

Faculté des Sciences et Techniques
Settat

THÈSE DE DOCTORAT

Pour l'obtention de grade de Docteur en Génie Électrique

Formation Doctorale: *Physique et Sciences de l'Ingénieur*

Spécialité: *Génie Électrique*

Sous le thème:

**Contribution à la commande non-linéaire de l'association
machines convertisseurs : Cas de la machine synchrone
à aimants permanents**

Présentée par :

Mr. Naoufl ETTALABI

Soutenue le: 10/02/2022

A la Faculté des Sciences et Techniques de Settat devant le jury composé de :

Pr. MHARZI Hassan	Grade	PES	ENSA Kenitra	Président
Pr. BENABOUD Aziza	Grade	PH	ERN Casablanca	Rapporteur
Pr. BOUAYAD Houssine	Grade	PES	FST Settat	Rapporteur
Pr. MAKROUM EL Mosatafa	Grade	PH	FST Settat	Examineur
Pr. BOUZI Mostafa	Grade	PES	FST Settat	Directeur de thèse

Remerciements :

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse ont été effectués au sein du centre d'études Doctorales de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat au sein du laboratoire Mécanique, Informatique, Électronique et Télécommunications (MIET).

Tout d'abord, mes profonds remerciements au directeur du laboratoire MIET, Mr ERRKIK pour son accueil ainsi que la confiance qu'il m'a confié.

J'exprime toute ma gratitude et reconnaissance à mon encadrant et directeur de thèse Mr Mostafa BOUZI, Professeur à la Faculté des Sciences Settat, pour les conditions de travail très favorables à l'aboutissement de ces travaux et les passionnants échanges que nous avons eus, pour le temps qu'il m'a consacré, pour son soutien pendant les moments difficiles, ses disponibilités et conseils avisés. Je retiens son professionnalisme et rigueur dans l'encadrement mais aussi son sens de l'humour très agréable et qui me donne ou vent envie que cette thèse dure encore...

Je suis très reconnaissant aux deux rapporteurs de la thèse Mme BENABOUD Aziza, Mr ELFADIL Hassan et Mr BOUAYAD Houssine pour tout l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail et pour leurs précieuses et pertinentes remarques. Je tiens également à remercier sincèrement les membres du jury de thèse pour l'honneur qu'ils m'ont fait de participer à l'évaluation de ce travail Mr MHARZI Hassan et Mr MAKROUM EL Mostafa.

Une pensée particulière aux collègues Abdellah NAFIL, Kamal HANOUNE et Mouncef ELMARGHICHI, de profonds remerciements pour leurs conseils et échanges enrichissants, Je tiens également à témoigner de l'ambiance très agréable qui régnait en collaborant avec eux.

Je finis ces remerciements en m'inclinant devant ceux qui m'ont soutenu sans cesse : mes parents ainsi que mes frères ainsi qu'à toute personne ayant participé de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

Résumé :

Contribution à la commande non-linéaire de l'association machines convertisseurs : Cas de la Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP).

La Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) est de plus en plus utilisée dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures comparant aux autres types de machines. L'objectif principal de ce travail étant de présenter la modélisation et la simulation des commandes non-linéaires de la MSAP à l'aide d'un onduleur à trois niveaux (NPC).

La première commande traitée sera l'approche Backstepping adaptative et non adaptative. Cette dernière est basée sur la définition des variables de contrôle virtuelles en sélectionnant les fonctions de Lyapunov. Concernant la deuxième commande, il s'agit du contrôleur de vitesse de la MSAP en mode glissant (MG) qui peut découpler les courants dans les axes d et q. Pour atténuer le phénomène de bavardage bien connu causé par le terme discontinu en régime permanent de la commande en MG, un algorithme de logique floue sera introduit. Les performances des commandes non-linéaires proposées seront testées et simulées à l'aide de l'environnement MATLAB / Simulink.

Mots-clés :

- *Machine Synchrones à Aimant Permanent (MSAP)*
- *Onduleur à trois niveaux (NPC).*
- *Commande par Mode Glissant (MG).*
- *Commande par Backstepping adaptative et non adaptative*
- *Logique floue (LF).*

ملخص:

المساهمة في التحكم غير الخطي لاتحاد المحرك مع المحول: حالة المحرك المتزامن ذات المغناطيس الدائم.

يتم استخدام المحرك المتزامن ذات المغناطيس الدائم (PMSM) أكثر فأكثر في المجال الصناعي بفضل أدائه المتفوق على الأنواع الأخرى من المحركات. الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تقديم النمذجة والمحاكاة للأوامر غير الخطية للمحرك المتزامن ذات المغناطيس الدائم باستخدام محول ثلاثي المستويات (NPC). أول نهج مقترح هو Backstepping التكيفي وغير التكيفي، يعتمد هذا النهج على تعريف متغيرات التحكم الظاهري واختيار دالة Lyapunov. الأمر الثاني هو جهاز تحكم في سرعة المحرك بواسطة وضع الانزلاق (SMC) يمكنه فصل تيارات المحور d والمحور q. للتخفيف من ظاهرة الترتبة المعروفة الناتجة عن المصطلح المتقطع للحالة الثابتة للتحكم بواسطة وضع الانزلاق، تم تقديم خوارزمية المنطق الضبابي. يتم اختبار ومحاكاة أداء عناصر التحكم غير الخطية المقترحة باستخدام بيئة MATLAB / Simulink.

الكلمات الدالة:

- المحرك المتزامن ذات المغناطيس الدائم (PMSM)
- محول ثلاثي المستويات (NPC).
- التحكم عن طريق وضع الانزلاق.
- التحكم عن طريق Backstepping التكيفي وغير التكيفي.
- المنطق الضبابي.

Abstract :

Contribution to the non-linear control of the converter machine association: Case of the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM).

The Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) is increasingly being used in the industrial field due to its superior performance compared to other motor types. The main objective of this work is to present the modeling and simulation of non-linear drives of the PMSM using a three-level inverter (NPC). The first drive processed is the adaptive and non-adaptive backstepping approach, which is based on the definition of virtual control variables and selecting Lyapunov functions. The second command is a Sliding Mode motor speed Controller (SMC) that can decouple the d-axis and q-axis currents. To mitigate the well-known chatter phenomenon caused by the steady-state discontinuous term of the SMC, a fuzzy logic algorithm is introduced. The performance of the proposed nonlinear controllers is tested and simulated by using the MATLAB / Simulink environment.

Keywords:

- *Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)*
- *Three-level inverter (NPC)*
- *Sliding Mode Control (SMC)*
- *Adaptive and non-adaptive Backstepping control*
- *Fuzzy Logic (FL)*

Table des matières :

Liste des figures	9
Liste des Tableaux.....	12
Acronymes & définitions	13
Introduction générale.....	16

Chapitre I: État de l'Art sur les Différentes Techniques de Contrôle- Commande des Machines Électriques

1.1	Introduction.....	20
1.2	Les différents types des machines électriques	20
1.2.1	Moteurs à courant continu (MCC).....	20
1.2.2	Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB)	21
1.2.3	Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)	21
1.2.4	Machine Asynchrone à cage d'écureuil (MAS)	22
1.2.5	Machine Synchrone à Reluctance Variable (MSRV)	22
1.2.6	Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS).....	22
1.2.7	Choix de la machine électrique.....	22
1.3	Techniques de commande des machines électriques	23
1.3.1	Commande scalaire ou contrôle du flux	24
1.3.1.1	Loi tension- fréquence	24
1.3.1.2	Loi courant-fréquence.....	25
1.3.2	Commande vectorielle directe	25
1.3.3	Commande vectorielle indirecte	25
1.3.4	Commande directe du couple (DTC).....	26
1.3.5	Contrôle vectoriel direct du flux statorique (DSC).....	27
1.3.6	Commande non-linéaire.....	29
1.4	Développement des commandes par des techniques intelligentes	30
1.4.1	Logique floue.....	30
1.5	Conclusion.....	31

Chapitre II: Modélisation de l'association convertisseur – Machine Synchrone à Aimant Permanent

2.1	Introduction.....	33
2.2	Modélisation de la MSAP.....	33
2.2.1	Modèle de la MSAP dans le repère (abc)	34
2.2.1.1	Équations électriques	34
2.2.1.2	Équations magnétiques	35

2.2.2	Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park	35
2.2.2.1	Transformé de Park direct : du triphasé au diphasé	35
2.2.2.2	Transformé de Park inverse : diphasé au triphasé	36
2.2.2.3	Modélisation de la MSAP dans le référentiel de Park	36
2.2.2.4	Équations mécaniques	37
2.2.2.5	Expression du couple électromagnétique	37
2.3	Modélisation de l'association Onduleur de Tension – MSAP	39
2.3.1	Modélisation de l'onduleur de tension 2 niveaux	40
2.3.2	Modélisation de l'onduleur multi-niveaux	41
2.3.2.1	Description des principales topologies de la conversion multi niveaux	41
2.3.2.2	Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux	42
2.3.2.3	Configuration et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	44
2.3.3	Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux type NPC	47
2.3.3.1	Commandabilité des convertisseurs statiques	47
2.3.3.2	Commande complémentaire	48
2.3.3.3	Fonctions de connexion	49
2.3.3.3.1	Relation entre les fonctions de connexion	50
2.3.3.3.2	Relation entre les fonctions des demi-bras	50
2.3.3.4	Modélisation des valeurs instantanées	50
2.3.3.4.1	Les potentiels V_{io}	50
2.3.3.4.2	Tensions de sorties	51
2.3.3.4.2.1	Tensions composées	51
2.3.3.4.2.2	Tensions simples	52
2.4	Différents types de commande des onduleurs	52
2.4.1	Introduction.....	52
2.4.2	Commande en pleine onde (dite 180°)	53
2.4.3	Commande 120°	54
2.4.4	Modulation sinusoïdale.....	54
2.4.5	Caractéristique de la modulation	54
2.4.5.1	Modulation sinusoïdale triangle	55
2.4.5.2	Modulation sinusoïdale à doubles triangles	56
2.4.6	Modulation vectorielle	57
2.4.6.1	Principe de la modulation vectorielle.....	57
2.5	Résultats de simulation.....	60
2.5.1	Bloc de simulation de la MSAP.....	60
2.5.2	Alimentation par le réseau	61
2.5.3	Alimentation par un onduleur de tension 3 niveaux	62
2.6	Conclusion.....	62

Chapitre III: Étude comparative entre la commande Non-linéaire non-adaptative et adaptative de la Machine Synchrone à Aimant Permanent

3.1	Introduction.....	65
3.2	Système non-linéaire.....	65
3.3	Stabilité des systèmes linéaires et non-linéaires	66
3.3.1	Equilibre et stabilité des systèmes	66
3.3.1.1	Définition de la Stabilité par la méthode intuitive	67
3.3.2	Choix de la fonction Lyapunov.....	69
3.3.3	Théorème de Lyapunov	69

3.3.4	Théorème (LaSalle- Yoshizawa)	70
3.3.5	Conception de commande basée sur Lyapunov	70
3.4	Commande Backstepping des systèmes non-linéaires.....	72
3.4.1	Méthode récursive de conception de Backstepping	72
3.4.1.1	1 ^{ère} étape - Calcul de la première commande virtuelle.....	73
3.4.1.2	2 ^{ème} étape - Calcul de la deuxième commande virtuelle.....	73
3.4.1.3	N ^{ième} étape - Calcul de la loi de commande finale.....	75
3.5	Application du Backstepping non adaptative sur la commande de la MSAP	75
3.5.1	1 ^{ère} étape - Calcul de la loi de commande V_{dref}	77
3.5.2	2 ^{ème} étape - Calcul de la loi de commande virtuelle \dot{i}_{qref}	78
3.5.3	3 ^{ème} étape -Calcul de la loi de commande finale V_{qref}	79
3.6	Application de la commande non-linéaire adaptative par Backstepping sur la MSAP	80
3.6.1	1 ^{ère} étape "boucle de vitesse"	81
3.6.2	2 ^{ème} étape "Dynamique d'erreurs du courant \dot{i}_d et \dot{i}_q "	82
3.6.3	3 ^{ème} étape " Calcul de la loi de commande finale V_{dref} et V_{qref} "	83
3.7	Simulation de la commande non adaptative et adaptative par Backstepping appliqué sur la MSAP	84
3.7.1	1 ^{er} Cas : Variation de la vitesse avec la consigne du couple de charge constant	84
3.7.2	2 ^{ème} Cas : Couple de charge variable et la vitesse de rotation constante.....	86
3.7.3	3 ^{ème} Cas : Variation sévère de la vitesse de rotation et le couple de charge.....	88
3.8	Conclusion.....	88

Chapitre IV: Commande Hybride par Mode Glissant et Logique Floue d'une Machine Synchrones à Aimant Permanent

4.1	Introduction.....	90
4.2	Théorie de la commande par mode glissement.....	90
4.2.1	Principe de base de la commande par Mode Glissant.....	91
4.2.1.1	Régime glissant idéal.....	92
4.2.1.2	Régime glissant réel.....	92
4.2.2	Conception de la commande par mode glissant.....	92
4.2.2.1	Choix de la surface de glissement.....	92
4.2.2.2	Conditions de convergence et d'existence	93
4.2.2.3	Phénomène de réticence.....	96
4.3	Application de la commande par mode glissant sur la MSAP.....	97
4.3.1	Stratégie de réglage à trois surfaces.....	98
4.3.2	Surface de régulation de la vitesse.....	98
4.3.3	Surface de régulation du courant \dot{i}_q	99
4.3.4	Surface de régulation du courant \dot{i}_d	100
4.3.5	Simulation et interprétation des résultats	101
4.3.5.1	1 ^{er} Cas : Couple de charge à 15Nm et vitesse de rotation à 180 rad/s.....	101
4.3.5.2	2 ^{ème} Cas : Tests de robustesse du régulateur en mode glissant	102
4.4	Élimination du phénomène de réticence par la commande hybride mode glissant-logique floue	104
4.4.1	Historique de la commande logique floue	104
4.4.2	Principe de la logique Floue	105
4.4.3	Étape de conception d'un contrôleur floue	106

4.4.3.1	La fuzzification.....	106
4.4.3.2	Base de règles d'inférence floue.....	108
4.4.3.3	L'influence floue.....	109
4.4.3.4	La défuzzification.....	109
4.4.4	Différents types de modèles flous.....	110
4.4.4.1	Modèle floue de Mamdani.....	110
4.4.4.2	Modèle floue de TAKAGI-SUGENO.....	111
4.5	Minimisation des bavardages à l'aide de la logique floue appliquée sur la MSAP.....	111
4.6	Simulation et interprétation des résultats.....	114
4.7	Conclusion.....	116
Annexe		119
Références :		120

Liste des figures :

Figure 1. 1: Schéma de commande scalaire V/f .	24
Figure 1. 2: Schéma globale de la commande vectorielle.	26
Figure 1. 3: Structure de la commande directe du couple.	27
Figure 1. 4: Schéma de la commande DSC classique 2-niveaux.	28
Figure 2. 5: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (a, b, c).	34
Figure 2. 6: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (d,q).	36
Figure 2.7: Schéma fonctionnel du modèle de Park.	38
Figure 2.8: Schéma de principe d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.	40
Figure 2.9: Différentes topologies des onduleurs multi niveaux.	42
Figure 2.10: Onduleur triphasé à trois niveaux.	43
Figure 2. 11: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.	43
Figure 2. 12: Bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.	44
Figure 2. 13: 1ère configuration du 1er bras.	45
Figure 2. 14: 2ème configuration du 1er bras.	46
Figure 2. 15: 3ème configuration du 1er bras.	46
Figure 2. 16: Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.	47
Figure 2. 17: Différentes techniques de commandes de l'onduleur.	53
Figure 2. 18: Schéma de principe de la technique triangule-sinusoidale.	54
Figure 2. 19: Principe de la MLI sinusoidale classique.	56
Figure 2. 20: Principe de la MLI à double triangles.	57
Figure 2. 21: Approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation.	58
Figure 2. 22: Représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux.	59
Figure 2. 23: Schéma de principe de la MLI vectorielle.	59
Figure 2. 24: Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.	60
Figure 2. 25: Schéma de la MSAP avec la transformation (abc)/(dq) dans le modèle SIMULINK.	60
Figure 2. 26: Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré.	61
Figure 2. 27: Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension 3 niveaux commandés par MLI sinus-double triangle.	62
Figure 3. 28: Trajectoire d'un système dans le plan de phase.	67
Figure 3.29: Structure globale du réglage de la vitesse de la MSAP par la méthode Backstepping non adaptative.	76
Figure 3. 30: Structure interne du bloc régulateurs Backstepping non adaptative.	77
Figure 3. 31: Schéma fonctionnel de la commande adaptative de Backstepping appliquée sur la MSAP.	80
Figure 3. 32: Schéma de simulation de la commande non adaptative Backstepping dans l'environnement Matlab/Simulink.	84
Figure 3. 33: Réponse du Couple Electromagnétique.	85

Figure 3. 34: Réponse de la vitesse mécanique ω	85
Figure 3. 35: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique ω entre 0 et 0.08s	85
Figure 3. 36: Réponse Courants Statorique direct i_d	85
Figure 3. 37: Réponse du Courants Satirique quadratique i_q	85
Figure 3. 38: Courants Statoriques dans le plan abc.	85
Figure 3. 39: Zoom sur les Courants Statoriques dans le plan abc, entre 0,2 et 0,4 s.....	86
Figure 3. 40 : Réponse de la résistance statorique estimée.	86
Figure 3. 41 : Evolution du couple électromagnétique C_{em}	86
Figure 3. 42 : Réponse de la vitesse mécanique ω	86
Figure 3. 43 : Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique ω entre 0 et 0.1s	87
Figure 3. 44 : Réponse Courant Statorique direct i_d	87
Figure 3. 45 : Réponse Courant Statorique quadratique i_q	87
Figure 3. 46 : Courants Statoriques dans le plan abc.	87
Figure 3. 47 : Zoom sur les courants statoriques dans le plan ab entre 0,25 et 0,35 s.....	87
Figure 3. 48 : Comportement de la vitesse de la MSAP réglée par la méthode Backstepping.....	88
Figure 4. 49: Convergence du système glissant.	91
Figure 4. 50: Glissement idéal	92
Figure 4. 51: Glissement réel	92
Figure 4. 52: Structure d'un contrôleur par le mode glissant.....	94
Figure 4. 53: Définition de la fonction signe.....	95
Figure 4. 54: Phénomène de résistance.	96
Figure 4. 55: Fonction saturation.	97
Figure 4. 56: Schéma bloc du réglage par mode glissant de la MSAP.....	98
Figure 4. 57: Schéma de principe de la Contrôle mode glissant du MSAP.....	101
Figure 4. 58: Réponse de la vitesse mécanique par le régulateur mode glissant.	101
Figure 4. 59: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique.	101
Figure 4. 60: Réponse du couple Electromagnétique	102
Figure 4. 61: Courants Statoriques (i_d et i_q) sur le plan dq.....	102
Figure 4. 62: Réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur mode glissant avec une augmentation de 100% de la valeur R_s	102
Figure 4. 63: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique avec une augmentation de 100% de la valeur R_s .	102
Figure 4. 64: réponse de la vitesse mécanique avec une augmentation de 100% de L_d et L_q	103
Figure 4. 65: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique avec une augmentation de 100% de L_d et L_q	103
Figure 4. 66: Réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur mode glissant avec une augmentation de 5% de la valeur de flux des aimants.	103

Figure 4. 67: Zoom sur La réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur mode glissant avec une augmentation de 5% de la valeur de flux des aimants.	103
Figure 4. 68: Comparaison entre logique classique et logique floue.....	106
Figure 4. 69: Structure générale d'un contrôleur flou.	106
Figure 4. 70: Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	108
Figure 4. 71: Fonctions d'appartenance de la variable x.	108
Figure 4. 72: Défuzzification par la méthode du centre de gravité.	110
Figure 4. 73: schéma fonctionnel du contrôleur glissant-logique floue.	111
Figure 4. 74: Fonctions d'appartenance d'entrée du contrôleur floue surface (S) et vitesse (ω).....	112
Figure 4. 75: Fonctions d'appartenance de la sortie du contrôleur floue.	112
Figure 4. 76: La surface de contrôle résultante du contrôleur floue.	113
Figure 4. 77: schéma fonctionnel de la commande en mode glissant-floue de MSAP	113
Figure 4.78: Réponse de la vitesse mécanique à l'aide d'un régulateur glissant-floue	114
Figure 4.79: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique à l'aide d'un régulateur glissant-floue	114
Figure 4. 80: Réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur glissant-floue avec une augmentation de 100% de la valeur R_s	114
Figure 4. 81: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique avec une augmentation de 100% de la valeur R_s	114
Figure 4. 82: Réponse de la vitesse mécanique à l'aide d'un régulateur glissant-floue avec une augmentation de 100% des valeur L_d et L_q	114
Figure 4. 83: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur MG avec une augmentation de 100% des valeur L_d et L_q	114
Figure 4. 84: réponse de la vitesse mécanique à l'aide d'un régulateur glissant-floue avec une augmentation de 5% de la valeur de flux des aimants.	115
Figure 4. 85: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique à l'aide d'un régulateur glissant-floue avec une augmentation de 5% de la valeur de flux des aimants.	115

Liste des Tableaux :

Tableau 1.1: Acronymes et définitions.	13
Tableau 1. 2: Comparaison des différents types de machines électriques.....	23
Tableau 2. 1: Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux...47	
Tableau 2. 2: Commande N°1 du bras K.....	48
Tableau 2. 3: Commande N°2 du bras K.....	49
Tableau 2. 4: Commande N°3 du bras K.....	49
Tableau 2. 5: Le contrôle des interrupteurs en pleine onde.....	53
Tableau 2. 6: Le contrôle des interrupteurs par la Commande de 120°.....	54
Tableau 4. 1: Les règles du contrôleur floue.....	113

Acronymes & définitions :

Le tableau ci-après regroupe l'ensemble des acronymes ainsi que leurs définitions utilisées dans ce rapport :

Tableau 1.1: Acronymes et définitions.

Acronyme	Définition
MCC	Machine à Courant Continu
MSRB	Machine Synchrone à Rotor Bobiné
MSAP	Machine Synchrone à Aiment Permanent
MAS	Machine Asynchrone
MSRV	Machine Synchrone à Reluctance Variable
MRVDS	Machine à Reluctance Variable à Double Saillance
DTC	Commande Directe Du Couple
DSC	Commande Vectoriel Direct du Flux Statorique
CSV	Commande à Structure Variable
PI	Régulateurs Classiques (Proportionnelle, Intégrale)
PD	Régulateur Proportionnel-Dérivé
PID	Régulateur Proportionnel- Intégral-Dérivé
SVM	Space Vector Modulation
MG	Mode Glissant
MGF	Mode Glissant Flou
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
NPC	Neutral Point Clamped
FMM	Forces Magnétomotrices
THD	Taux Distorsion Des Harmoniques
GAS	Système Globalement Asymptotiquement Stable
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Composantes de Park (Lié Au Rotor) directe et quadrature
α, β	Référentielle Fixe Lié Au Stator
p	Nombre de paires de pôles
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_{geo}	Angle géométrique
ω	Vitesse électrique du rotor
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park
$[p(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park
V_s	Tension statorique
V_a, V_b, V_c	Tension statorique des phases a, b et c
V_d, V_q	Tensions statoriques sur l'axe direct et en quadrature

V_α, V_β	Tensions statoriques sur l'axe α et l'axe β
I_s	Courant statorique
I_a, I_b, I_c	Courant statorique de la phase a, b et c
I_d, I_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature
I_α, I_β	Courant statoriques sur l'axe α et l'axe β
I_o	Courants homopolaire
ϕ_s	Flux statorique
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux statorique de la phase a, b et c
ϕ_d, ϕ_q	Flux statorique d'axe direct et en quadrature
ϕ_α, ϕ_β	Flux statorique sur l'axe α et l'axe β
φ_f	Flux des aimants
R_s	Résistance d'une phase statorique
L_s	Inductance d'une phase statorique
L_{so}	Inductance propre d'une phase statorique
M_{so}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
J	Moment d'inertie de la machine
B	Coefficient de frottement
X^* ou X_{ref}	Valeur de référence
T_e	Couple électromagnétique
T_L	Couple de charge
w_e	Energie électromagnétique
x	Vecteur d'état
b	Matrice de commande
u	Vecteur de commande
y	Vecteur de sortie
E	Tension de bus continu
S_a, S_b, S_c	Signal de commande des phases a, b, c.
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	Tensions composées délivrées par l'onduleur
m	Indice de modulation
f_c	Fréquence de la porteuse
f_m	Fréquence de la référence
r	Coefficient de réglage
A_c	Amplitude de la tension de référence
A_m	Amplitude de la tension de la porteuse
$V(x)$	Fonction de Lyapunov de la variable d'état x
e_d, e_q, e_w	Écart de la variable à régler
K_i	Paramètre du régulateur Backstepping de l'étape i
\hat{Y}	Valeur estimée

\tilde{Y}	Écart entre la valeur estimée et l'état réel
γ_1, γ_2	Gains des paramètres estimés du régulateur Backstepping
$S(x)$	La surface de glissement
U_{eq}	Commande équivalente
U_N	Commande de convergence
$\text{Sign}(x)$	Fonction signe
$\mu(x)$	Fonction d'appartenance

Introduction générale :

Durant les vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (Mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles et composants associant des convertisseurs statiques à des machines électriques. Historiquement, la Machine à Courant Continu (MCC) a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels.

Cependant, son principal défaut réside dans son collecteur mécanique que l'on tolère difficilement dans certains environnements et que ses coûts d'entretien s'élèvent de plus en plus. Ces contraintes ont emmené les études vers les entraînements équipés de la machine à courant alternatif [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur est très justifié, à savoir, la Machine Asynchrone à Cage et la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), qui présentent une robustesse et une construction simple, ce qui permet de limiter le coût et accroître le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les MCCs dans de nombreux et différents domaines tels que les servomoteurs [2].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant de hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse face aux différentes perturbations. Lors de ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées dont le but est de permettre au variateur d'atteindre ces performances [2].

Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commande classique (à base d'un correcteur PI : Proportionnel Intégral) peuvent en général s'avérer suffisants si les exigences appliquées sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Cependant, lorsque la dynamique du modèle s'éloigne de celle du processus réel (Cas des procédés non-linéaires et/ou à paramètres variant dans le temps), les performances de la commande linéaire se dégradent au fur et à mesure que l'écart entre les paramètres réels et ceux utilisés dans le calcul de la commande augmente. Pour remédier à ce dysfonctionnement, les recherches se sont orientées vers des techniques de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. On peut citer dans ce contexte la commande adaptative [3],[4],[5],[6], la linéarisation par retour d'état adaptatif [7],[8], la commande H_∞ [9],[10],[11], et également la méthodologie de commande non-linéaire identiquement à la Commande à Structure Variable (CSV) [12],[13],[14], qui s'agit d'une commande non-linéaire, possédant cette robustesse, fut largement adoptée et a montré une grande efficacité dans de nombreuses applications. Cette dernière a changé la structure de commande en

fonction de l'état du système, tout en assurant d'agréables performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode glissant (MG)[15]. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hyper surface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. L'inconvénient majeur de MG réside dans l'apparition du phénomène de broutement dit "Chattering en anglais" [16],[17],[18], La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [19].

Parmi les techniques utilisées pour pallier ce problème sont celle de la logique floue. Cette technique est largement utilisée dans différentes applications, on cite les références les plus intéressantes dans le domaine de la commande des machines [20],[21],[22],[23]. Nous avons employé dans un travail cette loi de commande afin de minimiser le phénomène de broutement.

En outre, il existe d'autres types de commande robuste capable d'assurer la commande de la MSAP à savoir : la logique floue [24],[25],[26], la commande prédictive [27],[28], la linéarisation entrée sortie [29],[30], les réseaux de neurones [31] et la commande Backstepping [32],[33]. Cette dernière est très récente, son principal objectif est de présenter une procédure récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande. Cette méthode transforme le problème de synthèse de la loi de commande pour le système global en une synthèse de séquence de commande pour des systèmes réduits tout en exploitant la flexibilité de ces derniers, le Backstepping peut répondre aux difficultés de régulation, de poursuite et de robustesse avec des conditions moins restrictives que d'autres méthodes. L'ingéniosité de l'idée nous a conduits à proposer l'utilisation de cette loi de commande pour le réglage de la vitesse avec une loi d'adaptation des paramètres de la MSAP et qui fera l'objet de notre thèse.

Les différents travaux concernant ce travail de thèse font l'objet de quatre chapitres qui constituent ce rapport de thèse :

Dans le premier chapitre, nous avons exposé un état de l'art sur les machines électriques et comparé leurs performances, puis nous avons traité les différentes techniques de commande des machines électriques et en fin du chapitre, une incorporation de la logique floue dans l'algorithme de commande a été abordée comme technique intelligente.

Concernant le deuxième chapitre, dans sa première partie, nous avons traité la modélisation dynamique de la MSAP dans les hypothèses simplificatrices. L'utilisation de la transformation de Park a permis d'obtenir un modèle plus simple et facile à implanter dans un bloc de simulation. La deuxième partie du second chapitre a été consacrée à l'étude de l'onduleur de tension à 2 niveaux et multi niveaux (Cas du 3 niveaux structure NPC) et les différentes techniques de commande des onduleurs.

A propos du troisième chapitre, il a été dédié à la théorie de contrôle dite Backstepping non adaptative et adaptative. La méthode du Backstepping non adaptative a offert une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur, pour des systèmes non-linéaires.

Une démonstration de convergence par la théorie de Lyapunov de la loi de commande a été détaillée.

L'avantage principal de cette méthode étant de garantir la stabilité de l'ensemble du système (Contrôleur et machine), cependant, elle a présenté quelques inconvénients. Sa structure s'apparente à celle d'un PD (Proportionnel-Dérivé). En régime permanent, des erreurs statiques persistent. Des solutions pour régler ces problèmes ont été apportées, une loi d'adaptation a été introduite dans le contrôleur (Backstepping adaptative). Des résultats de simulation obtenus sur différents profils ont été donnés et commentés.

Le quatrième chapitre a porté sur la commande à structure variable. Pour cela nous avons choisi l'approche non-linéaire par la méthode du MG. L'application de la commande en vitesse de la MSAP est synthétisée. On a pu remarquer cependant que le signal de commande obtenu présente des variations brusques dues au phénomène de broutement. Cela nous a poussé à effectuer une hybridation entre la logique floue et la méthode du MG, afin de réduire les effets du phénomène de broutement (chattering) ainsi que d'améliorer davantage les performances de contrôle de la MSAP. Plusieurs résultats de simulation obtenus ont été fournis et commentés.

Finalement, une synthèse des travaux réalisés concluant ce travail a été présentée tout en proposant également plusieurs perspectives d'aboutissement et continuation du travail réalisé, ainsi que les axes futurs à exploiter par la suite de ces travaux traitant la commande de la MSAP.

Chapitre

1

État de l'Art sur les Différentes Techniques de Contrôle-Commande des Machines Électriques

1.1 Introduction

Le but principal de ce travail consiste à étudier et améliorer les performances des systèmes utilisés dans les entraînements électriques par simulation, en temps réel et à l'aide de la représentation d'état. Nous avons donc effectué une recherche bibliographique en ce sens.

De nombreux actionneurs associant des MCCs, à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cette solution n'était inabordable et irréalisable dans le passé à cause des structures de commande complexes de ce type de machine et des limitations des calculateurs classiques.

Les contrôleurs proposés sont, cependant, très complexes et représentés par de longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs classiques, ont permis de poser des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande.

Nous nous sommes fixés dans ce chapitre qui a pour titre "État de l'art", sur les objectifs suivants :

- Dans un premier temps, nous nous sommes focalisés sur le choix du type de machine à utiliser parmi ceux existant déjà dans le marché industriel, tout en insistant sur les meilleures performances.
- En deuxième lieu, nous avons analysé les différentes techniques de commande appliquées sur la machine sélectionnée et avons comparé les techniques existantes afin de choisir la technique convenable à optimiser dans ce qui suit.
- Et enfin, une recherche concernant les techniques intelligentes est faite telle que la logique floue qui a été abordée.

1.2 Les différents types des machines électriques

1.2.1 Moteurs à courant continu (MCC)

Actuellement les machines à courant continu et à courant alternatif se partagent le marché des variateurs. Le prix des machines électriques varie peu alors que celui des composants électroniques et micro-informatique a tendance à baisser, ce qui profite aux variateurs à courant alternatif. Cependant l'entraînement à courant continu garde encore une bonne place dans le marché de la haute performance.

La machine synchrone à inducteur bobiné convient aux très fortes puissances, celle à aimants permanents au positionnement et aux faibles et moyennes puissances. La machine asynchrone se trouve dans les moyennes et fortes puissances[34].

Le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et surtout à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais la MCC possède un

certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des machines à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons-en quelques-uns de ces inconvénients [35] :

- L'usure des balais, voir du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et l'induit.
- La commutation mécanique nécessite des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume.
- L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités des hautes performances.
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voire 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

1.2.2 Machine Synchrone à Rotor Bobiné (MSRB)

Généralement alimentée par un onduleur en pont à six transistors. C'est la machine dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles de la MCC à excitation indépendante, elle permet d'optimiser facilement le rendement (Action sur le flux et le courant d'induit). Enfin, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse. Son rotor bobiné est cependant source de pertes et sa vitesse maximale est limitée à 130 m/s environ [35], [37], [36], [34].

1.2.3 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (En surface insérée ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels machine est excellent à condition de disposer des aimants à hautes performances. La technologie Samarium Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température ainsi que le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des machines électriques. Quant aux ferrites, dont le prix est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont souvent retenus pour les appareils de mesure de précision, robots industriels, machine outils, l'entraînement des véhicules électriques et, particulièrement pour les entraînements directs de roue [38]. elles sont toujours alimentées à travers un onduleur triphasé [35],[37].

1.2.4 Machine Asynchrone à cage d'écureuil (MAS)

Son alimentation est aussi effectuée par un onduleur triphasé. Il s'agit d'une solution envisagée par de nombreux constructeurs car cette machine est bien connue et surtout en possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et est associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon comparant à celui des machines synchrones à cause des pertes par effet joules car elles sont importantes pour obtenir le couple, c'est son principal inconvénient. La cage d'écureuil autorise des vitesses de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique du couple à flux maximal) sur le couple nominal. Cette contrainte conduit, quelque fois, à utiliser la machine en couple nominal pour étendre sa plage de vitesse.[35], [37], [39], [34].

1.2.5 Machine Synchrone à Reluctance Variable (MSRV)

Développée par FIAT la machine synchrone à reluctance variable est alimentée par un onduleur triphasé en pont classique. Pour obtenir des performances satisfaisantes aussi bien en termes de couple/pertes, de facteur de puissance que de plage de fonctionnement à puissance maximale constante, il est nécessaire d'avoir un grand rapport des inductances directes sur transverses. Un rapport supérieur ou égal à 10 (satisfaisant) est atteint grâce à la construction de rotors spéciaux dits "axialement laminés".

De tels rotors sont constitués de paquets de tôles intercalés entre des couches magnétiques et montés axialement de telle façon que le flux, dans l'axe direct, passe aisément d'un pôle à l'autre. Les performances de ces machines sont supérieures à celles des machines asynchrones mais cette technologie de rotor reste aujourd'hui délicate à réaliser et il reste à trouver des solutions pour la fabrication en série [35], [36], [37].

1.2.6 Machine à Réductance Variable à Double Saillance (MRVDS)

Il s'agit d'une machine dont les phases sont alimentées en courants unidirectionnels par des demi-ponts asymétriques. Cette machine constitue certainement la solution la plus économique grâce aux matériaux utilisés (Tôles Fer-Silicium et Cuivre) et à sa simplicité de fabrication (Empilage de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif naturellement équilibré...), ses performances peuvent être comparables à celles des MSAP. Cette machine peut aussi fonctionner à puissance maximale constante. Mais elle produit un couple très pulsatoire à haute vitesse et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents[35] .

1.2.7 Choix de la machine électrique

Le choix de la machine dépend fortement de l'application désirée et selon le cahier des charges défini. En général, c'est le couple qui définira le type de machine. Dans la gamme des moteurs alternatifs, le choix est vaste avec les machines asynchrones, les MSRB, les MSAP

ou les MSR. Le tableau 1.2 présente l'ensemble des machines génériques argumentées de leurs avantages et inconvénients[36] [40]:

Tableau 1. 2: Comparaison des différents types de machines électriques.

<i>Type de Machine</i>	<i>Inconvénients</i>	<i>Avantages</i>
Machine asynchrone à cage d'écureuil	Rendement, pertes Joule rotor, électronique coûteuse et commande complexe	Fabrication maîtrisée, puissance massique élevée, machine robuste, montée en survitesse aisée
Machine synchrone à rotor bobiné	Fragilité des bagues-balais, il faut alimenter le rotor (c'est donc un peu moins efficace).	Bon rendement, puissance massique élevée
Machine synchrone à réluctance variable	Surdimensionnement de l'alimentation, bruit et vibrations, ondulations de couple	Montée en survitesse aisée
Machine synchrone à aimants permanents	Ondulations de couple, coût des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante	Technologie devenue courante, puissance massique élevée, pas d'échauffement du rotor, un bon rendement

Au regard des qualités générales des différents types des machines électriques (tableau1.2), nous nous sommes orientés vers une MSAP car ses caractéristiques principales lui permettent de se comporter comme une machine à fort couple massique et qui possède un bon rendement particulièrement adaptable aux applications spécifiques[38], [41], [42]. Ses principaux inconvénients sont le coût qui est lié à celui des aimants et à sa faible aptitude aux fonctionnements en survitesse[37], [40].

1.3 Techniques de commande des machines électriques

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et les machines à induction. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications.

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, permettent de développer des stratégies de commande beaucoup plus évoluées pour les actionneurs électriques.

Dans cette partie, nous présenterons les différentes techniques de commande et interpréterons leurs implantations. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique seront développées afin de choisir la plus adaptée à notre cas.

Dans la littérature, on trouve de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances

fonctionnelles des machines électriques. Les commandes principales et leurs dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications.

1.3.1 Commande scalaire ou contrôle du flux

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif. Elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure, qui est basée sur le contrôle de flux statorique qu'il faut le maintenir constant.

Les stratégies de contrôle du flux peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier. De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux. Elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine. Ces lois sont définies à partir des relations déduites des équations de la machine en régime permanent (lois statiques)[34].

Deux principales lois statiques sont généralement utilisées :

1.3.1.1 Loi tension- fréquence

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension V_s proportionnel à la fréquence statorique la relation I.1 dite loi V/f ou commande scalaire.

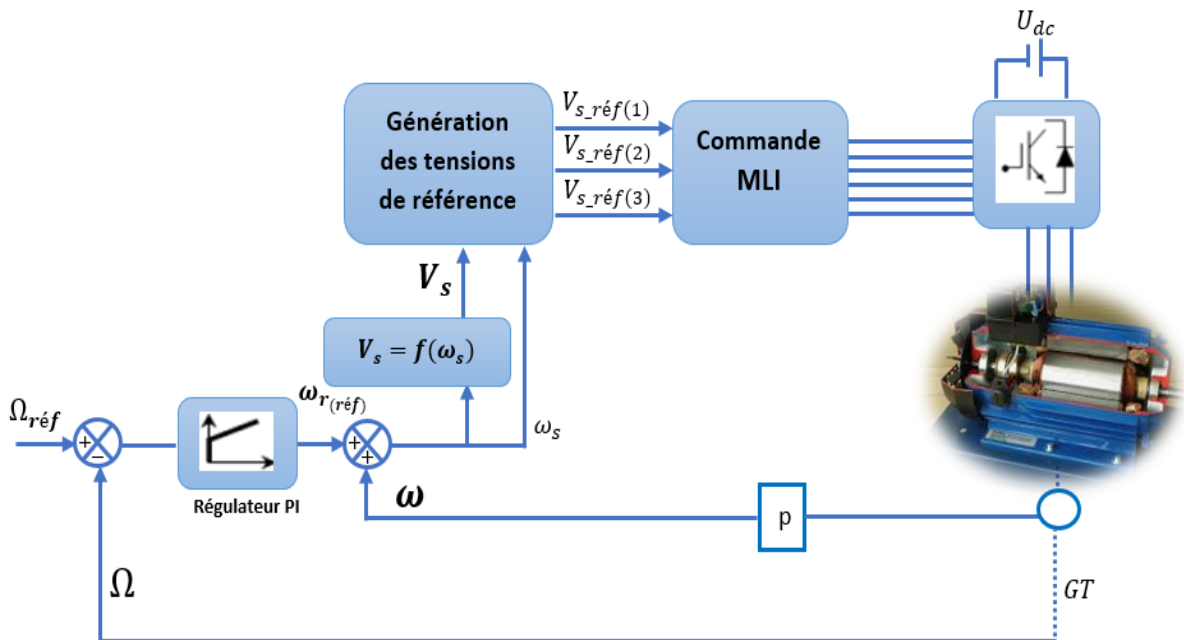


Figure 1. 1: Schéma de commande scalaire V/f .

La loi généralement utilisée s'écrit sous les formes simplifiées suivantes :

$$V_s = \psi_s \cdot \omega_s \text{ Ou } V_s = \psi_s \cdot (\omega_s + K_0 \cdot \omega_r) \quad (I.1)$$
$$\text{Avec } K_0 = \frac{R_s \cdot L_r}{R_r \cdot L_s}$$

On constate que pour avoir un rapport $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant il faut maintenir le flux constant.

Pour un fonctionnement à grande vitesse le flux est estimé de la relation (I.2):

$$\psi_s = \frac{V_s - R_s \cdot I_s}{\omega_s} \quad (I.2)$$

On peut négliger le terme $R_s \cdot I_s$ devant V_s . Pour les faibles vitesses ou proche du zéro, la chute de tension statorique n'est plus négligeable (V_s a une faible valeur) donc un écart égal à $R_s \cdot I_s$ s'impose dans l'estimation du flux ce qui rend la commande inutile.

1.3.1.2 Loi courant-fréquence

Dans le cas d'une alimentation en courant ou une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant - fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique.

L'avantage de ces lois statiques est la simplicité de leur implantation. Cette technique est rarement utilisée à cause de sa limitation qui vient principalement de la non-validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation.

Dans la référence[43], la commande $\frac{V}{f}$ est étudiée et comparée avec une commande directe du couple, les résultats de simulation et de l'expérimentation manifestent que l'instabilité et la mauvaise dynamique lors du démarrage et du changement de consigne représentant les principaux inconvénients de la commande $\frac{V}{f}$.

1.3.2 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe a été établie au début des années 70 par F. Blaschke. Cette dernière nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase. Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, coût élevé, ...). Ces capteurs sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables.

1.3.3 Commande vectorielle indirecte

L'objectif de la commande vectorielle indirecte de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une MCC, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique, [44],[45]. La figure (1.2) montre la structure de la commande vectorielle.

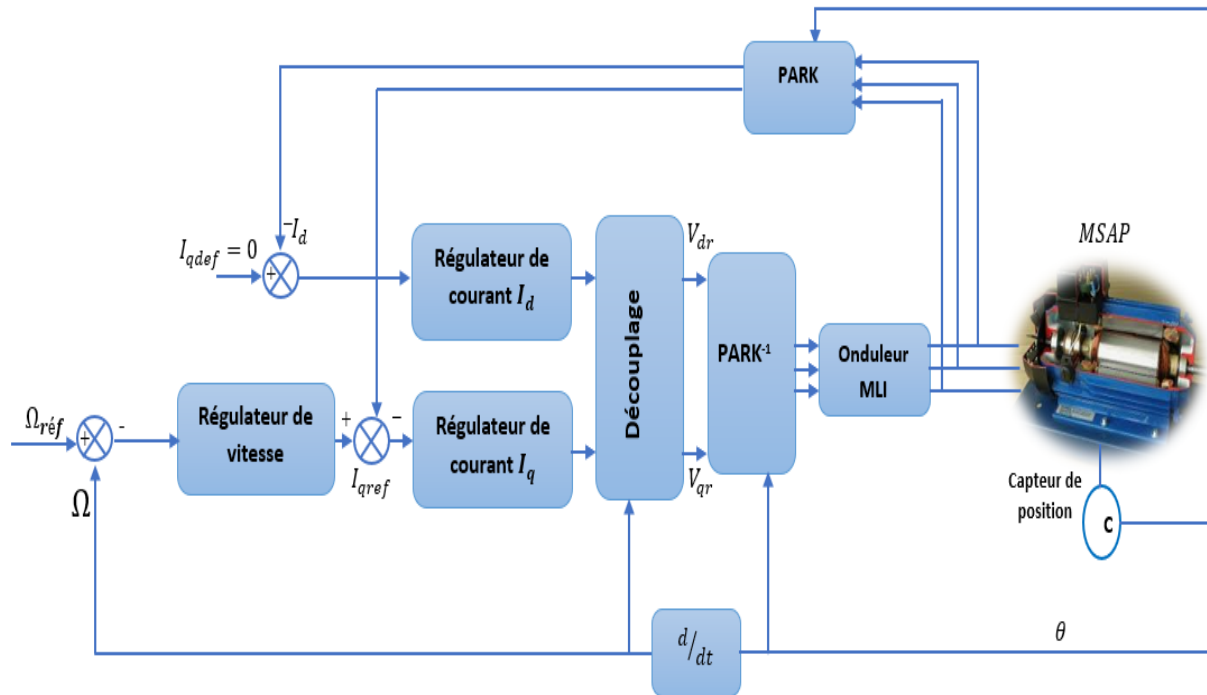


Figure 1. 2: Schéma globale de la commande vectorielle.

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement, les auteurs dans [48], [47], [46],[45] traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique. D'autres articles proposent une commande vectorielle pour commander la machine synchrone afin d'optimiser les performances du système on peut en citer par exemple les références [49] et [50].

1.3.4 Commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple (Direct Torque Control DTC) a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe de la MCC. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non-linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible[51].

La DTC présente une structure simplifiée, robuste vis-à-vis les variations des paramètres de la machine, elle est basée sur la détermination directe de la séquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique directement et indépendamment en utilisant deux comparateurs à hystérésis[52],[53],[54]. La structure de la commande directe du couple est donnée par la figure (1.3).

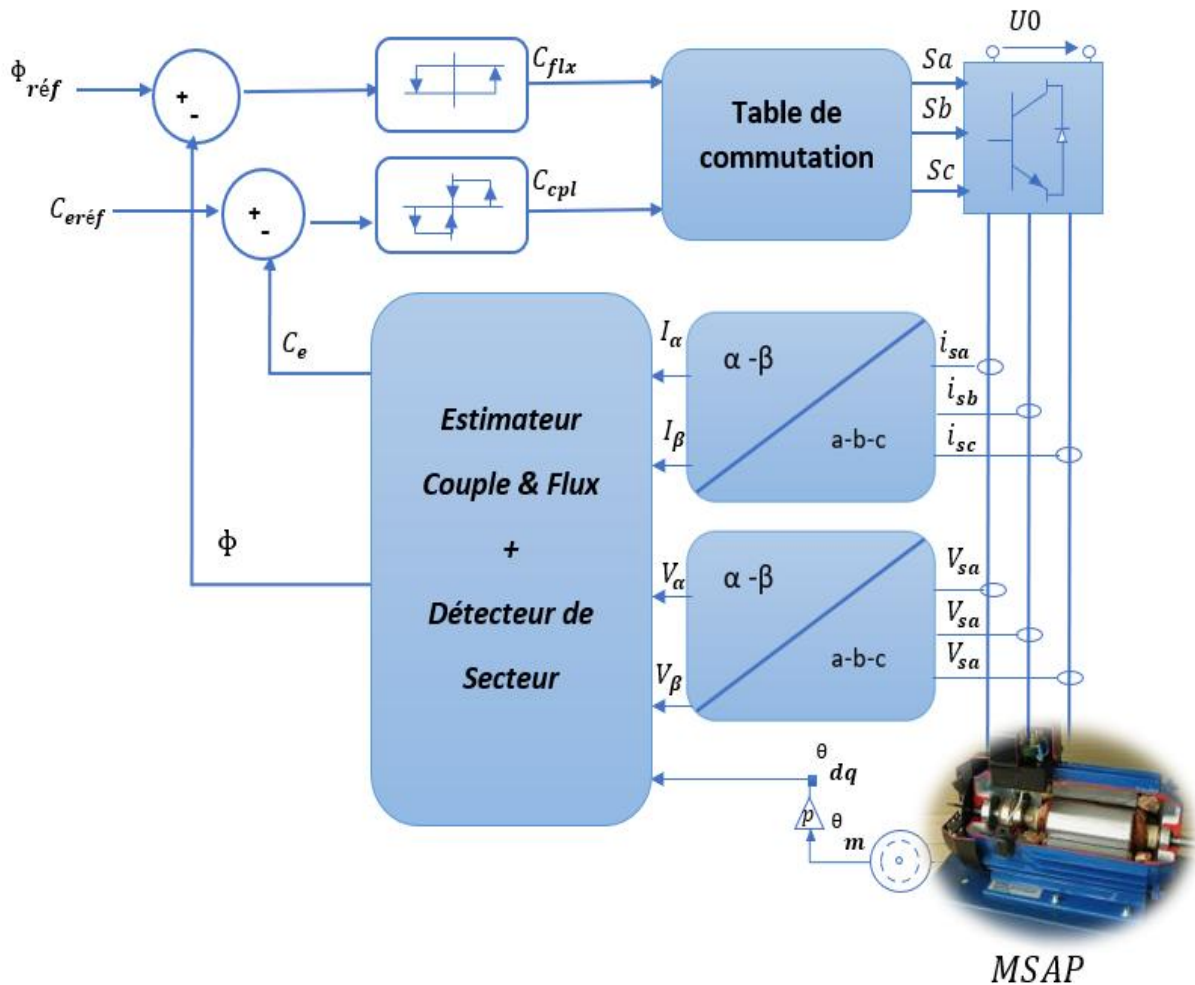


Figure 1. 3: Structure de la commande directe du couple.

Grace à ses multiples avantages et de sa simplicité pour la réalisation pratique, la DTC a fait l'objet de plusieurs travaux scientifiques. Les auteurs dans les références [52], [57] ont essayé de traiter l'influence de la variation des paramètres et plus précisément la résistance statorique et ils ont proposé par des méthodes de compensation. Alors que dans [53], [56], [55] et [58] une modification de la commande DTC a été introduite par élimination des vecteurs nuls, pour rendre le vecteur flux plus rapide. Les auteurs dans [59] ont effectué un état de l'art sur les différentes commandes DTC classique et modifiées. En et enfin dans [58] la commande directe du couple est réalisée et comparée avec une commande à V/f dans le domaine de fonctionnement à très grande vitesse.

1.3.5 Contrôle vectoriel direct du flux statorique (DSC)

Le contrôle vectoriel direct du flux statorique (DSC) est apparu environ en même temps que la DTC. Il a été proposé par M. Depenbrock vers le milieu des années 80[60]. Son principe de base correspond à une version simplifiée de la DTC car, bien que le couple soit aussi régulé par hystérésis avec un régulateur simple bande, le flux statorique ne l'est pas. En effet, le flux statorique a une allure trapézoïdale dans le temps, au lieu de se rapprocher d'une sinusoïde

comme dans le cas de la DTC et suit une hexagone prédéfinie dans le plan (α, β) en régime permanent.

Le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique, selon une trajectoire dans le plan (α, β) , qui est défini a priori comme étant une hexagone dont le côté est égal au flux de référence en diphasé[61]. Pour le faire tourner, on utilise un vecteur tension active, et pour le bloquer, un vecteur tension nul. Le choix du vecteur tension se fait de manière à maintenir le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le synoptique complet de la stratégie DSC classique avec un onduleur 2-niveaux est présenté dans la Figure (1.4). Comme dans le cas de la DTC, le flux statorique doit être soit estimé, soit observé dans le plan (α, β) , ce qui permettra l'estimation du couple à partir de la mesure des courants statoriques[60], [62], [63], [48].

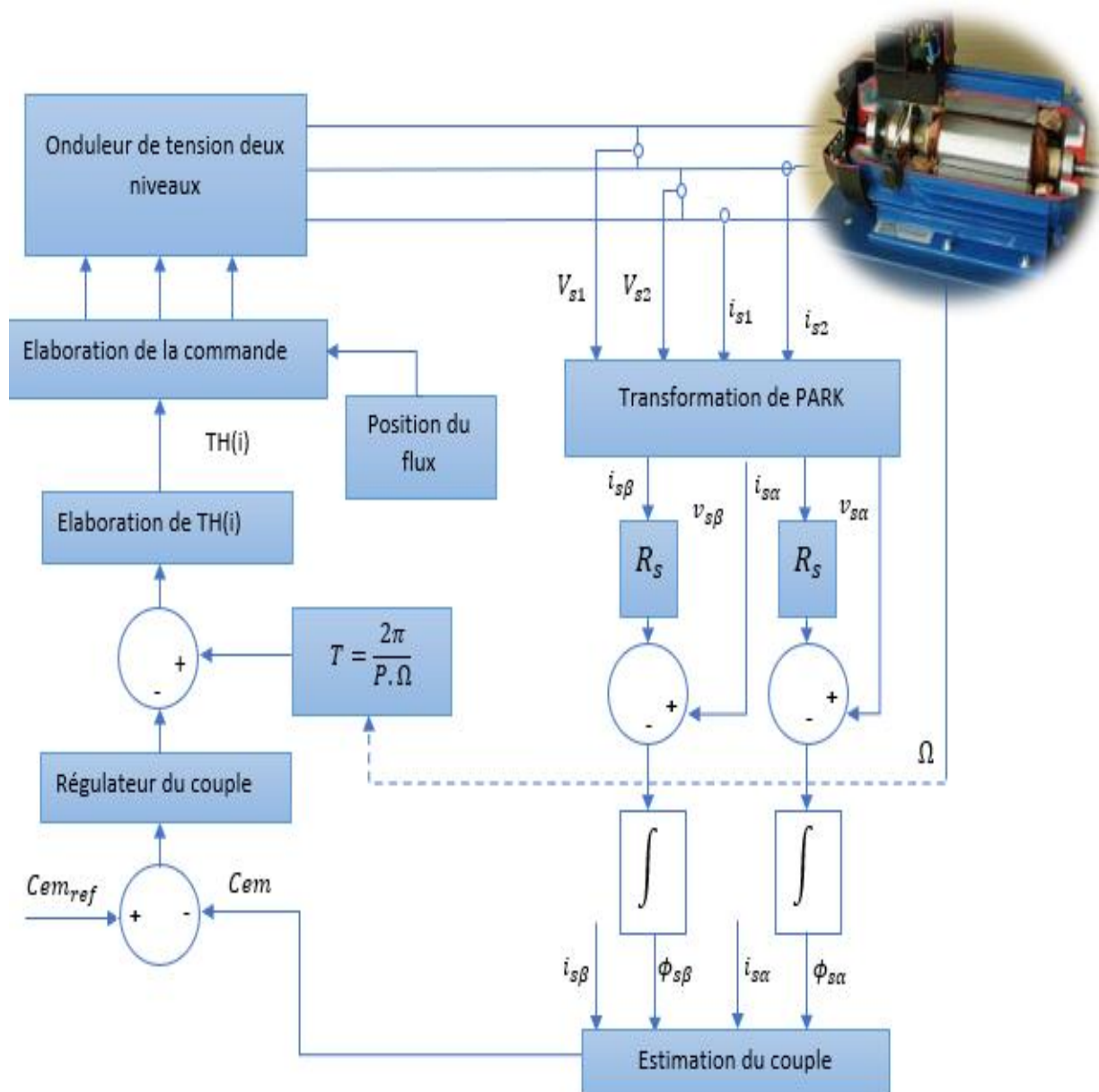


Figure 1. 4: Schéma de la commande DSC classique 2-niveaux.

1.3.6 Commande non-linéaire

Parmi les techniques de commande appliquées aux MSAP, la commande non-linéaire dite linéarisation entrée-sortie par retour d'état non-linéaire, pour tenter de retrouver les performances optimales des MCC. On cherche donc à obtenir une commande découplée pour réguler le flux dans la machine et le couple électromagnétique qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre. La commande linéarisant l'entrée-sortie par retour d'état a été introduite depuis les années 80 et elle a été utilisée pour la commande des systèmes non-linéaires. Parmi les techniques de la commande non-linéaire appliquées au domaine de la commande des machines électriques, la linéarisation entrée - sortie par retour d'état, basée sur la Géométrie Différentielle (dérivée de Lie) afin de l'appliquer sur la machine synchrone [1]. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées-sorties non-linéaire en une chaîne de systèmes linéaires et découplés, en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires, qui se résume en un placement de pôle pour assurer le bon suivi des trajectoires de références[67].

La commande non-linéaire a été introduite en 1983 par Filless et Kupka, et est présentée dans sa forme actuelle en temps continu par Isidori 1989, grâce aux importants travaux développés par A.Isidori, B.Charlet, R. Marino, les théories de bases de la commande linéarisant l'entrée-sortie par retour d'état ont été mises en évidence. Bien que la théorie de la commande non-linéaire soit ancienne, sa complexité ne lui permet pas d'être appliquée que ces dernières années avec la disponibilité des calculateurs numériques puissants [69].

Plusieurs chercheurs travaillent sur cette technique dont le but est d'optimiser ses caractéristiques dynamiques surtout vis-à-vis le changement des paramètres, et aussi de réaliser une commande non-linéaire sans capteur mécanique. Dans la référence [68] la commande non-linéaire d'une machine synchrone sans capteurs mécaniques de vitesse, et couple de charge pour une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension commandé par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle). Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation de la vitesse et du couple résistant. Les auteurs dans [65] proposent une commande non-linéaire pour étudier la stabilité flux/couple électromagnétique par utilisation du logiciel de simulation MATLAB/Simulink.

La commande non-linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle de la machine est décomposé en deux sous-systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc..). La dynamique du système linéarisé est choisie par une imposition optimale des pôles [66].

Le problème de la variation des paramètres reste l'inconvénient majeur de cette technique, surtout la résistance statorique qui peut varier avec la température, intervient directement sur les performances de régulation de vitesse ou de la position. C'est pourquoi les travaux de recherches ont été orientés vers le développement des commandes adaptatives.

1.4 Développement des commandes par des techniques intelligentes

Les commandes de vitesse basées sur l'intelligence artificielle (Réseau de neurones et logique floue) qui n'exigent pas la connaissance d'un modèle mathématique sont récemment proposées. Les contrôleurs à logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage[54]. Cette dernière doit être construite par tâtonnement à l'aide des tests sur le système à régler. D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance experte du système, limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

1.4.1 Logique floue

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte « Fuzzy Sets» a paru en 1965 dans la revue «Information And Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie[70] [71].

On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Dans [71] les auteurs ont traité une commande vectorielle à flux orienté de la MSAP, dont le système est alimenté par un redresseur accompagné d'un régulateur PID du Bus continu, la logique floue a été utilisée pour adapter les paramètres k_i , k_p et k_d du régulateur PID. La même idée a été utilisée par les auteurs de [73] pour une commande directe du couple (DTC). L'inconvénient de la commande vectorielle directe du flux (DSC) est lent durant le démarrage et le changement de référence, la logique floue est utilisée pour améliorer la commande et éliminer cet inconvénient c'est le but à réaliser par les auteurs dans [63]. Alors que dans [72] la commande directe du couple avec modulation vectorielle est améliorée par la logique floue.

1.5 Conclusion

A partir de cet état de l'art sur les différents types des machines existantes sur le marché, les différentes stratégies de commande des machines électriques, sont exposées et ainsi comparées selon les performances de chacune.

On peut conclure que la MSAP est un actionneur électrique très robuste et présentant de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (Actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable, véhicules électriques...etc.)

On déduit aussi que la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la MSAP. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (Surtout la variation paramétrique), en plus elle nécessite la mise en place de capteur mécanique de la vitesse ou de la position. La commande directe du couple reste une solution acceptable, c'est une commande insensible vis-à-vis la variation paramétrique. Malgré ses avantages, la DTC possède un inconvénient majeur qui est la non-maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur. Cette dernière, est notamment la cause d'un bruit acoustique généré au niveau de la MSAP surtout à basse vitesse.

Du côté de la commande non-linéaire, à savoir la commande linéarisante qui convienne parfaitement pour la poursuite de trajectoires. Néanmoins, les performances de la MSAP dépendent fortement de la valeur du couple de charge, qui est supposée connue, et des paramètres de la MSAP. Nous sommes ainsi conduits à combiner la commande non-linéaire à des algorithmes adaptatifs ou à d'autres modes de commande pour assurer la robustesse.

Enfin, nous avons vu brièvement qu'actuellement, des études portant sur un contrôle, dit "intelligent", utilisant la technique de la logique floue.

Chapitre

2

**Modélisation de l'association convertisseur
– Machine Synchrone à Aimant Permanent**

2.1 Introduction

L'étude du comportement de la machine électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Historiquement, les servomoteurs utilisant des MCC ont assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels (Robots et machines-outils). Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère difficilement dans certaines applications.

C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des machines électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les machines électriques à courant alternatif utilisées dans les entraînements, la MSAP qui représente un candidat correcte grâce à un certain nombre d'avantages qu'elles présentent, à savoir l'annulation des pertes au niveau du rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout grâce à son couple massique élevé comparativement à celui des machines asynchrones et des machines synchrones classiques[74].

Ce dernier avantage lui garantit la supériorité aux autres types de machines. Elle est souvent appelée MCC sans balais car lorsqu'elle est auto pilotée, ses caractéristiques coïncident avec celles de la MCC à excitation shunt. En effet, les travaux qui ont été consacrés au fonctionnement de la MSAP auto pilotée ont conclu qu'il y a une similitude entre ses caractéristiques et celles de la MCC que le transfert des lois de commande se fait aisément. Cependant, l'autopilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur de tension et un capteur de position ce qui affecte sensiblement le coût du système,[75].

2.2 Modélisation de la MSAP

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler, il s'agit ici de la MSAP. Ce modèle doit être capable de représenter les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, un onduleur de tension est prévu.

La MSAP comprend au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (Figure (2.5)) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors :

Concernant le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, la machine est appelée à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième type, en revanche, les aimants sont montés à l'intérieur de

la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides, [76].

Afin de modéliser la MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique,
- La distribution sinusoïdale de la F.M.M créée par les enroulements du stator,
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau,
- L'effet d'encoche est négligeable,
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température[1].

2.2.1 Modèle de la MSAP dans le repère (abc)

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation de la machine et celles des courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

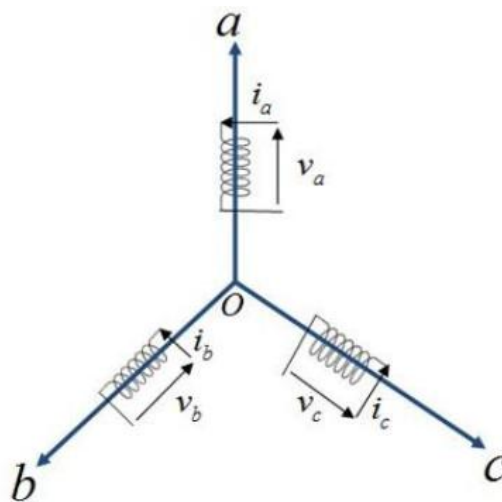


Figure 2. 5: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (a, b, c).

2.2.1.1 Équations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

- $[V_a \ V_b \ V_c]^T$ Tensions des phases statoriques.
- $[i_a \ i_b \ i_c]^T$ Courants des phases statoriques.
- $[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$ Flux totaux à travers les bobines statoriques.

2.2.1.2 Équations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\phi_{sabc} = [L][I_{sabc}] + [\phi_{rabc}] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

- M_s Inductance mutuelle entre deux phases statorique
- L_{ss} Inductance propre d'une phase statorique
- θ Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

La self-inductance (l'inductance propre) est la somme de deux inductances, l'inductance de fuite et l'inductance de magnétisation. Les flux ϕ_{rabc} sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator.

$$[\phi_{rabc}] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

L'étude analytique du comportement des équations (II.2) et (II.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre du coefficient variable. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [27].

2.2.2 Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park

La transformation de Park ramène les équations statoriques dans un référentiel lié au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une MCC ayant l'enroulement comme inducteur et ayant deux induits en quadrature [76].

2.2.2.1 Transformé de Park direct : du triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.5})$$

Avec :

- $[p(\theta)]$: Matrice de passage direct de Park
- X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux)
- X_o : Composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

La matrice de passage notée $P(\theta)$:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

2.2.2.2 Transformé de Park inverse : diphasé au triphasé:

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dq0}]^T \quad (\text{II.7})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

2.2.2.3 Modélisation de la MSAP dans le référentiel de Park

Pour éliminer θ de la matrice $[L]$ et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statorique (a, b, c) sont remplacés par deux enroulements (d, q) en quadrature (figure (2.6)), ce passage est obtenu par la transformation de Park[76].

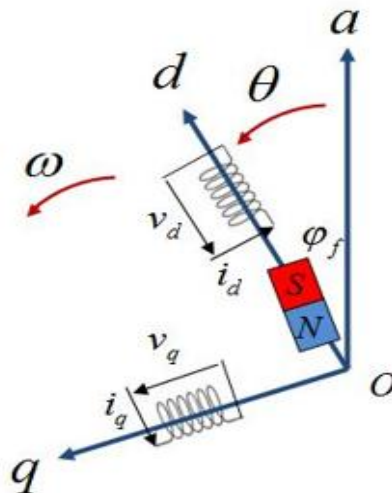


Figure 2. 6: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (d,q).

$$\begin{cases} [V_d V_q V_0] = P(\theta)[V_a V_b V_c] \\ [i_d i_q i_0] = P(\theta)[i_a i_b i_c] \\ [\Phi_d \Phi_q \Phi_0] = P(\theta)[\Phi_a \Phi_b \Phi_c] \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Alors, le modèle de la machine après la transformation de Park est:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations magnétiques on aura :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

φ_f : Représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (II.10) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Le modèle matriciel est sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

2.2.2.4 Équations mécaniques :

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L \quad (\text{II.14})$$

Avec: B, J, T_L et ω_r définissant respectivement le coefficient de frottement visqueux, le moment d'inertie du rotor, le couple de charge et la vitesse mécanique de rotation.

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$T_e = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{II.15})$$

2.2.2.5 Expression du couple électromagnétique :

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.16})$$

En remplaçant V_d et V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right] \quad (\text{II.17})$$

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

Sachant que :

$$P_e = T_e \omega_r \quad (\text{II.18})$$

Il vient :

$$T_e = \frac{3}{2} p [\varphi_d i_q - \varphi_q i_d] \quad (\text{II.19})$$

En remplaçant (II.11) en (II.19), on aura :

$$T_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{II.20})$$

En développant le système d'équations (II.12), (II.14) et (II.20), on peut déduire la forme finale des équations de la MSAP dans le référentiel (d, q) :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la figure (2.7)

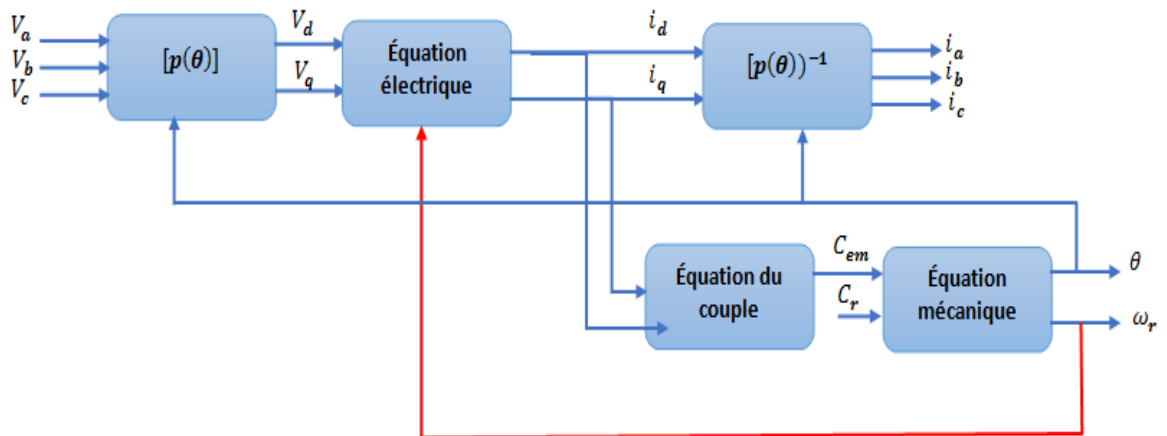


Figure 2.7: Schéma fonctionnel du modèle de Park.

2.2.3. Modélisation de la MSAP sous la forme d'états :

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'état, comme représenté dans l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + bu \\ y = y(x) \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec : $x = [x_1 \ x_2 \ x_3] = [i_d \ i_d \ \omega_r]$: vecteur d'état.

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + p\frac{L_q}{L_d}x_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 - p\frac{L_q}{L_d}x_1x_3 - p\frac{\varphi_f}{L_q}x_3 \\ \frac{3P}{2J}\varphi_f x_2 + (L_d - L_q)x_1x_3 - \frac{B}{J}x_3 - \frac{T_L}{J} \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

- $u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$: Vecteur de commande.
- $b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$: Matrice de commande

Les variables à contrôler sont le courant i_d et la vitesse mécanique ω_r .

$$y(x) = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.24})$$

2.3 Modélisation de l'association Onduleur de Tension – MSAP :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les machines triphasées, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes, les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [31].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source (Onduleurs de tension, onduleurs de courant)
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc....).

2.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension 2 niveaux :

Après avoir présenté le modèle de la MSAP, on présentera le système d'entraînement complet où la MSAP est associée un onduleur de tension triphasé.

La figure (2.8) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP :

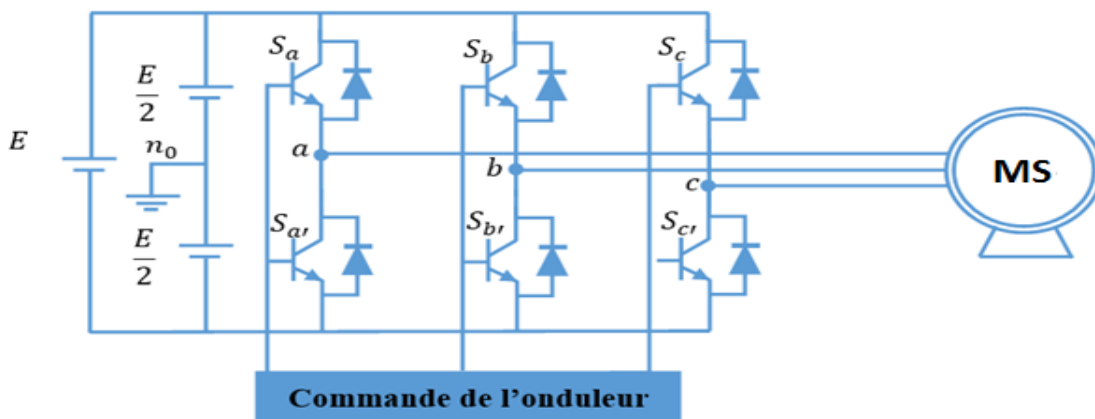


Figure 2.8: Schéma de principe d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

Pour modéliser l'onduleur de tension, (Figure (2.8)), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égaux à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [78].

Pour simplifier l'étude, on supposera que [79] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé n .

La MSAP a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} . E étant la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur de tension. La fonction $S_i(t)$ avec ($i=a, b, c$) est une fonction binaire qui représente l'état du bras de l'onduleur de tension. Cette fonction est suffisante à elle seule pour caractériser le fonctionnement d'un bras entier. Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source de tension d'entrée E . Ainsi la fonction $S_i(t)$ de bras est définie comme suit :

- $S_i(t) = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas est fermé.
- $S_i(t) = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur de tension sont données comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = E(S_a - S_b) \quad (\text{II.25})$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = E(S_b - S_c) \quad (\text{II.26})$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = E(S_c - S_a) \quad (\text{II.27})$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système de tension triphasée équilibrée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.28})$$

Après les équations (II.25), (II.26), (II.27) et (II.28) on a :

$$V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.29})$$

$$V_{bn} = \frac{E}{3}(2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.30})$$

$$V_{cn} = \frac{E}{3}(2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.31})$$

Donc la relation liant les vecteurs tensions simples aux signaux de commande est donnée par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa}(t) \\ V_{sb}(t) \\ V_{sc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{an}(t) \\ V_{bn}(t) \\ V_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

2.3.2 Modélisation de l'onduleur multi-niveaux :

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d'autant moins élevée, [80].

2.3.2.1 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux :

Les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux.

Les principales topologies sont:

- Topologie à diode de bouclage (NPC).
- Topologie au condensateur flotteur (à cellule imbriquées).
- Topologie en cascade.

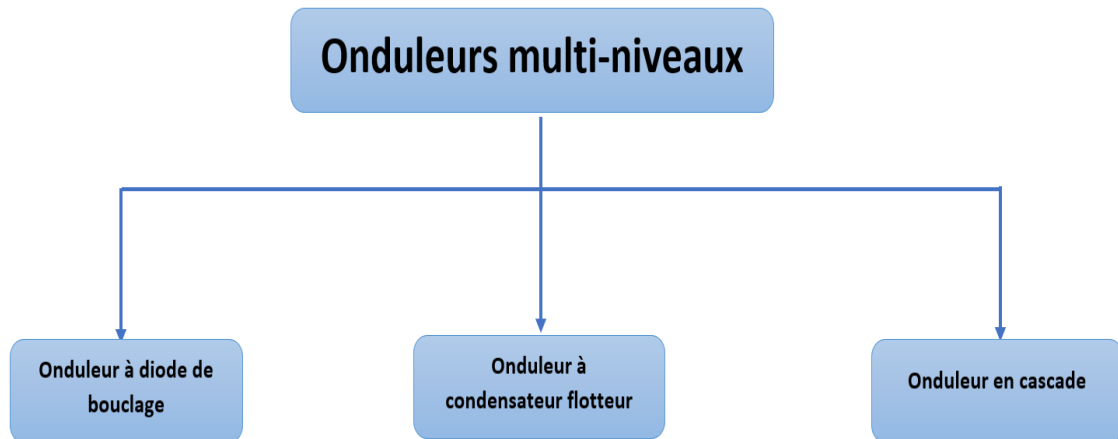


Figure 2.9: Différentes topologies des onduleurs multi niveaux.

La technique des onduleurs multi-niveaux représente un domaine de recherche important. Recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes[81]. Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. Les deux structures d'onduleurs NPC et à cellule imbriquée sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active. L'onduleur en cascade est avantageux pour les applications monophasées. Il convient même pour les très grandes tensions.

Le convertisseur de tension NPC à N niveaux permet d'obtenir des performances statiques et dynamiques très intéressantes par rapport à une structure à deux niveaux et ses applications sont diverses de nos jours.

Dans le paragraphe qui suit, on présentera la structure d'onduleur de tension à trois niveaux à diode de bouclage (NPC), ainsi que leur principe de fonctionnement et l'étude de son modèle mathématique en mode commandable.

2.3.2.2 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux :

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisés est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, [31].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C1 et C2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi-tension (E/2). Étant connectés entre eux en un point neutre noté O. Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C1=C2$ c'est-à-dire $U_{c1}=U_{c2}$).

Le point O est connecté avec les deux diodes médianes (DDK1, DDK2), [82]. La figure (2.10) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

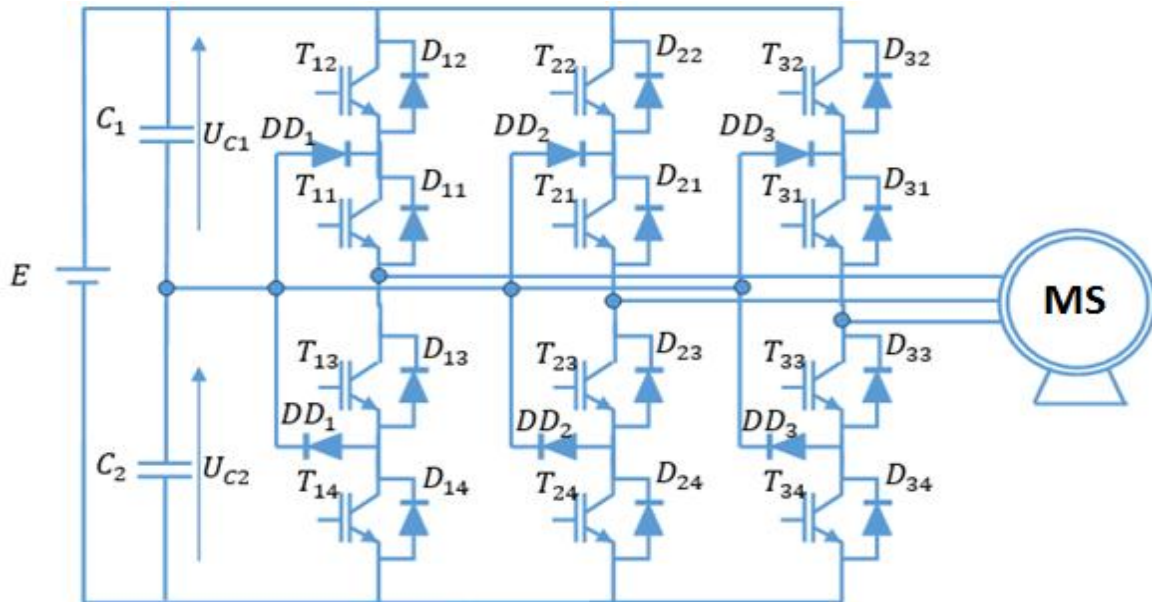


Figure 2.10: Onduleur triphasé à trois niveaux.

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on a présenté chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{KS} (Figure (2.11)), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (Figure (2.12)).



Figure 2. 11: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.

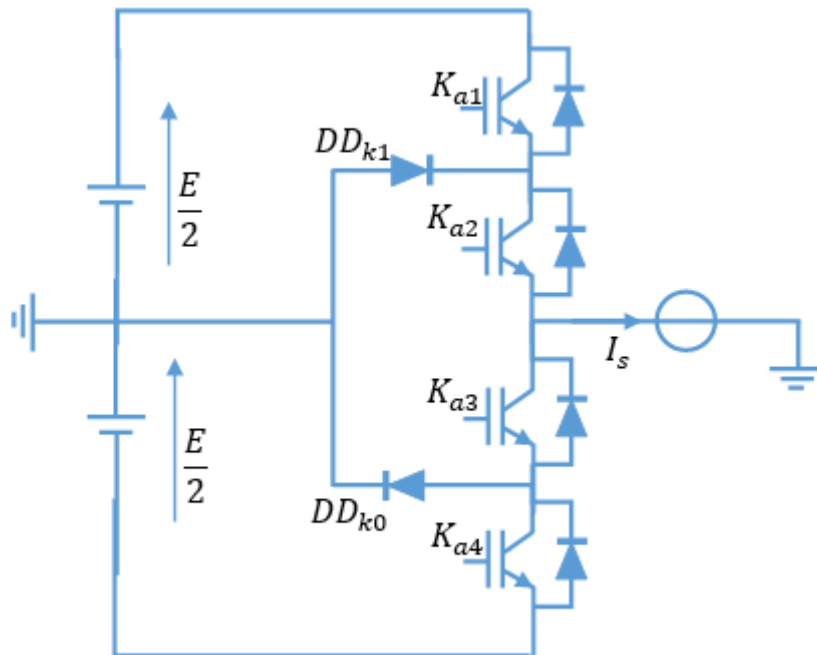


Figure 2. 12: Bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe BKS (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel TKS).
- Une commande interne définie par les signes du courant des bras.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la distorsion par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante : On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur de tension, [83].

2.3.2.3 Configuration et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux :

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre O. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} et K_{a4} du bras.

Sur les $2^4=16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles).

On donne ci-dessous le tableau récapitulatif tableau (2.1) qui représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée, [84]. A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilisés non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée, [85].

- **Première configuration {1100}**

K_{a1} , K_{a2} sont passants et K_{a3} et K_{a4} sont bloqués (Figure (2.13)), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (\text{II.33})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{K_{a3}} = V_{K_{a4}} = +E/2 \quad (\text{II.34})$$

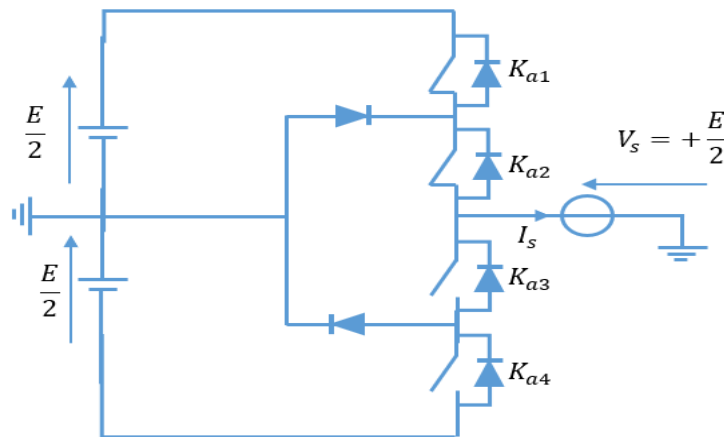


Figure 2. 13: 1^{ère} configuration du 1er bras.

- **Deuxième configuration {0110}**

K_{a2} , K_{a3} sont passants et K_{a1} et K_{a4} sont bloqués (Figure (2.14)), le point a est relié directement au point neutre O. La tension simple V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0 \quad (\text{II.35})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{K_{a1}} = V_{K_{a4}} = +E/2 \quad (\text{II.36})$$

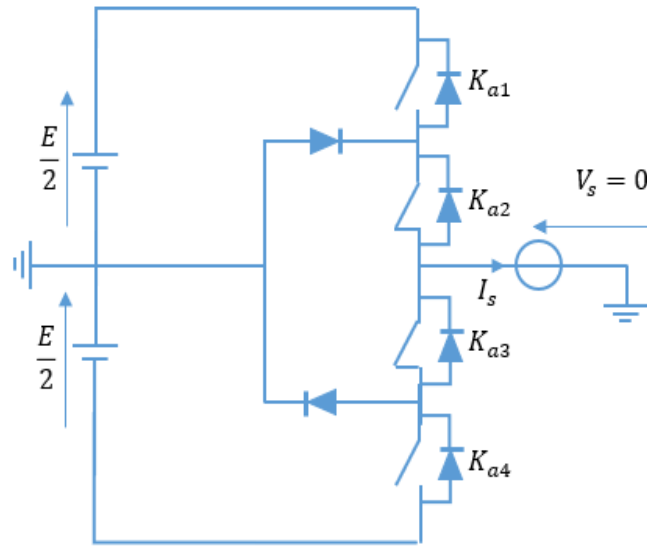


Figure 2. 14: 2^{ème} configuration du 1er bras.

- **Troisième configuration {0011}**

Ka3, Ka4 sont passants et Ka1 et Ka2 sont bloqués (Figure (2.15)), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -E/2 \quad (\text{II.37})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = +E/2 \quad (\text{II.38})$$

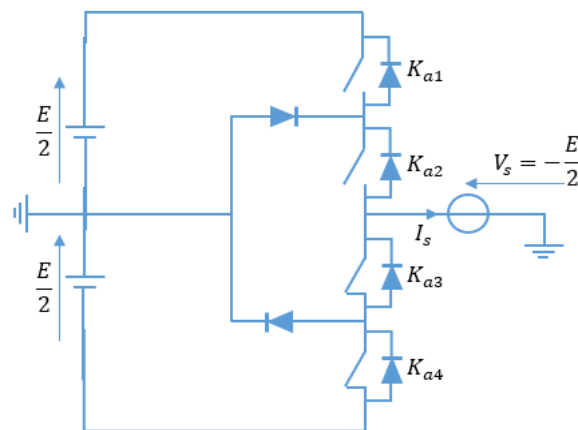


Figure 2. 15: 3^{ème} configuration du 1er bras.

Tableau 2. 1: Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (2.16) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

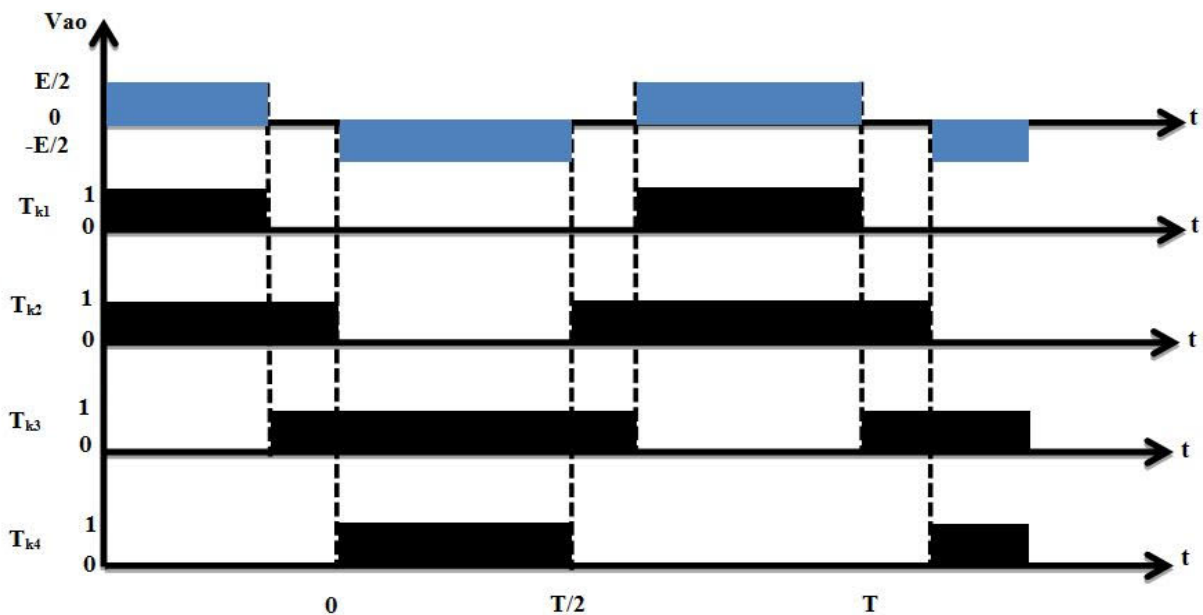


Figure 2. 16: Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC.

2.3.3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux type NPC :

2.3.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, lorsque les transistors entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non pas des commandes internes. Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion, [82].

2.3.3.2 Commande complémentaire :

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, nous avons adopté une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à trois niveaux et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit, [86]:

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

- **Commande N°1**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

B_{KS} : Commande du transistor TKS du bras K.

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

Tableau 2. 2: Commande N°1 du bras K

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K (V_{ao})
Off	On	Off	On	Inconnue (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	$V = 0$ ou $I = 0$ (Inconnue)
On	Off	Off	On	$V = 0$ ou $I = 0$ (Inconnue)
On	Off	On	Off	$V = 0$

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

- **Commande N°2**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

Tableau 2. 3: Commande N°2 du bras K

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K (V_{ao})
Off	Off	On	On	$-U_{C2} = -E/2$
Off	On	On	Off	(Inconnue)
On	Off	Off	On	(Inconnue)
On	On	Off	Off	$U_{C1} = E/2$

La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

- **Commande N°3**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

Tableau 2. 4: Commande N°3 du bras K

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K (V_{ao})
Off	Off	On	On	$-U_{C2} = E/2$
Off	On	Off	On	(Inconnue)
On	Off	On	Off	$V = 0$
On	On	Off	Off	$U_{C1} = E/2$

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux. La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras (U_{C1} , 0, $-U_{C2}$), avec $U_{C1} = U_{C2} = E/2$. C'est donc cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

2.3.3.3 Fonctions de connexion :

La fonction de connexion F_{KS} traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TD_{KS} . Chaque interrupteur K_{KS} ($K \in (1, 2, 3)$, $S \in (1, 2, 3)$), supposé idéal introduit une fonction déconnexion F_{KS} :

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

2.3.3.3.1 Relation entre les fonctions de connexion :

Ainsi fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

2.3.3.3.2 Relation entre les fonctions des demi-bras :

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{KM}^b avec K : étant le numéro du bras, M=1 pour le demi-bras du haut et M = 0 pour le demi-bras du bas. Pour un bras K, les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

F_{K1}^b : Est associé au demi-bras du haut (la paire (K_{k1} , K_{k2})).

F_{K0}^b : Est associé au demi-bras du bas (la paire (K_{k3} , K_{k4})), [83], [87].

2.3.3.4 Modélisation des valeurs instantanées :

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a, V_b, V_c .
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo}, V_{co} .
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

2.3.3.4.1 Les potentiels V_{io} :

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu O, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} F_{14}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} F_{24}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} F_{34}) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demi-bras dans le système (II.45) on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

2.3.3.4.2 Tensions de sorties :

Le système d'équation (II-47) nous a permis d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{c1} et U_{c2} .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge par V_a, V_b, V_c .

2.3.3.4.2.1 Tensions composées :

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bc} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{ca} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{II.50})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2}$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} E/2 \quad (\text{II.51})$$

2.3.3.4.2 Tensions simples :

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des noueux par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.52})$$

$$\begin{cases} V_a = (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_b = (-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_c = (-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})/3 \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} E/2 \quad (\text{II.54})$$

2.4 Différents types de commande des onduleurs :

2.4.1 Introduction

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ou en anglais PWM : Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

L'essor de la MLI est lié aux progrès de développement des semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation des nombres des commutations entrainerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

La multiplication des nombres d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à avoir la forme sinusoïdale que possible.

La MLI permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage, la multiplication du nombre d'impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, faire varier la valeur de la fondamentale de la tension de sortie offrent la possibilité de moduler la forme de cette tension et obtenir une forme d'onde approximant de la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation se fait le plus souvent en temps réel.

Pour déterminer en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à l'électronique de commande analogique ou numérique ou les deux simultanément. La MLI nous permet cette détermination.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue plusieurs types de techniques de la MLI qui peuvent être considérées par la suite, en peut citer donc:

- Modulation sinus-triangle,
- Modulation en pleine onde,
- MLI vectorielle (SVM : Space Vector Modulation).

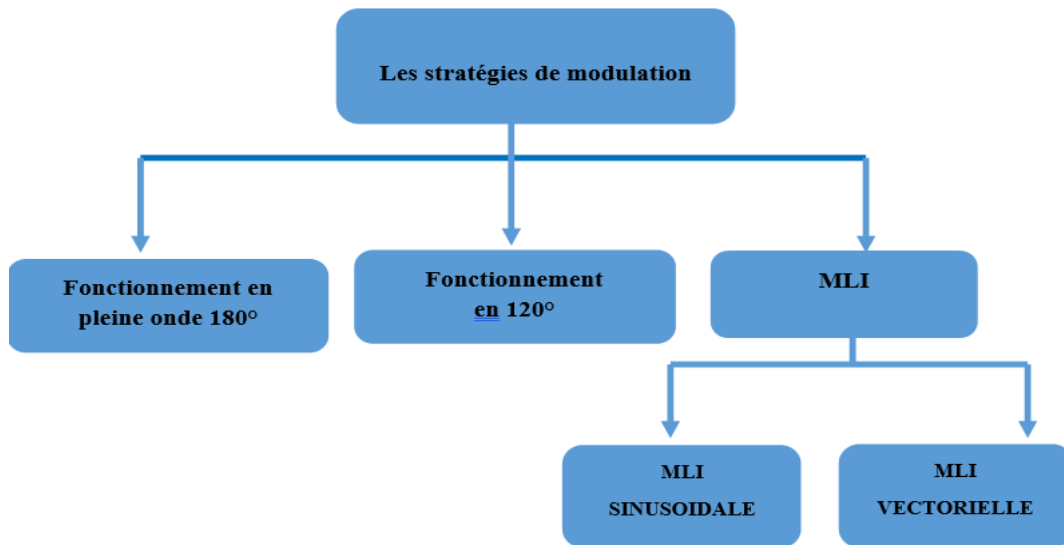


Figure 2. 17: Différentes techniques de commandes de l'onduleur.

2.4.2 Commande en pleine onde (dite 180°) :

Dans la commande 180° chaque interrupteur est commandé pour une durée de demi-période. D'après le tableau (2.5) la fermeture d'un interrupteur coïncide avec l'ouverture de l'autre interrupteur situé dans le même bras [88]. La commande des interrupteurs de deux bras différents est décalée de 120°.

La tension générée par la stratégie de la commande pleine onde à une forme rectangulaire, Sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques.

Tableau 2. 5: Le contrôle des interrupteurs en pleine onde

Q1		Q'1	
Q2'	Q2		Q2'
Q3	Q3'	Q3	

2.4.3 Commande 120° :

Dans la commande 120° chaque interrupteur est commandé pour une durée d'un tiers d'une période. D'après le tableau (2.6) la fermeture d'un interrupteur ne coïncide pas avec l'ouverture de l'autre interrupteur situé dans le même bras [88]. La commande des interrupteurs des deux bras différents est décalée de 120°.

Tableau 2. 6: Le contrôle des interrupteurs par la Commande de 120°

Q1		Q1'	
Q2'	Q2		Q2'
Q3'		Q3	

2.4.4 Modulation sinusoïdale

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (P) d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux (r1, r2, r3), d'amplitude variable et de fréquence f appelée référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

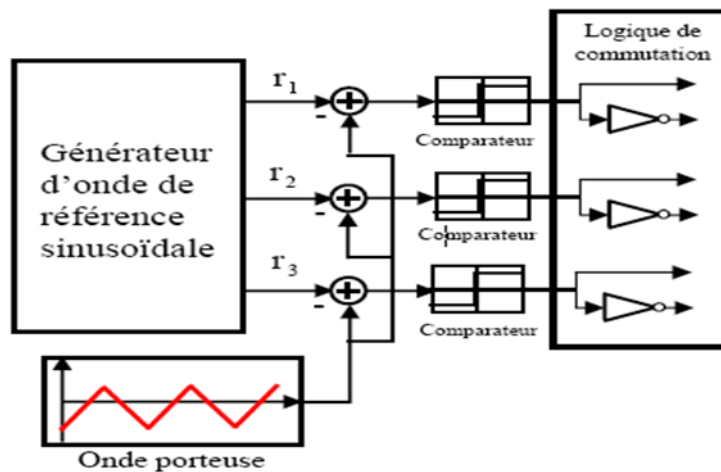


Figure 2. 18: Schéma de principe de la technique triangle-sinusoïdale.

2.4.5 Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- Indice de modulation «m» qui est égale au rapport de la fréquence f_c de la porteuse à la fréquence f_m de la référence $m=f_c/f_m$.
- Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension « r » qui est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence « A_m » à celle de la porteuse A_c ; $r=A_m/ A_c$

La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier c.à.d. que lorsque la fréquence du porteuse f_p est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence f . En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de Fourier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve alors la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

- Elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation asynchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'un double symétrique par rapport au quart et au milieu de la période
- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension, [90] est définit par :

$$THD = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (II.55)$$

2.4.5.1 Modulation sinusoïdale triangle :

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° , de fréquence et d'amplitude A_m , avec un signal triangulaire d'amplitude « A_c » et de fréquence « f_c » très supérieur à « f_m ». La figure (2.19) montre le principe de la technique MLI sinusoïdale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à deux et trois niveaux de type NPC, [33].

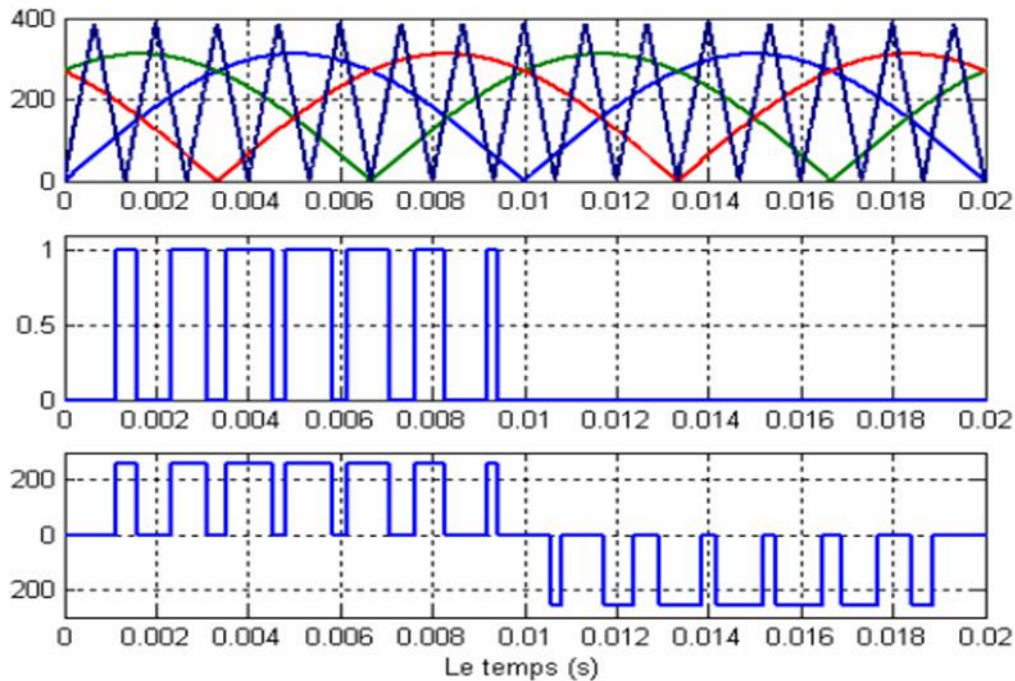


Figure 2. 19: Principe de la MLI sinusoïdale classique.

2.4.5.2 Modulation sinusoïdale à doubles triangles :

Cette stratégie est basée, dans son principe sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence « f_c » et de même amplitude « A_c ». Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase avec un signal de référence d'amplitude « A_m » et de fréquence « f_m ». C'est la modulation sinusoïdale à double triangle[91].

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux n supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Cette technique nécessite $(n-1)$ signaux triangulaires de même fréquence « f_c » et de même amplitude « A_c », [83].

La figure (2.20) représente le principe de la modulation sinusoïdale à double triangle. Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque phase.

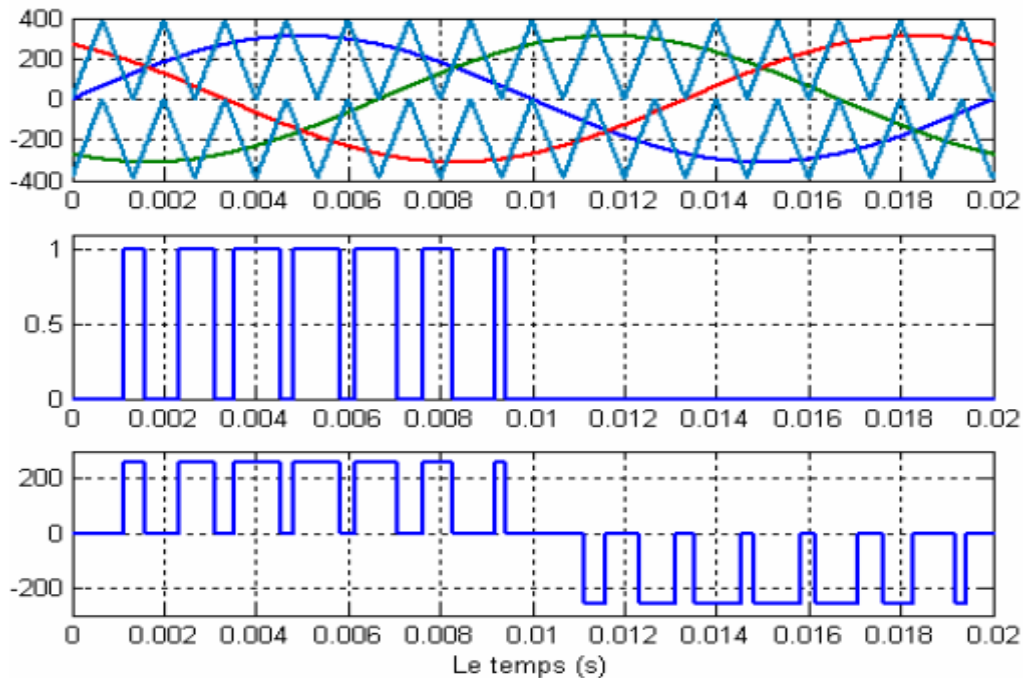


Figure 2. 20: Principe de la MLI à double triangles.

2.4.6 Modulation vectorielle :

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants, [81] :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière). Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période [92].

2.4.6.1 Principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension V_{ref} à partir des vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, [93].

Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (V_α, V_β) . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone (Figure (2.21))), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

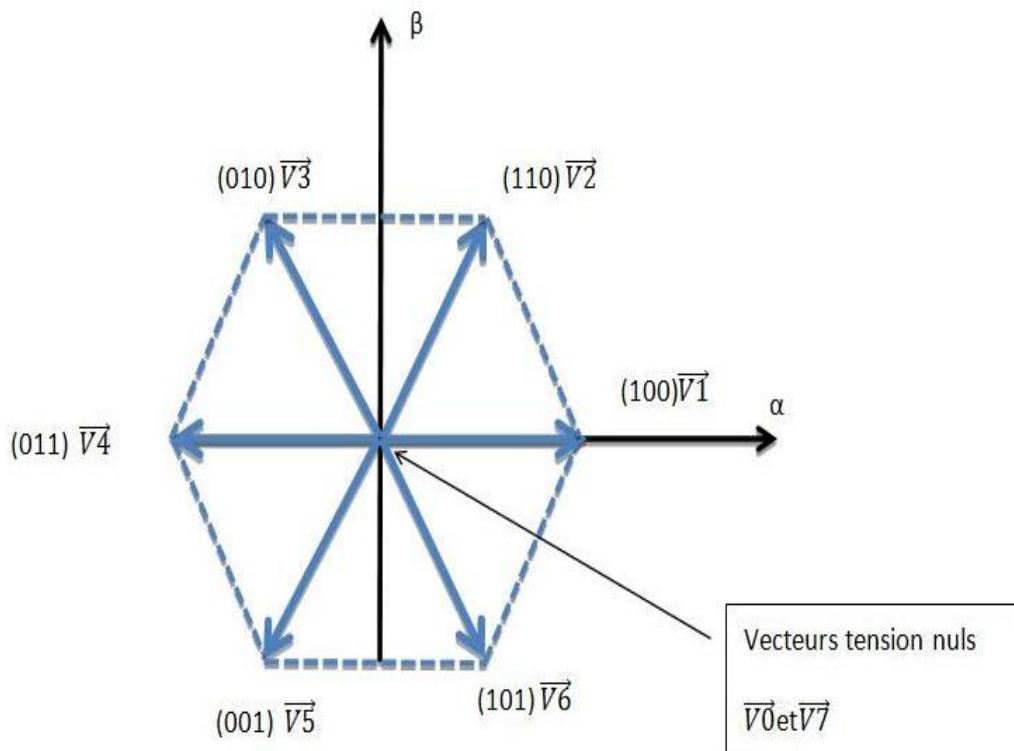


Figure 2. 21: Approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation

La modulation vectorielle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, il possède $3^3=27$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer 27 vecteurs différents de tension de sortie.

La représentation sur le plan (α, β) de ces 27 vecteurs est donnée par la figure (2.22), [94].

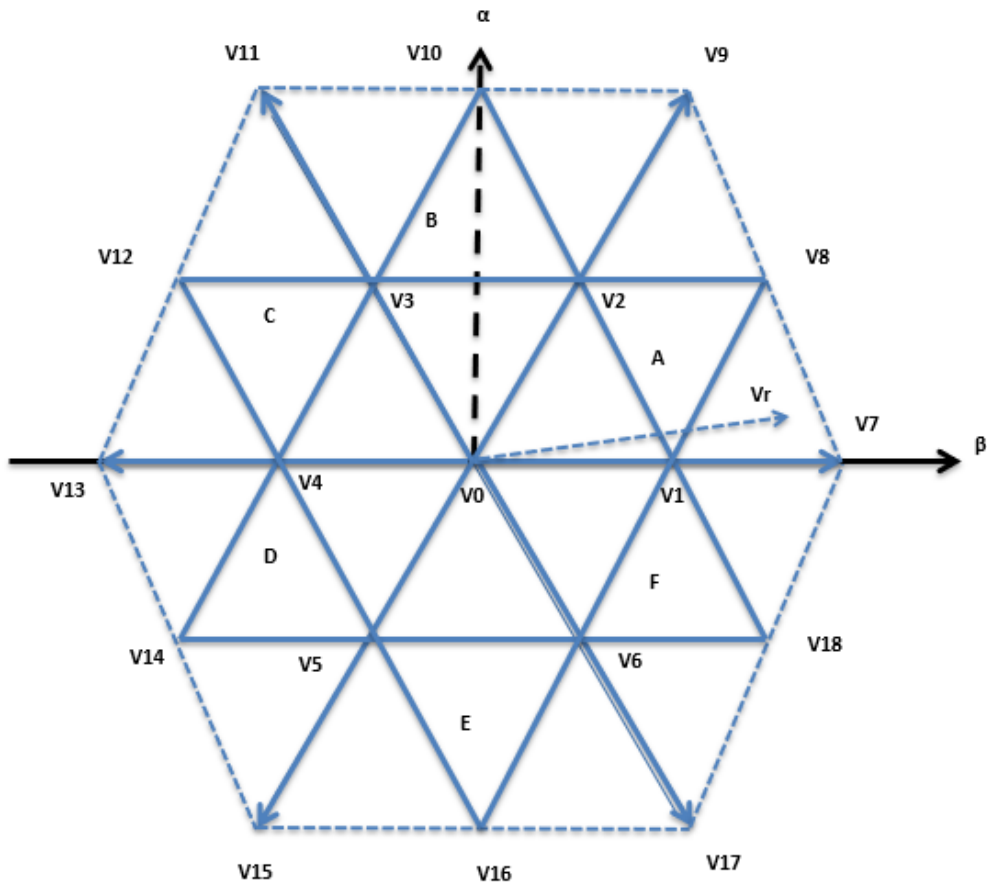


Figure 2. 22: Représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux.

Le schéma de la figure (2.23) résume la méthode de calcul de la MLI vectorielle.

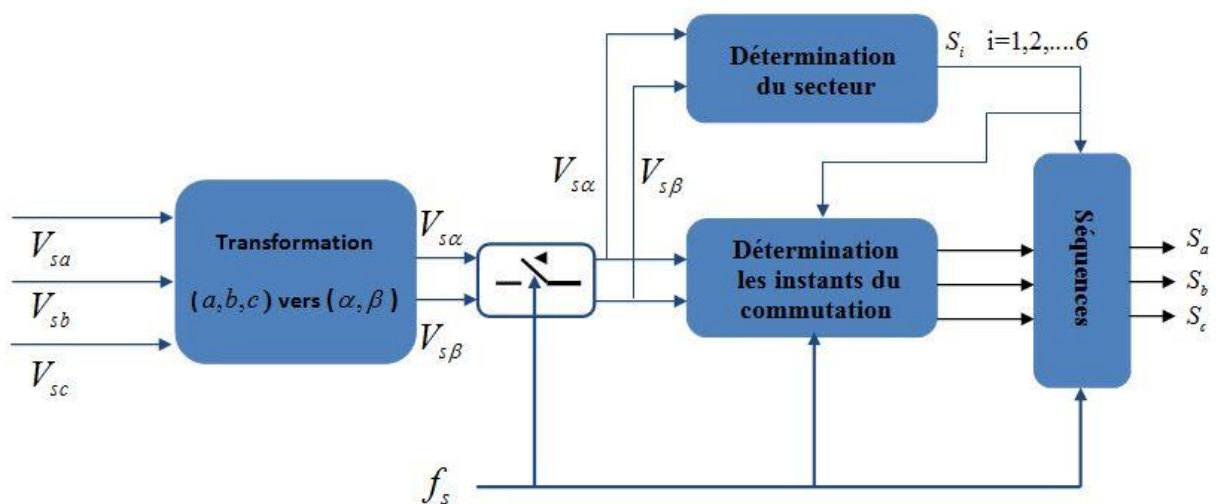


Figure 2. 23: Schéma de principe de la MLI vectorielle.

2.5 Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

2.5.1 Bloc de simulation de la MSAP

A partir des équations (II.11),(II.12),(II.14) et (II.20), on peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (2.24) :

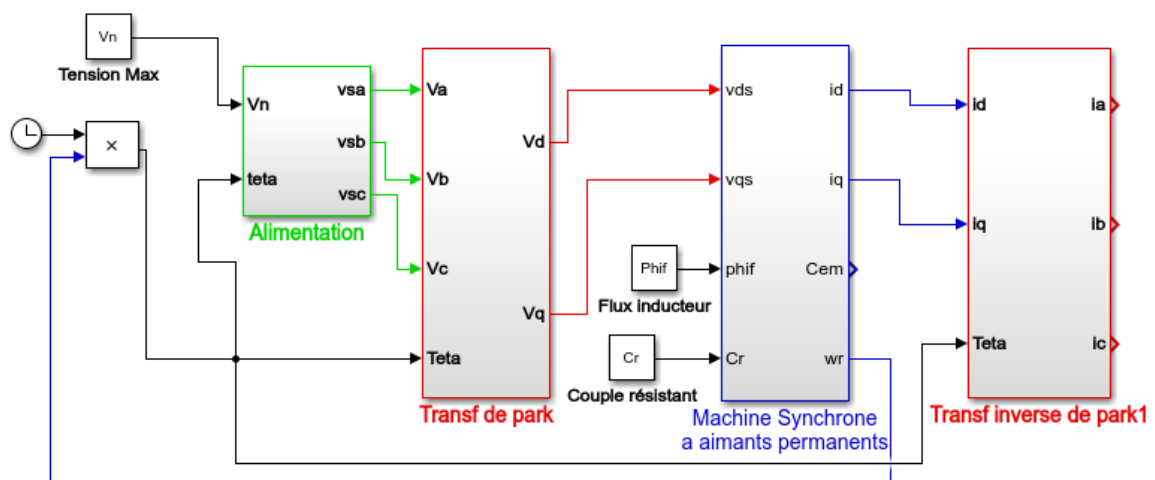


Figure 2. 24: Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.

Le comportement de la MSAP sur référentiel (d, q) peut-être être mis sous un schéma fonctionnel Simulink à base de blocs Fnc, intégrateur et Mux (Figure(2.25)).

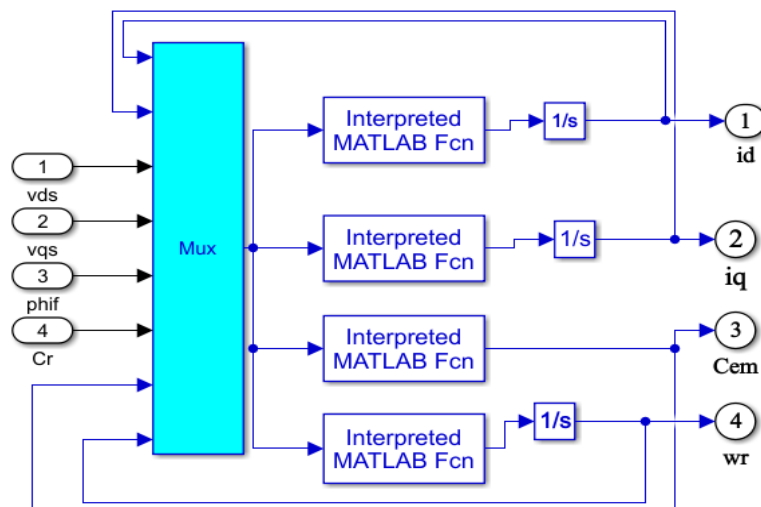


Figure 2. 25: Schéma de la MSAP avec la transformation (abc)/(dq) dans le modèle SIMULINK.

2.5.2 Alimentation par le réseau :

La figure (2.26) illustre les résultats de simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220$ V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5$ s.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 105 rad/s. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro puisque la MSAP est à vide,
- Pour les courants i_d et i_q au début du démarrage on aperçoit des pics de courant assez important au démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,
- A $t = 0.5$ s, nous avons appliqué une charge de $C = 5$ Nm, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Ces résultats montrent bien le fort couplage existant entre ces différentes variables indiquant le caractère non-linéaire de la MSAP.

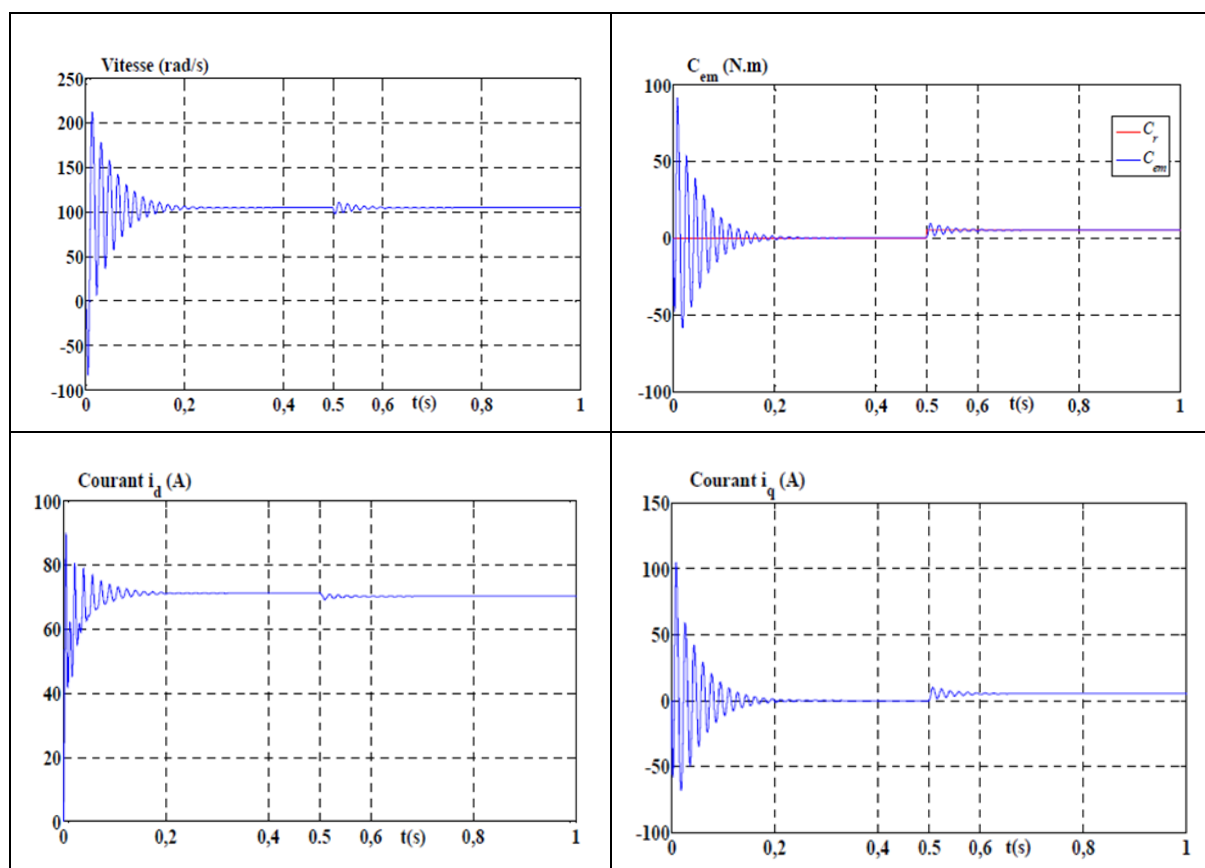


Figure 2. 26: Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré.

2.5.3 Alimentation par un onduleur de tension 3 niveaux :

Nous avons simulé l'association convertisseur statique et la MSAP, pour un démarrage à vide puis nous avons appliqué un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5s$. L'onduleur est commandé par MLI sinus-double triangle,

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur de tension) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, alors que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

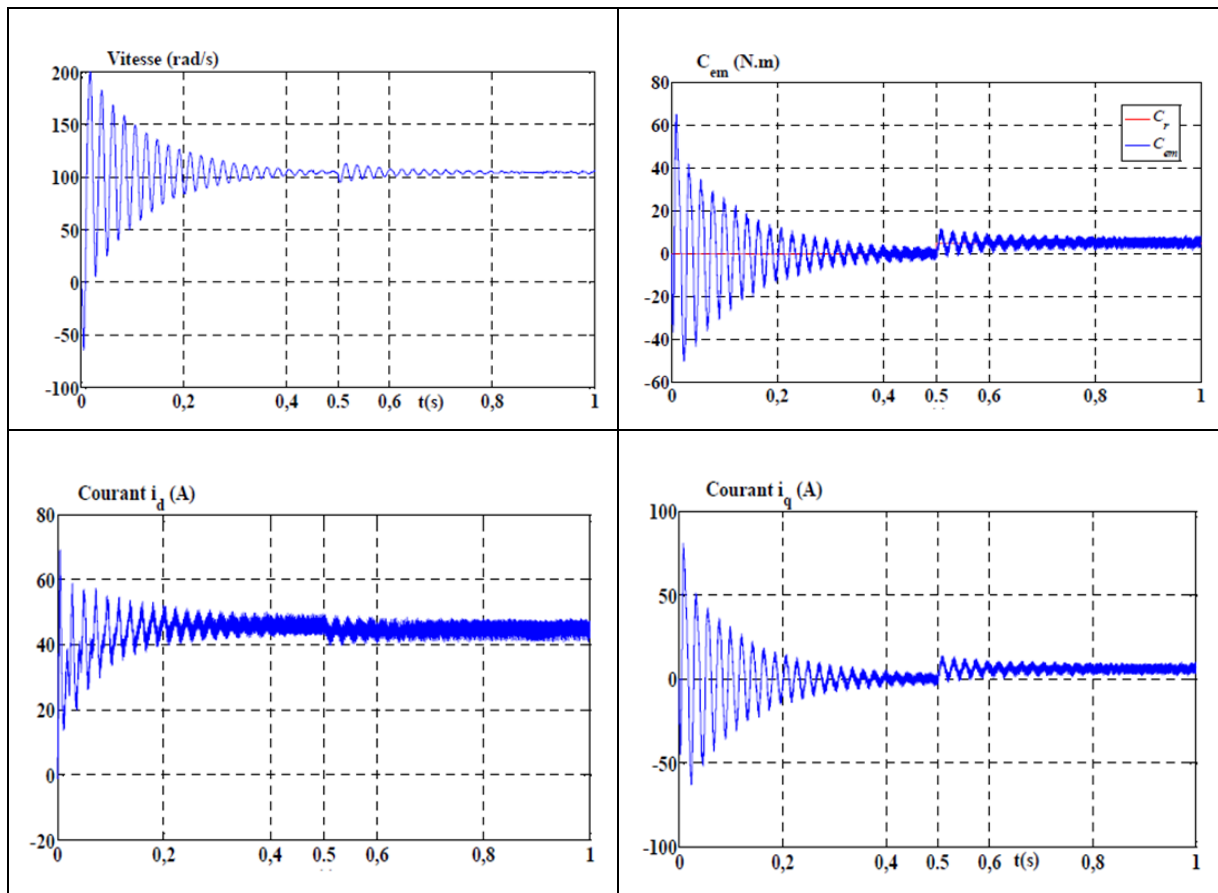


Figure 2. 27: Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension 3 niveaux commandés par MLI sinus-double triangle

2.6 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la structure de la MSAP principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites.

Ensuite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension (2 niveaux et 3 niveaux à structure NPC) et sa commande. Il s'agit de la technique de commande par :

- ✓ Plein d'onde,
- ✓ MLI sinus,
- ✓ MLI vectorielle.

Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimentée par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par les deux techniques.

D'après les résultats de simulation qu'on a pour obtenir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes conformes à nos attentes surtout au démarrage et lors de l'application des perturbations du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées, nous avons appliqué des commandes modernes et robuste qui sera développée dans les 2 chapitres suivants.

Chapitre

3

**Étude comparative entre la commande
Non-linéaire non-adaptative et adaptative
de la Machine Synchrone à Aimant
Permanent**

3.1 Introduction

Depuis quelques années, plusieurs perfectionnements et améliorations ont été effectués dans le domaine de la commande des systèmes non-linéaires. La technique du Backstepping a fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle a été développée par Kanellakopoulos et al, au début des années 90.

En effet, cette technique a offert une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour des systèmes non-linéaires. L'avantage principal de cette méthode étant de garantir la stabilité du couple contrôleur-procédé. La méthode du Backstepping a permis de déterminer une loi de mise à jour des paramètres, pour une loi de commande adaptative, qui garantit, elle aussi, la stabilité du couple contrôleur- procédé, [95].

La plupart des systèmes physiques qui nous entourent, de nos jours, sont non-linéaires. Bien souvent, ces non-linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Les contrariétés persévérantes d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises ce qui permet d'avoir une réponse sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non-linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse et/ou de synthèse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, anciens et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, plusieurs et différents types de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non-linéaires. Le Backstepping fait partie de ces nouvelles méthodes de commande.

Dans ce qui suit, nous avons clarifié dans un premier temps, la notion des systèmes non-linéaires, puis le concept et la mise au point de la technique Backstepping, ensuite nous avons établi l'algorithme généralisé. Les centres d'intérêt de ce chapitre se sont articulés autour des deux types de commande qui vont nous permettre d'atteindre nos objectifs : Commande non adaptative et adaptative des systèmes non-linéaires par la technique dite Backstepping appliquée à une MSAP. Finalement, la dernière partie qualifiera la simulation de la commande non adaptative et adaptative sur l'environnement MATLAB/SIMULINK.

3.2 Système non-linéaire

Durant des années, les systèmes physiques modélisés par des équations non-linéaire sont été étudiés en considérant que les non-linéarités étaient négligeables par rapport aux termes linéaires ce qui donne naissance à des problèmes généraux dans ce sens au niveau du comportement du processus.

Comme nous l'avons vu, précédemment, le modèle d'un tel système linéaire est valable pour une zone de fonctionnement particulière, en dehors de cette zone, le système n'est plus linéaire ou les coefficients choisis ne sont plus valides.

Ces notions nous en permis d'aborder une autre catégorie des systèmes, dont leur étude engendrera une importance majeure dans le domaine de la commande des processus physiques, ce sont les systèmes non-linéaires.

Quelques exemples de ces phénomènes sont donnés par la suite. Un système linéaire possède un seul point d'équilibre. Un système non-linéaire peut en avoir plusieurs. Le système peut converger, en régime permanent, à l'un des points, suivant les conditions initiales (point d'opération).

L'état d'un système linéaire instable peut prendre des valeurs infinies quand le temps devient infini. Un système non-linéaire peut percevoir son état prendre des valeurs infinies, pour des valeurs finies du temps. Cette propriété peut-être à l'origine de conséquents problèmes de stabilité, notamment en commande adaptative.

Pour qu'un système linéaire puisse présenter des oscillations entretenues, il faut qu'il ait une paire de pôles imaginaires. Il est presque impossible de maintenir de telles oscillations en présence des perturbations.

Dans la pratique, les oscillations stables (D'amplitudes et fréquences fixes) doivent-être réalisées par des systèmes non-linéaire. Ce type d'oscillations est connu sous le nom de cycles limités [96].

Un système linéaire, sous l'effet d'une entrée périodique, produit un signal périodique de même période à sa sortie. Un système non-linéaire peut osciller avec des fréquences qui sont des sous multiples et/ou des multiples de la fréquence d'entrée. Un système non-linéaire peut avoir des régimes permanents plus compliqués que ceux cités précédemment. Ces régimes sont connus sous le nom de chaos. Ils présentent un aspect stochastique [97].

Contrairement au cas linéaire, les systèmes non-linéaire, étant définis par négation, ne représentent pas un ensemble homogène. Une méthode qui partage d'importantes performances sur une classe de systèmes, peut avoir des conséquences épouvantables sur une autre classe, très peu différente de la première. Par conséquent, dans le cadre de la commande des systèmes non-linéaires la question de l'applicabilité est primordiale et une méthode générale n'existe pas.

Tous les efforts consentis ces dernières années visent à élargir, le plus possible, l'ensemble des systèmes auxquels les méthodes sont applicables. Ces ensembles sont définis en termes de contraintes imposées aux non-linéarités du système.

3.3 Stabilité des systèmes linéaires et non-linéaires

3.3.1 Equilibre et stabilité des systèmes

Quelques définitions relatives à la stabilité des systèmes non-linéaires seront données. Les méthodes d'analyses seront brièvement présentées. On parlera surtout des méthodes de Lyapunov, et l'accent sera, plus particulièrement, mis sur la deuxième méthode de Lyapunov, qui constitue l'élément central de la méthode design adoptée, i.e. le Backstepping[3].

On appelle systèmes linéaires les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants, l'hypothèse de linéarité équivaut au principe de superposition. Les systèmes non-linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des

systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations linéaires. Autrement dit, le principe de superposition ne peut leur être appliqué[98].

Physiquement, un système est en équilibre quand il conserve son état en absence de forces externes. Mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée \dot{X} de son état est nulle pour un système.

$$\dot{X} = \varphi(x) \quad (\text{III.1})$$

L'état (ou les états) d'équilibre X_e est la solution (sont les solutions) de l'équation algébrique $\varphi(x_e) = 0$.

Dans le cas de systèmes linéaires, on a $\varphi(x) = Ax$, ce qui implique que $x=0$ est un point d'équilibre pour tout système linéaire. Si A est régulière, l'origine est le seul point d'équilibre. Dans le cas où la matrice A est singulière, tout le sous espace défini par $Ax=0$ constitue une région d'équilibre. Pour les non-linéaires, la solution est moins évidente et l'origine n'est pas forcément un point d'équilibre. En plus, en présence de plusieurs équilibres, ces derniers peuvent se présenter comme dans le cas linéaire, sous forme de domaines continus, mais aussi de points isolés, voir même de combinaisons de deux.

Pour comprendre le comportement d'un système non-linéaire, on utilise souvent une représentation de ses trajectoires dans l'espace de phase (Figure (3.28)). Ces trajectoires évoquent un ensemble de courbes qui représentent l'évolution de l'état du système dans le temps. L'obtention de ces trajectoires passe par la résolution de l'équation différentielle (III.1), qui peut s'avérer une tâche difficile. C'est pourquoi, les outils permettant l'analyse du comportement du système, sans avoir à résoudre les équations qui les décrivent, ont connu un grand succès. Les techniques basées sur la deuxième méthode de Lyapunov font partie de cette classe.

3.3.1.1 Définition de la Stabilité par la méthode intuitive

On dit qu'un système est stable s'il se déplace de sa position d'équilibre et tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter davantage :

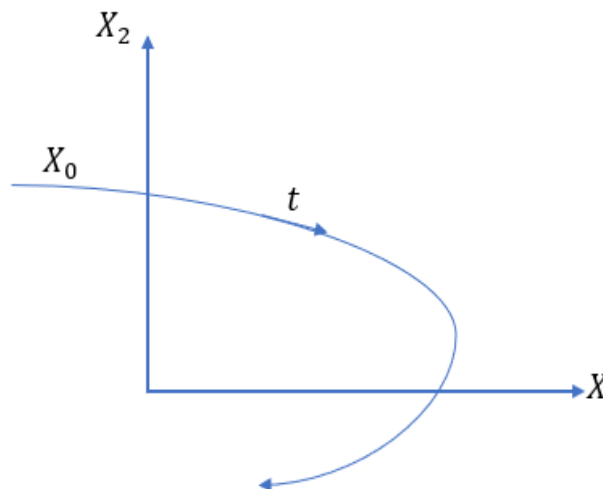


Figure 3. 28: Trajectoire d'un système dans le plan de phase.

- **Exemple :**

Soit à stabiliser l'origine ($X_1 = 0$) du système scalaire :

$$\dot{X}_1 = \varphi_1(X_1)^T \theta + \psi_1(X_1) U \quad (\text{III.2})$$

Où φ_1 et ψ_1 sont des fonctions non-linéaires, et θ représente le vecteur des paramètres connus. Pour ce fait, la fonction de Lyapunov doit être choisie et une commande U qui annule sa dérivée le long de la trajectoire, doit être calculée. La fonction est comme le montre l'équation suivante:

$$V(x_1) = \frac{1}{2} x_1^2 \quad (\text{III.3})$$

Elle représente souvent un raisonnable choix. Sa dérivée le long de la solution de l'équation (III.3) donne:

$$\dot{V}(x_1) = X_1 \cdot \dot{X}_1 = X_1 [\varphi_1(X_1)^T \theta + \psi_1(X_1) U] \quad (\text{III.4})$$

Un choix judicieux de U rend $V(x_1)$ négative et assure la stabilité asymptotique de l'origine du système. Un exemple de commande est donné par le choix de u tel que :

$$\varphi_1(X_1)^T \theta + \psi_1(X_1) U = -K_1 \cdot x_1^2 \quad K_1 > 0 \quad (\text{III.5})$$

Ce qui donne :

$$U = -\frac{1}{\psi_1(X_1)} \cdot [K_1 \cdot x_1^2 + \varphi_1(X_1)^T \theta] \quad (\text{III.6})$$

La dérivée s'écrit alors :

$$\dot{V}(x_1) = -K_1 \cdot x_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.7})$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine. Le fait que, dans l'équation (III.4) V soit semi définie négative n'implique pas forcément une stabilité simple. L'ensemble des points où la dérivée s'annule ne constitue pas une trajectoire possible du système, puisqu'elle ne s'annule qu'à l'origine. On peut donc, selon le théorème de Barbasin- Krasovskij, affirmer la stabilité asymptotique [99].

- **Remarque (Choix de la commande) :**

Le choix de U n'est pas unique. Un bon choix permet de rendre négative la dérivée, sans supprimer les non-linéarités utiles dans le système, ni d'augmenter inutilement l'effort fourni par l'actionneur.

3.3.2 Choix de la fonction Lyapunov

La théorie de Lyapunov a été durant des années un outil important dans la commande linéaire aussi bien que dans la commande non-linéaire. Cependant, son utilisation dans la commande non-linéaire a été entravée par les difficultés afin de trouver une fonction de Lyapunov pour un système donné mais la tâche de trouver une telle fonction a été souvent laissée à l'imagination et à l'expertise du concepteur.

Même pour des systèmes simples et en l'absence d'incertitude, le choix de la fonction de Lyapunov et de la loi de commande n'est pas toujours facile. Aucune règle générale n'existe à ce jour quant au choix d'une telle fonction. Et quand on sait l'influence de ce choix sur le comportement général du système, on comprend l'intérêt qu'a suscité ce problème ces dernières années[32].

3.3.3 Théorème de Lyapunov

Une condition de base sur un système commandé est qu'elle doit atteindre l'équilibre désiré sans prendre un détour trop grand y arrivant. Formalisons cette condition en termes de propriétés de l'équilibre désiré, d'après Slotine et Li[100].

Considérons un système de temps invariable :

$$\dot{X} = f(x) \quad (\text{III.8})$$

Commençons à l'état initial $X(0)$. Soit X_e un point d'équilibre du système, alors $f(x_e) = 0$. Nous savons que le point d'équilibre est stable, si pour chaque $\varepsilon > 0$ il existe $\partial(\varepsilon) > 0$ tel que :

$$\|x(0) - x_e\| < \partial \Rightarrow \|x(t) - x_e\| < \varepsilon \text{ Pour tout } t \geq 0 \quad (\text{III.9})$$

- Instable, s'il n'est pas stable,
- Asymptotiquement stable, s'il est stable et une addition existe $r > 0$ tel que :

$$\|x(0) - x_e\| < r \Rightarrow x(t) \rightarrow x_e \text{ Si } t \rightarrow \infty \quad (\text{III.10})$$

- Globalement asymptotiquement stable s'il est asymptotiquement stable pour tous les états initiaux.

- **Définition de la stabilité au sens de Lyapunov**

La fonction scalaire $V(x)$ est dite :

- Positive définie si : $\begin{cases} V(0) = 0 \text{ et} \\ V(x) > 0, x \neq 0 \end{cases}$
- Positive semi définie si : $\begin{cases} V(0) = 0 \text{ et} \\ V(x) \geq 0, x \neq 0 \end{cases}$
- Négative semi définie si : $-V(x)$ est positive (semi définie)
- Radialement illimité si : $V(x) \rightarrow \infty$ dont $\|x\| \rightarrow \infty$

Annonçons maintenant les théorèmes de la stabilité.

3.3.4 Théorème (LaSalle- Yoshizawa)

Prenons $X=0$ est le point d'équilibre pour l'équation (III.3). $V(x)$ est une fonction scalaire, continuellement différentiable de l'état x tel que :

- $V(x)$ est définie positive
- $V(x)$ est radialement illimité
- $\dot{V}(x) = V_x(x) f(x) \leq -W(x)$ Où $W(x)$ est définie semi positive

Alors, toutes les solutions de l'équation (III.3) satisfont : $\lim_{t \rightarrow \infty} W(x(t)) = 0$

En addition, si $W(x)$ est définie positive, puis l'équilibre $x=0$ est globalement asymptotiquement stable.

Pour démontrer la stabilité quand $\dot{V}(x)$ est seulement définie semi négative, les corollaires suivants le théorème LaSalle sont utiles.

- **Corollaire**

Admettons $X=0$ est le seul point d'équilibre pour l'équation (III.3). Admettons que $V(x)$ une fonction scalaire, continuellement différentiable pour l'état x tels que :

- $V(x)$ est définie positive
- $V(x)$ est radialement illimitée
- $V(x)$ est définie semi négative

Admettons que $E = \{x: V(x) = 0\}$ et supposons qu'aucune solution que $x(t)=0$ peut rester toujours en E . alors $x=0$ est asymptotiquement globalement stable.

Notez que ces résultats sont non-constructifs, dans le sens qui ne donnent aucun indice au sujet de la façon de trouver une fonction scalaire $V(x)$ satisfaisant les conditions nécessaires de conclure Globalement Asymptotiquement Stable (GAS). Nous nous référons à une fonction scalaire $V(x)$ satisfaisant les conditions spécifiées dans le théorème (la stabilité de Lyapunov) comme fonction de Lyapunov pour le système[101].

3.3.5 Conception de commande basée sur Lyapunov

Maintenant ajoutons une commande d'entrée et considérons le système suivant :

$$\dot{X} = f(x, u) \quad (\text{III.11})$$

Tel que u est une loi de commande donnée par : $u = K(x)$ de sorte que l'état désiré de la boucle fermée du système : $\dot{x} = f(x, k(x))$ devient globalement asymptotiquement un point stable d'équilibre. Pour la simplicité, nous assumerons l'origine pour être l'état du but. Ceci peut toujours être réalisé par un changement approprié des coordonnées. Une approche

franche à trouver le $k(x)$ est de construire une fonction définie positive et radialement illimitée $V(x)$ et alors choisir $k(x)$ tels que :

$$\dot{V} = V_x(x) \cdot f(x, k(x)) = -W(x) \quad (\text{III.12})$$

Où : $W(x)$ est définie positive.

Alors la stabilité en boucle fermée suit le théorème de la stabilité au sens de Lyapunov. Pour que cette approche soit vérifiée, $V(x)$ et $W(x)$ doivent être choisies adéquatement, où l'équation (III.3) ne peut être résolue. Ceci motive les définitions suivantes :

- **Définition : (La Fonction de Commande de Lyapunov)**

Une fonction $V(x)$ définie positive radialement illimitée est dite une fonction de commande de Lyapunov pour (III.2) si tous $x \neq 0$, $\dot{V} = V_x(x) \cdot f(x, u) < 0$ pour certain u .

Donnant une fonction de commande de Lyapunov l pour le système, nous pouvons ainsi trouver une loi de commande globalement stabilisante. En fait l'existence d'une loi de commande globalement stabilisante est équivalente à une fonction de commande de Lyapunov. Cela veut dire que pour chaque loi de commande globalement stabilisante, la fonction de commande de Lyapunov correspondante peut être trouvée, et vice versa. Ceci est connu comme étant le théorème d'Artstein[102].

Si la fonction de commande de Lyapunov est connue, un choix particulier de $k(x)$ est donné par la formule de Sontag reproduit dans l'équation (III.5). Pour le système affiné à l'entrée de commande.

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (\text{III.13})$$

Nous pouvons sélectionner :

$$u = K(x) = \frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b} \quad (\text{III.14})$$

Où : $a = V_x(x) \cdot f(x)$, $b = V_x(x) \cdot g(x)$

Ceci rapporte :

$$\dot{V} = V_x(x) \cdot (f(x) + g(x) \cdot u) = a + b \left(\frac{a + \sqrt{a^2 + b^2}}{b} \right) = -\sqrt{a^2 + b^2} \quad (\text{III.15})$$

Et ainsi, il rend l'origine globalement asymptotiquement stable.

Une approche étroitement liée est celle de Freeman et Primbs [103] où u est choisie pour minimiser l'effort de commande nécessaire pour satisfaire $\dot{V} \leq -W(x)$.

Pour certain $W(x)$, en utilisant une contrainte d'inégalité plutôt que de demander l'égalité permet pour tirer bénéfice des propriétés inhérentes du système.

Si $f(x)$ commande seule le système (III.6) vers l'équilibre tels que :

$$\dot{V}|_{u=0} = V_x(x) \cdot f(x) < w(x) \quad (\text{III.16})$$

Cela provoquerait une perte d'effort de commande pour atteindre $\dot{V} = -W(x)$.

3.4 Commande Backstepping des systèmes non-linéaires

Dans cette partie, une brève présentation historique sera faite sur le Backstepping afin d'obtenir un concept global sur cette technique. Et par la suite, nous dériverons vers ses méthodes et ses applications sur les systèmes non-linéaires.

Le Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al.[95] et inspiré par les travaux de Feurer & Morse [104] d'une part et Tsinias, [105] et Kokotović & Sussmann[106] d'une autre part. Cette technique offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non-linéaires.

L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-système imbriqué d'ordre décroissant.

Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non-linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure.[33]

3.4.1 Méthode récursive de conception de Backstepping

Cette méthode s'applique sur des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}$

On désire faire suivre à la sortie $y=x$ le signal de référence y_{ref} supposé connu. Le système étant d'ordre n , la conception s'effectue en n étapes.

3.4.1.1 1^{ère} étape - Calcul de la première commande virtuelle

On commence par la première équation du système (III.17) où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous système x_1 et qui doit suivre la référence y_{ref} définie tel que :

$$(x_1)_d \triangleq y_{ref} = \alpha_0 \quad (III.18)$$

Où $(x_1)_d$ est l'état désiré.

La première variable d'erreur du sous-système est définie par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (III.19)$$

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (III.20)$$

Pour un tel sous système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (III.21)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \cdot \dot{e}_1 \quad (III.22)$$

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (III.23)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système d'après Lyapunov, il faut que \dot{V}_1 soit négative.

Pour cela on choisit \dot{V}_1 sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \leq 0 \quad (III.24)$$

Où $K_1 > 0$ est un paramètre de conception.

En substituant (III.24) dans (III.23) on trouve :

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] = -K_1 e_1^2 \quad (III.25)$$

Cela donne la commande virtuelle x_2 :

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-K_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (III.26)$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine.

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{2ref} du sous-système qui suit.

3.4.1.2 2^{ème} étape - Calcul de la deuxième commande virtuelle

On considère les deux premières équations du système définies en (III.17)

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \quad (III.27)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (III.28)$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous-système précédent x_{2ref} tel que :

$$x_{2ref} \triangleq \alpha_1 \quad (III.29)$$

Et la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (III.30)$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du sous-système suivant :

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (III.31)$$

Ces fonctions dépendent forcément des états précédents du sous-système définie par :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \quad (III.32)$$

On choisit comme fonction de Lyapunov étendue pour le sous-système (III.31) :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (III.33)$$

$$V_2 = \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \quad (III.34)$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 = -K_1e_1^2 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (III.35)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système d'après Lyapunov, il est réclamé que \dot{V}_2 soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_2 sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -K_1e_1^2 - K_2e_2^2 \leq 0 \quad (III.36)$$

Où $K_2 > 0$ est un paramètre de conception.

En substituant (III.36) dans (III.35) on trouve :

$$\dot{V}_2 = -K_1e_1^2 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] = -K_1e_1^2 - K_2e_2^2 \quad (III.37)$$

Cela donne la commande virtuelle x_3 :

$$x_3 = \frac{1}{g_0(x_1, x_2)}[-K_2e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (III.38)$$

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_0(x_1)[-K_1\dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-K_1e_1 + \dot{\alpha}_0 f_1(x_1)]\dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (III.39)$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{3ref} du sous-système qui suit.

On pose $x_{3ref} \triangleq \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du système (III.17) où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle.

3.4.1.3 N^{ième} étape - Calcul de la loi de commande finale

Le système (III.17) est maintenant considéré dans sa globalité. De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d \triangleq \alpha_{n-1} \quad (\text{III.40})$$

La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III.41})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n) u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{III.42})$$

Avec comme fonction de Lyapunov étendue :

$$V_n = V_1 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \quad (\text{III.43})$$

$$V_n = \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \quad (\text{III.44})$$

La dérivée devient :

$$\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \quad (\text{III.45})$$

$$\dot{V}_n = -K_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n) u - \dot{\alpha}_{n-1}] \quad (\text{III.46})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la vraie loi de commande u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n) u - \dot{\alpha}_{n-1} = -K_n e_n^2 \quad (\text{III.47})$$

Où $K_n > 0$ est un paramètre de conception

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-K_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (\text{III.48})$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -K_1 e_1^2 - \dots - K_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III.49})$$

Nous avons ainsi défini la méthode de la commande Backstepping que nous allons mettre en application sur la MSAP.

3.5 Application du Backstepping non adaptative sur la commande de la MSAP

Dans cette partie, nous exposerons l'application de la commande Backstepping non adaptative sur la MSAP. Cette approche [33] [107] est conçue de telle façon à garder la même structure

générale d'une commande vectorielle, comme le montre la figure (3.29) tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

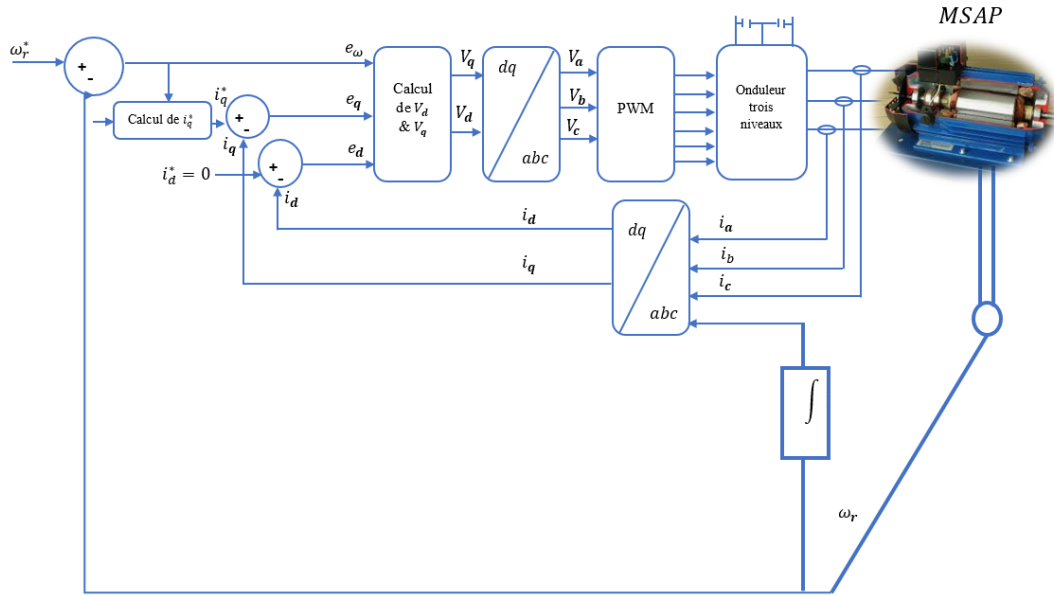


Figure 3.29: Structure globale du réglage de la vitesse de la MSAP par la méthode Backstepping non adaptative.

Le modèle donné en (II.21) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{p\phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

L'idée de base de la commande par la méthode Backstepping est de rendre le système bouclé en sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. L'objectif fixé est d'asservir la vitesse en choisissant comme sous-système les expressions de $\frac{di_d}{dt}$ et $\frac{di_q}{dt}$ et comme variables intermédiaires les courants statoriques (i_d et i_q). Ces variables sont considérées comme étant des commandes virtuelles telles que définies dans le paragraphe 3.4.1. A partir de ces deux paramètres qui sont (i_d et i_q), on calcule ainsi les commandes en tension (v_d et v_q) nécessaire pour assurer la commande en vitesse de la MSAP ainsi la stabilité du système global[33].

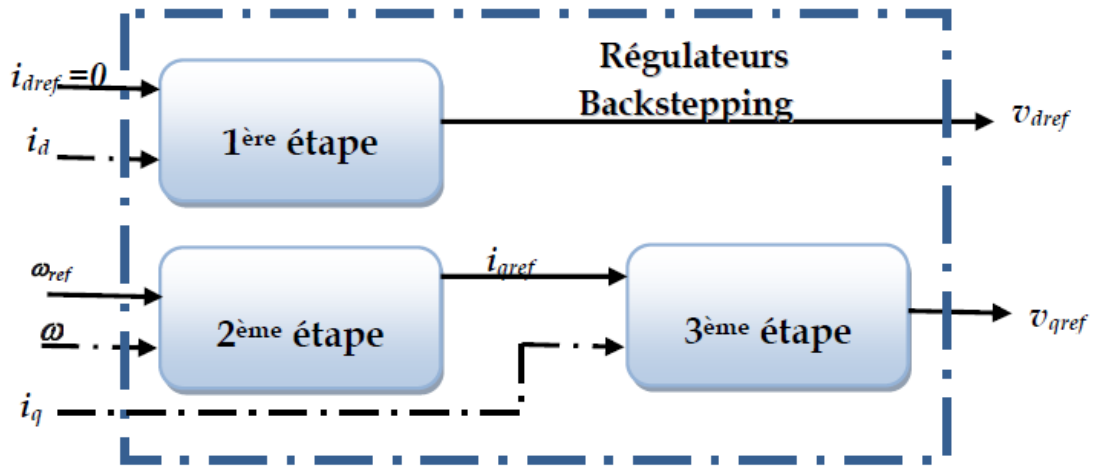


Figure 3.30: Structure interne du bloc régulateurs Backstepping non adaptative.

3.5.1 1^{ère} étape - Calcul de la loi de commande v_{dref}

Etant donné le courant direct est une grandeur de régulation, on définit sa valeur désirée et son erreur de régulation par :

$$i_{dref} = 0 \quad (III.51)$$

$$e_d = i_{dref} - i_d \quad (III.52)$$

A partir des équations (III.50) et (III.52), les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \quad (III.53)$$

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \quad (III.54)$$

Du fait que l'objectif exige que l'erreur e_d converge vers zéro et exige aussi que le courant doit être régulé et limité, on utilisera la fonction de Lyapunov V_1 qui représentera en quelque sorte, l'énergie de l'erreur :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_d^2 \quad (III.55)$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (III.54) et (III.55) comme suit :

$$\dot{V}_1 = e_d \dot{e}_d \quad (III.56)$$

$$\dot{V}_1 = e_d \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) \quad (III.57)$$

Afin que la dérivée du critère soit toujours négative, il faut que la dérivée de V_1 prenne la forme $\dot{V}_1 = -K_1 e_d^2$ introduit par la méthode du Backstepping, d'où :

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_d^2 = e_d \left(\frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) \quad (III.58)$$

Cette équation nous permet de définir la commande en tension v_d du sous-système afin d'assurer la stabilité de Lyapunov et de forcer le courant i_d de suivre sa référence $i_{dref} = 0$.

On obtient la tension de référence v_{dref} :

$$v_{dref} = L_d \left(K_1 e_d + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q \right) \quad (\text{III.59})$$

3.5.2 2^{ème} Étape - Calcul de la loi de commande virtuelle i_{qref} :

La vitesse rotorique étant la principale grandeur de régulation, on définira sa trajectoire désignée par la valeur de référence et l'erreur de régulation par :

$$e_w = \omega_{rref} - \omega_r \quad (\text{III.60})$$

$$\dot{e}_w = \omega_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (\text{III.61})$$

$$\dot{e}_w = \omega_{rref} - \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_L}{J} \quad (\text{III.62})$$

Notre objectif exige que l'erreur e_w converge vers zéro, ce qui est satisfait en choisissant i_q comme commande virtuelle dans l'équation (III.62).

La fonction de Lyapunov étendue sera définie comme dans le paragraphe (3.4.1):

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_w^2 \quad (\text{III.63})$$

$$V_2 = \frac{1}{2} [e_d^2 + e_w^2] \quad (\text{III.64})$$

En choisissant V_2 Semi défini négative tel que :

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_d^2 - K_2 e_w^2 \leq 0 \quad (\text{III.65})$$

On obtient :

$$K_2 e_w + \omega_{rref} - \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_L}{J} = 0 \quad (\text{III.66})$$

En considérant que $i_{dref} = 0$ ce qui amène à définir la commande i_{qref} nécessaire pour déterminer la tension v_{qref} comme le montre la figure (3.30).

D'où :

$$i_{qref} = \frac{2J}{3P\varphi_f} \left(K_2 e_w + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega_r \right) \quad (\text{III.67})$$

3.5.3 3^{ème} Étape -Calcul de la loi de commande finale v_{qref}

Cette étape permet de déterminer la tension de référence du système globale (III.50), le nouvel objectif de régulation est le courant considéré comme commande virtuelle de cette étape. On définit une nouvelle erreur de régulation comme le montre l'équation ci-après:

$$e_q = i_{qref} - i_q \quad (III.68)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur d'après le système (III.50) sont :

$$\dot{e}_q = \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q \quad (III.69)$$

$$\dot{e}_q = \dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_d + \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} v_q \quad (III.70)$$

Du fait que l'objectif exige que cette erreur converge aussi vers zéro, et exige aussi que le courant doit être régulé et limité, on utilisera l'extension de la fonction de Lyapunov suivante:

$$V_3 = V_1 + V_2 + \frac{1}{2} e_q^2 \quad (III.71)$$

$$V_3 = \frac{1}{2} [e_d^2 + e_w^2 + e_q^2] \quad (III.72)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + e_q \dot{e}_q \quad (III.73)$$

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + e_q \left[\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_d + \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} v_q \right] \quad (III.74)$$

En choisissant \dot{V}_3 Semi défini négative tel que :

$$\dot{V}_3 = -K_1 e_d^2 - K_2 e_w^2 - K_3 e_q^2 \leq 0 \quad (III.75)$$

On obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = e_w \dot{e}_w + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q = & -k_2 e_w^2 - k_1 e_d^2 - k_3 e_q^2 + \frac{e_w}{J} \left[\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d \right] \\ & + e_d \left[\frac{R_s i_d}{L_d} - \frac{pL_q \omega_r i_q}{L_d} - \frac{v_d}{L_d} + k_1 e_d \right] + e_q \left[\frac{2(k_2 J - B)}{3p\varphi_f J} \left(\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w \right) \right. \\ & \left. + \frac{R_s i_q}{L_q} + \frac{pL_d \omega_r i_d}{L_q} + \frac{p\omega_r \varphi_f}{L_q} - \frac{v_q}{L_q} + k_3 e_q \right] \end{aligned} \quad (III.76)$$

On en déduit, alors, la loi de commande finale v_{qref} :

$$\begin{aligned} v_{qref} = & \frac{2L_q(k_2 J - B)}{3p\varphi_f J} \left(\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w \right) \\ & R_s i_q + pL_d \omega_r i_d + p\omega_r \varphi_f + \frac{3p\varphi_f L_q}{2J} e_w + k_3 L_q e_q \end{aligned} \quad (III.77)$$

Finalement en imposant les lois de commandes suivantes[33] [108] :

$$\begin{cases} v_{dref} = L_d \left(K_1 e_d + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q \right) \\ v_{qref} = \frac{2L_q(k_2J - B)}{3p\phi_f J} \left(\frac{3p}{2} \phi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w \right) \\ R_s i_q + pL_d \omega_r i_d + p\omega_r \phi_f + \frac{3p\phi_f L_q}{2J} e_w + k_3 L_q e_q \end{cases} \quad (III.78)$$

3.6 Application de la commande non-linéaire adaptative par Backstepping sur la MSAP :

Présentement, nous utiliserons la technique de commande Adaptative par Backstepping, développée pour les systèmes non-linéaires avec des incertitudes paramétriques, pour réaliser les objectifs de poursuite des consignes et de régulations[109].

Dans notre travail, les paramètres à estimer sont : la résistance statorique R_s et le couple résistant T_L .

Par la suite, une représentation du modèle de la MSAP sera arborée tout en intégrant les deux paramètres primordiaux (Les courants statoriques ainsi que la vitesse mécanique) comme variables d'état et les tensions statoriques comme commande.

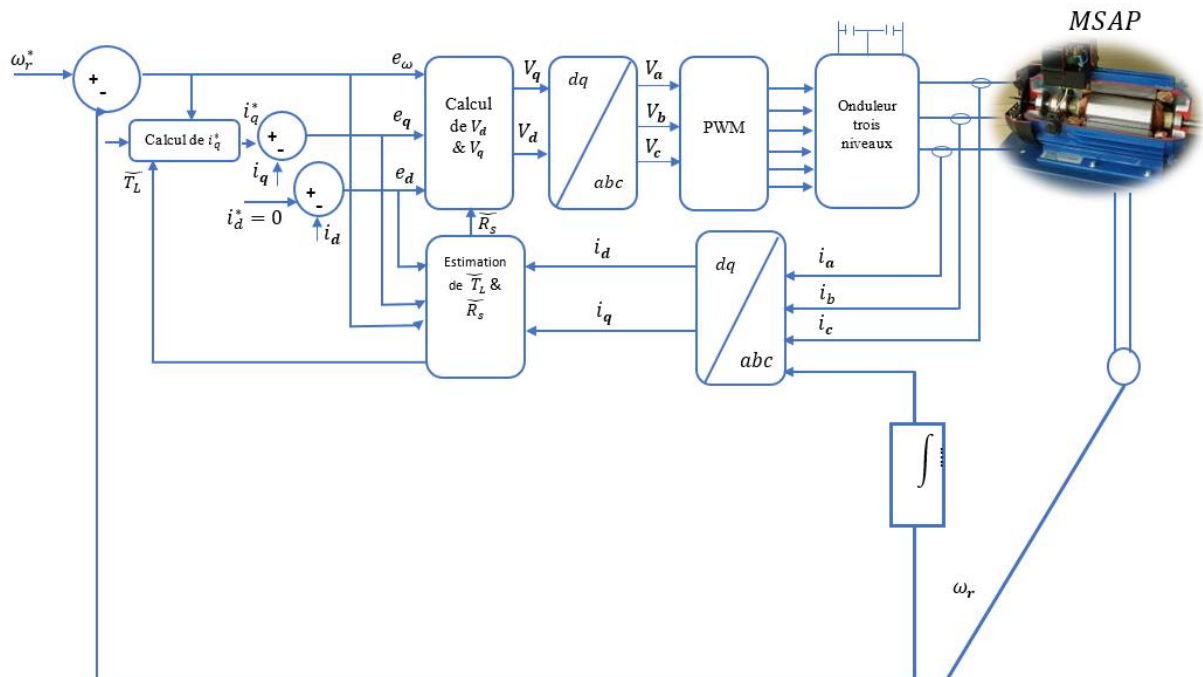


Figure 3. 31:Schéma fonctionnel de la commande adaptative de Backstepping appliquée sur la MSAP.

La représentation du modèle de la MSAP sera présentée comme le montre les équations suivantes (III.69) :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (\text{III.79})$$

Le modèle présenté ci-dessus est non-linéaire dû au couplage entre la vitesse mécanique et les courants statoriques. De plus, les paramètres peuvent varier avec la température et la saturation durant le fonctionnement de la MSAP. Par conséquent, quand les performances de la MSAP sont exigées, les non-linéarités, les incertitudes et les variations du couple de charge doivent être pris en considération par la loi de commande.

On suppose que :

$$\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s \quad (\text{III.80})$$

$$\tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L \quad (\text{III.81})$$

3.6.1 1^{ère} étape "boucle de vitesse"

On a comme trajectoire de référence à faire poursuivre par le procédé, ce qui va se traduire par le calcul permanent de l'erreur de vitesse :

$$e_w = \omega_{rref} - \omega_r \quad (\text{III.82})$$

Sa dynamique est donnée par :

$$\dot{e}_w = \omega_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (\text{III.83})$$

$$\dot{e}_w = \omega_{rref} - \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_L}{J} \quad (\text{III.84})$$

Comme l'erreur de la vitesse doit être réduite à zéro, les courants statoriques i_d et i_q sont identifiés comme des éléments de commande virtuels pour stabiliser la vitesse mécanique de la MSAP. Pour déterminer la fonction stabilisante, la fonction de Lyapunov est définie comme suit:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_w^2 \quad (\text{III.85})$$

En dérivant la fonction de Lyapunov, on obtient :

$$\dot{V}_1 = e_w \dot{e}_w = e_w \left[-\frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] + \frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_L}{J} \right] \quad (\text{III.86})$$

La poursuite de la vitesse est obtenue si les fonctions stabilisantes suivantes sont définies par :

$$\begin{cases} i_{qref} = \frac{2J}{3P\varphi_f} \left(K_2 e_w + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J} \omega_r \right) \\ i_{dref} = 0 \end{cases} \quad (III.87)$$

Si les erreurs des courants définies par :

$$\begin{cases} e_d = i_{dref} - i_d \\ e_q = i_{qref} - i_q \end{cases} \quad (III.88)$$

Tendent vers zéro, alors en remplaçant substitution (III.87) en (III.86) la fonction de Lyapunov devient alors :

$$\dot{V}_1 = -K_2 e_w^2 \quad (III.89)$$

Ceci réalise la stabilité asymptotique globale.

Puisque le couple de charge est inconnu, il doit être estimé de manière adaptative, alors on définit :

$$\hat{i}_{qref} = \frac{2J}{3P\varphi_f} \left(K_2 e_w + \frac{\hat{T}_L}{J} + \frac{B}{J} \omega_r \right) \quad (III.90)$$

Tel que \hat{T}_L est la valeur estimée du couple de charge. En remplaçant (III.88) et (III.87) dans (III.84), la dynamique de l'erreur de la vitesse sera donnée par l'équation suivante :

$$\dot{e}_w = \frac{1}{J} \left[\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w - \tilde{T}_L \right] \quad (III.91)$$

Où : $\tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L$

3.6.2 2^{ème} étape "Dynamique d'erreurs du courant i_d et i_q "

Pour stabiliser les courants i_d et i_q , on définit leurs dynamiques d'erreurs comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_d &= \frac{di_d^*}{dt} - \frac{di_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \\ \dot{e}_q &= \frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_q}{dt} = \frac{2}{3p\varphi_f} [B\dot{\omega}_r + \hat{T}_L + k_2 J \dot{e}_w] \\ &+ \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{p\omega_r \varphi_f}{L_q} - \frac{v_q}{L_q} \\ &= \frac{2(k_2 J - B)}{3p\varphi_f J} \left(\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w \right) \\ &+ \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{p\omega_r \varphi_f}{L_q} - \frac{v_q}{L_q} + \frac{2(B - k_2 J)}{3p\varphi_f J} \tilde{T}_L \end{aligned} \quad (III.92)$$

3.6.3 3^{ème} étape " Calcul de la loi de commande finale v_{dref} et v_{qref} "

Supposons par la suite que les paramètres inconnus à estimés sont R_s et T_L . Alors la structure de Lyapunov peut se traduire sous la forme suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} \left(e_w^2 + e_d^2 + e_q^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{T}_L^2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{R}_s^2 \right) \quad (III.93)$$

Tel que : γ_1 et γ_2 sont des gains constants.

En dérivant la fonction de Lyapunov (III.93), on obtient l'expression :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_w \dot{e}_w + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{T}_L \dot{\tilde{T}}_L + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{R}_s \dot{\tilde{R}}_s \\ &= -k_2 e_w^2 - k_1 e_d^2 - k_3 e_q^2 + e_d \left[\frac{\hat{R}_s i_d}{L_d} - \frac{p L_q \omega_r i_q}{L_d} - \frac{v_d}{L_d} + \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q e_w + k_1 e_d \right] \\ &+ e_q \left[\frac{2(k_2 J - B)}{3p \varphi_f J} \left(\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w \right) \right. \\ &+ \left. \frac{\hat{R}_s i_q}{L_q} + \frac{p L_d \omega_r i_d}{L_q} + \frac{p \omega_r \varphi_f}{L_q} - \frac{v_q}{L_q} + \frac{3p}{2J} \varphi_f e_w + k_3 e_q \right] \\ &+ \tilde{T}_L \left[-\frac{e_w}{J} + \frac{2(B - k_2 J)}{3p \varphi_f J} e_q + \frac{\dot{\tilde{T}}_L}{\gamma_1} \right] + \tilde{R}_s \left[-\frac{i_d e_d}{L_d} - \frac{i_q e_q}{L_q} + \frac{\dot{\tilde{R}}_s}{\gamma_2} \right] \end{aligned} \quad (III.94)$$

La réalisation de la stabilité implique la dérivée de la fonction de Lyapunov suivante :

$$\dot{V}_2 = -k_2 e_w^2 - k_1 e_d^2 - k_3 e_q^2 \leq 0 \quad (III.95)$$

Alors, il est nécessaire de sélectionner les lois de commande comme suit :

$$\begin{aligned} v_{dref} &= \hat{R}_s i_d - p L_q \omega_r i_q + \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q e_w + k_d L_d e_d \\ v_{qref} &= \frac{2L_q (k_2 J - B)}{3p \varphi_f J} \left(\frac{3p}{2} \varphi_f e_q + \frac{3p}{2} (L_d - L_q) i_q e_d - k_2 J e_w \right) \\ &+ \hat{R}_s i_q + p L_d \omega_r i_d + p \omega_r \varphi_f + \frac{3p}{2J} \varphi_f e_w + k_2 L_q e_q \end{aligned} \quad (III.96)$$

Et les lois de mise à jour des paramètres estimés peuvent être représentées par :

$$\dot{\tilde{T}}_L = \gamma_1 \left[\frac{e_w}{J} - \frac{2(B - k_\omega J)}{3p \varphi_f J} e_q \right] \quad (III.97)$$

$$\dot{\tilde{R}}_s = \gamma_2 \left[\frac{i_d e_d}{L_d} + \frac{i_q e_q}{L_q} \right] \quad (III.98)$$

Enfin la dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par l'expression suivante :

$$\dot{V}_2 = -k_2 e_w^2 - k_1 e_d^2 - k_3 e_q^2 \leq 0 \quad (III.99)$$

Il est prouvé que l'équation (III.99) garantie la stabilité asymptotique globale. Par conséquent les lois de commandes obtenues permettent d'assurer la stabilité de la MSAP par un choix judicieux des paramètres k_1, k_2, k_3, γ_1 et γ_2 [110].

3.7 Simulation de la commande non adaptative et adaptative par Backstepping appliqué sur la MSAP :

Afin de vérifier et comparer la stabilité asymptotique de deux types de régulateur non adaptatif et adaptative et de montrer ses performances vis-à-vis les incertitudes paramétriques et le suivi de la trajectoire de la vitesse, nous avons modélisé le système dans l'environnement MATLAB/Simulink suivant le schéma de principe ci-après[33]:

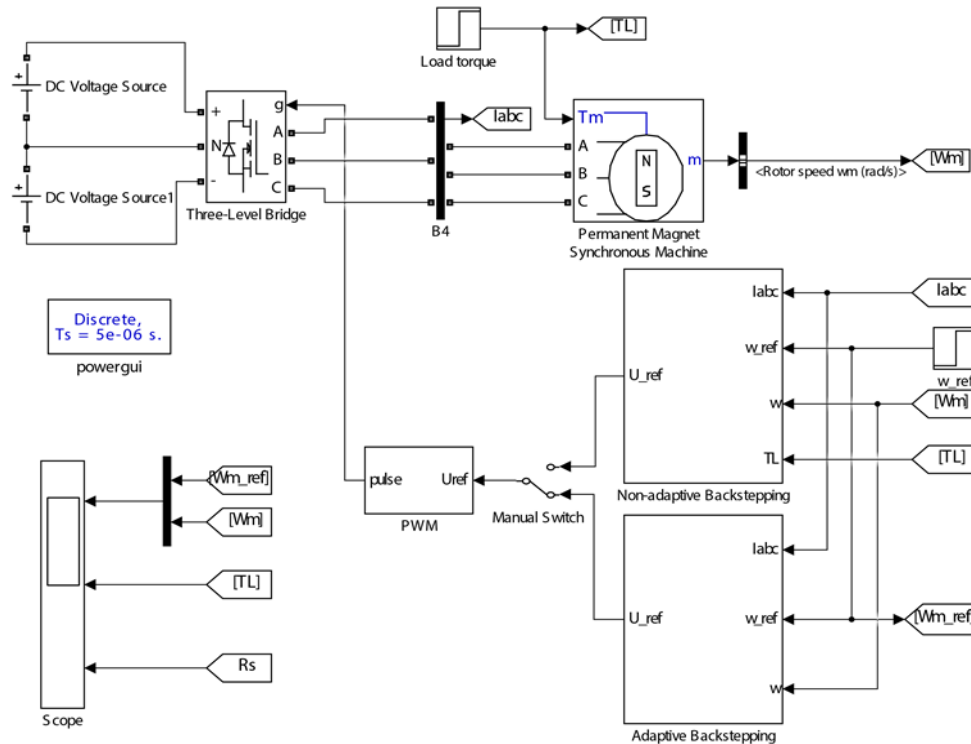


Figure 3. 32: Schéma de simulation de la commande non adaptative et adaptative Backstepping dans l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la MSAP sont donnés en annexe. Les gains des lois d'adaptation sont sélectionnés de manière à assurer une convergence rapide. Par conséquent $k_1 = 400$, $k_2 = 1$, $k_3 = 600$, $\gamma_1 = 0,1$, $\gamma_1 = 0,00094$.

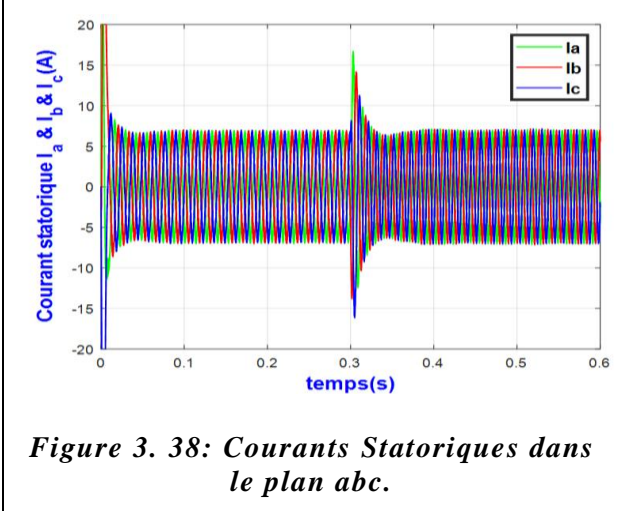
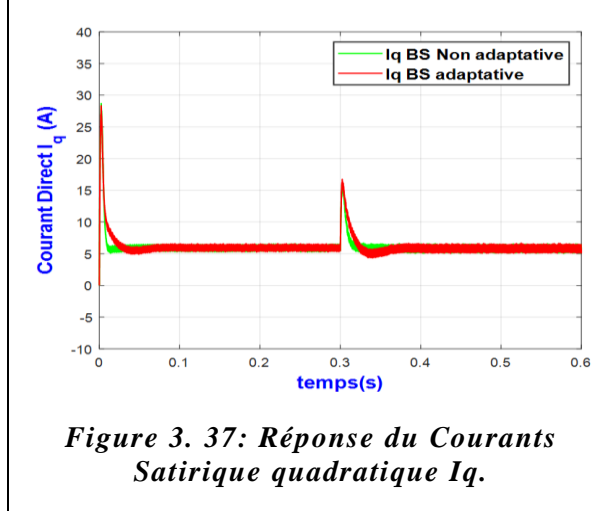
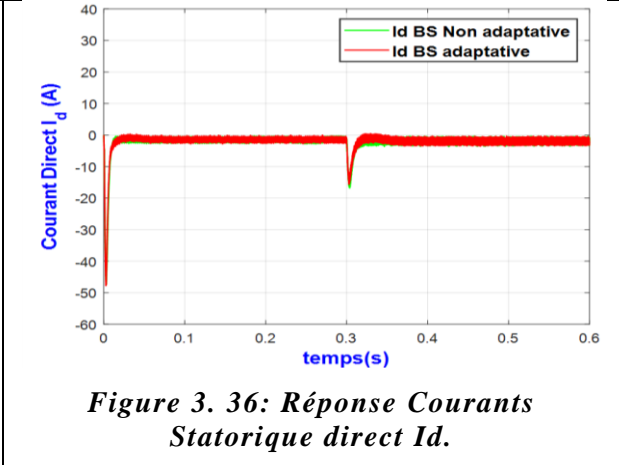
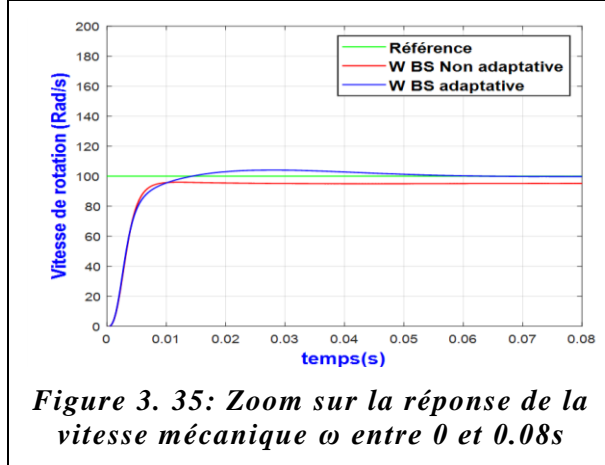
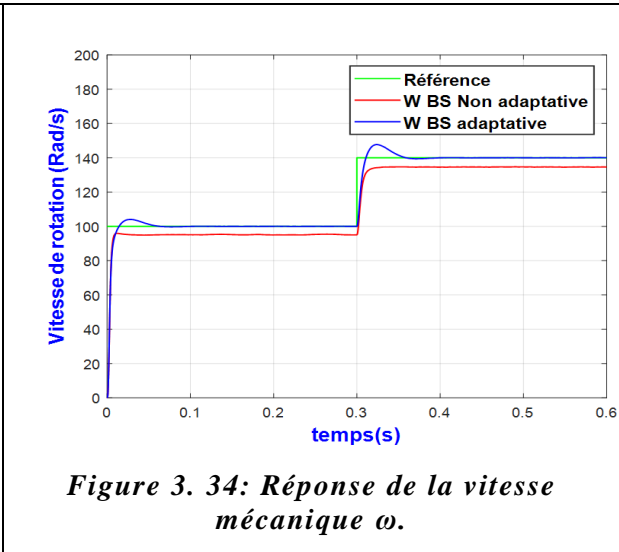
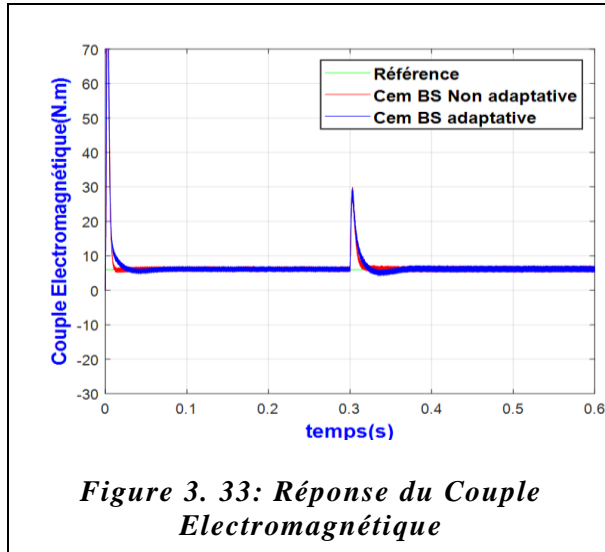
Pour tester les performances des approches proposées, deux cas sont considérés :

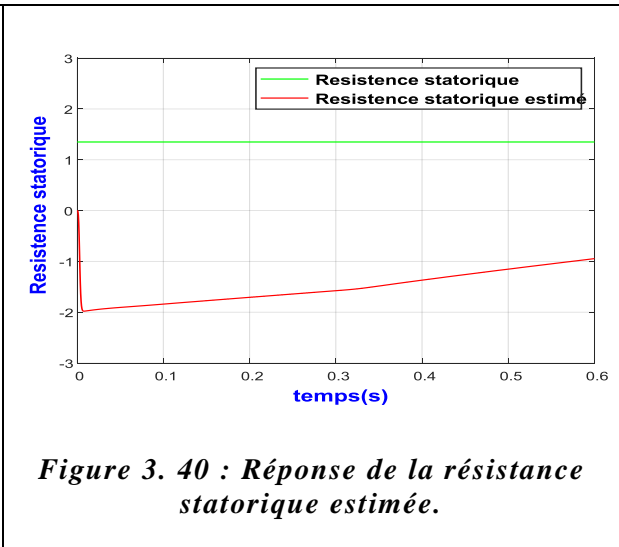
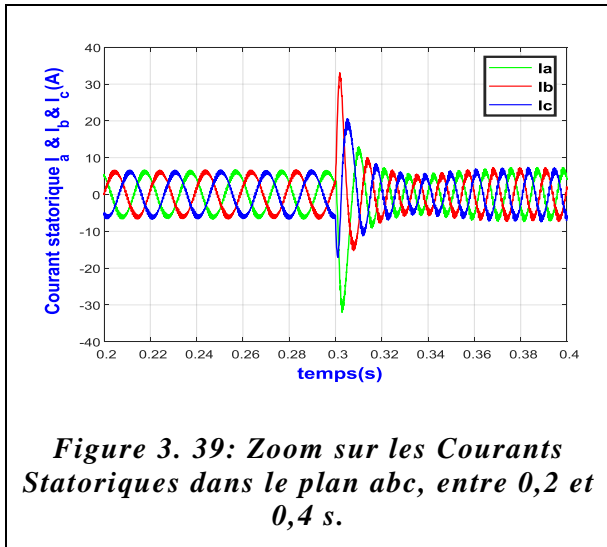
- ✓ La variation de la vitesse du rotor tout en maintenant le couple de charge constant;
- ✓ La variation du couple de charge tout en maintenant la vitesse du rotor constante.

3.7.1 1^{er} Cas : Variation de la vitesse avec la consigne du couple de charge constant :

Dans ce cas, la référence de vitesse du rotor est définie sur 100 rad/s à $t = 0s$ et elle est augmentée à 140 rad/ s à $t = 0,3 s$. Cependant, le couple de charge reste égal à 6 N.m.

Les figures de (3.33) à (3.40) montrent les performances de la commande non-linéaire non adaptative et adaptative avec la technique Backstepping appliquée sur la MSAP.

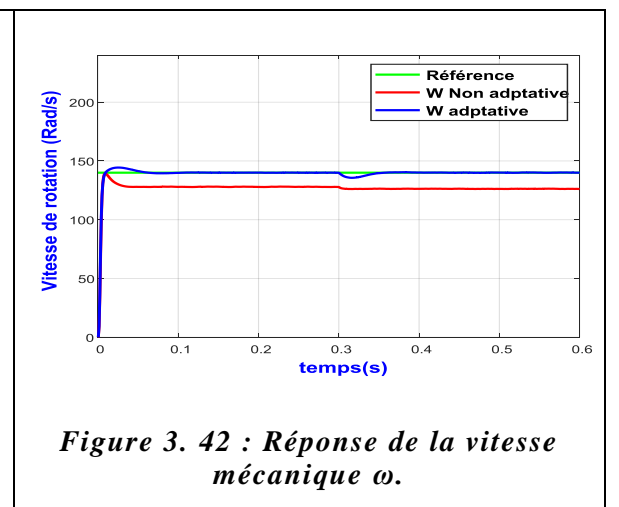
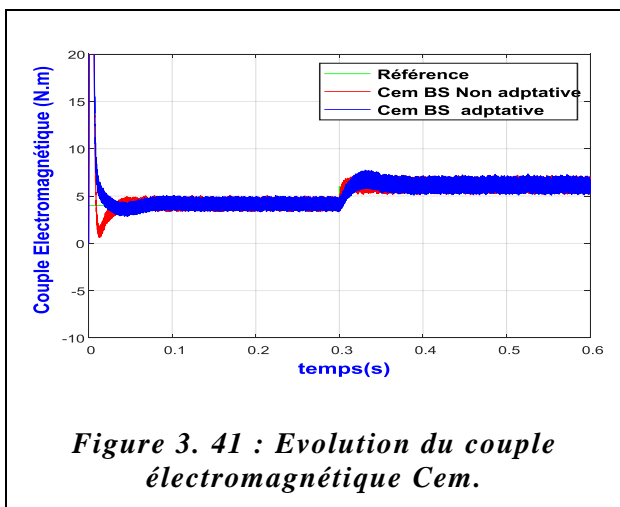




Les figures (3.34) et (3.35) dévoilent la réponse de la vitesse du rotor basé sur la technique Backstepping non adaptatif et le Backstepping adaptatif. Il est évident que la réponse du Backstepping non adaptatif a une grande erreur statique. Néanmoins, le Backstepping adaptatif converge vers sa référence en 0,05s environ. après les figures (3.36) et (3.37) les courants statoriques équivalents sur le plan (d, q) présentent un dépassement, qui dure 0,02 s pour le courant dans l'axe d et 0,03 s pour le courant dans l'axe q. La résistance statorique estimée est indiquée sur la figure (3.40).

3.7.2 2^{ème} Cas : Couple de charge variable et la vitesse de rotation constante

Dans ce cas, la référence de vitesse du rotor est maintenue constante à 140 rad/s. Cependant, le couple de charge est égal à 4 N.m et il est augmenté à 6 N.m à $t = 0,3$ s comme présenté sur la figure (3.41).



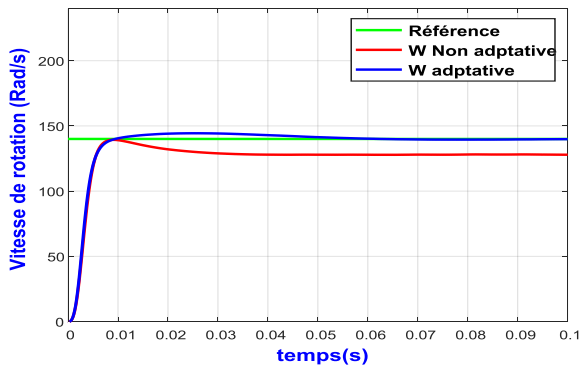


Figure 3. 43 : Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique ω entre 0 et 0.1s.

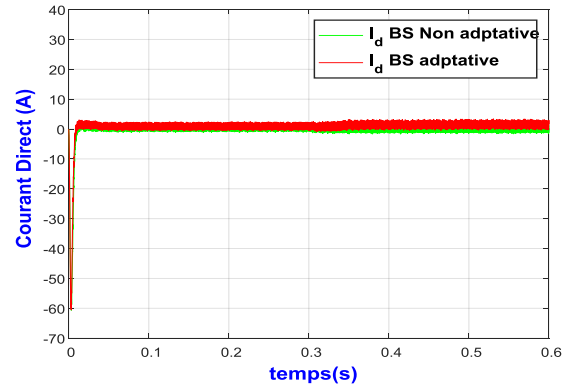


Figure 3. 44 : Réponse Courant Statorique direct I_d .

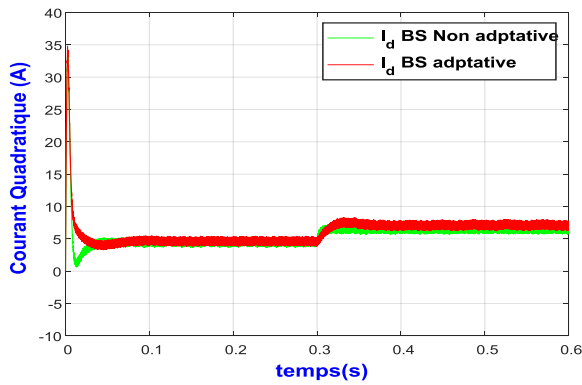


Figure 3. 45 : Réponse Courant Statorique quadratique I_q .

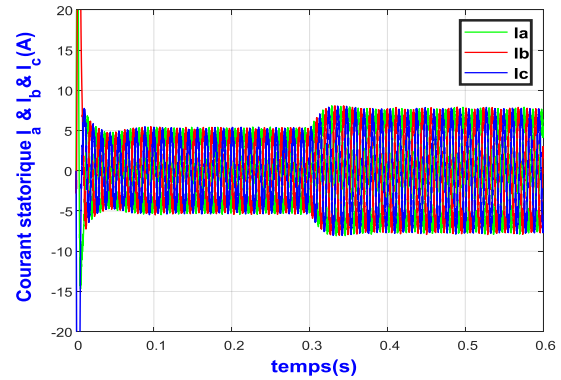


Figure 3. 46 : Courants Statoriques dans le plan abc.

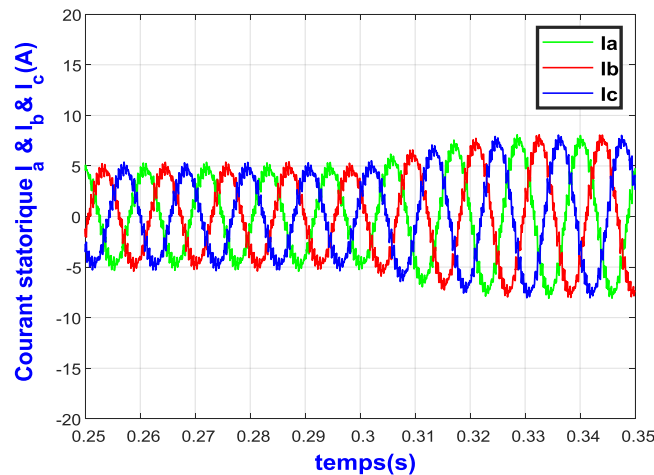


Figure 3. 47 : Zoom sur les courants statoriques dans le plan ab entre 0,25 et 0,35 s

Les figures (3.42) et (3.43) montrent la réponse de la vitesse du rotor en utilisant les deux approches. Il est clair que la réponse Backstepping non adaptatif a une grande erreur statique. Alors que le Backstepping adaptatif converge vers sa référence en 0,05s environ. Les figures

(3.44) et (3.45) montrent la réponse de l'axe d-q du courant statorique équivalent en raison du changement de couple de charge.

3.7.3 3^{ème} Cas : Variation sévère de la vitesse de rotation et le couple de charge

Le troisième test effectué est un essai sévère de la poursuite de la vitesse :

- Un démarrage à vide avec un échelon de référence de 100 rad/s à $t = 0$ s.
- Changement de consigne de 100 rad/s à 120 rad/s puis à 140 rad/s, suivi d'une inversion de vitesse rotation à -140 rad/s puis un arrêt 0 rad/s.
- Le couple de charge est égal à 4 N.m à $t=0$ et il est augmenté à 6 N.m à $t = 0,3$ s.

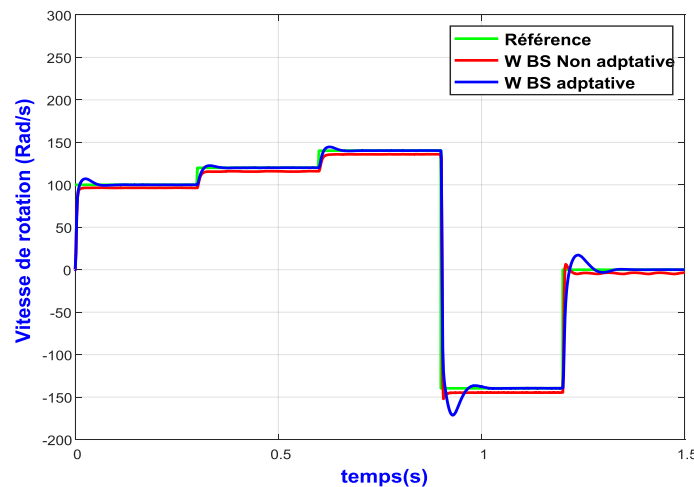


Figure 3. 48 : Comportement de la vitesse de la MSAP réglée par la méthode Backstepping

Nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un bon rejet de la perturbation (figure (3.48)). D'autre part on remarque une très bonne dynamique lors de l'application du couple de charge.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude comparative entre le contrôle Backstepping non adaptatif et adaptatif de la MSAP utilisant un onduleur à trois niveaux a été étudié. Dans le cas adaptatif, les paramètres sont estimés à l'aide des lois d'adaptation. Les résultats de simulation pour différentes conditions telles que les variations de vitesse et de charge ont montré l'efficacité de cette stratégie dans le rejet des perturbations, la précision du suivi et l'adaptation des capacités aux variations des paramètres.

Chapitre

4

Commande Hybride par Mode Glissant et Logique Floue de la Machine Synchrones à Aimant Permanent

4.1 Introduction

Le développement de l'informatique industrielle et de l'automatique appliquée aux systèmes de conversion électrique met à notre disposition des moyens permettant d'implanter des lois de commande (De position, de vitesse et de couple) de plus en plus performantes et robustes, pour les machines électriques et en particulier les MSAPs.

Des solutions alternatives consistent à développer des commandes ne supprimant pas les non-linéarités intrinsèques du système, et qui sont de commande robuste aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire, par exemple la commande par mode glissant (MG).

Le MG est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur Emel'yanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin[111] [112] [113], à partir des résultats des études du mathématicien Filippov sur les équations différentielles à second membre discontinu.

La commande par MG dédiée au contrôle des systèmes non-linéaires, est réputée pour ses qualités de robustesse mais aussi par ses contraintes imposées aux actionneurs. Cependant, le réglage de ce type de commande rend difficile son applicabilité dans l'industrie. Une extension aux MGs d'ordres supérieurs [114] [115] a commencé à lever ces difficultés d'applicabilité. Dans ce chapitre, nous nous proposerons une application de la technique MG au réglage de la vitesse mécanique de la MSAP. Pour cela, Dans une première partie, le principe d'un système à structure variable contrôlé par MG ainsi que les fondements théoriques de contrôle par MG seront présentés. Dans une deuxième partie, la synthèse du contrôle des composantes d et q des vecteurs des courants statoriques de la MSAP sera présentée. Ensuite, pour atténuer le phénomène de bavardage bien connu provoqué par le terme discontinu dans un état stationnaire de la commande glissant, un algorithme de logique floue sera introduit. Les performances de la commande hybride glissant-logique floue proposées seront testées et comparées en simulation à l'aide de l'environnement Matlab / Simulink.

4.2 Théorie de la commande par mode glissement

La commande par MG a connu un considérable essor durant les dernières décennies. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs [116]. Cette théorie de contrôle est a priori bien adaptée à la commande des convertisseurs, car elle tient compte de la nature discrète de ces dispositifs. En outre, cette technique permet de piloter des systèmes multi variables, tout en garantissant une grande robustesse à la variation paramétrique. [117].

Tous ces aspects positifs ne doivent pas néanmoins cacher certains inconvénients. En effet les commandes à MGs procèdent de manière discontinue, ce qui conduit à exciter toutes les fréquences du système à commander et donc des modes pas forcément pris en compte dans la

modélisation. En second lieu, dans la plupart des cas, les discontinuités de la loi de contrôle interviennent directement sur l'actionneur. Si cet organe n'est pas conçu pour ce type de fonctionnement, cela risque de conduire à son vieillissement prématuré et le système sera soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré [116].

4.2.1 Principe de base de la commande par Mode Glissant

Le principe de base de la commande par MG consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une zone convenablement sélectionnée en un temps fini pour y ensuite rester. Cette zone est alors désignée comme surface de glissement ou de commutation représentant une relation entre les variables d'état du système. Une fois que le système évolue sur la surface de glissement, le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant [118], [119], [120]. Le comportement du système peut être décrit par trois phases selon la figure (4.49) [121] :

- **Phase de convergence (MC)** : Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [0 ; t_c]$ pendant lequel les trajectoires d'état du système ne sont pas sur la surface de glissement. Durant cette phase, le système reste sensible aux incertitudes.
- **Phase de glissement (MG)** : Cette phase correspond à l'intervalle de temps $t \in [t_c ; \infty[$ durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement. Le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations, mais est entièrement déterminé par la surface de glissement.
- **Mode du régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

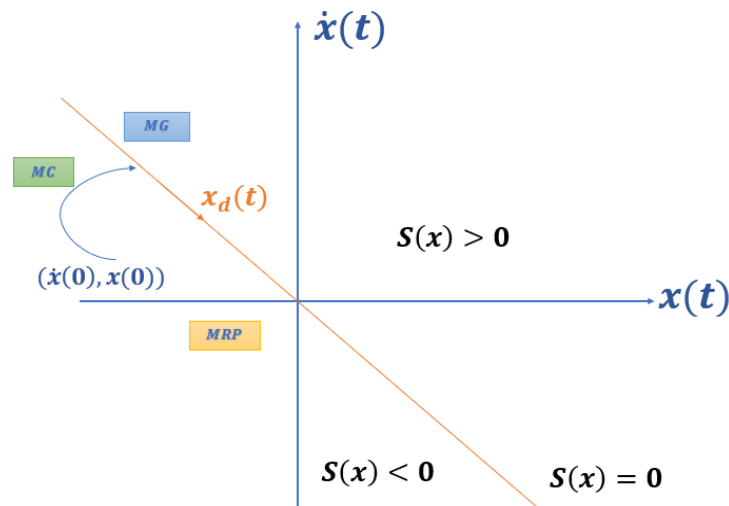


Figure 4. 49: Convergence du système glissant.

4.2.1.1 Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure (4.50)).

4.2.1.2 Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure (4.51)).

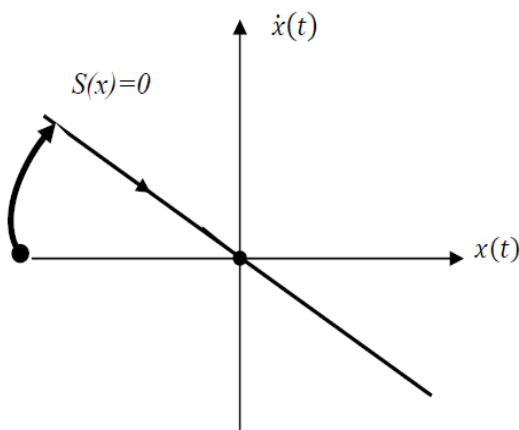


Figure 4. 50: Glissement idéal

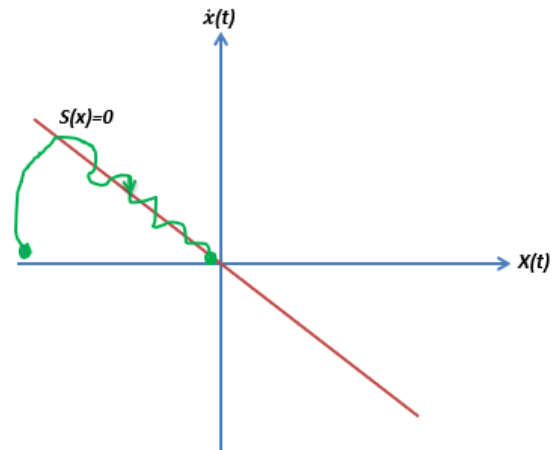


Figure 4. 51: Glissement réel

4.2.2 Conception de la commande par mode glissant

La conception d'une commande par les modes de glissement prend en considération les problèmes de stabilité du système et des performances souhaitées d'une façon systématique. L'élaboration de cette technique de contrôle s'effectue en trois étapes qui sont :

- Le choix des surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- La détermination de la loi de commande

4.2.2.1 Choix de la surface de glissement

Pour un système défini par l'équation (IV.1), le vecteur de la surface a la même dimension que le vecteur de commande (U).

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t). U \quad (IV.1)$$

Nous trouvons dans la littérature différentes formes de la surface de glissement et chaque surface a une meilleure performance pour une application donnée. En général, on choisit une surface non-linéaire dont sa forme est une fonction de l'erreur sur la variable à commander (x), elle est décrite par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} . e(x) \quad (IV.2)$$

Avec :

- $e(x)$: L'écart entre la variable à régler et sa référence.
- λ_x : Constante positive.
- r : Degré relatif présentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [122][123].

La finalité de la commande par le mode glissant est de garder la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle dont l'unique solution est $e(x) = 0$, pour un choix convenable du paramètre λ_x en respectant la condition de convergence [124].

4.2.2.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [123]. Il existe deux critères pour assurer le mode de convergence.

- **La Fonction discrète de commutation :**

C'est la première condition de convergence, elle est donnée par l'expression suivante[123] :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (IV.3)$$

Cette expression peut être présentée d'une façon simplifiée comme suit :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (IV.4)$$

- **La Fonction de Lyapunov :**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. Cette fonction est, généralement, utilisée pour assurer la stabilité des systèmes non-linéaires. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler à sa valeur de référence. Nous définissons la fonction Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (IV.5)$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \tag{IV.6}$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (IV.4) est vérifiée [125].

La structure d'un contrôleur par le MG comporte deux parties :

- La première représente la linéarisation exacte (U_{eq})
- la deuxième est stabilisante (U_n) Cette dernière, est très importante dans le contrôle par le MG. Elle permet d'atténuer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U = U_{eq} + U_n \tag{IV.7}$$

Avec U_{eq} : la commande équivalente permettant le glissement de l'état sur la surface de glissement et U_n le terme de robustesse permettant de renforcer l'état à rester sur cette surface. Ce terme est en général donné par $U_n = -Ksign(S)$. Cependant, la commande robuste régularisée est en général une fonction discontinue dont l'inconvénient principal est le phénomène de réticence, appelé aussi broutement « en anglais : chattering ». Ainsi plusieurs solutions ont été proposées pour la réduction de ce problème [15]. La figure (4.52) présente la structure d'un contrôleur par le MG.

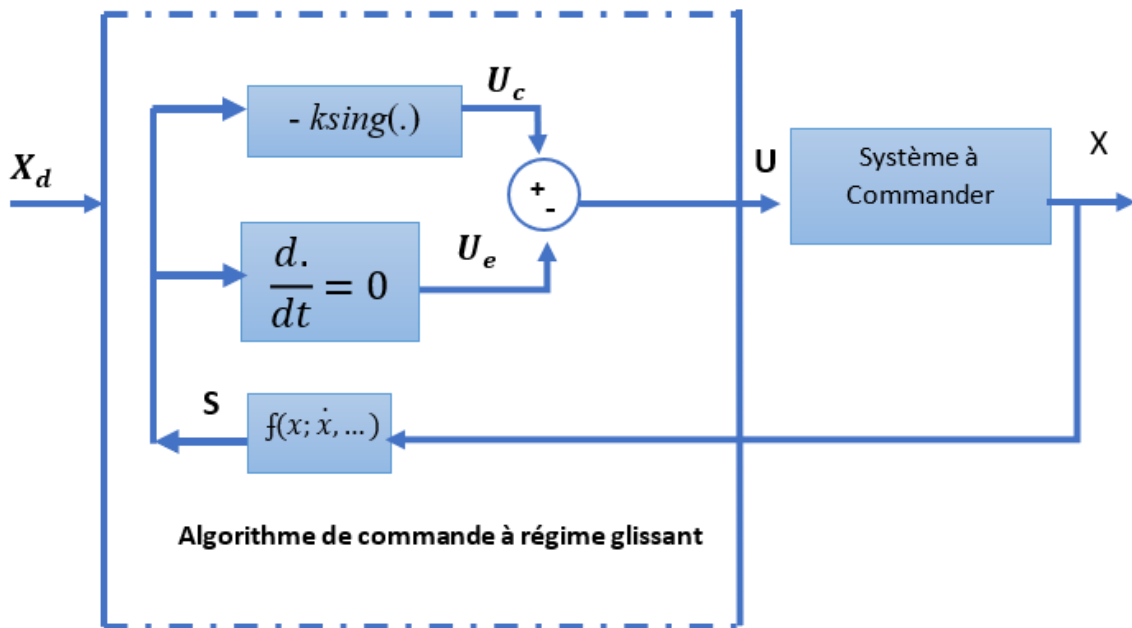


Figure 4. 52: Structure d'un contrôleur par le mode glissant.

Nous considérons le système défini dans l'espace d'état défini par l'équation (IV.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande U . Nous nous occupons du calcul de la commande équivalente, ensuite de la commande stabilisante.

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (IV.8)$$

En remplaçant les expressions (IV.1) et (IV.7) dans l'équation (IV.8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t) \cdot U_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t) \cdot U_n \quad (IV.9)$$

Durant le mode de glissement la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente qui s'écrit sous la forme suivante:

$$U_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (IV.10)$$

Pour que le terme de la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (IV.11)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \cdot U_n \quad (IV.12)$$

Et la condition exprimée par l'équation (IV.4) devient [125] :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \cdot U_n < 0 \quad (IV.13)$$

Afin d'assurer cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t)$.

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (Figure (4.53)). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(s(x, t)) \quad (IV.14)$$

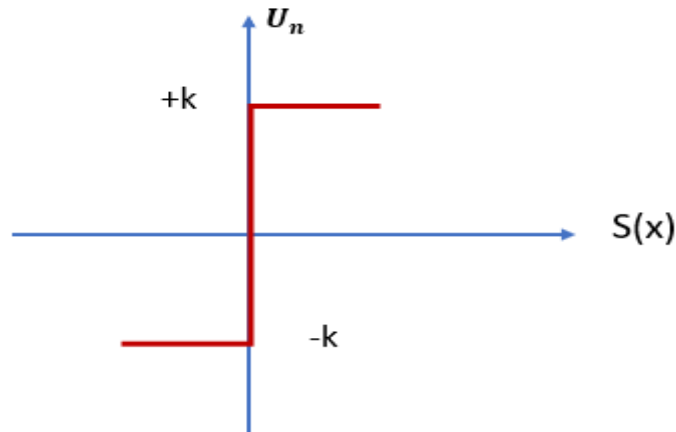


Figure 4. 53: Définition de la fonction signe.

Le signe du gain k doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t)$.

4.2.2.3 Phénomène de réticence

Le régime glissant idéal correspond à une commande qui commute à une fréquence infinie. Cependant, dans une application pratique, la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé phénomène de réticence ou broutement «chattering» [121]. Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent. Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. Ce mode de glissement est illustré par la figure (4.54). Malgré les différents avantages que présentent la commande par mode de glissement, son utilisation a été, malheureusement entravée par le phénomène de réticence. Ceci peut dégrader les performances du système à commander et même conduire au problème d'instabilité [120].

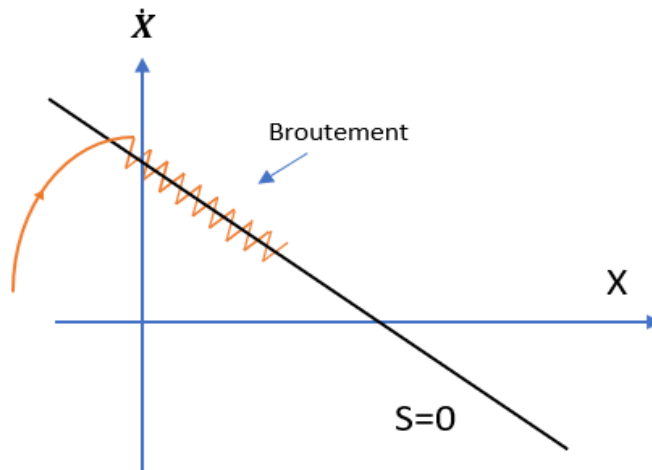


Figure 4. 54: Phénomène de résistance.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions sont présentées. L'une des solutions envisagées consiste à remplacer la fonction "signe" par une fonction lisse dite "Fonction saturation". Cela permet à effectuer une approximation continue des discontinuités présentées dans la loi de commande au voisinage de la surface de glissement et garantir une commutation progressive par la droite de pente $1/\varepsilon$ à l'intérieur d'une zone frontière de la surface appelée couche limite. Cette solution est connue aussi par le nom "Boundary layer solution" [119], [126] (Figure (4.55)).

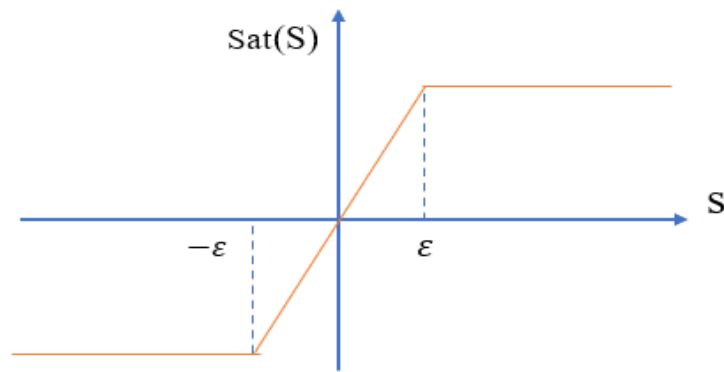


Figure 4. 55: Fonction saturation.

La fonction saturation peut être exprimée par :

$$Sat(s) = \begin{cases} \frac{s}{\epsilon} & \text{si } |s| \leq \epsilon \\ sign(s) & \text{si } |s| > \epsilon \end{cases} \quad (IV.15)$$

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène [128],[127],[129],[130] dont on cite :

- Commande continue avec composante intégrale
- Commande continue avec logique floue
- L'utilisation d'une surface augmentée (super twisting)
- Un observateur pour estimer la commande équivalente

4.3 Application de la commande par mode glissant sur la MSAP

Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, nous avons considéré que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques de la MSAP ne varient pas ou peu, ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique.

Le choix de la commande pour l'asservissement de vitesse est basée sur l'application de la commande par MG afin d'atteindre les objectifs suivants :

- Assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs asservies,
- Assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations, des erreurs de modélisation, des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour l'asservissement de vitesse de la machine synchrone considérée est effectuée à partir du modèle de la MSAP et de l'équation mécanique donnée au chapitre II :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (IV.16)$$

4.3.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

La figure (4.56) présente le schéma du réglage par mode glissement, utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (Structure de trois surfaces). La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse mécanique.

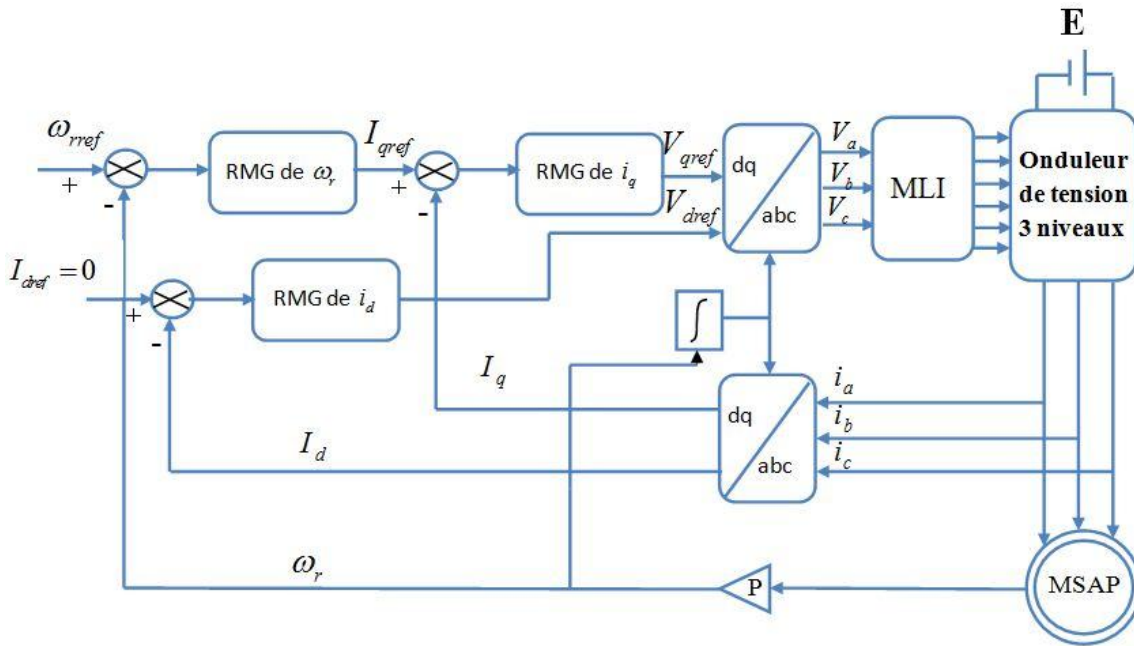


Figure 4. 56: Schéma bloc du réglage par mode glissant de la MSAP.

4.3.2 Surface de régulation de la vitesse

On remarque que d'après l'équation (IV.16), le degré relatif de la vitesse mécanique ω_r avec le courant de commande i_q est égal à un. Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface donnée par l'équation suivante:

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (IV.17)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega_r) = -\frac{3p\varphi_f}{2J} i_q + \frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} T_L \quad (IV.18)$$

Avec :

$$i_q^* = i_{qeq} + i_{qn} \quad (IV.19)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$i_{qeq} = \frac{2}{3p\varphi_f} (B\omega_r + T_L^*) \quad (IV.20)$$

Le couple de charge a été estimé à partir de la vitesse mécanique et du courant de commande i_q sur la base de l'équation (IV.16) comme suit :

$$T_L^* = \frac{3p\varphi_f}{2} i_q - B\omega_r \quad (IV.21)$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative :

$$\dot{V}(\omega_r) = S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (IV.22)$$

Si on remplace l'équation (IV.21) dans (IV.18), on obtient :

$$\dot{S}(x) = -\frac{3}{2}p\varphi_f i_{qN} \quad (IV.23)$$

Alors :

$$i_{qN} = k_\omega \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (IV.24)$$

Avec k_ω Gain positif.

Dans ce cas, la loi de commande est calculée comme suit :

$$i_q^* = \frac{2}{3p\varphi_f} (B\omega_r + T_L^* - k_\omega \text{sgn}(S(\omega_r))) \quad (IV.25)$$

4.3.3 Surface de régulation du courant i_q

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_q) = i_q^* - i_q \quad (IV.26)$$

Dans ce cas, les commandes V_{qeq} et V_{qN} sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{qeq} = \left(i_q^* + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r \right) L_q \\ V_{qN} = K_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (IV.27)$$

Avec k_q Gain positif.

Donc, la loi de commande V_q^* est calculée comme suit :

$$\begin{cases} V_q^* = V_{qeq} + V_{qN} \\ V_q^* = \left(i_q^* + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{p\varphi_f}{L_q} \omega_r \right) L_q + K_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (IV.28)$$

4.3.4 Surface de régulation du courant i_d

Soit e_d l'erreur de courant direct :

$$e_d = i_d^* - i_d \quad (IV.29)$$

Le degré r de la surface de glissement est égal à un, on déduit donc la surface :

$$S(i_d) = i_d^* - i_d \quad (IV.30)$$

Avec : $i_d^* = 0$

La dérivée de la surface :

$$\dot{S}(i_d) = -\dot{i}_d \quad (IV.31)$$

En utilisant l'équation du système citée en (IV.16) et (IV.31) on obtient alors :

$$\dot{S}(i_d) = R_s i_d - \frac{pL_q}{L_d} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \quad (IV.32)$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_d)$ devient nulle de même sa dérivée $\dot{S}(i_d) = 0$, on trouve la loi de commande :

$$v_{deq} = R_s i_d - pL_q \omega_r i_q \quad (IV.33)$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$ en choisissant :

$$v_{dN} = k \text{sign}(S(i_d)) \quad (IV.34)$$

La commande de référence v_d^* est donnée par l'expression suivante :

$$v_d^* = v_{deq} + v_{dN} \quad (IV.35)$$

Soit :

$$v_d^* = R_s i_d - pL_q \omega_r i_q + k \text{sign}(S(i_d)) \quad (IV.36)$$

Le schéma de contrôle de régulateur glissant de la MSAP est décrit dans la figure (4.57).

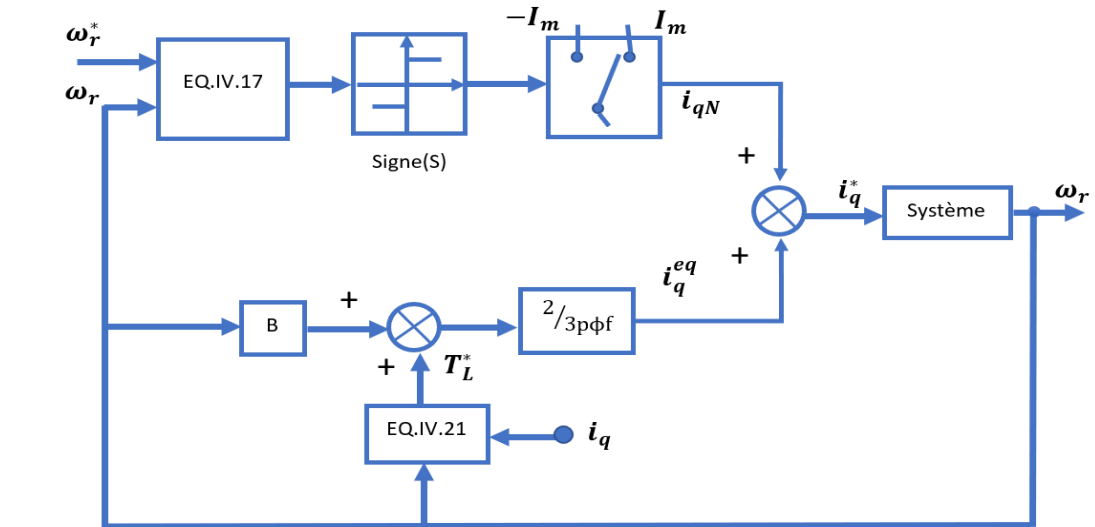


Figure 4. 57: Schéma de principe de la Contrôle mode glissant du MSAP

4.3.5 Simulation et interprétation des résultats

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par le MG de la MSAP alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension commandée en tension., des séries de simulations numériques ont été effectuées :

4.3.5.1 1^{ère} Cas : Couple de charge à 15Nm et vitesse de rotation à 180 rad/s

La simulation est réalisée sur une MSAP de 3,6 KW. Par le régulateur en mode glissant, un couple de charge de 15 Nm est appliqué au départ et une vitesse mécanique de référence de 80 rad/s. Les figures ci-dessous montrent l'efficacité et les performances de la commande par le MG:

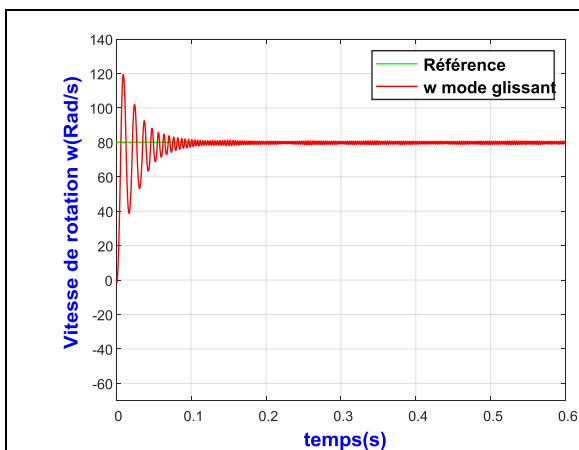


Figure 4. 58: Réponse de la vitesse mécanique par le régulateur mode glissant.

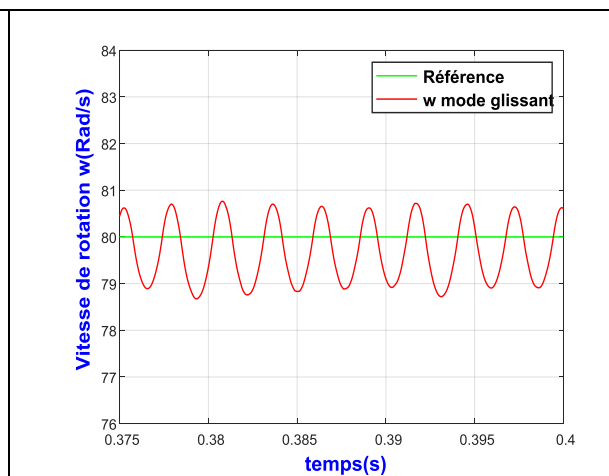
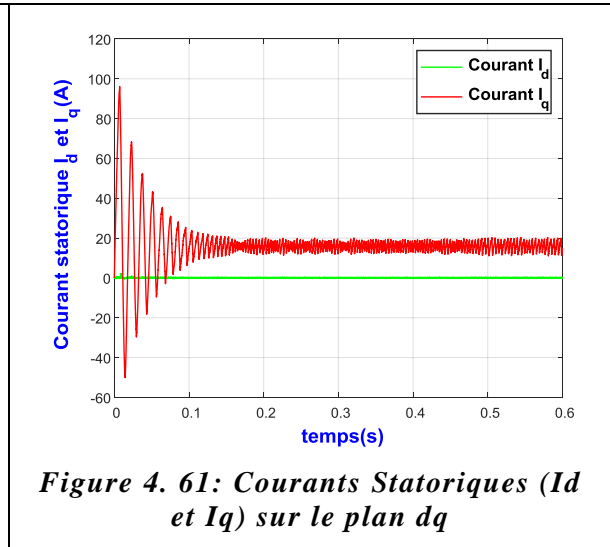
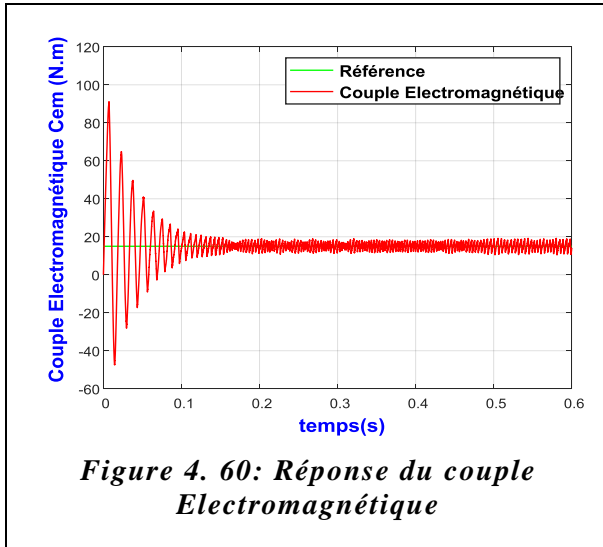


Figure 4. 59: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique.

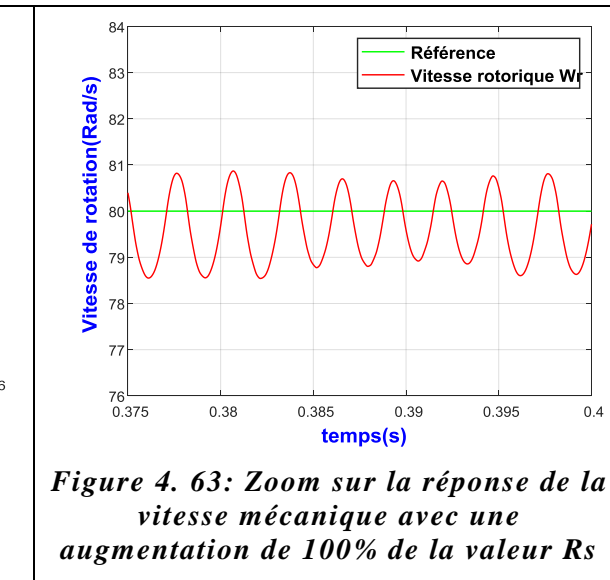
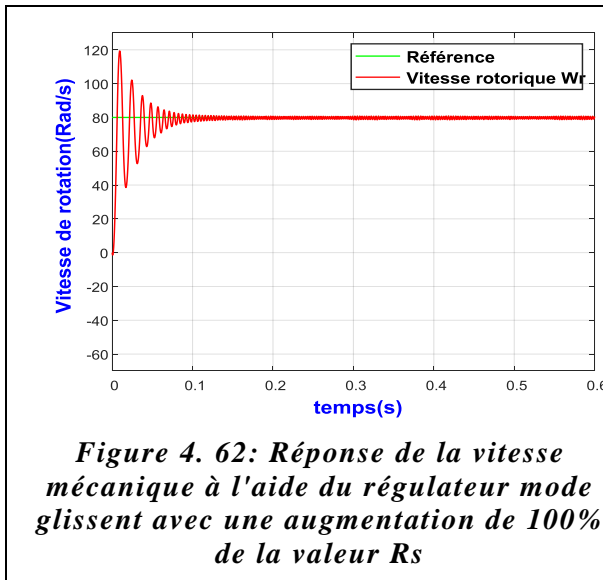


4.3.5.2 2^{ème} Cas : Tests de robustesse du régulateur en mode glissant

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de la commande par MG, nous avons effectué les tests de robustesse suivants :

- Variation de la résistance statorique de 100 % de R_s .
- La variation des inductances L_d, L_q de 100 %.
- La variation de flux des aimants de + 5 % de ϕ_f .

Les figures (4.62),(4.63), (4.64), (4.65), (4.66) et (4.67) présentent les résultats de simulation avec variation des paramètres du moteur :



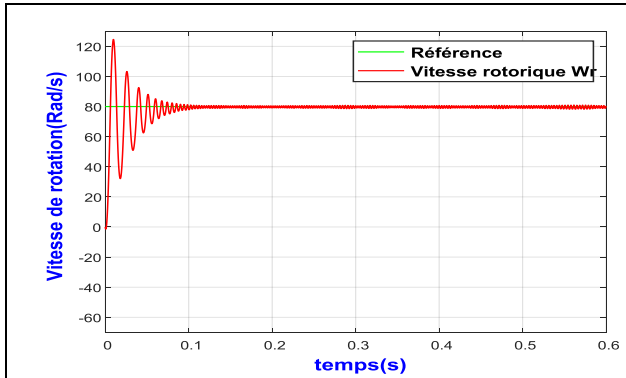


Figure 4. 64: réponse de la vitesse mécanique avec une augmentation de 100% de L_d et L_q

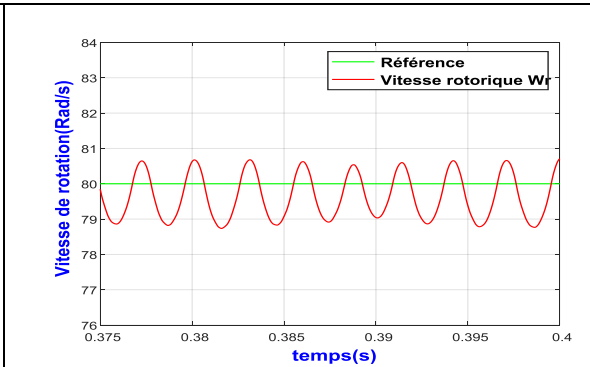


Figure 4. 65: Zoom sur la réponse de la vitesse mécanique avec une augmentation de 100% de L_d et L_q

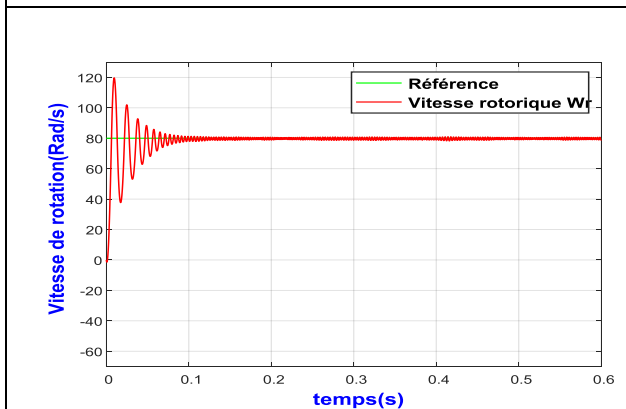


Figure 4. 66: Réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur mode glissant avec une augmentation de 5% de la valeur de flux des aimants.

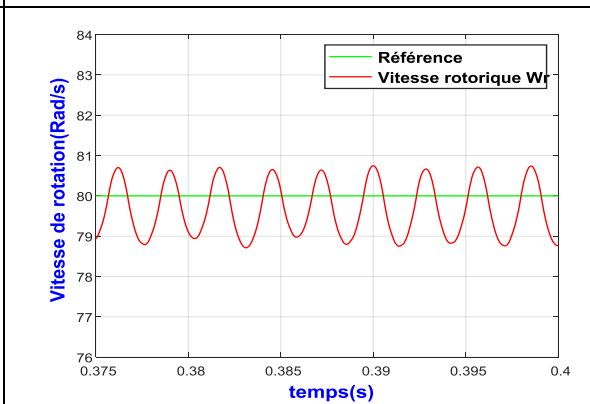


Figure 4. 67: Zoom sur La réponse de la vitesse mécanique à l'aide du régulateur mode glissant avec une augmentation de 5% de la valeur de flux des aimants.

D'après la figure (4.58), lors du démarrage de la MSAP, la vitesse de rotation se stabilise après un temps de réponse durant 0.1 s, la vitesse de rotation suit la vitesse de référence avec un dépassement dû au changement rapide de la consigne, un fort appel du courant au régime transitoire puis il se stabilise en régime permanent. Le couple électromagnétique (figure (4.60)) oscille lors de la mise sous tension et disparaît une fois le régime permanent est atteint. On remarque que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge de 15 N.m avec un durée de 0,15 s, l'effet de Chattering apparaît sur la courbe de vitesse avec la fonction signe. Ceci est clairement remarqué par la figure (4.59) qui présente un zoom sur la réponse de vitesse entre les instants 0,375s et 0,4s des dynamiques de la vitesse de la MSAP. On remarque que la réponse de la vitesse de rotation oscille presque entre $\omega_r \pm 1$ rad/s.

Pour un fonctionnement optimal au couple électromagnétique maximal et le découplage et l'orientation des axes d et q, la solution est de maintenir le courant I_d (dans l'axe d) égale à zéro et de réguler la vitesse de la MSAP par le courant transverse I_q (dans l'axe q) via la

tension V_q comme illustré dans la figure (4.61), La réduction du courant dans l'axe d permet de réduire les pertes par effet Joule, donc l'optimisation du rendement de la MSAP.

Concernant le deuxième cas, il s'agit d'un test de robustesse, Les figures de (4.62) à (4.67) présentent les résultats de simulations avec une augmentation de la valeur de la résistance statorique (+ 100% de R_s), une augmentation des valeurs des inductances L_d, L_q (+ 100% de (L_d, L_q)) et une augmentation de la valeur du flux des aimants (+ 5 % de ϕ_f).

Les résultats de la simulation montrent que le régulateur par MG est insensible aux variations paramétriques. Par conséquent, cette commande présente une bonne robustesse concernant les variations paramétriques.

Comme conclusion, nous constatons que cette commande présente des résultats satisfaisants avec une avantageuse dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet correct de la perturbation et la vitesse de rotation s'établit vers la valeur désirée sans erreur statique, une très dynamique satisfaite lors de l'application du couple de charge. Mais l'inconvénient majeur de la commande par MG étant que le phénomène de réticence (Chattering) qui est caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la MSAP. Pour remédier à ce problème on a fait appel à une autre technique de commande permettant de réduire le phénomène de réticence, cette technique est basée sur la commande hybride par MG et la logique floue qui sera l'objet du paragraphe suivant.

4.4 Élimination du phénomène de réticence par la commande hybride mode glissant-logique floue

L'utilisation de la fonction Signe signifie que la commande U_n commute entre deux valeurs $\pm k$ avec une fréquence théoriquement infinie. Ce qui cause le phénomène Chattering. Afin d'atténuer ce phénomène, nous avons utilisé la commande hybride par mode glissant et logique floue.

Pour améliorer et obtenir des résultats satisfaisants, nous avons proposé une combinaison entre la logique floue et le contrôle par MG. L'idée clé de cette combinaison est inspirée par le fait que dans le cas idéal et quand 'e' est loin de la surface de glissement, ' K_ω ' doit être ajusté au fur et à mesure. Dans cette voie on doit proposer une adaptation de ce paramètre par le biais d'un système à une inférence floue tout en gardant les mêmes lois de commande du contrôleur MG.

4.4.1 Historique de la commande logique floue

Le terme d'ensemble flou est apparu pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, a publié un article intitulé "Ensembles flous" ou "Fuzzy sets". Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le

domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques de ce genre[131].

En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [132].

La logique floue a permis d'effectuer le lien entre la modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision [131].

4.4.2 Principe de la logique Floue

Le principe de la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables utilisées ne sont pas des variables booléennes mais des variables linguistiques (figure (4.68)), proches du langage humain courant. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [133]. Ainsi, la théorie de la logique floue, fondée sur des aspects de la théorie des possibilités, fait intervenir un ensemble de règles floues établies par l'expert et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de décision [134].

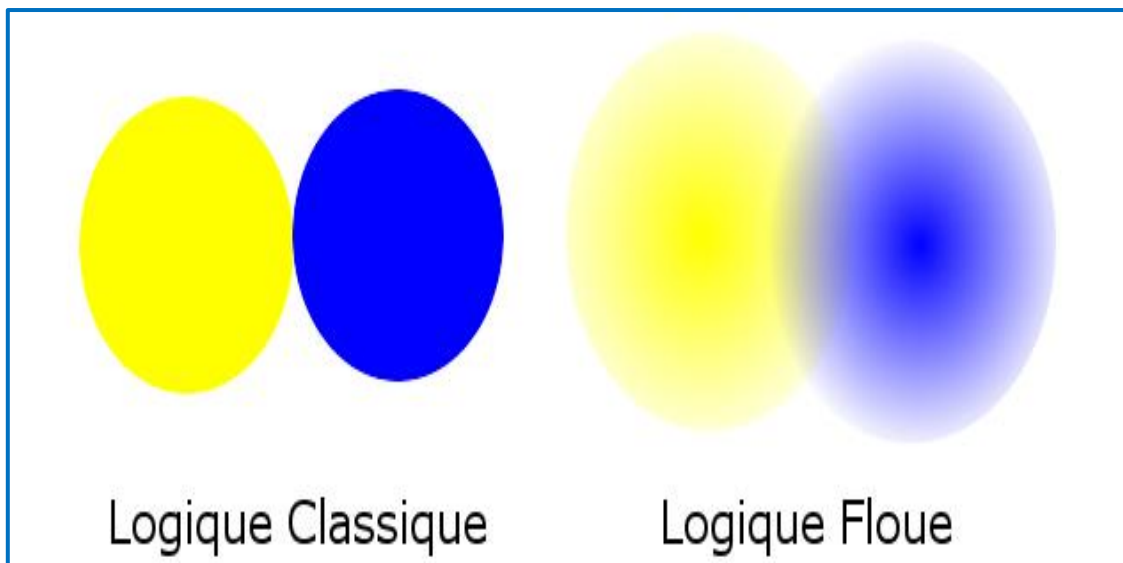


Figure 4. 68: Comparaison entre logique classique et logique floue.

4.4.3 Étape de conception d'un contrôleur floue

Dans ce paragraphe, nous avons présenté la configuration de base du contrôleur floue qui comprend trois parties principales. La figure (4.69) représente, à titre d'illustration, la structure interne d'un contrôleur floue à deux entrées (x_1 et x_2) et une sortie (x_r)[91].

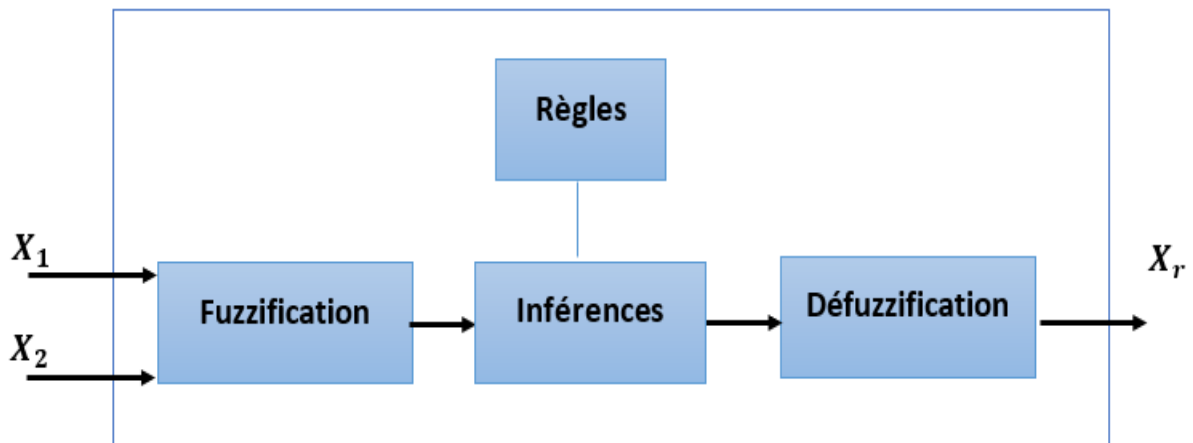


Figure 4. 69: Structure générale d'un contrôleur floue.

On peut noter que le calcul de la sortie x_r s'effectue à partir des trois étapes suivantes :

4.4.3.1 La fuzzification

C'est l'opération qui consiste à transformer les entrées réelles (grandeurs mesurées) d'un système à des valeurs linguistiques. Sur l'univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut définir les fonctions d'appartenances et calculer les degrés relatifs aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondante [135].

• **Différentes formes des fonctions d'appartenances :**

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble $E1$ de $T(x)$ et à la variable x , dont l'ensemble des valeurs possibles est $T(x)$. Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble $E1$. Elle est utilisée pour le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance dont ces fonctions sont les suivantes [136] :

a) fonction triangulaire :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

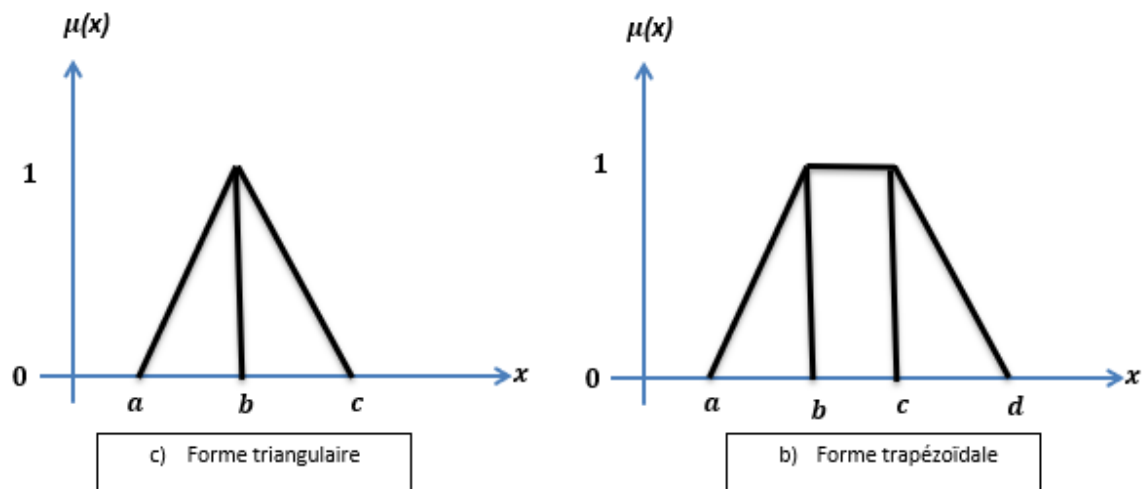
b) fonction d'appartenance trapézoïdale :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x \leq b \\ 1 & \text{si } b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

c) fonction d'appartenance gaussienne :

$$\mu(x) = \exp \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{IV.39})$$

La figure (4.70) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.



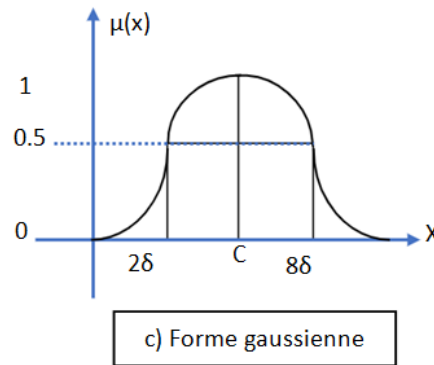


Figure 4. 70: Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance (Triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes,...) est arbitraire. Les formes triangulaires facilitent la programmation ce qui explique qu'elles soient le plus fréquemment utilisées. Quant au nombre de fonctions d'appartenance, il est généralement impair car elles se répartissent autour de zéro.

Prenons l'exemple d'une variable x définie sur X . A cette variable, trois sous-ensembles flous sont associés dans lesquels les fonctions d'appartenance notées, $\mu_{A1}(x)$, $\mu_{A2}(x)$ et $\mu_{A3}(x)$ sont définis sur X et représentés sur la figure (4.71).

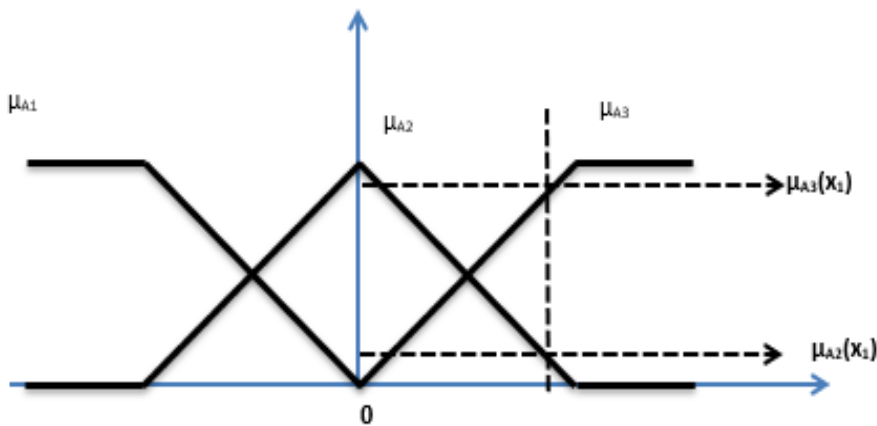


Figure 4. 71: Fonctions d'appartenance de la variable x .

Pour une valeur de $x=x_1$, la fuzzification consiste à évaluer la valeur des fonctions d'appartenance pour le point x_1 , c'est-à-dire de donner au point x_1 un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou [134].

4.4.3.2 Base de règles d'inférence floue

Les règles d'inférence floue forment le noyau des systèmes flous. Elles sont souvent représentées sous une forme décomposée où la variable linguistique est définie comme une combinaison de simple propositions floues sur les composantes individuelles $x_i, i =$

1,2, ..., p du vecteur x . Les opérateurs logiques conjonction, disjonction et négation peuvent être utilisés pour construire une proposition résultante :

$$R^l: \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^l \text{ ou } x_2 \text{ est } A_2^l \text{ et } x_3 \text{ est } A_3^l \text{ alors } y^l \text{ est } B^l \quad (\text{IV.40})$$

La décision du nombre de règles floues est un enjeu très important car il joue un rôle clé dans la commande et la modélisation floue des systèmes. Il n'existe généralement pas de procédure systématique et efficace pour choisir le nombre de règles le plus approprié. Un nombre raisonnable de règles floues, sans perdre trop d'informations sur le système à commander ou à modéliser doit être soigneusement obtenue[137].

4.4.3.3 L'influence floue

Cette étape consiste à relier les variables physiques d'entrée qui sont transformées en variables linguistiques pendant l'opération de la fuzzification à la variable de sortie sous forme linguistique. En fait, le mécanisme d'inférence combine les règles floues pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie. Ces inférences sont basées sur plusieurs règles établies par l'expert humain concernant le système à contrôler. Généralement, on exprime les inférences par une description linguistique symbolique à base de règle prédéfinie. Chaque règle est composée d'une condition précédée du symbole « Si » appelée prémisse et d'une conclusion précédée du symbole « Alors » [135]. Le traitement numérique des règles d'inférence permet d'obtenir la sortie linguistique en utilisant l'une de ces méthodes :

- Méthode d'inférence max-min,
- Méthode d'inférence max-prod,
- Méthode d'inférence somme-prod.

Chacune de ces trois techniques utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue [137]. Retenons, que l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa puissance à traduire une technique de commande d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables[136].

4.4.3.4 La défuzzification

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise à partir de la conclusion résultante floue issue de l'opération d'inférence. C'est la transformation inverse de la fuzzification qui permet de déterminer la valeur réelle de sortie du régulateur flou. Les méthodes les plus utilisées sont la méthode du centre de gravité, la méthode du maximum, la méthode des aires et la méthode de la hauteur et ses variantes. La méthode du centre de gravité est l'une des méthodes les plus mentionnées dans la littérature. Cette méthode fournit intuitivement la valeur la plus représentative de l'ensemble flou issu de l'agrégation des règles[138].

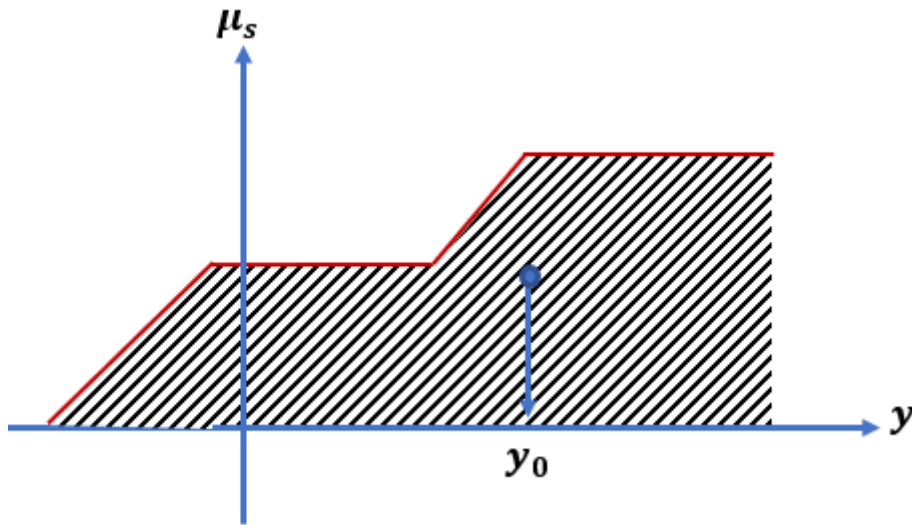


Figure 4. 72: Défuzzification par la méthode du centre de gravité.

Dans cette méthode l'abscisse du centre de gravité de la surface défini par la fonction d'appartenance résultante de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur :

$$y_0 = \frac{\int_y \mu_B(y)ydy}{\int_y \mu_B(y)dy} \quad (\text{IV.41})$$

4.4.4 Différents types de modèles flous

Il existe plusieurs modèles flous qui ont été élaborés dans la littérature, mais les plus courants sont :

- Modèle flou à conclusion symbolique (système flou de Mamdani) [139], [140].
- Modèle flou à conclusion fonctionnelle (système flou de Takagi-Sugeno)[91],[141].

4.4.4.1 Modèle floue de Mamdani

Le modèle floue de Mamdani est historiquement le premier à être proposé et est assez simple à y mettre en œuvre. Ce Modèle utilise des conclusions symboliques de même nature que les prémisses. Un système floue de type Mamdani est basé sur une collection de règles qui ont la forme suivante [139] :

$$R^l : \text{si } x \text{ est } A^l \text{ alors } y^l \text{ est } B^l \quad (\text{IV.42})$$

Où x est la variable linguistique représentant la variable d'entrée du système contrôleur floue et y est la variable résultante représentant la sortie du contrôleur floue. A^l et B^l sont des termes linguistiques définis respectivement par les ensembles flous :

$$\mu_A^l(x) : X \rightarrow [0 \ 1] \text{ et } \mu_B^l(x) : X \rightarrow [0 \ 1] \quad (\text{IV.43})$$

4.4.4.2 Modèle floue de TAKAGI-SUGENO

Les contrôleurs flous de Takagi-Sugeno sont, comme ceux de Mamdani, basés sur des règles de type “Si ... alors ...”. Les prémisses sont toujours exprimées linguistiquement et donc similaires à celles utilisées dans (IV.43), les conclusions sont en revanche de nature numérique. Elles peuvent prendre différentes formes : équations linéaires ou polynômiales, statiques ou dynamiques. Les règles étant donc formulées de la manière suivante [91]:

$$\begin{aligned} & \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^l \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^l \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } A_p^l \\ & \text{Alors } y^l = f^l(x_1, x_2, \dots, x_p) \quad l = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (\text{IV.44})$$

4.5 Minimisation des bavardages à l'aide de la logique floue appliquée sur la MSAP

Afin de minimiser le phénomène de bavardage, un terme d'atténuation est calculé en utilisant la logique floue. Son principe étant de multiplier le terme discontinu du régulateur glissant par un terme d'atténuation calculé à l'aide de la technique d'inférence floue de SUGENO[141].

Le contrôleur floue a deux entrées ; la surface de glissement et la vitesse angulaire mesurée. Le schéma proposé pour contrôler la MSAP en utilisant la technique du MG-logique floue est représentée à la figure (4.73).

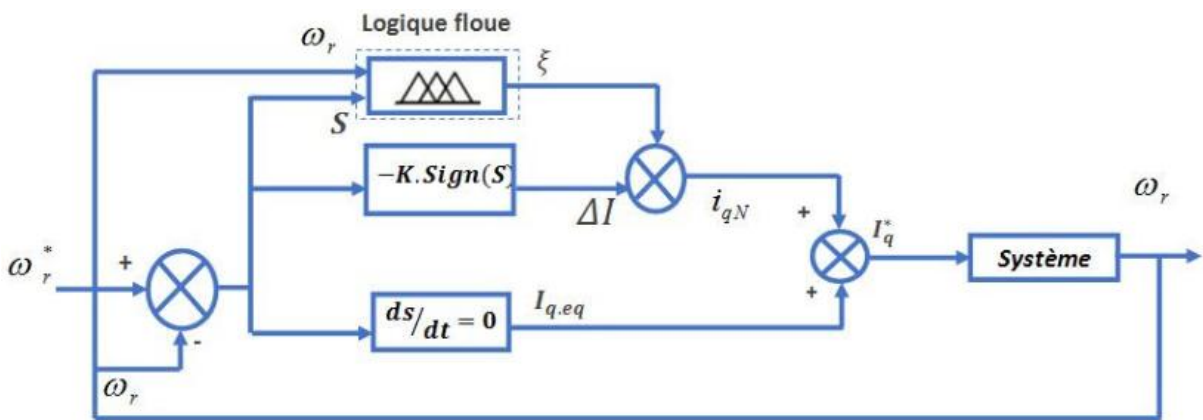


Figure 4. 73: schéma fonctionnel du contrôleur glissant-logique floue.

Cinq fonctions d'appartenance sont utilisées pour décrire la distance entre le point de fonctionnement et la surface de glissement, et trois fonctions d'appartenance sont exploités pour définir la vitesse.

Finalement, trois fonctions d'appartenance supplémentaires sont présentées pour définir la valeur d'atténuation appropriée dans la sortie du bloc floue.

Au cours de l'étape de la fuzzification les variables d'entrée et de sortie sont converties en degrés d'appartenance aux différents sous-ensembles flous. Les figures (4.74) et (4.75) illustrent les fonctions d'appartenances des variables linguistiques d'entrée et de sortie du régulateur floue.

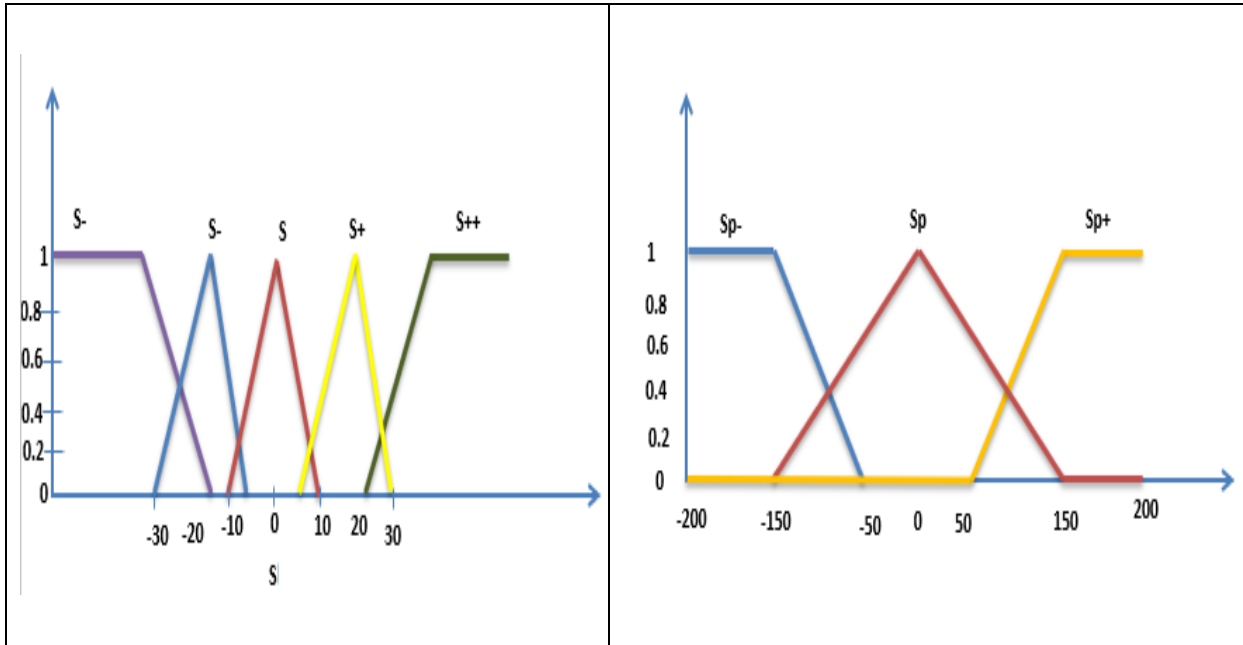


Figure 4. 74: Fonctions d'appartenance d'entrée du contrôleur flou surface (S) et vitesse (ω).

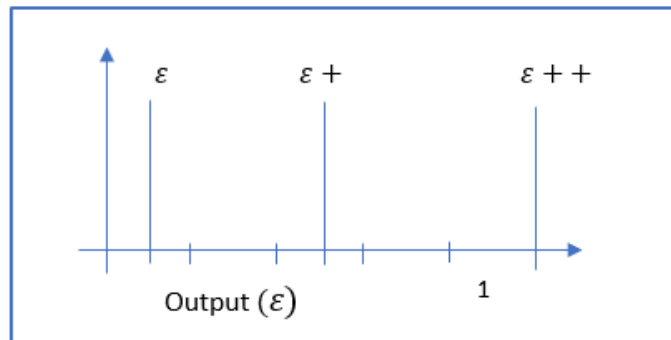


Figure 4. 75: Fonctions d'appartenance de la sortie du contrôleur flou.

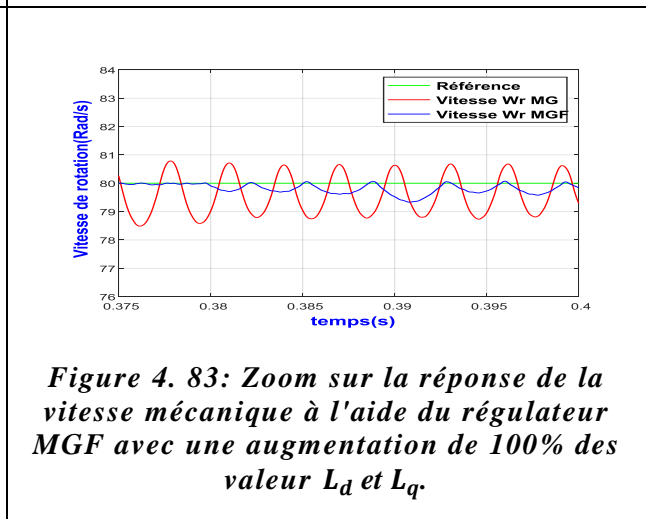
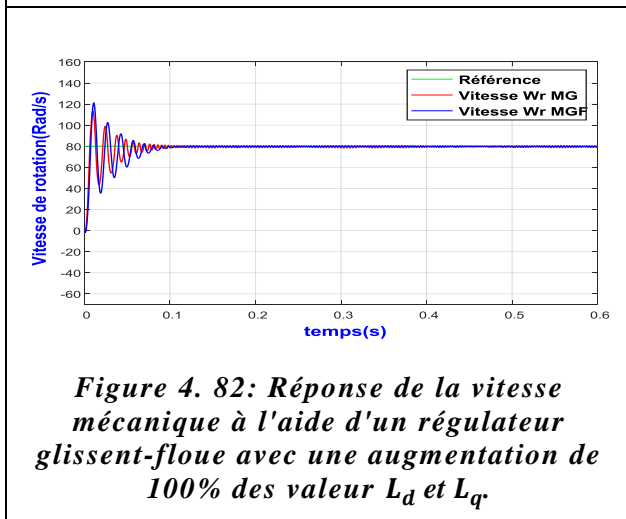
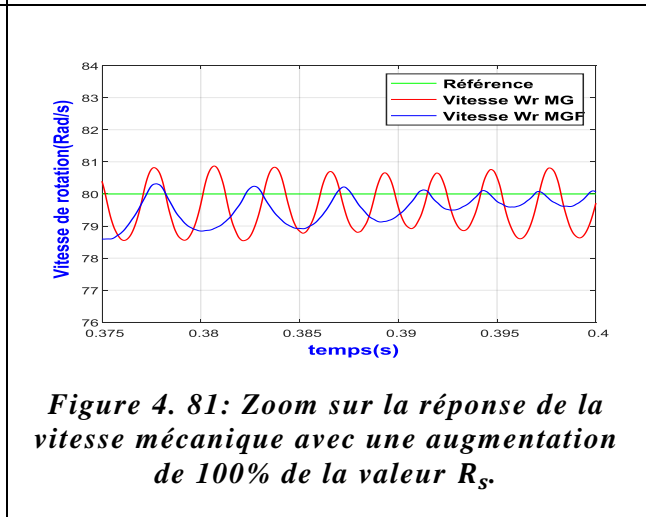
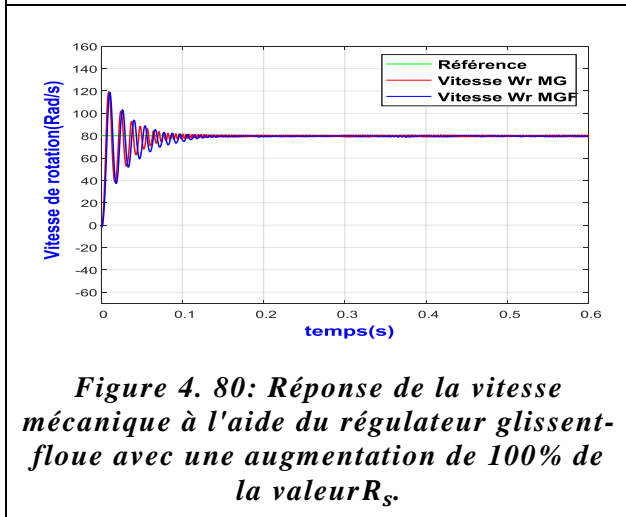
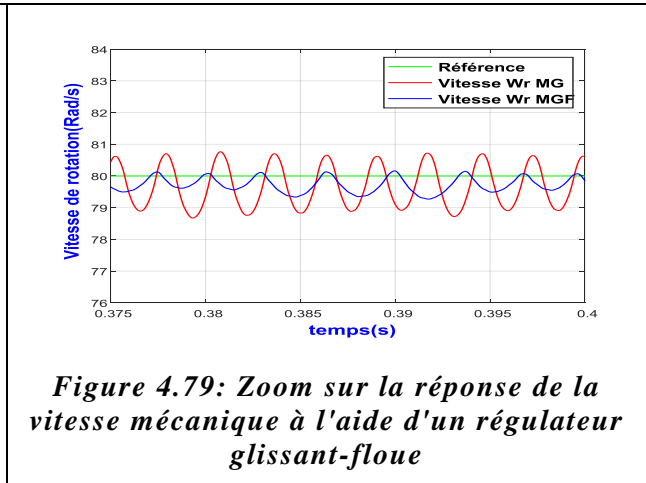
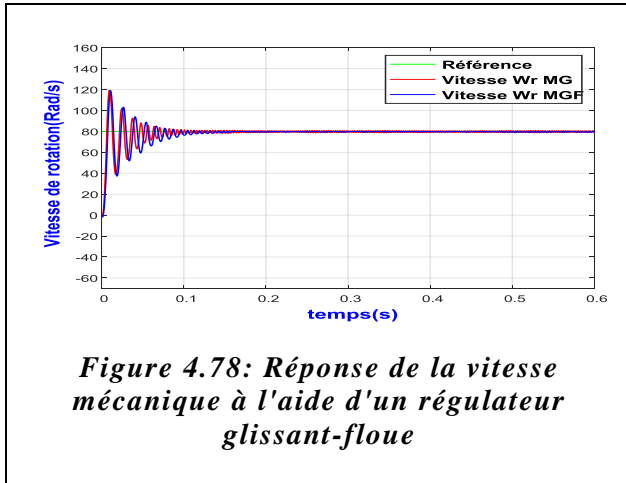
L'univers de discours de chaque variable d'entrée du régulateur (Surface et la vitesse). La surface S est subdivisée en cinq ensembles flous caractérisés par les désignations suivantes : {Négatif Grand (S--), Négatif Petit (S-), Egal à Zéro (S), Positif Petit (S+), Positif Grand (S++)}. La vitesse de rotation (ω) est subdivisée en trois ensembles flous {Négatif (Sp-), Egal à Zéro (Sp), Positif (Sp+)}.

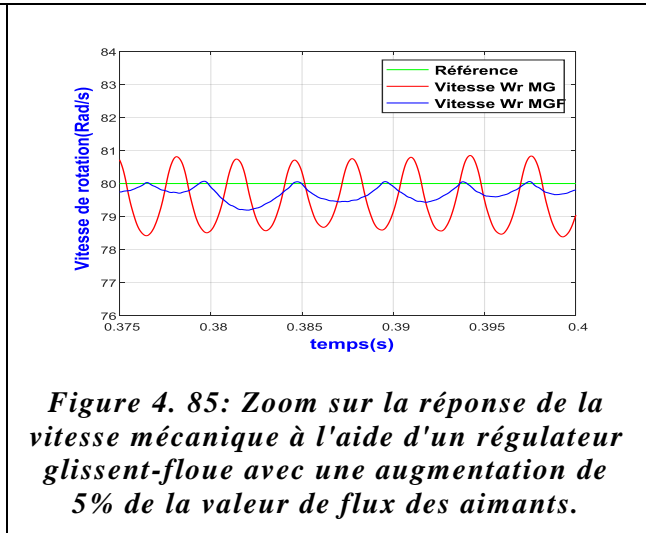
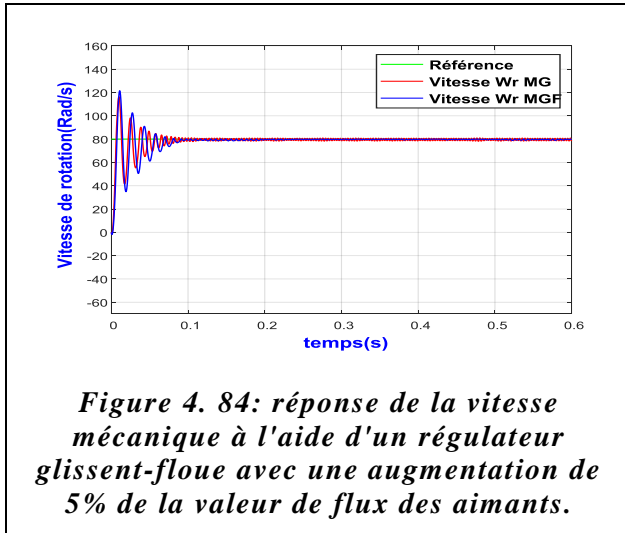
La sortie (ε) est constituée de 3 sous-ensembles flous de forme constante { $\varepsilon, \varepsilon +, \varepsilon + +$ }.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné avant, l'entrée linguistique S du contrôleur possède cinq ensembles flous et la vitesse ω possède 3, ce qui donne un ensemble de 15 règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence représenté sur Le tableau (4.1) qui montre les règles du contrôleur flou relative au système où les entrées de la matrice sont : Les ensembles flous surface (S) la vitesse de rotation (ω) et la sortie de cette table de règles est le terme d'atténuation (ε)[91].

4.6 Simulation et interprétation des résultats :

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande hybride par mode glissant-floue nous avons présentés les simulations réalisées sur la MSAP alimentée par un onduleur à trois niveaux commandés en tension similaires à celles réalisées dans le paragraphe précédent, Les figures (4.78) à (4.85) représentent les résultats de simulation.





Les figures (4.78) et (4.79) montrent la réponse de la vitesse avec une commande par MG et une commande de mode glissant-floue pour une vitesse de référence de 80 rad/s. Il est clair que les performances du contrôleur par mode glissant-floue sont meilleures que celles du régulateur glissant en termes de dépassement maximal et de temps de stabilisation. Néanmoins, La figure (4.79) représente une plage de réponse en vitesse. Ce zoom se fait entre les instants [0.375s 0.4s]. Il est clair que les ondulations du régulateur en mode glissant-floue qui sont estimées à "0,6 rad/s" sont plus réduites par rapport au régulateur MG (un écart de "2 rad/s").

Les figures (4.80) à (4.85) illustrent une comparaison de la réponse de la vitesse de rotation de la MSAP à l'aide d'un régulateur MG et d'un régulateur mode glissant-floue avec modification des valeurs des paramètres de la MSAP (R_s, L_d, L_q et φ_s). Le zoom a été effectué entre les instants [0,375 s 0,4 s], le zoom sur la figure (4.81), fournit une plage d'ondulation moyenne de MGF = 1rad / s et MG = 2 rad / s, en outre, le zoom sur la figure (4.83), fournit une plage d'ondulation moyenne de MGF = 0,6 rad / s et MG = 1,8 rad / s, et enfin, un zoom sur la figure (4.85), fournit une plage d'ondulation moyenne de MGF = 0,7 rad / s et MG = 1,8 rad/s.

Les résultats de simulation montrent que Le régulateur par MG est plus robuste vis-à-vis des perturbations de charge, et aux variations des paramètres du moteur.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps les bases théoriques des régulateurs par le MG, après nous avons procédé à leurs applications dans la commande vectorielle de la MSAP.

Les recherches effectuées sur les MSAPs en tant que sources de puissance mécaniques ont obtenu de plus en plus d'attention. Pour suivre la consigne de la vitesse de rotation le plus rapidement possible, un contrôleur de vitesse en MG qui peut découpler les courants de l'axe d et q est proposé. En outre, pour atténuer le phénomène de réticence causé par le terme discontinu en régime permanent de la commande par le MG, un algorithme de logique floue est introduit. Les performances MG-floue proposées sont testées et comparées en simulation à l'aide de l'environnement MATLAB / Simulink. Pour éliminer le phénomène de réticence, une combinaison entre la commande en MG et la logique floue est adoptée. La méthode proposée peut également garantir le contrôle robuste de la MSAP sous les paramètres du modèle (résistance, inductance) et les variations de couple de charge. A partir de ces résultats obtenus, il est clair qu'un régulateur en mode glissant-flou peut davantage fonctionner comparant au contrôleur PI classique en termes de temps de montée, de dépassement, de temps de stabilisation ainsi que d'erreur en régime permanent. L'efficacité du contrôleur MG-floue peut également garantir le contrôle robuste de la MSAP et montre que cette commande ne dépendait pas des paramètres de la machine (Résistance, inductance) par rapport aux autres commandes existantes et que l'effet de bavardage est réduit en utilisant cette méthode proposée.

Conclusion Générale :

La MSAP est un actionneur électrique de grand intérêt industriel, grâce à de sa faible inertie, son rendement, sa robustesse ainsi que sa puissance massique élevée. En revanche, sa structure non-linéaire rend sa commande plus complexe, ce qui nous a conduit à utiliser des modèles de commande non-linéaires susceptibles de fournir d'avantage performances. De ce fait, le travail présenté dans ce rapport de thèse expose essentiellement une contribution à la commande non-linéaire dont l'objectif fixé repose sur la proposition d'un ensemble de lois de commande robustes qui garantissent de rentables performances statiques et dynamiques concernant la vitesse de rotation.

Afin de répondre à notre objectif, notre travail a été axé sur l'amélioration des performances de la commande vectorielle en appliquant des commandes non-linéaires. Pour cela, nous avons établi le modèle mathématique de la MSAP dans les différents repères : triphasé (a, b, c), fixe (α , β) et tournant (d, q) en se basant sur les hypothèses simplificatrices adoptées en littérature. Ainsi, l'élaboration d'un modèle de l'onduleur triphasé commandé en tension de type 2 niveaux et multi niveaux (Cas du 3 niveaux de structure NPC).

La commande vectorielle basée sur un correcteur classique PI n'est pas robuste face aux variations paramétriques de la MSAP dû essentiellement au calcul du correcteur basé sur le modèle linéaire.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques de ce correcteur, nous avons fait appel aux régulateurs non-linéaires. Le problème de la robustesse paramétrique a été résolu par des algorithmes de commande à structure variable tel que le MG. Dans ce type de commande, l'approche non-linéaire a été traitée et a présenté l'avantage de se rapprocher au système réel sans passer nécessairement par le modèle linéaire.

Cette commande a donné des résultats intéressants concernant la poursuite de consigne et la robustesse vis à vis des variations paramétriques. Elle offre le réglage en cascade ce qui autorise son application à des machines de grandes puissances. On a rencontré un inconvénient de phénomène de Chattering qu'on a pu minimiser en associant à la loi de commande de type signe, un réglage à base de logique floue.

Une autre commande non-linéaire a été proposée à savoir un régulateur de type Backstepping. Ce régulateur est basé sur une récente méthodologie faisant appel à la fonction de Lyapunov. La synthèse a conduit à un contrôleur non-linéaire globalement asymptotiquement stable. Le régulateur Backstepping dont la conception est de type PD présente l'inconvénient de la persistante de l'erreur statique. Pour y remédier, nous avons associé une loi d'adaptation des paramètres afin d'éliminer cette erreur. Ce régulateur a présenté les mêmes résultats en termes de performances dynamiques, statiques et de robustesses vis-à-vis des variations paramétriques qu'une commande avec des régulateurs de type MG.

Dans les futurs travaux, nous allons nous intéresser au développement de nouvelles stratégies pour le contrôle du courant de la MSAP, à savoir la commande prédictive et la commande

adaptative. Nous allons aussi traiter le développement des études avec d'autres types d'onduleurs de tension.

L'amélioration des performances de la machine en se basant sur des algorithmes de contrôle modélisé avec les réseaux de neurones artificiels (Backstepping, MG, commande prédictive, ...), avec validation expérimentale va être aussi abordée

Annexe :

Le tableau ci-après regroupe l'ensemble des paramètres de la MSAP utilisée lors de la simulation via MATLAB/Simulink :

Tableau A1. 1 : Paramètres de la MSAP.

Désignation	Valeurs
Fréquence	50 Hz
Nombre de pair de pôle (p)	2
Résistance statorique (R_s)	1.35 Ω
Inductance dans l'axe d (L_d)	7.66 mH
Inductance dans l'axe q (L_q)	17 mH
Flux magnétique (φ_f)	0.158 Wb
Moment d'Inertie (J)	0.0035 kg.m ²
coefficient de frottement (B)	0.001Nm/rad/s

Références :

- [1] **Khlaief, A.** (2012). Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) (Doctoral dissertation, Aix-Marseille).
- [2] **M.I. Hemmami**, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [3] **Hongwei, and Gh. Farid.** "Nonlinear and adaptive intelligent control techniques for quadrotor uav—a survey." *Asian Journal of Control* 21.2 (2019): 989-1008.
- [4] **M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic**, “Nonlinear and adaptative control design”, Wiley-Interscience, NY, 1995.
- [5] **Nuño, E., Ortega, R., & Basañez, L.** (2010). An adaptive controller for nonlinear teleoperators. *Automatica*, 46(1), 155-159.
- [6] **Liu, H., Li, S., Li, G., & Wang, H.** (2018). Adaptive controller design for a class of uncertain fractional-order nonlinear systems: an adaptive fuzzy approach. *International Journal of Fuzzy Systems*, 20(2), 366-379.
- [7] **Madanzadeh, S., Abedini, A., Radan, A., & Ro, J. S.** (2020). Application of quadratic linearization state feedback control with hysteresis reference reformer to improve the dynamic response of interior permanent magnet synchronous motors. *ISA transactions*, 99, 167-190.
- [8] **Accetta, A., Alonge, F., Cirrincione, M., D’Ippolito, F., Pucci, M., Rabbeni, R., & Sferlazza, A.** (2018). Robust control for high performance induction motor drives based on partial state-feedback linearization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(1), 490-503.
- [9] **J. C. Doyle, K. Glover, P. P. khargonekar**, “State-space Solutions to Standard H₂ and ∞ H Control Prblm”, *Transactions on Automatic Control*, 1989, Vol 34, p 831-846.
- [10] **A. Francis**, “A Course in ∞ H Control Theory”, Springer Verlag, Berlin, 1987
- [11] **J. Balas, J. C. Doyle, K. Glover, A. Packard and R. Smith**, “ μ - Analysis and Synthesis toolbox (μ -Tools), the Mathworks Inc, 1991.

- [12] **Guzman, R., de Vicuña, L. G., Castilla, M., Miret, J., & de la Hoz, J.** (2017). Variable structure control for three-phase LCL-filtered inverters using a reduced converter model. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1), 5-15.
- [13] **Yang, Z., Zhang, D., Sun, X., & Ye, X.** (2018). Adaptive exponential sliding mode control for a bearingless induction motor based on a disturbance observer. *IEEE Access*, 6, 35425-35434.
- [14] **Yan, L. Y., Ye, P. Q., ZHANG, H., & LI, F.** (2017). Disturbance rejection for linear motor based on multi-periodic learning variable structure control. *Electric Machines and Control*, 21(1), 8-13.
- [15] **Chihi, Asma, et al.** "Nonlinear integral sliding mode control design of photovoltaic pumping system: Real time implementation." *ISA transactions* 70 (2017): 475-485.
- [16] **Pérez-Ventura, U., & Fridman, L.** (2020). Chattering comparison between continuous and discontinuous sliding-mode controllers. In *Variable-Structure Systems and Sliding-Mode Control* (pp. 197-211). Springer, Cham.
- [17] **Albertelli, P., Braghieri, L., Torta, M., & Monno, M.** (2019). Development of a generalized chatter detection methodology for variable speed machining. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 123, 26-42.
- [18] **V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi**, "Sliding mode control in electro-mechanical systems", CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.
- [19] **Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., & Levant, A.** (2014). *Sliding mode control and observation* (pp. 1-42). New York: Springer New York.
- [20] **Saadaoui, O., Khlaief, A., Abassi, M., Chaari, A., & Boussak, M.** (2017). A sliding-mode observer for high-performance sensorless control of PMSM with initial rotor position detection. *International Journal of Control*, 90(2), 377-392.
- [21] **Ammar, A., Bourek, A., & Benakcha, A.** (2017). Robust SVM-direct torque control of induction motor based on sliding mode controller and sliding mode observer. *Frontiers in Energy*, 1-14.
- [22] **LOUCIF, M.** (2016). Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur (Doctoral dissertation).

- [23] **Hanif, A., Bhatti, A. I., Yassin, A. R., Murtaza, G., & Ahmed, Q.** (2014, July). Sliding mode-based observer design for field-oriented control of induction machine drive for applications in hybrid electric vehicles. In Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference (pp. 263-268). IEEE.
- [24] **Y.Mihoub**, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat en science, Université des sciences et technologies d'Oran –MB-, 2012.
- [25] **Latreche, Mohammed-Tahar.** "Commande Floue de la Machine Synchrones à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien". Diss. 2018.
- [26] **B. Adhavan, A. Kuppaswamy, G. Jayabaskaran, and V. Jagannathan**, "Field oriented control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) using fuzzy logic controller," in 2011 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems, 2011, pp. 587–592.
- [27] **Islam, Touaimi Med, and Douaer Med Amine.** "La commande prédictive généralisée appliqué a la machine synchrone a aimant permanent." (2017).
- [28] **Tebbal, Abderezzak, Miloud Sekhri, and Djafer Encadreur Lahlili.** "Commande prédictive d'un système éolien à base d'une machine synchrone à aimant permanent". Diss. Université de Jijel, 2019.
- [29] **Maanani, Y., & Menacer, A.** (2019). Modeling and Diagnosis of the Inter-Turn Short Circuit Fault for the Sensorless Input-Output Linearization Control of the PMSM. Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 63(3), 159-168.
- [30] **Zhou, K., Ai, M., Sun, D., Jin, N., & Wu, X.** (2019). Field weakening operation control strategies of PMSM based on feedback linearization. Energies, 12(23), 4526.
- [31] **Sun, X., Chen, L., Jiang, H., Yang, Z., Chen, J., & Zhang, W.** (2016). High-performance control for a bearingless permanent-magnet synchronous motor using neural network inverse scheme plus internal model controllers. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63(6), 3479-3488.
- [32] **M. Karabacak and H. I. Eskikurt**, "Design, modelling and simulation of a new nonlinear and full adaptive backstepping speed tracking controller for uncertain PMSM," Appl. Math. Model., vol. 36, no. 11, pp. 5199–5213, Nov.2012

- [33] **N. Ettalabi, M. Bouzi, M. Derri**, "Comparison study of Non-Adaptive and Adaptive Backstepping in Control of Permanent Magnet Synchronous Motor", *Ijrset*, Vol. 6, Issue 8, 2017
- [34] **cherif Anis, O.** (2016). Observation de la Machine Synchrone à Rotor Bobiné Sans Capteurs (Sensorless) (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [35] **Kedjbour, A., Boukouicem, Z., & Bourouina, A. E.** (2019). Etude et simulation de l'asservissement de vitesse dans l'association moteur à courant continu-hacheur série (Doctoral dissertation, Université de Jijel).
- [36] **Alhassoun Y.** " Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse ". Thèse de Doctorat, institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [37] **Locment F.** " Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé". Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille décembre 2006.
- [38] **Zhang, B. Z., & Ruan, Y.** (2015). The research on permanent magnetic synchronous motor vector control based on MRAS. In *Applied Mechanics and Materials* (Vol. 719, pp. 381-387). Trans Tech Publications Ltd.
- [39] **Koteich, M.** (2016). Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique (Doctoral dissertation).
- [40] **Patel, V. I., Wang, J., Wang, W., & Chen, X.** (2014). Six-phase fractional-slot-per-pole-per-phase permanent-magnet machines with low space harmonics for electric vehicle application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4), 2554-2563.
- [41] **Togashi, R., Inoue, Y., Morimoto, S., & Sanada, M.** (2014, May). Performance improvement of ultra-high-speed PMSM drive system based on DTC by using SiC inverter. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)* (pp. 356-362). IEEE.
- [42] **Nguimpi Langue, L.** (2018). Contribution au dimensionnement optimal d'une machine électrique sans aimant pour la propulsion de véhicules hybrides (Doctoral dissertation, Compiègne).

- [43] **Yanping, X., Yazhou, L., Lingzhi, M., & Dengzhuo, S.** (2015). A novel direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on backstepping control. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 30(10), 83-89.
- [44] **Bida, V. M., Samokhvalov, D. V., & Al-Mahturi, F. S.** (2018, January). PMSM vector control techniques A survey. In *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIcon Rus)* (pp. 577-581). IEEE.
- [45] **Bouderbala, M., Bossoufi, B., Lagrioui, A., Taoussi, M., Aroussi, H. A., & Ihedrane, Y.** (2019). Direct and indirect vector control of a doubly fed induction generator based in a wind energy conversion system. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 9(3), 1531.
- [46] **Amézquita-Brooks, L. A., Licéaga-Castro, J., Licéaga-Castro, E., & Ugalde-Loo, C. E.** (2015). Induction motor control: multivariable analysis and effective decentralized control of stator currents for high-performance applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(11), 6818-6832.
- [47] **Zhang, C., Wu, G., Rong, F., Feng, J., Jia, L., He, J., & Huang, S.** (2017). Robust fault-tolerant predictive current control for permanent magnet synchronous motors considering demagnetization fault. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(7), 5324-5334.
- [48] **Stojić, D., Milinković, M., Veinović, S., & Klasnić, I.** (2014). Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives. *IEEE transactions on power electronics*, 30(4), 2363-2371.
- [49] **Zhao, Y., Zhang, Z., Qiao, W., & Wu, L.** (2014). An extended flux model-based rotor position estimator for sensorless control of salient-pole permanent-magnet synchronous machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(8), 4412-4422.
- [50] **Ünsal, S., & Alişkan, İ.** (2016, December). Performance analysis of fuzzy logic controllers having Mamdani and Takagi-Sugeno inference methods by using unique software and toolbox. In *2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering (ELECO)* (pp. 237-241). IEEE.
- [51] **Takahashi I, Noguchi T,** "Take a look back upon the past decade of direct torque control". *IECON, 23rd International Conference* on Vol.2, Issue, pp. 546 – 551, Nov 1997.

- [52] **Wang, Z., Wang, X., Cao, J., Cheng, M., & Hu, Y.** (2017). Direct torque control of T-NPC inverters-fed double-stator-winding PMSM drives with SVM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2), 1541-1553.
- [53] **Zhang, X., & Foo, G. H. B.** (2015). A constant switching frequency-based direct torque control method for interior permanent-magnet synchronous motor drives. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 21(3), 1445-1456.
- [54] **Ekanayake, S., Dutta, R., Rahman, M. F., & Xiao, D.** (2017). Direct torque and flux control of interior permanent magnet synchronous machine in deep flux-weakening region. *IET Electric Power Applications*, 12(1), 98-105.
- [55] **Navardi, M. J., Milimonfared, J., & Talebi, H. A.** (2018). Torque and flux ripples minimization of permanent magnet synchronous motor by a predictive-based hybrid direct torque control. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(4), 1662-1670.
- [56] **Lascu, C., Jafarzadeh, S., Fadali, M. S., & Blaabjerg, F.** (2016). Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3), 2072-2080.
- [57] **Bayoumi, E. H.** (2014). Stator resistance estimator for direct torque control of permanent magnet synchronous motor drive systems using multi-resolution analysis wavelet. *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, 1(3), 191-201.
- [58] **Riad, T.** (2017). Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone.
- [59] **Thomas J, Vyncke, René K, Boel J, Mkebeek A.A,** " Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors - An Overview " 3rd IEEE Benelux young researchers symposium in electrical power engineering, Ghent Belgium, 27-28 APRIL 2006.
- [60] **Nagarajan, R. N. P., Jidin, A. B., bin Said, M. A., Ramahlingam, S., Othman, M. N., & Abd Rahim, M. K. B.** (2014, October). Direct self-control (DSC) of induction machine utilizing 3-level cascade H-bridge multilevel inverter. In *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)* (pp. 304-309). IEEE.

- [61] **Calleja, C., López-de-Heredia, A., Gaztañaga, H., Aldasoro, L., & Nieva, T.** (2016). Validation of a modified direct-self-control strategy for PMSM in railway-traction applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(8), 5143-5155.
- [62] **Gu, C., Wang, X., & Sheng, T.** (2015, August). An improved direct-self-control method for high-speed permanent magnet synchronous motor. In *2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)* (pp. 2502-2507). IEEE..
- [63] **Paul, C. C., Elisabeta, S., Cornelia, A. D., & Ion, P.** (2015). Direct Self Control Structure for the Asynchronous Machine, Implemented in Scilab/Xcos. *Acta Electrotehnica*, 56(3).
- [64] **Ting, C. S., Chang, Y. N., Shi, B. W., & Lieu, J. F.** (2015). Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive. *IET Electric Power Applications*, 9(3), 265-279.
- [65] **Mazen A, Khennouf H,** "A MATLAB/GUI Case-Study Environment for Nonlinear Control Learning," *Proceedings of the 40th IEEE conference on decision and control Orlando, Florida USA, Pp. 3248-3249, December 2001.*
- [66] **Sarangapani, J.** (2018). *Neural network control of nonlinear discrete-time systems.* CRC press.
- [67] **Gambôa, P., Silva, J. F., Pinto, S. F., & Margato, E.** (2019). Input–Output Linearization and PI controllers for AC–AC matrix converter based Dynamic Voltage Restorers with Flywheel Energy Storage: a comparison. *Electric Power Systems Research*, 169, 214-228.
- [68] **Sim, H. W., Lee, J. S., & Lee, K. B.** (2014). On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 9(2), 600-608.
- [69] **Xia, C., Geng, Q., Gu, X., Shi, T., & Song, Z.** (2012). Input–output feedback linearization and speed control of a surface permanent-magnet synchronous wind generator with the boost-chopper converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(9), 3489-3500.
- [70] **Harrouz, A., Nourdine, K., Kayisli, K., Bulbul, H. I., & Colak, I.** (2018, October). A Fuzzy Controller for Stabilization of Asynchronous Machine. In *2018 7th International*

Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA) (pp. 1369-1373). IEEE.

[71] **Yesil, E.** (2014). Interval type-2 fuzzy PID load frequency controller using Big Bang–Big Crunch optimization. *Applied Soft Computing*, 15, 100-112.

[72] **Thamizhazhagan, P., &Sutha, S.** (2017). Performance analysis of direct torque controlled PMSM drives using fuzzy logic. *Journal of Electrical Engineering*, 17(1), 259-264.

[73] **Mesloub, H., Benchouia, M. T., Goléa, A., Goléa, N., &Benbouzid, M. E. H.** (2017). A comparative experimental study of direct torque control based on adaptive fuzzy logic controller and particle swarm optimization algorithms of a permanent magnet synchronous motor. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 90(1-4), 59-72.

[74] **ARBANE, D.**, "COMMANDE A MODELE DE REFERENCE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT ",(Doctoral dissertation), 2015,université setif, Algérie.

[75] **LOUNAS, A.** (2008). Commande floue avec adaptation des gains de commande: application a la machine synchrone a aimants permanents (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).

[76] **Barrero, F., & Duran, M. J.** (2015). Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—Part I. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1), 449-458.

[77] **Sakr, N., Sadarnac, D., &Gascher, A.** (2014, August). A review of on-board integrated chargers for electric vehicles. In 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (pp. 1-10). IEEE.

[78] **A. Ferroudj.**, " Commande Non-linéaire de la MSAP Sans Capteur de vitesse ".Apporte des Méthode de l'Intelligence Artificielle, mémoire de magister, université de Batna, 2011.

[79] **Wu, B., &Narimani, M.** (2017). High-power converters and AC drives. John Wiley & Sons.

[80] **Vemulapati, U., Rahimo, M., Arnold, M., Wikström, T., Vobecky, J., Backlund, B., &Stiasny, T.** (2015, September). Recent advancements in IGCT technologies for high power

electronics applications. In 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe) (pp. 1-10). IEEE.

[81] **BOUSSADA Z, ELBEJI, O; BENHAMED, M.** Different topologies and control techniques of multi-level inverter: A literature survey. In: 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS). IEEE, 2017. p. 1-5.

[82] **Allehyani, A., Morsy, A., et Enjeti, P.** (2017, July). A new Interconnected Modular Multilevel Converter (IMMC) with sinusoidal voltage output suitable for high performance AC drives. In 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) (pp. 1-8). IEEE.

[83] **Kumar, N., et Srinivas, S.** (2016, November). Carrier phase shifted SPWM for CMV reduction in a three-level inverter using open-end winding induction motor drive. In 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON) (pp. 707-712). IEEE.

[84] **Ronanki, D., & Williamson, S. S.** (2018). Modular multilevel converters for transportation electrification: Challenges and opportunities. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 4(2), 399-407.

[85] **Sabah, V. S., Lall, K. P., & Chitra, A.** (2015, June). Multilevel inverter fed induction motor drive for pumping application. In 2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy) (pp. 85-92). IEEE.

[86] **Abdelkrim, T., Berkouk, E. M., Aliouane, K., Benamrane, K., & Benslimane, T.** (2011). Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandés par MLI vectorielle. Revue des énergies renouvelables, 14(2), 211-217.

[87] **Benbouhenni, H.** (2018). Seven-level direct torque control of induction motor based on artificial neural networks with regulation speed using fuzzy PI controller. Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering, 14(1), 85-94.

[88] **Reimers, J., Dorn-Gomba, L., Mak, C., & Emadi, A.** (2019). Automotive traction inverters: Current status and future trends. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 68(4), 3337-3350.

[89] **Baghli, L.** (2015). Modélisation et commande de la machine asynchrone. les Éditions du Net..

- [90] **Dyhia, K., & Mohammed, B.** (2016). Commande par élimination sélective d'harmoniques d'un onduleur multi niveaux asymétrique (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [91] **N. Ettalabi, M. Bouzi, M. Derri, B. Bossoufi, K. Anoune et Elmarghichi. M**"Fuzzy-Sliding Mode Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using NPC Converter", *IJERT*, Volume 13, Number 07 (2020)
- [92] **Stahl, R., &Lichte, A.** (2017). U.S. Patent No. 9,571,006. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- [93]**Benhachemi, M., Messahli, K., &Makhloufi, S.** (2017). Commande vectorielle des onduleurs multi niveaux (Doctoral dissertation, Université Ahmed Draia-ADRAR).
- [94] **BENCHOUIA, N., SOLTANI, B., MADI, B., & SAAIDIA, M.** (2019). Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par onduleur à trois niveaux à structure parallèle////Vector control of a three-levelparallel structure UPS poweredasynchronous machine. In 5th International Conference on Maintenance and Industrial Safety CIMSI'2019 In 2-3 December 2019.
- [95]**KanellaKopoulos, I., Kokotovic, P.V et Morse, A.S** (1991), Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 36(11),1241.1253.
- [96] **Rahman, M. E., et Singh, S.** (2018). Non-linear stability analysis of pressure drop oscillations in a heated channel. *Chemical Engineering Science*, 192, 176-186.
- [97]**Bayani, A., Rajagopal, K., Khalaf, A. J. M., Jafari, S., Leutcho, G. D., &Kengne, J.** (2019). Dynamical analysis of a new multistable chaotic system with hidden attractor: Antimonotonicity, coexisting multiple attractors, and offset boosting. *Physics Letters A*, 383(13), 1450-1456.
- [98]**Sergeev, I. N.** (2019). Definition and some properties of Perron stability. *Differential Equations*, 55(5), 620-630.
- [99]**Ma, H., & Jia, Y.** (2016). Stability analysis for stochastic differential equations with infinite Markovian switchings. *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, 435(1), 593-605.
- [100]**Jean-Jacques E Slotine, Weiping Li.** Applied nonlinear control. Prentice-Hall, 1991.
- [101]**Jiao, T., Xu, S., Lu, J., Wei, Y., & Zou, Y.** (2016). Decentralised adaptive output feedback stabilisation for stochastic time-delay systems via LaSalle-Yoshizawa-type theorem. *International Journal of Control*, 89(1), 69-83.
- [102]**ZviArtstein.** Stabilization with relaxed controls. *Nonlinear Analysis, Theory, Methods & Applications*, 7(11):1163{1173, 1983.

- [103] **Randy A. Freeman and James A. Primbs.** Control Lyapunov functions: New ideas from an old source. In *Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control*, pages 3926,3931, December 1996.
- [104] **Feurer, A. & Morse, A. S.** (1978), 'Adaptive control of single-input, single output linear Systems', IEEE Transactions On Automatic Control Vol. 23(4), 557-569.
- [105] **Tsinias, J.** (1989), 'Sufficient Lyapunov-like conditions for stabilization', Math. Contr. Signal. Syst. 2, 343-357.
- [106] **Kokotovic, P. V. & Sussmann, H. J.** (1989), 'A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems', Systems & Control Letters Vol. 13, 125-133.
- [107] **Aziz, D., Jamal, B., Othmane, Z., Khalid, M., & BOSSOUFI, B.** (2019). Implementation and validation of backstepping control for PMSG wind turbine using dSPACE controller board. Energy Reports, 5, 807-821.
- [108] **Hamida, M. A., De Leon, J., & Glumineau, A.** (2017). Experimental sensorless control for IPMSM by using integral backstepping strategy and adaptive high gain observer. Control Engineering Practice, 59, 64-76.
- [109] **Khemiri, N., Khedher, A., & Mimouni, M. F.** (2012). An adaptive nonlinear backstepping control of DFIG driven by wind turbine. WSEAS Transactions on Environment and Development, 8(2), 60-71.
- [110] **Prashanth, KV et Navada, HG** (2014, janvier). Estimation des paramètres de PMSM à l'aide de la technique de backstepping adaptative. En 2014 Conférence internationale sur les progrès des technologies de conversion d'énergie (ICAECT) (pp. 1-6). IEEE.
- [111] **P.Vas,** : ' Vector control of AC machines and drives' present and future IEEE 1966 p 67-74
- [112] **S Yamamura,** AC motors for high performance-application, Marcel Fekker, INC New York and Besel, USA 1986
- [113] **R.Zoia:** ' Réglage des courants statoriques et du couple, Precision 1991 N° 3 p. 35-39
- [114] **Oliveira, T. R., Estrada, A., & Fridman, L. M.** (2015, December). Global exact differentiator based on higher-order sliding modes and dynamic gains for globally stable output-feedback control. In 2015 54th IEEE conference on decision and control (CDC) (pp. 4109-4114). IEEE.
- [115] **Qi, L., Bao, S., & Shi, H.** (2015). Permanent-magnet synchronous motor velocity control based on second-order integral sliding mode control algorithm. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 37(7), 875-882.
- [116] **DEGHBOUDJ, I.** Commande des systèmes non lineaires par mode glissant d'ordre supérieur. Master's Thesis, Université Constantine, 2013, vol. 1.

- [117] **BENNACEUR Yacine**, Commande d'un convertisseur CA/CC et contrôle par différentes techniques. Master's Thesis, Université D'EL-OUED, 2015.
- [118] **Behera, A. K., Bandyopadhyay, B., & Yu, X.** (2018). Periodic event-triggered sliding mode control. *Automatica*, 96, 61-72.
- [119] **J. E. Slotine**, LI W, Applied nonlinear control, Edition Prentice Hall International, Inc 91.
- [120] **V. I. Utkin**, Sliding modes in control optimization, Springer-Verlag, 1992
- [121] **Hadda, BENDERRADJI** Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction. 2013. Thèse de doctorat. Université de Batna.
- [122] **Salih, Z. H., Gaeid, K. S., & Saghafinia, A.** (2015). Sliding mode control of induction motor with vector control in field weakening. *Modern Applied Science*, 9(2), 276.
- [123] **Chakrabarty, S., & Bartoszewicz, A.** (2016). Improved robustness and performance of discrete time sliding mode control systems. *ISA transactions*, 65, 143-149.
- [124] **Du, H., Chen, X., Wen, G., Yu, X., & Lü, J.** (2018). Discrete-time fast terminal sliding mode control for permanent magnet linear motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(12), 9916-9927..
- [125] **REKIOUA, Djamila et MATAGNE, Ernest.** Optimization of photovoltaic power systems: modélisation, simulation and control. Springer Science & Business Media, 2012.
- [126] **Farid, A.** (2014). Commande par mode glissant d'un hacheur parallèle «Application à l'extraction de la puissance» maximale d'une pile à combustible. i (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [127] **K. Kendouci**, 'Etudes comparatives entres differentes commandes de la machine synchrone a Amiants permanent' Thèse de magister, USTO-MB- Oct 2003.
- [128] **Ezzat, M.** (2011). Commande non-linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents (Doctoral dissertation).
- [129] **AMIRI, M., & ALI DAHMANE,** (2017). Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant (Doctoral dissertation).
- [130] **NAIDJI, A.** (2018). Commande Floue-Glissant d'un Moteur BLDC (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'sila).

- [131] **Zadeh, LA** (1965). Ensembles flous. *Information et contrôle*, 8 (3), 338-353.
- [132] **OMAR BOUHALI** « Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseau électrique» Thèse de doctorat de l'école Nationale Polytechnique, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [133] **SOFIANE, DOUDOU**. Contribution à la commande moderne des systèmes non-linéaires multi variables non affines. 2013. Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas de Sétif 1.
- [134] **BOUAFIA Abdelouahab**, Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI, 2010. Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas – Setif.
- [135] **Mesloub, H., Benchouia, M. T., Boumaaraf, R., Goléa, A., Goléa, N., & Becherif, M.** (2020). Design and implementation of DTC based on AFLC and PSO of a PMSM. *Mathematics and Computers in Simulation*, 167, 340-355.
- [136] **Sakunthala, S., Kiranmayi, R., & Mandadi, P. N.** (2018, March). Investigation of PI and Fuzzy Controllers for Speed Control of PMSM Motor Drive. In 2018 International Conference on Recent Trends in Electrical, Control and Communication (RTECC) (pp. 133-136). IEEE.
- [137] **Mehedi, F., Nezli, L., Mahmoudi, M. O., Taleb, R., & Boudana, D.** (2019). Fuzzy logic-based vector control of multiphase permanent magnet synchronous motors'. *Revue des Energies Renouvelables*, 22(1), 161-170.
- [138] **Singh, S. P., Gautam, A. K., Dubey, J., Pandey, J. P., & Payasi, R. P.** (2016, December). Performance Comparison of PMSM Drive using PI and Fuzzy Logic based controllers. In 2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON) (pp. 563-569). IEEE.
- [139] **Bae, H. J., Jin, M., Suh, J., Lee, J. Y., Chang, P. H., & Ahn, D. S.** (2017). Control of robot manipulators using time-delay estimation and fuzzy logic systems. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 12(3), 1271-1279.
- [140] **Yan, H., Xu, Y., Cai, F., Zhang, H., Zhao, W., & Gerada, C.** (2018). PWM-VSI fault diagnosis for a PMSM drive based on the fuzzy logic approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(1), 759-768.

- [141] **Mani, P., Rajan, R., Shanmugam, L., &Joo, Y. H.** (2018). Adaptive fractional fuzzy integral sliding mode control for PMSM model. *IEEE Transactions on FuzzySystems*, 27(8), 1674-1686.