent (l'erreur de vitesse et l'erreur de couple) de Simulink vers le Workspace du Matlab. La figure 4.8 nous montre le schéma bloc de simulation :

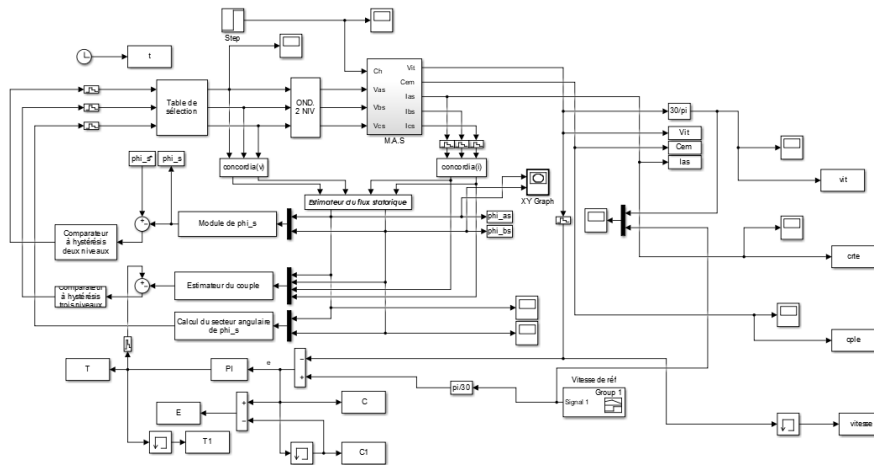


FIGURE 4.8 – Scéchéma bloc de simulation

Après l'importation de ces variables , on lance l'apprentissage et on obtient :

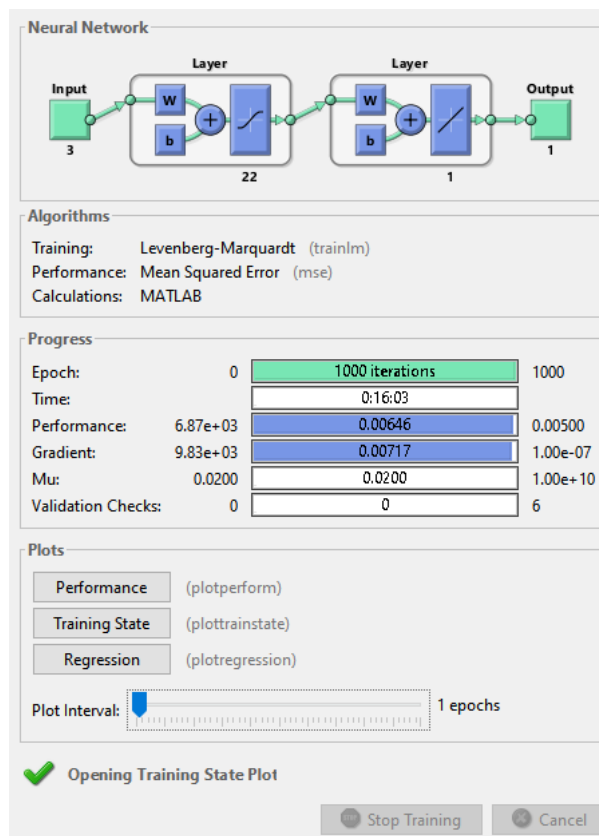


FIGURE 4.9 – Apprentissage du réseau de neurones l

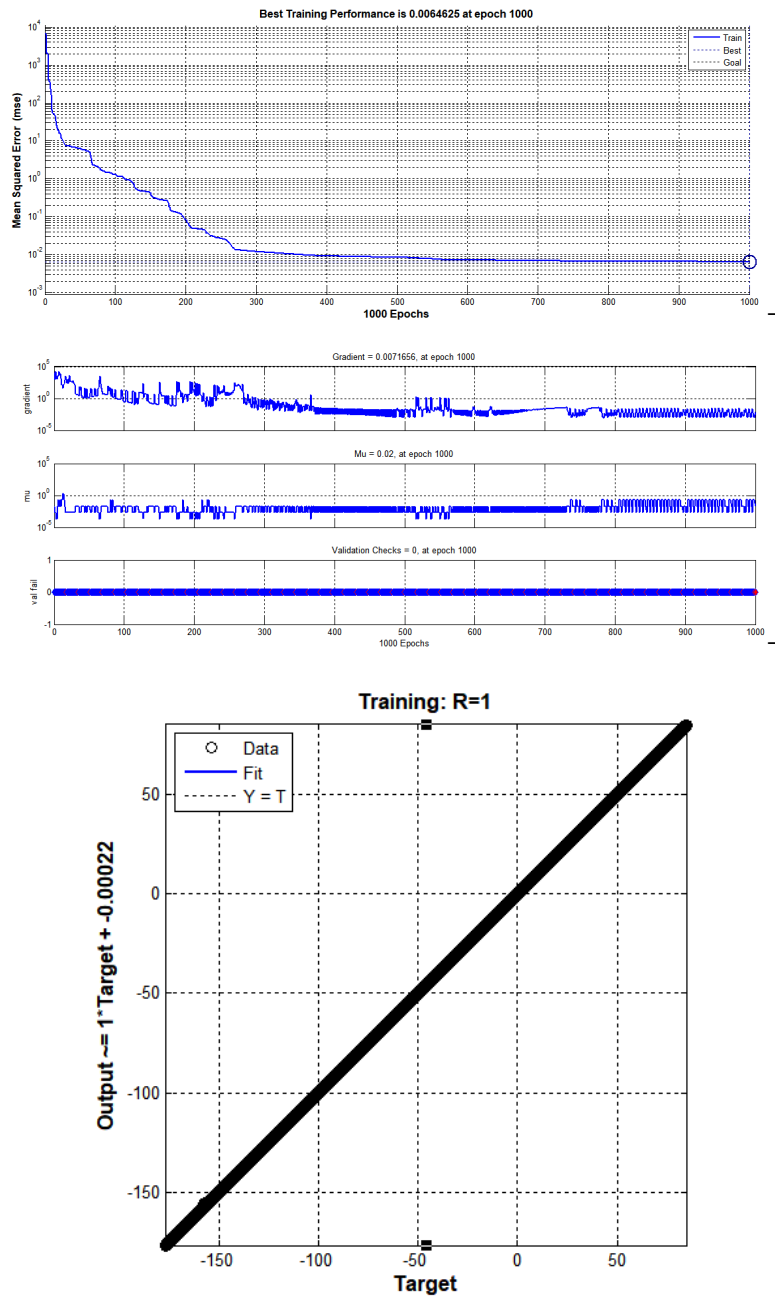


FIGURE 4.10 – Erreur, le performance et la régression obtenue lors de l'apprentissage

Donc après la fin de toutes itérations, le système va nous générer un régulateur neuronale qu'il faut le rajouter dans notre simulation au lieu de régulateur PI . donc le bloc de simulations finale sera illustré dans la figure 4.11 :

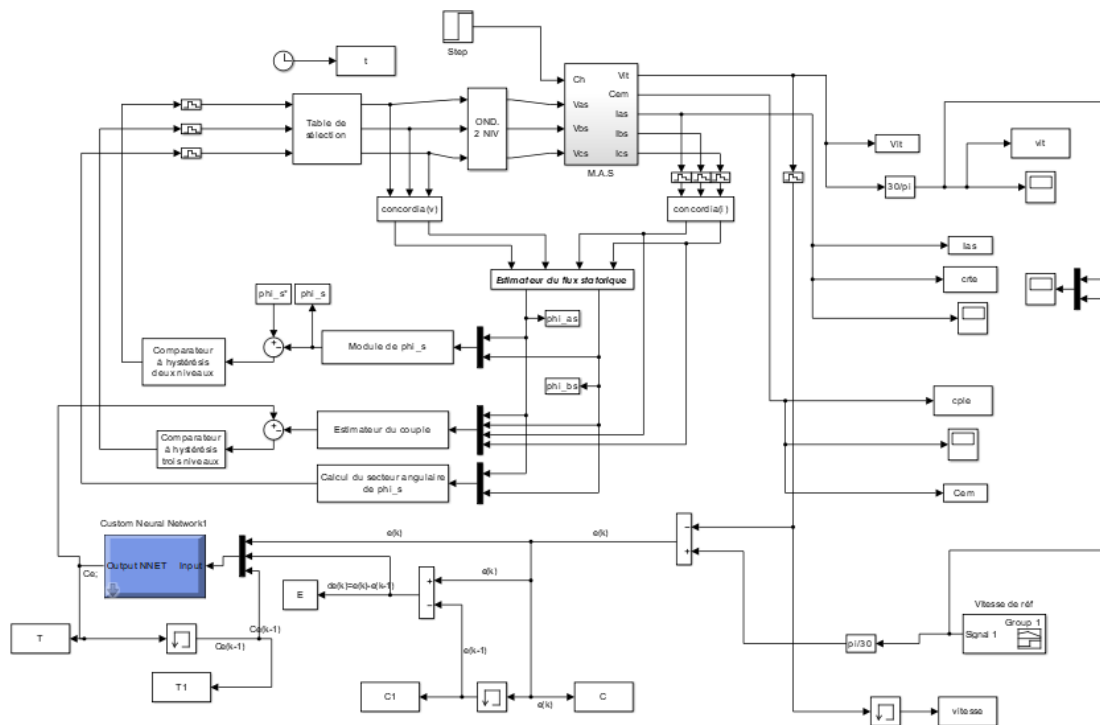


FIGURE 4.11 – Schéma bloc de simulation

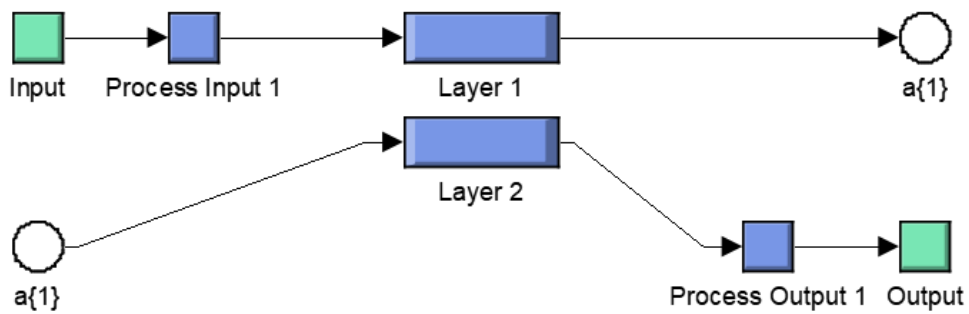


FIGURE 4.12 – Régulateur neuronal

— A. Essai avec un seul sens de rotation

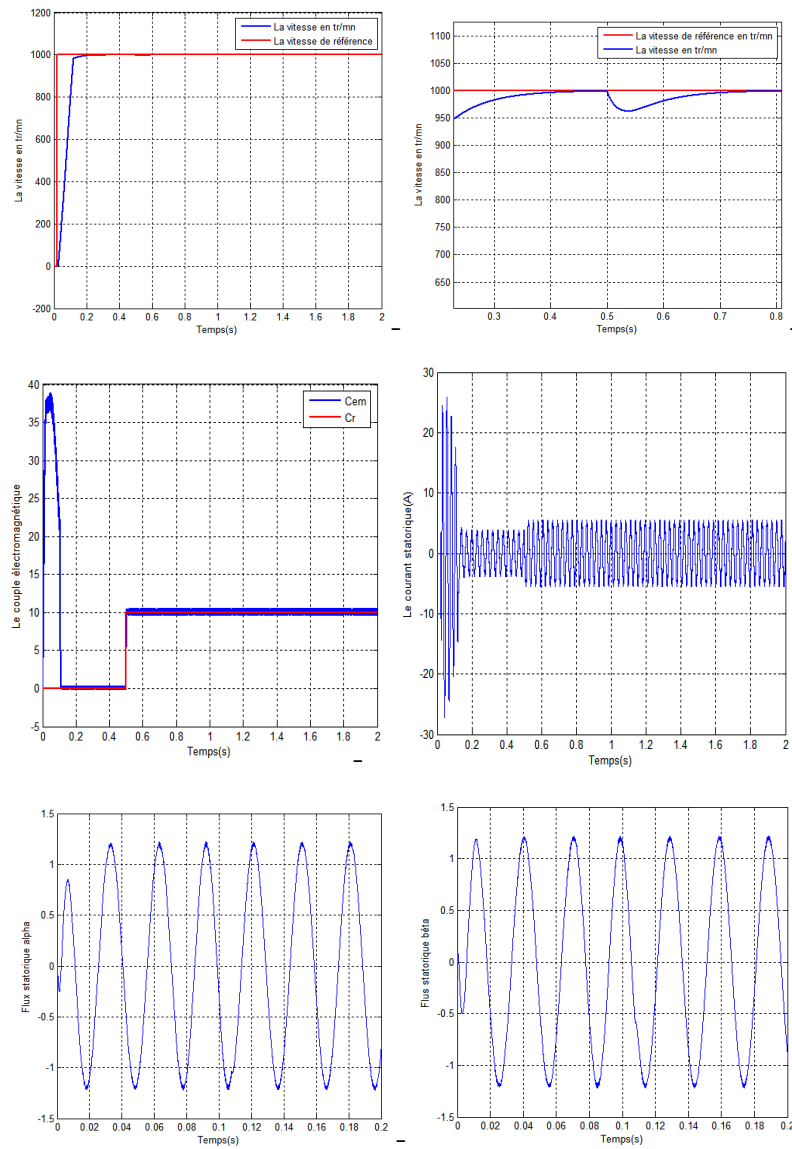


FIGURE 4.13 – Résultats de simulation en un seul sens de rotation

— B. Essai en basse vitesse

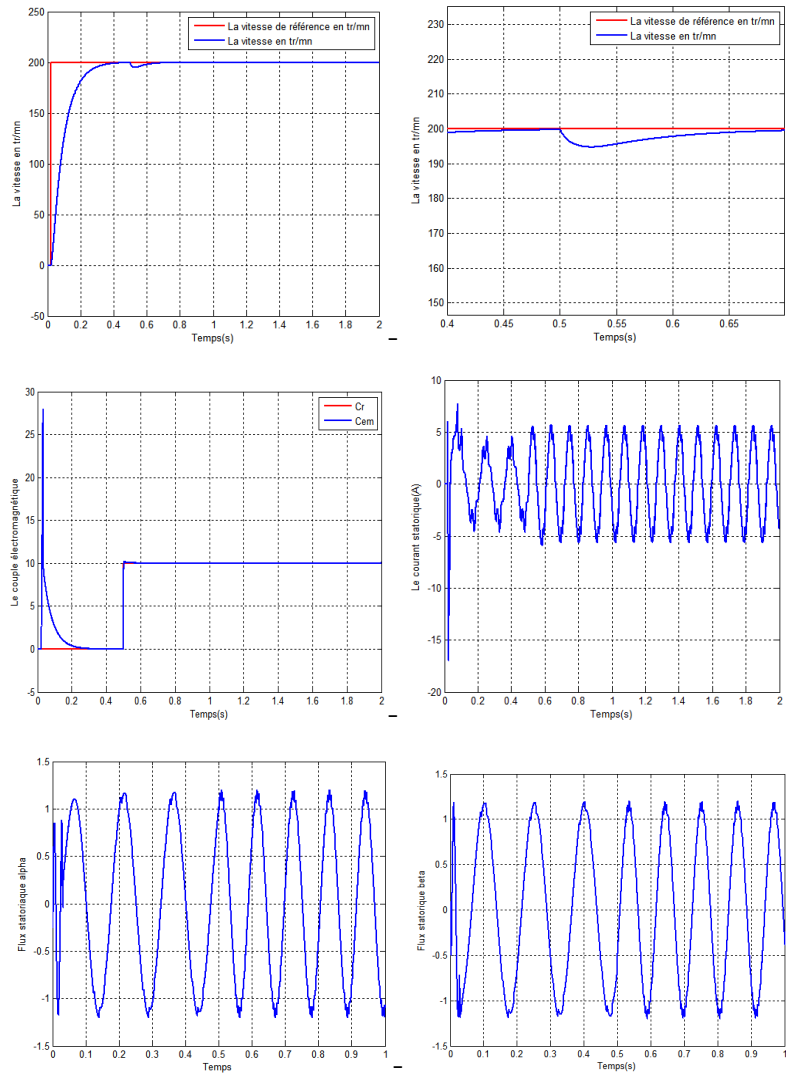


FIGURE 4.14 – Résultats de simulation en basse vitesse

— C. Essai en inversion de sens de rotation

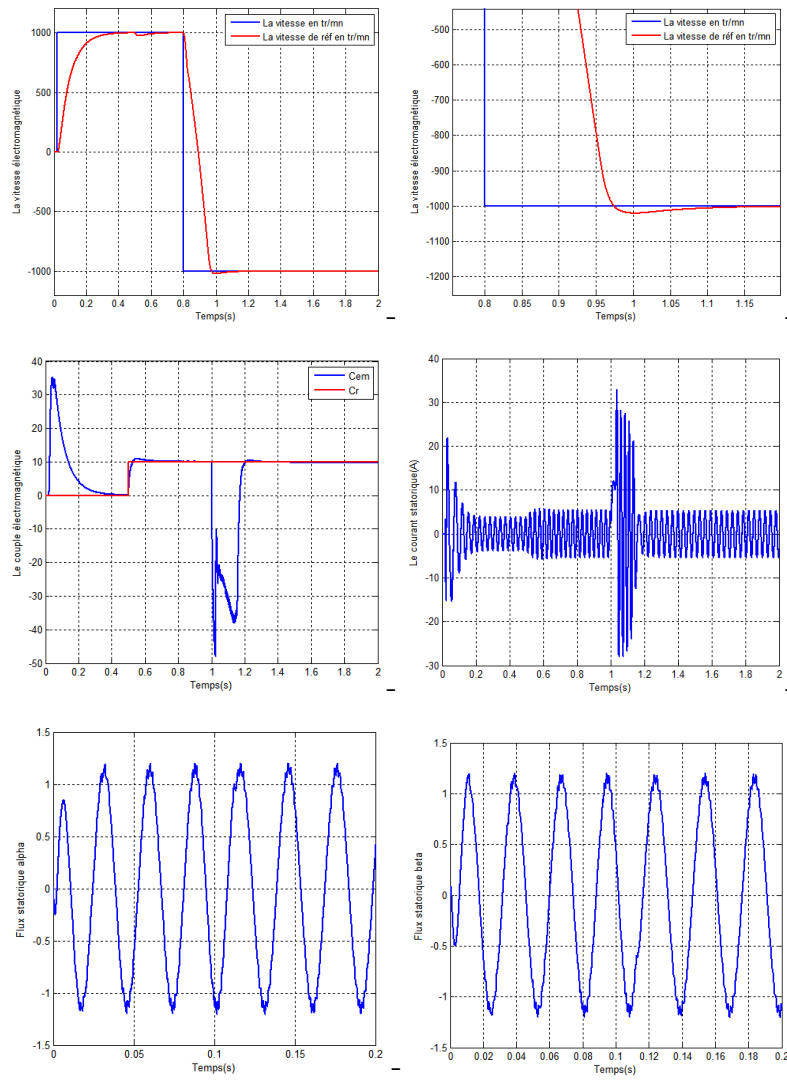


FIGURE 4.15 – Résultats de simulation en inversion de sens de rotation

Interprétation

Les figures 4.13, 4.14 et 4.15 représentent les résultats des simulations des trois essais : en 1000 tr/mn, 200 tr/mn et enfin par inversion de sens . avec une charge de 10. m.N. on remarque que :

Pour la vitesse, on remarque une bonne poursuite de la vitesse avec sa référence, par contre on a un dépassement léger lors de l'inversion de sens de rotation , avec un faible rejet de perturbation.

On remarque la diminution des ondulations du courant par rapport au DTC-classique.

- En 1000 tr/mn et 200 tr/mn : on remarque un régime transitoire au début et après un stabilisation. à $t=0.5s$, on observe l'augmentation du courant due à l'application de la charge.

- En inversion de sens c'est à dire en -1000 tr/mn : on remarque une appel forte du courant et qu'il atteint la plus grande amplitude égale à 33 (A) lors de l'inversion de sens et après il se stabilise en une valeur constante .

On observe que le couple électromagnétique suit précisément sa référence avec moins de dépassement en régime transitoire et une réduction d'ondulations par rapport au DTC classique.

- En inversion de sens toujours on a ce perturbation en moment de l'inversion donc on constate un dépassement qui a duré presque 20 ms, et puis le couple se stabilise avec sa référence .

Le flux statorique rejoint sa référence avec moins d'ondulations par rapport au commande direct étudiée en deuxième chapitre .

Donc d'après les résultats obtenus , on dit que :

- La diminution des ondulations du flux par rapport au DTC classique .
- Les ondulations du couple sont réduites .
- La forme du courant est améliorée.
- L'amélioration de la forme du couple et flux pendant la phase de démarrage , ce qui entraînera une diminution des vibrations mécaniques.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les techniques d'intelligence artificiel dont on a étudié les réseaux neuronaux, pour l'amélioration de la commande directe classique.

En commençant par un rappel sur les notions de base sur lesquelles repose la théorie des réseaux neurones.

Par la suite, on applique le régulateur neuronal à la commande directe classique pour voir si on a atteint les objectifs de ce chapitre.

Les résultats obtenus des simulations nous montrent l'efficacité du choix de ce type de commande à cause des performances améliorées par rapport au DTC classique, telle que le courant statorique en terme d'ondulation et forme de signal, d'abord on a eu une bonne réduction des ondulations du flux et du couple électromagnétique qui causera une diminution des vibrations mécaniques et par conséquent la réduction du bruit acoustique.

Dans le chapitre suivant, on va aborder une nouvelle branche des techniques d'intelligence artificiel qui sera la logique floue, où nous verrons si cela apportera des améliorations au mieux par rapport au DTC-neuronale.

Chapitre 5

Amélioration de DTC par La Logique Floue

5.1 Introduction

La théorie de la logique floue a été établie par L. Zadeh en 1965 C'est une branche de mathématiques basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. À ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. Ces notions ont permis de justifier et de démontrer certains principes de base de cette logique floue[8].

Le principe du réglage par la LF part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique basé sur des valeurs numériques et d'équations. Au contraire, il utilise des termes d'appréciation tels que « un peu trop chaud, roulez beaucoup plus vite, freiner à fond, . . . etc. » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Celles-ci sont, le plus souvent, acquises de façon empirique.[8]

L'approche floue trouve parfaitement sa place dans la régulation et l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitué entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique. L'intérêt de la commande floue est de faire entrer l'expert dans le processus [23].

ce chapitre consacrée à commande DTC à base de la logique floue. Il paraît nécessaire de commencer par présenter la logique floue et d'explicitier de manière simple sa mise en œuvre. Ensuite on va développer la commande directe floue de couple (DTFC) de la machine asynchrone.

5.2 Ensembles flous

La théorie des ensembles flous est basé sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous définis au préalable. Le contour de chaque ensemble flou de la figure (5.1) n'est pas "net", mais "flou" ou "graduel", ce qui différencie les deux théories sur les ensembles. Dans les ensembles flous, la permission qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble s'appelle le degré d'appartenance. ZADEH a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre : zéro, grand, négatif, petit. . . [27]

Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance μ .

Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leurs âges en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. Deux façons sont possibles pour éta-



FIGURE 5.1 – Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

blir cette classification. Contrairement à la 1ère représentation, la 2ième montre que les limites entre ces trois groupes ne varient pas soudainement, mais progressivement. Par exemple, une personne de 34 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur $\mu=0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble moyen avec une valeur $\mu=0.25$.

La figure 5.2 donne le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle « fonction d'appartenance ».

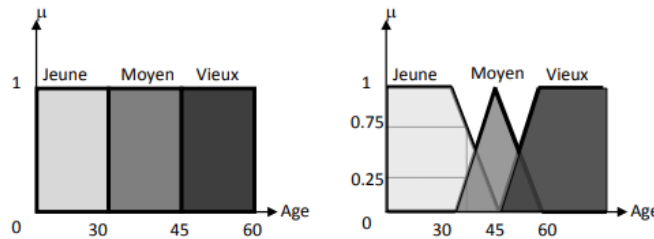


FIGURE 5.2 – Classification des personnes suivant leurs âges

On peut ainsi résumer la terminologie pour cet exemple dans l'illustration suivante :

Variable linguistique : âge

Valeur d'une variable linguistique : jeune, moyen, vieux...

Ensembles flous : jeune, moyen, vieux

Plage de valeurs : (0, 30, 45, 60...)

Degré d'appartenance à un ensemble flou E : $\mu_E(x) = a$, avec $0 < a < 1$.

5.3 Notions de base de la logique floue

5.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble floue

Soit un ensemble X continu ou non, fini ou infini, tel que $\ll x \in X \gg$ désigne un ensemble de X . A est un sous ensemble binaire ou ordinaire de X lorsque $A \subset X$. L'ensemble ordinaire A est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0, 1]$$

$$\mu_A(x) : \begin{cases} 1; & \text{Si } x \in A \\ 0; & \text{Sinon} \end{cases}$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe. Soit un référentiel X dénombrable ou non et x un élément de X , alors un ensemble flou A et X est un ensemble de couple tel que :

$$A = \{(x, \mu_A(x))\}$$

$\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de x à A . $\mu_A(x)$ est attribué à X par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné A . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle $[0,1]$. La fonction d'appartenance d'un ensemble flou A est définie par [23] :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0, 1] \\ X &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned}$$

Fonction d'appartenance

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré d'existence de ces variables aux différents sous-ensembles flous [26].

Les fonctions d'appartenance sont le plus souvent représentées par les fonctions triangulaires et trapézoïdales, donc par des segments de droite, et sont alors dites linéaires par morceaux, aussi elles sont très employées car elles sont simples et comportent des points permettant de définir les zones où la notion est vraie ou fausse, ce qui simplifie le recueil de l'expertise [22]. De façon générale, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. Cependant, les formes cloches et gaussienne peuvent être utilisées car elles donnent dans certains cas une meilleure représentation des ensembles flous [22].

Les graphes des fonctions d'appartenances les plus utilisées sont :

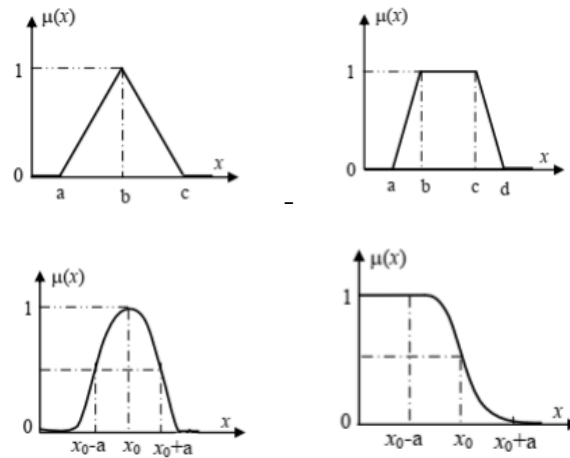


FIGURE 5.3 – Formes usuelles des fonctions d'appartenance

Raisonnement en logique floue

La logique floue permet le traitement souple de connaissances imprécises ou incertaines, ce qui serait impossible avec la logique classique [1]. Les systèmes basés sur la logique floue utilisent pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, encore appelées règles d'inférence.

Elles sont exprimées sous la forme [26] :

Si (prémisse) **Alors** (conclusion)

Nous aurons par exemple :

Si (température élevée **et** humidité importante) **Alors** (ventilation forte)

5.3.2 Commande par logique floue

La commande par logique floue est de grande actualité aujourd'hui car il sert le même objectif que les commandes classiques. En fait, cette approche peut souvent obtenir des résultats réglementaires très efficaces sans modélisation poussée. Contrairement aux régulateurs classiques, les régulateurs flous ne traitent pas de relations mathématiques bien définies (algorithmes paramétrés), mais utilisent l'inférence avec plusieurs règles, basées sur des variables linguistiques. La suite, on présente les bases générales de la commande par logique floue et la procédure de la conception d'un tel réglage. Ceci va permettre d'appliquer cette technique dans la commande des machines asynchrones.

Principes généraux d'une commande par logique floue

Pour bien résumé résume le fonctionnement de la commande par logique floue on propose la figure suivant ou elle comporte quatre blocs principaux : La fuzzification, la base de connaissance, l'inférence et la défuzzification.[27]

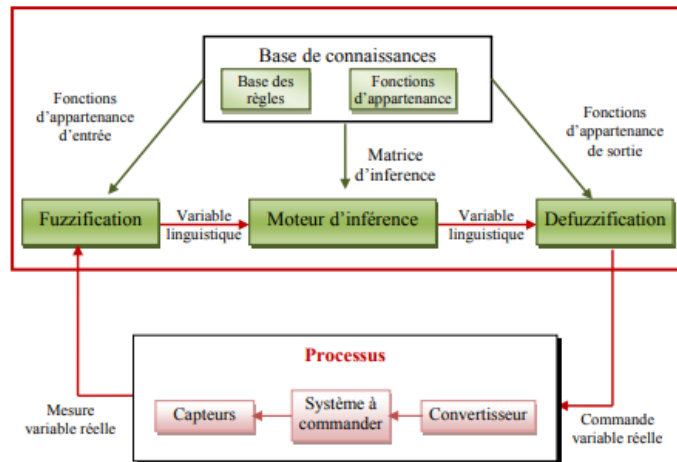


FIGURE 5.4 – Principe de la commande par logique floue

Les blocs cités au paravent permettent de générer respectivement les fonctions suivantes :

- 1) Bloc de fuzzification : Il établit d'une part les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées et d'autre part il effectue une conversion des données d'entrée en valeurs linguistiques convenables considérées comme l'étiquette des ensembles flous.
- 2) Bloc de base de connaissance : Il comporte une connaissance dans le domaine d'application ciblé et le résultat de commande prévu. Il est constitué par une "base de données" et une "base de règles linguistiques floues de commande". La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues. La base de règles représente la stratégie de commande obtenue par le biais des règles de commande linguistiques.
- 3) Bloc moteur d'inférence : C'est le cœur de la commande floue, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.
- 4) Bloc défuzzification : Il établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie et effectue une défuzzification

qui fournit un signal de commande non-flou à partir du signal flou déduit. Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes, la commande floue convertit les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traite avec les règles floues et reconvertit le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes.

Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont énumérés ainsi :

- La non-nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur,
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser),
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques,
- Deux solutions sont possibles pour l'implémentions d'une telle commande : solution logicielle (microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (fuzzy processeurs).
- Robustesse vis-à-vis les incertitudes.

Les inconvénients de la commande par logique floue sont résumés par :

- Aucunes méthodes formelles pour l'ajustement
- L'absence de guide précis pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à traiter), détermination de la phase de fuzzification, des inférences et de la défuzzification),
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances de l'opérateur souvent difficile),
- La cohérence des inférences est non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

5.4 Codage et décodage des entrées et des sorties

L'application de la Logique Floue aux systèmes exige une étape importante qui est le codage des entrées (fuzzification) et le décodage des sorties (défuzzification). Cette phase transforme les grandeurs d'entrée du régulateur flou en syntaxe linguistique de type : grand, petit, ... etc. Ce sont des termes que le régulateur utilise pour le traitement. Une fois le traitement flou est achevé on recourt à la transformation inverse. Le schéma sur la (figure 5.5) illustre cette phase de traitement.

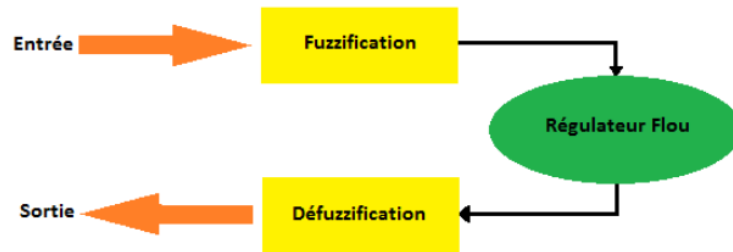


FIGURE 5.5 – Schéma d'un régulateur flou

5.5 Applications de la logique floue à la DTC

Dans une DTC classique, les paramètres de la Machine asynchrone sont supposés connus sur chaque instant. mais en réalité, ces paramètres ne le sont pas toujours, et c'est pour ça on doit estimer en temps réel les paramètres clés pour corriger l'information de la loi de commande qui en dépend. L'une des applications de la LF est d'estimer la résistance statorique, parce que la variation de cette dernière par échauffement par exemple peut affecter la robustesse et la stabilité de la DTC.

5.5.1 Synthèse d'un contrôleur PI flou

Fuzzification

Par soucis de simplicité et pour réduire le coût algorithmique et les temps de calculs, on privilégie souvent les formes triangulaire et trapézoïdale pour les fonctions d'appartenance. Toute fois le choix d'autres formes peut donner des comportements intéressants. La fuzzification des variables d'entrée et de sortie de contrôleur flou est illustrée par la figure (5.6). Chacune des trois variables linguistiques est représentée par cinq sous-ensembles flous [8] [3] :

- **NG** \equiv Négatif Grand.
- **NP** \equiv Négatif petit.
- **EZ** \equiv nul.
- **PP** \equiv Positif petit.
- **PG** \equiv Positif Grand.

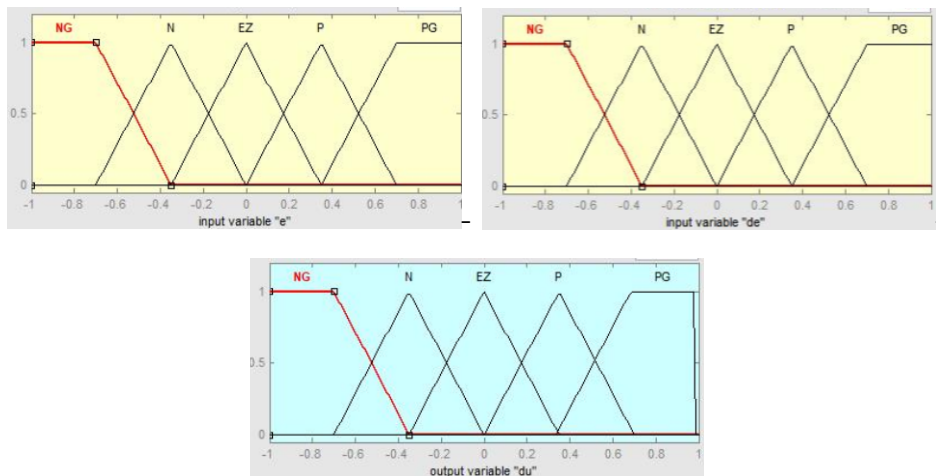


FIGURE 5.6 – Fuzzification des variables floues e , de , du

Les 25 règles d'inférence sont récapitulées dans le tableau :

		Δe				
		NG	NP	EZ	PP	PG
e	NG	NG	NG	NG	NP	EZ
	NP	NG	NP	NP	EZ	PP
	EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
	PP	NP	EZ	PP	PP	PG
	PG	EZ	NP	PP	PG	PG

TABLE 5.1 – Tableau des 25 règles d'inférence

Traitement numérique des inférences et défuzzification

pour le traitement numérique des inférences on adopte la méthode (MAX-MIN) sz mamdani : [3]

- opérateur **ET** : format du minimum
- opérateur **OU** : formation du maximum
- Implication **ALORS** : formation du minimum
- Agrégation : formation du maximum

Surface caractéristique

Les deux figures (figure 5.7) et (figure 5.8) c'est des représentations tridimensionnelles des fonctions caractéristiques $du=f(e,de)$ en coordonnées normalisées pour PI

fou et PI classique[3].

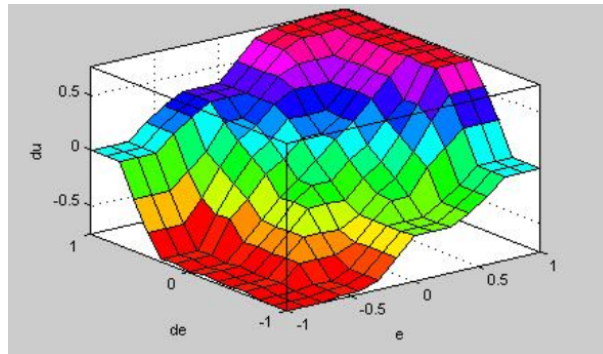


FIGURE 5.7 – Surface caractéristique du contrôleur PI Flou

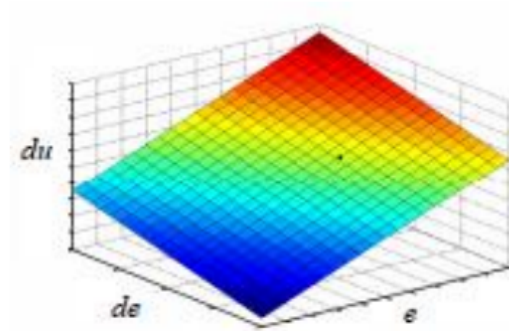


FIGURE 5.8 – Surface caractéristique du contrôleur PI Classique

on remarque que les non-linéarités introduites par le contrôleur PI flou

5.6 Simulation de la commande DTC floue

Comme les chapitres précédents, on va abordé les essais pour avoir vérifier la robustesse du système :essai en consigne de 1000 tr/m, essai en basse vitesse avec un consigne de 200 tr/mn, et la dernière essai c'est en inversion de sens de rotation en appliquant une consigne de 1000 à $t=0.02s$ et l'inverse c'est -1000 à $t=1s$. ces essais sont avec un couple de charge égale à 10 m.N.

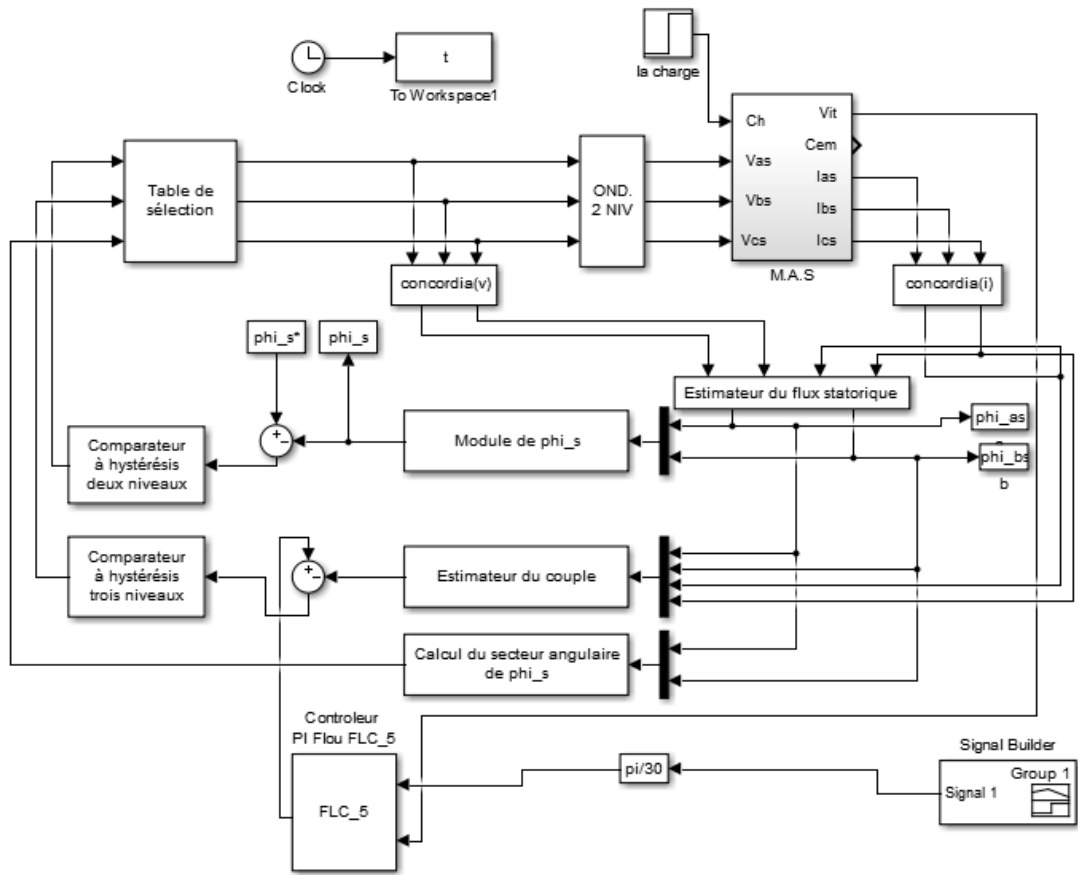


FIGURE 5.9 – Schéma bloc en Matlab/Simulink

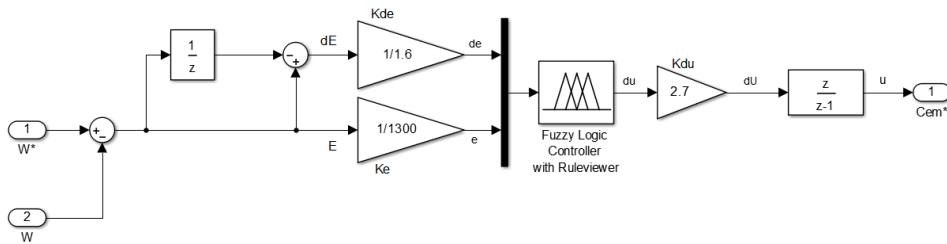


FIGURE 5.10 – Bloc PI flou

— A. Essai avec un seul sens de rotation

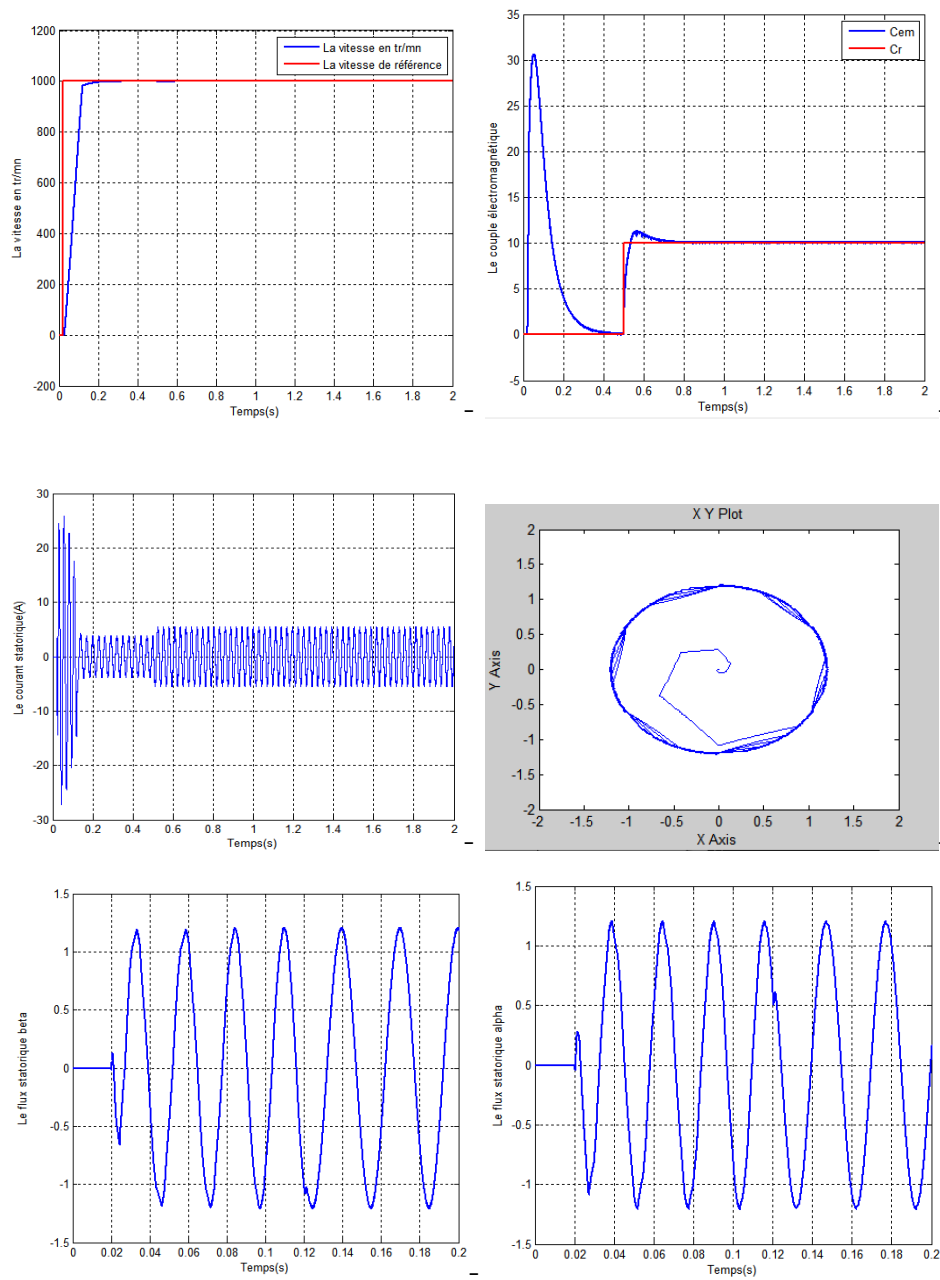


FIGURE 5.11 – Résultats de simulation d'un seul sens de rotation

B. Essai en basse vitesse

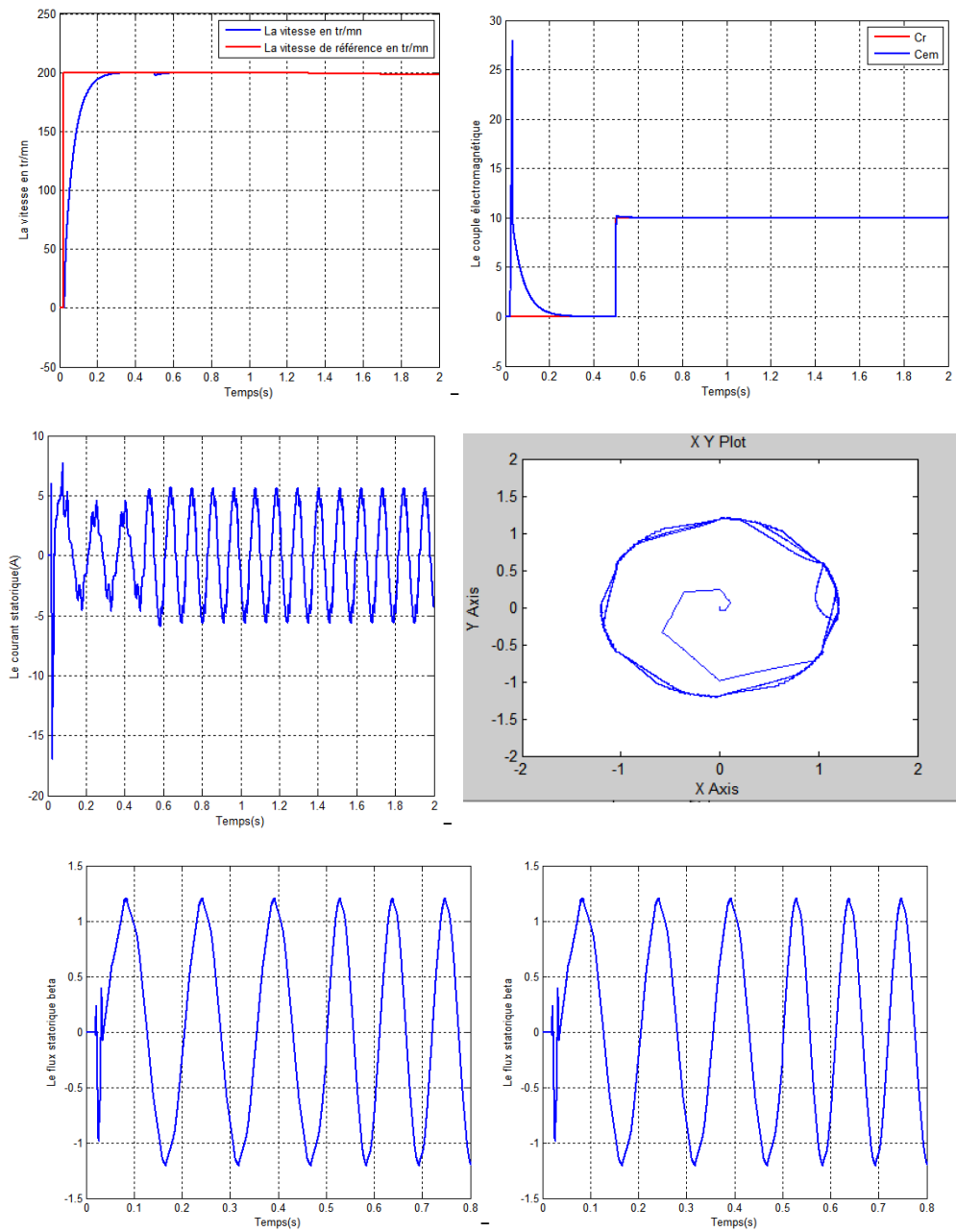
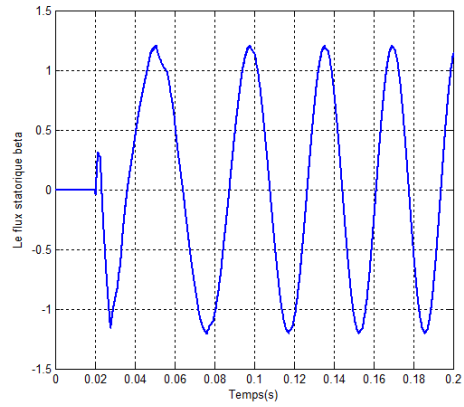
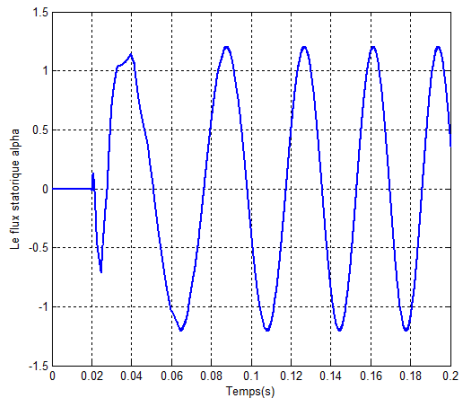
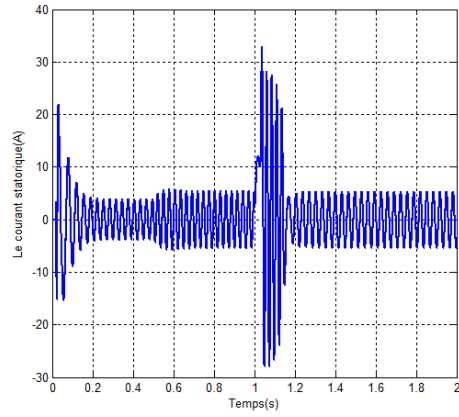
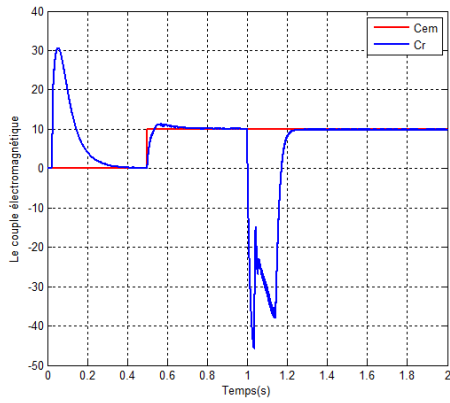
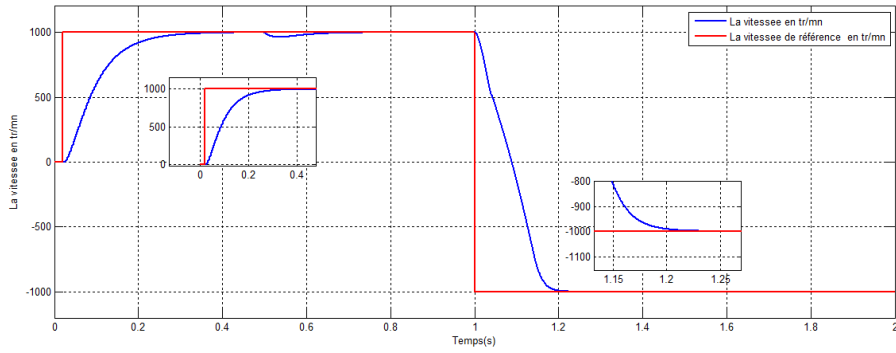


FIGURE 5.12 – Résultats de simulation en basse vitesse

C. Essai en inversion de sens



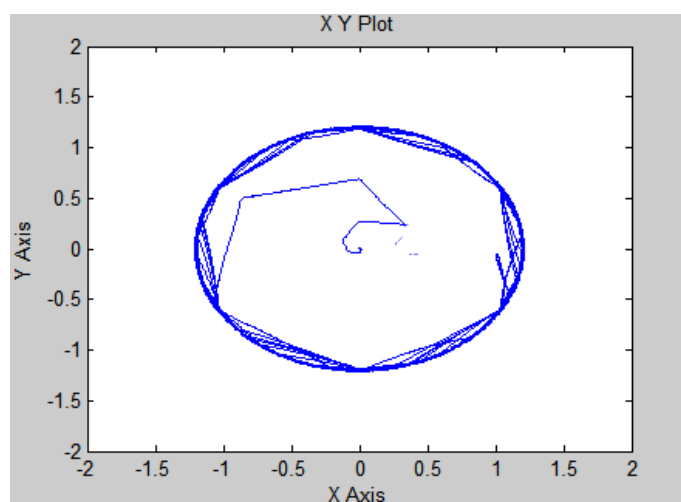


FIGURE 5.13 – Résultats de simulation en inversion de sens

Interprétation

Les figures 5.11, 5.12 et 5.13 représentent les résultats des simulations des trois essais : en 1000 tr/mn, 200 tr/mn et enfin par inversion de sens . avec une charge de 10. m.N. on remarque que :

Pour la vitesse, on a des résultats importantes, on observe la très bonne poursuite de la vitesse avec sa référence, spécialement à l'instant $t=1s$ ou on a inversé le sens, on constate la réponse très rapide sans dépassement . On remarque aussi un très peu de perturbation qui est autour de quelques tours/minutes.

On remarque la diminution des ondulations du courant et que la forme du signal est très proche à la sinusoïde.

- En 1000 tr/mn et 200 tr/mn : on remarque un régime transitoire au début et après une stabilisation. à $t=0.5s$, on observe l'augmentation du courant due à l'application de la charge.

- En inversion de sens c'est à dire en -1000 tr/mn : on remarque une forte augmentation du courant et qu'il atteint la plus grande amplitude égale à 33 (A) lors de l'inversion de sens et après il se stabilise en une valeur constante .

On observe que le couple électromagnétique suit précisément sa référence avec moins de dépassement en régime transitoire et une réduction d'ondulations par rapport au DTC classique.

- En inversion de sens toujours on a cette perturbation en moment de l'inversion donc on constate un dépassement qui a duré presque 20 ms, et puis le couple se stabilise avec sa référence .

Le flux statorique rejoint sa référence avec une petite ondulation de 0.005 Wb. donc on constate la réduction des ondulations par rapport à la commande directe étudiée en deuxième chapitre .

Le flux statorique est pratiquement constant et sa forme circulaire est plus nette et fine due à les comparateurs a hystérisis.

Donc on peut dire que notre essaie a atteint les objectif souhaité tel que :

- La diminution des ondulations du flux par rapport au DTC classique .
- Les ondulations du couple sont réduites .
- La distorsion à cause de MLI est clairement diminuée.
- L'utilisation du régulateur flou nous donne l'avantage de mieux contrôler la vitesse contrairement à le régulateur PI, autrement dit le PI-flou nous donne plus de choix.(le cas de l'inversion de sens.)

5.7 Conclusion

ce dernier chapitre,présente la technique de la logique floue a été exposées, dont l'objectif était l'amélioration de la commande directe du couple classique avec l'utilisation des intelligences artificielles.

En commençant par un rappelle sur les concepts de base sur les quels repose la théorie de la logique floue, Par la suite on a abordé les aux étapes de conception d'un régulateur flou afin d'introduire ce dernier dans la commande direct du couple tout en remplaçant le régulateur de vitesse PI-classique par un régulateur PI-flou dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique.

L'efficacité du choix de ce type de commande a été justifiée par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Les résultats obtenus montrent que la commande floue directe du couple présente des bonnes performances telles que la minimisation des ondulations au niveau du couple électromagnétique.

Conclusion générale

À travers ce travail présenté dans cette mémoire, nous avons la chance d'étudier et réaliser plusieurs améliorations pour la commande direct du couple DTC de la machine asynchrone. Cette technique de commande qui était introduite par (Takahashi.I) pour être un remplacement ou bien un alternative à la commande vectorielle. On a vu que la stratégie du DTC-classique présente plusieurs avantages par rapport au anciennes telles que la réponse dynamique très rapide du couple et la bonne poursuite avec la référence. Mais par contre elle a des inconvénients majeurs notamment la fréquence de commutation non constante, les ondulations et harmoniques concernant le courant, flux et le couple électromagnétique.

Donc nous nous sommes fixés les objectifs suivants :

- La diminution des ondulations du couple électromagnétique.
- La réduction de distorsions du courant.
- La diminution des ondulations du flux.

Dans la première partie de ce travail, nous avons étudié et modélisé le moteur asynchrone , le même moteur qui sera présent dans toutes les parties suivants.

La seconde partie était centré par l'étude du technique du DTC-classique en abordant les notions de base de cette commande et la simulation en Matlab/Simulink et la même chose concernant l'amélioration par SVM qui nous offre un meilleur contrôle du couple et du flux et permet de réduire les ondulations de ce dernier.

En fin , la dernière partie c'était l'étude théorique et la simulation des améliorations par l'intelligence artificiels ; Le réseau neuronale et la logique floue où on a montré leurs efficacité et leurs robustesse au niveau de rapidité , poursuite et leurs faible ondulations .

L'un des objectifs que nous sommes fixés est l'impémentation du commande direct dans des plateformes comme le Dspace Rti1104. Mais malheureusement

, nous avons pas pu le faire en raison des problèmes techniques rencontrés en pratique, ainsi que des contraintes de temps.

En fin, comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose :

- L'implémentation de ces techniques en Dspace.
- L'amélioration par l'utilisation de la méthode du décalage zonale.
- L'utilisation des comparateur à multiniveaux.
- L'utilisation du commande purement neuronale , c'est à dire un régulateur neuronale avec une table de sélection neuronal.
- L'utilisation du commande purement floue, c'est à dire un régulateur PI-flou avec une table de sélection floue.

La logique floue est une technique parmi les plus intéressants et les plus performants, le seul inconvénient c'est l'absence des outils qui prouvant la stabilité.

Bibliographie

- [1] A.BENTAALLAH : *Linéarisation entrée sortie et réglage flou d'une machine asynchrone avec pilotage vectoriel et observateur à mode glissant* Université de Relizane. 2005.
- [2] A.M.ARCKER : *Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance*. IEEE, Nabeul-Hammamet, Tunisia 1999.
- [3] A.MECHERNENE : *Notes de cours : Concepts de la logique floue M2 ELT* University Abu Bekr Belkaid Commande machine CE921.
- [4] A.MECHERNENE : *Notes de cours machines électriques approfondies M2 ELT*. University Abu Bekr Belkaid commande machine CE721.
- [5] A.MECHERNENE : *Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone. thèse présentée pour l'obtention du diplôme de doctorat de l'université des sciences de la technologie mohammed Boudiaf d'oran*. 2014.
- [6] A.MECHERNENE : *Notes de cours : Les réseaux de neurones artificiels (RNA), Master 2-ELT-SEMESTER 1-EC921* University Abou Bekr Belkaid. 2021.
- [7] A.MEROUFEL : *Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», thèse de doctorat, université D.Liabes, Sidi Bel-Abbas*. 2004.
- [8] B.MOKHTARI : *Magister en électrotechnique de l'université de Batna*. 2014.
- [9] E.GAUTHIER : *Utilisation des réseaux de neurones artificiels pour la commande d'un véhicule autonome, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble*. 1999.
- [10] BENNADJI et C.HAMIDA et R.HAOUMDI : *Contrôle direct de couple de la Machine, Thèse licence LMD centre université d'Eloued*. 2009.
- [11] J.LESSENE et F.NOTEL et G.SEGUIER : *Introduction à l'électrotechnique approfondie, Technique Et Documentation*. 1981.
- [12] M.KOSTENKO et L.POITROVSKI : *Machines électriques*. Machines Courant Alternatif, Tome II. Numéro 3ème édition. 1979.
- [13] A.RAHAL et M.FEDJIRI : *Contrôle direct du couple de la machine asynchrone, Mémoire d'ingénieur, université Msila*. 2004.
- [14] R.FADLI et N.AMRANI : *Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone. Mémoire d'ingénieur Université de Sétif*. 2000.

- [15] N.BRAHIMI et R.BENHAMI : *Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones* Mémoire d'ingénieur en électromécanique université de Msila. 2006.
- [16] BAKHTI et S.BENDAAS : *commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif* .Thèse d'ingénieur université de Batna. 2008.
- [17] F.AIMER : *Contribution à l'amélioration de la commande direct du couple de la machine asynchrone : utilisation de la MLI vectroielle* Université de saida . 2006.
- [18] F.NACERI : *La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension*,master université de Batna. 2000.
- [19] G.BUREL : *Réseaux de neurones en traitement d'images : des modèles théoriques aux applications industrielles* Université de Bretagne occidentale.1991.
- [20] G.DIDIER : *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*, Doctorat de l'Université Nancy-I. 2004.
- [21] L.BAGHLI : *Notes de cour : Techniques de commande électrique : modélisation et commande de la machine asynchrone* ,master M1-ELT-CE , semestre S2, EC812.université Abou bekr belkaid de tlemcen , faculté de technologie, Département de Génie électrique et Electronique (GEE). 2019.
- [22] L.BOUDJEMAA : *Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI-flou*. Université d'oran 2018.
- [23] M.HADJAB : *Du diplôme de Master Académique* université de m'sila. 2019.
- [24] R.CHERGUI : *Identification de la machine asynchrone triphasé* Mémoire Mémoire présenté pour l'obtention de Magister de l'Université de Batna. 2014.
- [25] R.KEDICHA : *utilisation de contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kal-man en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone : Application au diagnostic des défauts*, Thèse de magister, université d'El-oued. 2010.
- [26] R.SADOUNI : *Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile* université D.Liabes , SidiBel-Abbas 2005.
- [27] S.GDAIM : *Génie Electrique doctorat Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir*. 2013.
- [28] T.LAMECHE : *Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Com-mande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM* Thèse de magister université de Sétif. Thèse de magister. 2003.
- [29] W.BOUDJTAT : *Etude et simulation d'une machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension à commande MLI*, Master Université badji mokhtar-annaba.2017.
- [30] W.S.MCCULLOCH W.PITTS : *A logical calculus of ideas immanent in nervous activity*.1943.

Annexe A

Généralités sur les techniques d'identification

Pour identifier un système il faut obtenir une description du comportement de ce système et ça se fait à partir de données expérimentales. Un système étant un objet ou un ensemble d'objets dont nous voulons étudier ses caractéristiques.

Techniques d'identification du moteur asynchrone

Il y'a plusieurs techniques d'identification du moteur asynchrone On va citer :

Méthode de la plaque signalétique

Cette méthode, détaillé dans la référence, permet une estimation grossière et rapide des paramètres électriques de la MAS tout en employant les indications nominales de la plaque signalétique, telles que V_s , I_s , f_s , $\cos\varphi_s$ et g . En supposant que $L'r = M$ (Fuites totalisées dans le stator) et que la machine est sans pertes.

$$\sigma = \frac{1 - \cos \varphi}{1 + \cos \varphi}$$

$$l_s = \frac{V_s \sqrt{\sigma}}{I_s \omega_s}$$

$$\tau_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\sigma}}}$$

$$M = L'_r = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma}$$

$$L_s = M + l_s$$

$$R'_r = \frac{L'_r}{\tau_r}$$

Méthode des essais classiques

Cette méthode, consiste en la mesure par phase, des puissances actives P et réactive Q lors des essais effectués en régime permanent à puissance utile nulle : l'essai à vide ($g \approx 0$) et l'essai à rotor bloqué ($g = 1$). Les puissances mesurées sont utilisées pour évaluer les R_e et X_e de l'impédance d'entrée, qui sont en fonction des paramètres recherchés, comme suit :

$$R_e = \frac{P}{P^2 + Q^2} V_s^2 = \frac{P}{I_s^2}$$

$$X_e = \frac{Q}{P^2 + Q^2} V_s^2 = \frac{Q}{I_s^2}$$

Mesure des résistances

La résistance d'une phase statorique R_s est donnée directement en utilisant des ponts de mesure (méthode du zéro), ou indirectement par la méthode voltampère-métrique. Cette méthode consiste à alimenter une phase du stator par une source de tension continue et de mesurer le courant qui la traverse et la tension entre ses bornes. Etant donné son faible ordre de grandeur, le montage aval est plus approprié et le courant injecté ne doit pas dépasser 10% du courant nominal.

Essai à vide

Dans ce cas, la machine est alimentée à sa tension et à sa fréquence nominale, et tourne à vide, le rotor est en court-circuit dans les machines à bagues. Il existe cependant un couple résistant de très faible valeur équivalent aux pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation. De ce fait le glissement n'est pas tout à fait nul, les courants rotoriques sont négligeables et le flux dans l'entrefer est créé par le stator seul. On peut écrire alors que lorsque ($g = 0$)

$$\vec{V}_s = \vec{V}_{s0}$$

$$\vec{I}_r \approx 0$$

$$\vec{I}_S = \vec{I}_{S0} \approx \vec{I}_m$$

Cet essai permet de calculer R_{e0} et X_{e0} par la mesure de P_0 , Q_0 et V_{s0} soient :

$$Z_{e0} = R_{e0} + jX_{e0}$$

$$R_{e0} = \frac{P_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{s0}^2 = R_s$$

$$X_{e0} = \frac{Q_0}{P_0^2 + Q_0^2} V_{s0}^2 = \omega_s L_s$$

Essai à rotor bloqué

Dans cette essai aussi appelé « essai en court-circuit », le rotor est bloqué (en-roulement court-circuité, arbre bloqué). La vitesse de rotation étant nulle aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre, et le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine qui est relativement faible. L'essai doit être effectué à tension réduite de façon à limiter le courant à sa valeur nominale. En tenant compte de la réactance magnétisante $X_m = \omega_s M'$ qui est d'au moins d'un ordre de grandeur supérieur à la résistance rotorique $R_{r'g=1}$.

Les composantes R_{ecc} et X_{ecc} de l'impédance d'entrée en court-circuit, qui sont en fonction des paramètres du, sont calculées à partir des mesures P_{cc} , Q_{cc} et V_{cc}

$$R_{ecc} = \frac{P_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = R_s + \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s T_r}{1 + \omega_s^2 T_r^2}$$

$$X_{ecc} = \frac{Q_{cc}}{P_{cc}^2 + Q_{cc}^2} V_{scc}^2 = \omega_s L_s + \omega_s L_s (1 - \sigma) \frac{\omega_s^2 T_r^2}{1 + \omega_s^2 T_r^2}$$

Autres méthodes

- Méthode des moindres carrés
- Méthode de l'intelligence artificielle - Les algorithmes génétiques
- Méthode des variables instrumentales
- Méthode du gradient
- Méthode des moindres carrés récursifs

Caractéristiques nominales du moteur asynchrone

Grandeurs nominales		
Tension nominale	220 / 380	Volts
Puissance nominale	1500	W
Fréquence nominale	50	Hertz
Vitesse nominale	1420	tr/mn
Courant nominal	3,7 / 6.5	A
Couple nominal	10	N.m

Paramètres nominaux		
Résistance statorique	4.850	Ω
Résistance rotorique	3.805	Ω
Coefficient d'inductance statorique	0.274	H
Coefficient d'inductance rotorique	0.274	H
Coefficient d'inductance mutuelle	0.258	H
Nombre de paires de pôle	2	/
Coefficient de frottement	0.0114	kg.m ²
Moment d'inertie total	0.031	N.s/rad

Type : Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

Annexe B

Modélisation de l'onduleur de tension

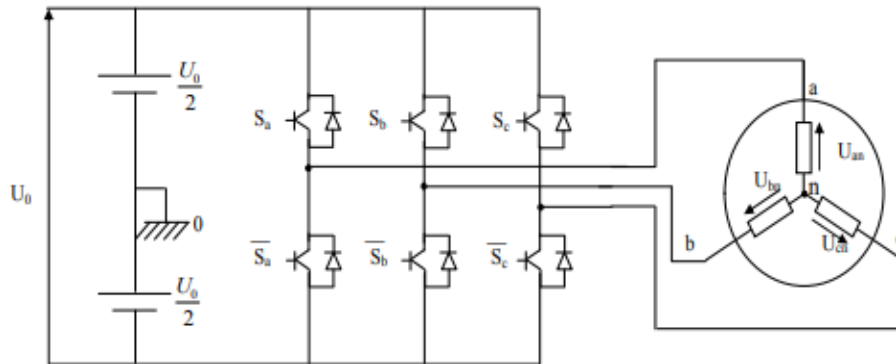


Schéma d'un onduleur triphasé

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (1)$$

U_{ao}, U_{bo}, U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} - U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} - U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} - U_{no} \end{cases} \quad (2)$$

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors [MT] :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (3)$$

La substitution de (3) dans (2) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (4)$$

En remplaçant (4) dans (2), on obtient [MT] :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (5)$$

On peut écrire le système d'équation (5), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a [MT] :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2.S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (6)$$

Contrôle de l'onduleur par la méthode de MLI

La technique de MLI Basé sur l'adoption de une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal modulatrice de forme sinusoïdal avec un signal porteuse de forme triangulaire, les sorties du comparateur sont connectées aux interrupteurs (Sa,b,c). L'onduleur de tension à MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signal de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde est obtenue en comparant un signal de 50Hz avec un signal à dent de scie. La forme d'onde obtenue à la sortie est illustrée par la figure :

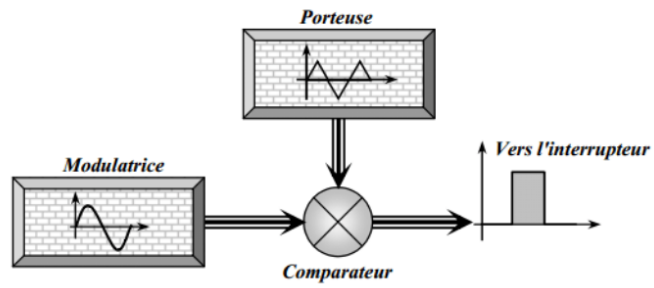
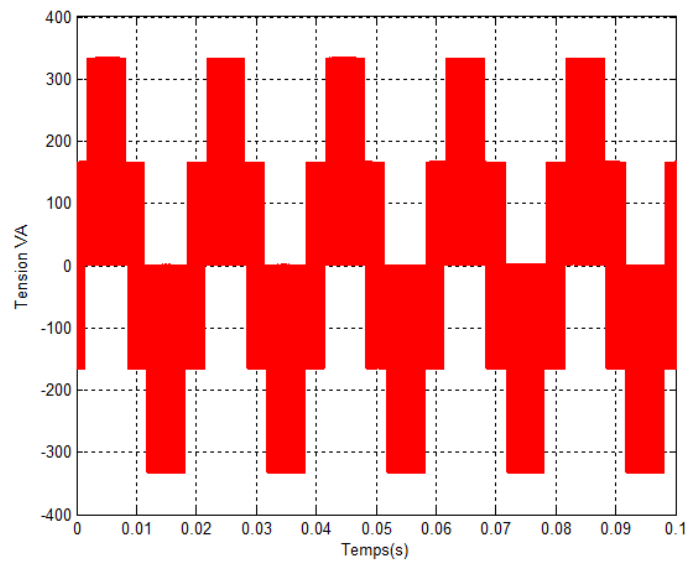


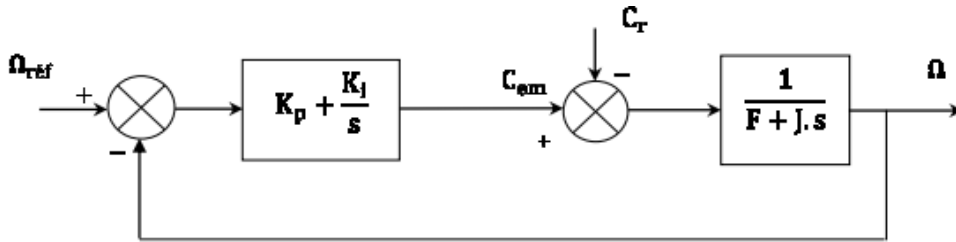
Schéma synoptique de la MLI



Forme d'onde à la sortie de l'onduleur

Régulateur de vitesse

Concernant la régulation du vitesse, on a utilisé le régulateur PI classique. c'est un correcteur proportionnel auquel on ajoute l'action Intégrale. L'intérêt principal de ce correcteur est d'ajouter dans la chaîne de commande une intégration qui annule l'erreur statique pour une entrée échelon.



Boucle de régulation de vitesse avec régulateur Pi

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte « FTBO » lorsque $C_r=0$ est donnée par :

$$FTBO(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J.s + F} \right) = \frac{K_p.s + K_i}{s.(J.s + F)} \quad (7)$$

-donc La fonction de transfert en boucle fermée « FTBF » est donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s + \frac{K_p + F}{K_p K_i} .s + 1} \quad (8)$$

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} .s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{F + K_p}{K_i} s + 1} \quad (9)$$

-Dans le cas d'un système régulé régit par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur « K_p, K_i » seront en fonction de deux grandeurs :

- Coefficient d'amortissement : ζ
- Pulsation naturelle (propre non amortie) : ω_n

-En identifiant la FTBF (s) à la forme standard d'un système de second ordre F (s), tel que :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} .s + 1} \quad (10)$$

-L'identification des gains du régulateur PI est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} \frac{F+K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\zeta K_i - F\omega_n}{\omega_n} \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases}$$

-Pour un coefficient d'amortissement $\zeta = 0.707$ et une pulsation naturelle $\omega_n = 156 \text{rad/s}$, on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 40.023 \\ K_i = 2.801 \end{cases}$$

Annexe C

Comparaison entre les techniques de commande

Ci-dessous, nous allons comparer les performances des techniques de commande étudiées dans ce travail.

La comparaison sera entre la commande DTC classique avec les améliorations intelligentes, c'est à dire : **DTC classique** avec la **DTC-floue** et la **DTC-neuronale**. Remarque : on a pas introduit la DTC-SVM que pour mieux incarner notre thème qui était centré par l'amélioration par l'intelligence artificiel tandis que la SVM n'est pas une technique d'intelligence artificielle. donc la figure 5.14 représente le performance des trois technique concernant le flux statorique :

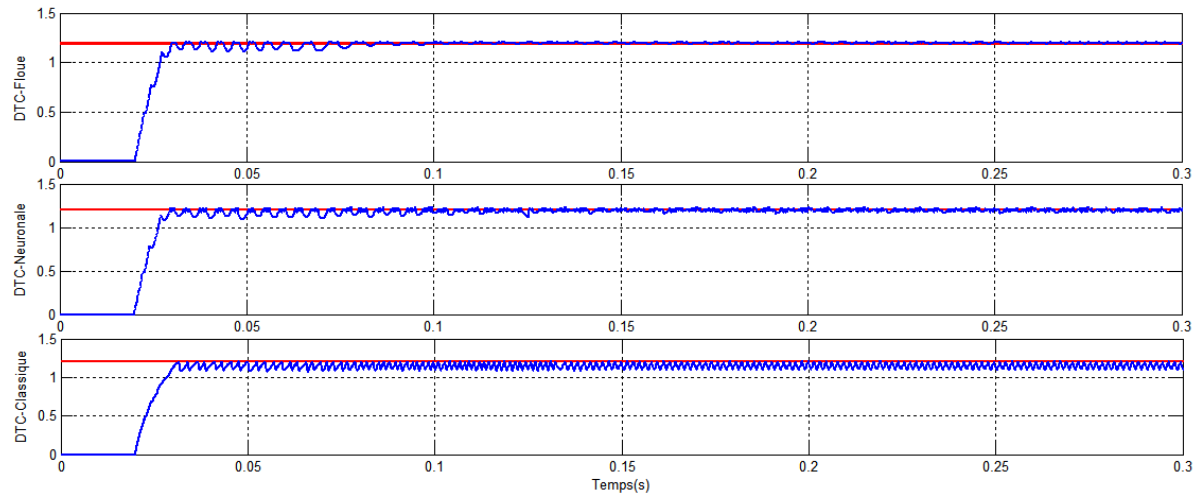


FIGURE 5.14 – Comparaison du flux statorique

D'après la figure 5.14 on remarque la réduction importante des ondulations du flux par rapport la DTC-classique .

Ce qui semble évident c'est que la meilleur résultats au c'était pour la DTC-Floue

D'autre part, la figure 5.15 illustre le performance des trois technique concernant le couple électromagnétique :

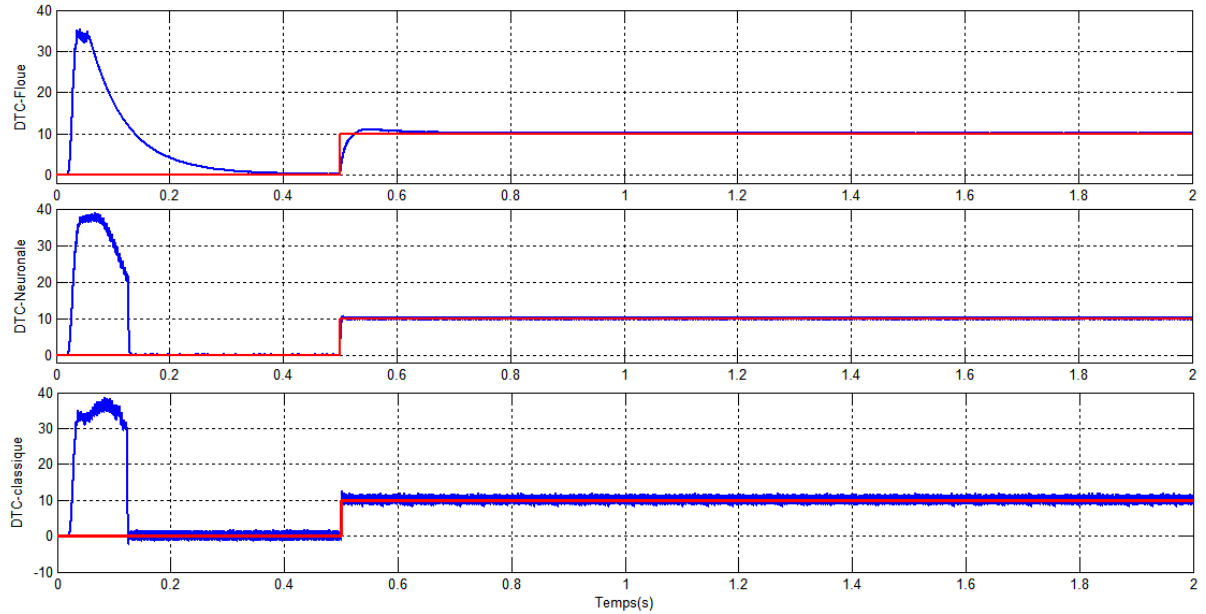


FIGURE 5.15 – Comparaison du couple électromagnétique

D'après la figure 5.15 on remarque la réduction importante des ondulations du couple par rapport la DTC-classique .

Donc la même impression c'est que la meilleur résultats au c'était pour la DTC-Floue .

Donc on déduit que après notre travail, nous sommes arrivés à une conclusion c'est que la DTC-Floue c'était la meilleur technique de commande au terme d'ondulationsdu couple et flux , et même le temps de réponse c'était le plus rapide ,

et on régime transitoire en remarque l'amélioration du signal du couple , c'est à dire moins des vibrations mécaniques et les bruits acoustiques.

Et d'après ce qu'on vu , la chose impressionnant concernant la régulation fluou c'était lors de l'inversion de vitesse de 1000 tr/mn vers -1000 tr/mn avec une dynamique très rapide et sans dépassement.Par ce que le PI-Flou nous donne l'avantage à contrôler plus de paramètre pour avoir des résultats meilleurs. Le tableau suivant nous représente les ondulations du flux et de couple :

		Classique	RNA	FLOU
Couple	ondulations(m.N)	1.9	0.114	0.1
Flux	ondulations(Wb)	0.113	0.037	0.02

Résumé

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, présente une étude détaillée de la structure d'une commande importante qui est la commande directe du couple DTC. La commande directe du couple est sans doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. L'objectif de cette mémoire est l'amélioration des performances de cette technique en utilisant les méthodes intelligentes telles que les réseaux neurones et la logique floue. Le problème majeur de cette technique c'est la présence des ondulations du couple et le flux, la fréquence de commutation non constante.

Pour cela, notre travail s'intéresse autour des points suivants :

- Etude et simulation du DTC classique.
- Amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation du MLI SVM.
- L'utilisation des méthodes par l'intelligence artificielles : Les réseaux neurones et La logique floue.

Mots-clés: Modélisation du moteur, la vitesse de rotation, la commande direct du couple DTC, les ondulations de couple, les ondulations de flux, l'intelligence artificielle, réseaux neurones, logique floue .

Abstract

The work done in this thesis presents a detailed study of the structure of an important control, which is the direct torque control DTC. The direct torque control is undoubtedly a very promising solution to the problems of robustness and dynamics encountered in the rotor flux vector control. The objective of this thesis is to improve the performance of this technique by using intelligent methods such as neural networks and fuzzy logic. The major problem of this technique is the presence of torque and flux ripples, the non-constant switching frequency.

For that, our work is interested around the following points:

- Study and simulation of the classical DTC.
- Improvement of the performances of the classical DTC by the use of the MLI SVM.
- The use of methods by artificial intelligence: Neural networks and fuzzy logic.

Keywords: Motor modeling, rotational speed, direct torque control DTC, torque ripples, flux ripples, artificial intelligence, neural networks, fuzzy logic .

ملخص

يقدم العمل المنجز في هذه الأطروحة دراسة مفصلة لهيكل عنصر تحكم مهم وهو التحكم المباشر في عزم الدوران المباشر (دي تي سي), عزم الدوران هو بلا شك حلاً واعدًا للغاية لمشاكل المتانة والديناميكيات التي تصادف في التحكم في ناقل التدفق الدوار (ام ال اي), الهدف من هذا البحث هو تحسين أداء هذه التقنية باستخدام طرق ذكية مثل الشبكات العصبية والمنطق الغامض. المشكلة الرئيسية لهذه التقنية هي وجود تموجات في عزم الدوران والتدفق، تردد التبديل غير الثابت.

لذلك، يهتم عملنا بالنقاط التالية:

- نمذجة وتحسين عمل الدي سي الكلاسيكية بواسطة (ام ال اي)

- استعمال طرق الذكاء الاصطناعي

الكلمات المفتاحية: نمذجة المحرك, السرعة الدورانية, التحكم المباشر في عزم الدوران, تموجات العزم, تموجات التدفق, الذكاء الاصطناعي, الشبكات العصبية, المنطق الغامض.