N° d'ordre : ….

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Yahia Farès de Médéa

Faculté de Technologie

Département du Génie Électrique



THÈSE

En vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat LMD en Automatique

Spécialité : Automatique

Présenté par :

RANDA BABOUCHE

THÈME :

Contribution à la commande des liaisons dans les réseaux HVDC multi-terminaux intégrant des sources d'énergies renouvelables

Soutenue publiquement le :

Devant le jury composé de :

M. BENTOUATI Smain	MCA.	Université de Médéa	Président
M. BOUCHAMA Ziyad	MCA.	Université de BBA	Examinateur
M. KARA Reda	MCA.	Université de Médéa	Examinateur
M. MORSLI Abdelkader	MCA.	Université de Médéa	Examinateur
M. HENINI Noureddine	Prof.	Université de Médéa	Directeur de Thèse
M.SAUODI Kamel	Prof.	Université de Bouira	Co-directeur

Thèse préparée au sein du Laboratoire des Systèmes Électroniques Avancés (LSEA)

de l'Université de Médéa, ALGÉRIE

Remerciement

En tout premier lieu, je remercie ALLAH, tout puissant, de m'avoir aidé et guidé pour atteindre ce point et terminer ce travail de doctorat.

Puis, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé durant la réalisation de ce travail. Je tiens à remercier sincèrement en premier lieu mon directeur de thèse Monsieur Noureddine Henini, Professeur à l'Université Yahia Farès de Médéa, et M.SAUODI Kamel Professeur à Université de Bouira, M. BOUCHAMA Ziyad MCA à Université de BBA, madame Behih khalissa à Université de Sétif.

Un grand merci à mon père et ma mère pour leur soutien et leur prière, ainsi qu'à tous les membres de ma famille

Finalement, je réserve une place singulière à toutes les personnes qui ont contribué, d'une façon directe ou indirecte à l'achèvement de ce travail et a tous ceux et celles qui m'ont aidé et soutenu durant tout mon parcours trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus sincères, car le chemin que j'ai parcouru depuis le début de mes études est le fruit de relations avec de nombreuses personnes sans les nommer. C'est pourquoi je tiens à terminer en présentant mes excuses à ceux qui ne se retrouveront pas dans cette liste, qui est bien loin d'être exhaustive.

الملخص

تعد تقنية التيار المباشر عالية الجهد (HVDC)القائمة على محول مصدر الجهد (VSC) حلاً عمليًا وجذابا في مجالات التحكم والمرونة، مما أدى إلى بذل جهود لتطوير مزاياها وتقليل عيوبها، اذ تعتمد هذه الأطروحة على ثلاث أدوات تحكم والمتمثلة في المنطق الضبابي (FL)، النمط الانزلاقي (SM) ووضع الانزلاق الضبابي (FSM) لتحسين استقرار وسلوك أنظمة VSC-HVDC لتكون أكثر كفاءة في ظروف التشغيل المختلفة مقارنة بالتقنية التقليدية (PI) .

تم توضيح جميع طرق التحكم المقترحة من خلال المحاكاة تحت Matlab / Simulink وSimPowerSyem (SPS)).

الكلمات المفتاحية: تيار مباشر عالي الجهد (HVDC)، محول مصدر الجهد (VSC)، المنطق الضبابي (FL)، نمط انزلاقي (SM)، وضع الانزلاق الضبابي (FSM).

Résumé

La technologie High Voltage Direct Current (HVDC) basée sur un transformateur de source de tension (VSC) est une solution pratique et attractive dans les domaines du contrôle et de la flexibilité, qui a conduit à des efforts pour développer ses avantages et minimiser ses inconvénients. Cette thèse est basée sur trois structure de contrôle qui sont la logique floue (FL), le mode de glissement (SM) et le mode de glissement flou (FSM) pour améliorer la stabilité et le comportement des systèmes HVDC-VSC pour être plus efficaces dans différentes conditions de fonctionnement par rapport au technique traditionnelle (PI).

Toutes les approches de commande proposées ont été illustrées par simulation sous Matlab/Simulink et SimPowerSyem (SPS).

Mots clés : courant continu haute tension (HVDC), transformateur de source de tension (VSC), logique floue (FL), mode glissement (SM), mode glissement flou (FSM).

Abstract

High Voltage Direct Current (HVDC) technology based on a voltage source transformer (VSC) is a practical and attractive solution in the areas of control and flexibility, which has led to efforts to develop its advantages and minimize its disadvantages. . This thesis is based on three control structures that are fuzzy logic (FL), sliding mode (SM) and fuzzy sliding mode (FSM) to improve the stability and behavior of HVDC-VSC systems to be more efficient under different operating conditions compared to the traditional technique (PI).

All proposed control approaches have been illustrated by simulation under Matlab/Simulink and SimPowerSyem (SPS).

Keywords : courant continu haute tension (HVDC), transformateur de source de tension (VSC), logique flou (FL), mode glissement (SM), mode glissement flou (FSM).

Table des Matières

Table des Matières IV

Liste des Figures VIII

Liste des Tableaux XI

Liste des abréviations XII

Introduction générale 1

Chapitre I : Généralités sur les réseaux de transport à courant continu HVDC (high voltage direct current) 5

I.1. Introduction 6

I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs HVDC 6

I.3. Présentation de la technologie HVDC 9

I.3.1. HVDC a base LCC 9

I.3.2. HVDC a base VSC 11

I.4. Convertisseur à commutation de ligne et convertisseur de source de tension 14

I.5. Avantages du HVDC par rapport HVAC 15

I.6. Les différents stratégies de contrôle d'un réseau HVDC 17

I.6.1. Contrôle d'un seul terminal VSC 18

I.7. Conclusion 19

Chapitre II : **Modélisation de la station VSC-HVDC** 20

II.1. Introduction 21

II.2. Modèle de convertisseur de source de tension 21

II.2.1-L'Égalité de puissance du côté source AC 24

II.2.2-L'Égalité de puissance du côté convertisseur AC 25

II.3-Principe du contrôle VSC de commande des systèmes 27

II.3.1-Conception du contrôleur de courant 28

II.3.2-Contrôleur de puissance active et réactive 29
II.3.3-Contrôleur de tenson continue 30
II.3.4-Contrôle de la tension alternative.....31
II.4-La boucle à verrouillage de phase (PLL) 31
II.5-Schéma PQ simplifié de base d'un VSC 32
II.6-Conclusion 34
Chapitre III : Commande Par La Logique Floue 35
III.1. Introduction 36
III.2-Généralités sur la logique floue 36
III.2.1-Les variables linguistiques et les ensembles flous.....37
III.2.1.1-Hauteur.....37
III.2.1.2-Support.....38
III.2.1.3-Noyau.....38
III.2.1.4-Coupe de niveau, α-cut(A).....38
III.2.1.5-Partitions floues 39
III.2.1.6-Hauteur Sous-ensemble flou convexe 39
III.2.2-Les Différentes formes des fonctions d'appartenance 39
III.2.2.1-Union et intersection.....40
III.2.2.2-Complément d’un sous-ensemble flou 40
III.3-Principes de base des contrôleurs à logique floue 41
III.3.1-La fuzzification.....43
III.3.2-Base de connaissance.....44
III.3.3-Mécanisme d'inférence 44
III.3.4-Défuzzification.....44
III.3.4.1-Centre de gravité (CdG).....44
III.3.4.2-La méthode de center du maximum et moyenne du maximum.....45

III.4-Le contrôleur de Mamdani.....45
III.4-Structure interne d'un contrôleur floue.....46
III.5-Principe de contrôle flou utilisé.....47
III.6-Application du contrôleur flou au VSC_HVDC system.....49
III.7-Résultat de simulation.....50
III.7.1-Chute de fréquence.....53
III.7.2-Chute de tension.....55
III.8-Conclusion.....56
Chapitre IV : Commande Par Mode Glissant.....57
IV.1. Introduction.....58
IV.2-Systèmes à structure variables.....58
IV.2.1-Structure par commutation au niveau de l'unité de contrôle.....59
IV.2.2-Structure par commutation avec retour d'état :.....59
IV.2.3-Structure par commutation au niveau de l'organe de commande équivalente.60
IV.3-Contrôle du mode glissant (Sliding mode control).....61
IV.4-Phénomène du broutement.....64
IV.4.1-Élimination du phénomène du broutement.....65
IV.4.1.1-La Fonction *Sat*.....65
IV.4.1.2-Pour un seuil.....66
IV.4.1.3-Pour deux seuils.....66
IV.4.1.4-Fonction Smooth.....66
IV.5-Commande par mode glissant d'une station VSC-HVDC.....67
IV.5.1-Régulation des courants de la station VSC-HVDC isd et isq.....68
IV.5.2-Régulation de la tension continue.....69
IV.6-Commande hybride mode glissant flou (FSMC).....70
IV.6.1-Principe de la commande hybride(FSMC).....70

IV.6.1.1-La commande flou U_{flou} 71
IV.7-Résultat de simulation 72
IV.7.1- Commande hybride(FSMC) 76
IV.7.2- Comparaison entre les trois commandes 79
IV.8-Conclusion 81
Conclusion générale et perspective 83
Références Bibliographiques 90

Liste des Figures

Figure I.1 : La Structure du LCC. 10

Figure I.2: La Structure du VSC 11

Figure I.3 : VSC à deux niveaux. 13

Figure I.4 : Sensibilité de la durée de raccordement sur les coûts de transmission 16

Figure II.1 : Structure de base d'un système de conversion VSC 21

Figure II.2 : Stratégie de contrôle d'une station VSC d'une filtré Rs, Ls et de sa commande associée. 28

Figure III.1 : Quelques propriétés des sous-ensembles flous.....38

Figure III.2 : Opérations sur les ensembles flous. 40

Figure III.3 : Opérateurs de complément, intersection et union. 41

Figure III.4 : Configuration de base du FLC. 42

Figure III.5 : contrôleur de Mamdani. 46

Figure III.6 : Schéma synoptique d'un régulateur flou. 46

Figure III.7 : Fonctions d'appartenances de e et Δe. 47

Figure III.8 : la structure de commande par mode floue. 49

Figure III.9 : Schéma bloc complet de commande flou de station VSC-HVDC. 50

Figure III.10 **:** évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% 52

Figure III.11 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q (FLC) 53

Figure III.12 **:** évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% pour une chute de fréquence 54

Figure III.13 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q pour une chute de fréquence utilisons la commande floue. 54

Figure III.14 **:** évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% pour une chute de tension à t=0.6s 55

Figure III.15 **:** Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q (FMC) pour une chute de tension à t=0.6s avec l'utilisation de l'approche flou.....56

Figure IV.1 **:** structure par commutation au niveau de l'organe de contrôle.....59

Figure IV.2 **:** Structure par commutation avec retour d'état 60

Figure IV.3 **:** Structure de régulation par ajout de la commande équivalente 60

Figure IV.4 **:** Interprétation graphique du concept de contrôle du mode glissant.....62

Figure IV.5 **:** Problème de broutement 65

Figure IV.6 **:** La fonction Sat. Pour un seuil, et pour deux seuils.....66

Figure IV.7 **:** la fonction Smooth.....67

Figure IV.8 : Contrôle de mode glissant d'une sous-station VSC-HVDC 67

Figure IV.9 : Le schéma fonctionnel de la structure de commande SMC 70

Figure IV.10 : structure interne de contrôleur flou utilisé 71

Figure IV.11 **:** Les fonctions d'appartenances pour la l'entrée S 71

Figure IV.12 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% par l'utilisation de la commande par mode glissant.....73

Figure IV.13 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q par l'utilisation la commande par mode glissant. 73

Figure IV.14 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% par une injection d'une chute de tension côté AC utilisons la commande par mode glissant. 74

Figure IV.15 : évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour chute de tension utilisons la commande par mode glissant.....74

Figure IV.16 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% utilisons la commande par mode glissant.....75

Figure IV.17 : évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour chute de fréquence utilisons la commande par mode glissant.....75

Figure IV.18 : évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande hybride. 76

Figure IV.19 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q (FSMC).....77

Figure IV.20 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% par l'utilisation la commande FSMC avec une chute de fréquence.....77

Figure IV.21 : évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour une chute de fréquence par l'utilisation de la commande hybride.....78

Figure IV.22 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% avec une injection de chute de tension de côté AC par l'utilisation la commande hybride.....78

Figure IV.23 **:** évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour une chute de tension par l'utilisation de la commande hybride. 79

Figure IV.24 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC.....80

Figure IV.25 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC (chute de tension). 80

Figure IV.26 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC (augmentation de tension) 81

Figure IV.27 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC (chute de fréqeunce).....81

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : présente certains avantages et inconvénients du HVDC par rapport au HVAC [139].....17

Tableau III.1 : La base de règles de contrôleur flou est calculée selon le tableau suivant ..48

Tableau III.2 : Paramètres des régulateurs FLC utilisés 52

Tableau IV.1 : Paramètres des régulateurs SMC utilisés.....72

Tableau IV.2 : Paramètres des régulateurs FSMC utilisés.....76

Liste des abréviations

AC	Courant alternatif
DC	Courant continue
GTO	Gate Turn Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
HVAC	High Voltage Alternating Current
HVDC	High Voltage direct current
CSC	Current Source Converter
LCC	Line-Commuted Converter
VSC	Voltage Source Converters
NPC	Neutral Point Clamped
PLL	Phase-Locked Loop
PCC	Point de raccordement ou (Point of Common Coupling)

Notations des convertisseurs VSC

J	j^{ime} phase du système triphasé (j=a, b, c)
$(.)^{ref}$	Valeur de référence
θ_s	Angle de rotation
ω	Vitesse angulaire du réseau AC
$i_{s\,j}$	Courant alternative de la j^{ime} phase du réseau AC
i_{sd}, i_{sq}	Composante directe et en quadrature du courant i_{sabc}
$u_{g\,j}$	Tension alternative de la j^{ime} phase du réseau AC
u_{gd}, u_{gq}	Composante directe et en quadrature de la tension u_{gabc}

u_{mj}	Tension alternative de la j^{ime} phase du convertisseur
u_{md}, u_{mq}	Composante directe et en quadrature de la tension u_{mabc}
m_j	Indice de modulation du j^{ime} phase du convertisseur
m_d, m_q	Composante directe et en quadrature de m_{abc}
u_s	Tension du bus DC
il	Courant continu
P_g	Puissance active
Q_g	Puissance réactive
R_s	Résistance du filtre AC
L_s	Inductance du filtre AC
Cs	Capacité du filtre AC
ζ	Coefficient d'amortissement.
A	Sous-ensemble flou.
x(k)	L'entrée du régulateur flou.
μA	Fonction d'appartenance de sous-ensemble A.
R	Règle floue.
E	L'erreur.
G_e, $G_{\Delta e}$, G_u	Les gains de normalisation de l'erreur, de sa variation et de la commande.
S	La surface de glissement.
U_{eq}	La commande équivalente.
U_{dis}	La commande discontinue.
U_{floue}	La commande floue.

V(x)	La fonction de Lyapunov.
K_{pdc}, K_{idc}, K_{sdc}	Les gains du régulateur SMC de la tension continue.
K_{pd}, K_{id}, K_{sd}	Les gains des régulateurs SMC des courants active et réactive.
U_{vs}, U_{vc}	L'univers de discourt de l'entrée et de la sortie.

Introduction générale

Les besoins en énergie électrique en pleine croissance par le temps, et les infrastructures basées sur des réseaux de transport interconnectés et mailles arrivent peu à peu en limite de leur capacité. Le recours à de nouveaux moyens de production et le besoin de construire de nouvelle infrastructure pour acheminer cette énergie permettent de nouvelles opportunités dans le domaine de production et transport d'énergie électrique. [1].

Une grande partie des ressources énergétiques renouvelables se trouve dans des zones reculées en mer, dans des zones non peuplées et dans déserts. L'utilisation optimale de ces ressources, à l'échelle régionale et mondiale, nécessite souvent la construction de nouveaux réseaux électriques touchant plusieurs pays, régions et opérateurs.

Par conséquent, afin d'utiliser pleinement l'énorme potentiel des sources d'énergie durables, techniquement aussi bien qu'économiquement, le choix de la technologie de transmission est d'une importance cruciale. De plus, la rentabilité de l'exploitation de ces ressources nécessite des accords et des normes interrégionales et internationales. Celles-ci peuvent parfois être nouvelles, mais les nouvelles mesures devraient suffire ou modifiées pour appliquer les normes et accords existant à de nouvelles situations [2].

De nos jours, la demande d'énergie augmente à un rythme élevé et les sources d'énergies renouvelables représentent une alternative fiable et rentable aux méthodes traditionnelles (combustibles fossiles, uranium, etc.). Parmi toutes ces sources d'énergies renouvelables, l'énergie éolienne est l'un des domaines les mieux développés et étudiés. En raison de l'augmentation de la pollution de l'air, l'énergie éolienne offshore attire de plus en plus l'attention dans le domaine de l'énergie pour réduire la pollution de l'environnement. Mais le développement des parcs éoliens offshore pose de nombreux défis liés à la construction, l'installation et la transmission d'énergie. Le placement de parcs nécessite des efforts importants pour rendre l'éolien offshore viable, en particulier pour les longues distances entre un parc éolien et le rivage [3] [4].

En fait, L’énergie électrique est aujourd’hui produite, transportée et distribuée en courant alternatif (AC). Ce choix tient à quelques raisons majeures : la simplicité de production (les alternateurs sont plus simples et plus fiables que les générateurs à courant continu (DC)) ainsi que la facilite de changer de niveau de tension à l’aide de transformateurs. Plusieurs

raisons importantes justifient ce choix : facilité de fabrication (les alternateurs sont plus simples et plus fiables que les générateurs de courant continu (DC)) et facilités de changement des niveaux de tension avec les transformateurs [142] [143].

Cependant, la maıtrise des transferts d'énergie en courant alternative, dans les réseaux denses, présentent des problèmes de plus en plus difficiles à résoudre [5].

- La répartition des transits d'énergie dans les diverses branches des réseaux mailles se fait suivant des lois physiques et ne peut pas être maitrisé facilement.
- La puissance réactive doit être compensée au plus près de sa consommation afin de limiter les pertes et les chutes de tension.
- Les réglages de la fréquence des alternateurs interconnectés doivent être coordonnés.

Ces limitations du réseau de transport HVAC ont des impacts techniques et économiques importants. Cela a incité la communauté de l'électronique de puissance et des réseaux électriques à développer davantage de nouvelles technologies qui permettent d'améliorer les techniques de transport et la conversion de l'énergie. En particulier, ces développements ont favorisé l'émergence d'une technique de transmission d'énergie continue à haute tension appelée HVDC [141].

Un système de transmission à courant continu haute tension (HVDC) est un équipement D'électronique de puissance utilisé pour la transmission de l'électricité en courant continue haute tension.

La liaison de transport à courant continu est constituée d'une ligne à courant continu reliant au moins deux réseaux AC via des stations de conversion. Les principaux avantages de cette technique HVDC sont de conduire l'électricité sur des longues distances, transporter l'électricité entre des réseaux électriques asynchrones et de faciliter le contrôle du flux de transmission. Cependant, ces systèmes de puissance sont complexes et leur étude nécessite de fournir des modèles mathématiques fiables qui satisfont un certain compromis entre simplicité et complexité afin de représenter adéquatement les processus physiques sur une large plage de fonctionnement. De plus, le problème du contrôle des systèmes de transmission HVDC attire l'attention aussi bien de la communauté d'énergie que des automaticiens pour résoudre les problèmes de contrôle.

À cet égard, les systèmes avancés d'électronique de puissance dédiés à la conversion de l'énergie électrique jouent un rôle clé dans les développements de ces réseaux à grande échelle et des infrastructures associées, en mettant l'accent sur l'efficacité et la fiabilité de ces systèmes. Il existe un intérêt mondial pour la recherche et le développement de nouvelles topologies de convertisseurs AC/DC. L'avènement des dispositifs à thyristor et à base d'IGBT a considérablement fait progresser le développement de dispositifs à semi-conducteurs contrôlables. Ces innovations mettent en évidence deux grandes familles de technologies de transformation. Convertisseur de commutation de ligne (LCC) et convertisseur de source de tension (VSC).

La plupart des applications HVDC sont basées sur les VSC en raison de certains avantages par rapport à la connectivité LCC-HVDC. Les applications des systèmes VSC-HVDC comprennent les interconnexions de systèmes asynchrones, l'intégration du réseau des parcs éoliens offshore [5].

Les études envisagées et les contributions apportées sont présentées en quatre chapitres dans cette thèse.

Le premier chapitre commence par une introduction à la transmission de courant continu. Cela démontre l'intérêt d'utiliser la transmission d'énergie en courant continu et ses avantages par rapport aux techniques traditionnelles en courant alternatif. Nous mettons ensuite en évidence la différence entre les différents systèmes de conversion utilisés, à savoir LCC et VSC.

Un modèle dynamique du système de conversion HVDC à base VSC dans le deuxième chapitre est établi dans le repère synchrone tournant de Park, avec une présentation sur le contrôle de sous station HVDC à base VSC et une partie sur la boucle à verrouillage de phase.

Le troisième chapitre présente la technique de commande par logique floue, où un contrôleur flou sera élaboré. Les régulateurs linéaires du type PI seront substitués par des régulateurs flous pour régler la boucle de courant et la boucle de tension, nous avons faisons des tests sur le côté réseaux pour confirmer la robustesse de la commande utilisée, à travers une étude par simulation, l'avantages de amélioration apportée par la commandes proposée sont vérifiés par rapport à la méthode de commande classique PI.

Le Quatrième chapitre est divisé par deux parties. Premièrement une partie traite la commande par mode glissant et son application à la station VSC-HVDC mode tension, et la deuxième partie décrit la commande hybride commandée en mode glissant flou (FSMC). Nous terminons par une présentation et une interprétation des résultats obtenus.

Toutes les approches de commande proposées sont validées par simulation sous Matlab/ Simulink/SPS en utilisant des modèles moyens de convertisseurs.

Chapitre I : Généralités sur les réseaux de transport à courant continu HVDC (high voltage direct current)

I.1. Introduction

Ce chapitre présente les systèmes HVDC en rappelant le rôle qui joue dans le domaine de la transmission de l'énergie électrique. Après une présentation historique sur le système HVDC dans le scénario du réseau de transport, une comparaison est réalisée entre le convertisseur de source de courant et le convertisseur de source de tension basé sur HVDC. De nos jours, en ce qui concerne les considérations économiques et techniques, les systèmes VSC-HVDC sont les plus populaires. Ensuite, ce travail se concentre sur la topologie basée sur les centrales VSC-HVDC.

I.2. Etat de l'art sur les convertisseurs HVDC

Le monde est aujourd'hui confronté à un défi global de transition énergétique puisque les pays développés et émergents ont besoin de plus en plus d'énergie pour la croissance de leur économie dans un cadre de ressources énergétiques limitées et mal réparties. En attendant, le changement climatique d'émissions de gaz à effet de serre conduit à modifier le schéma énergétique avec des ressources énergétiques plus respectueuses du climat tel que l'hydroélectricité, l'éolien ou le solaire [6] [7].

Le fonctionnement actuel du système électrique a changé, principalement en raison de la libéralisation du marché de l'énergie et de l'incorporation de la production distribuée (PD). La libéralisation a conduit à la séparation de la production et du transport de l'énergie électrique et à l'établissement de marchés commercial. En raison de ce dégroupage, les flux d'énergies dans le réseau sont devenus moins prévisibles. Outre la libéralisation du marché de l'énergie, l'introduction de la PD dans le système électrique a également une grande influence sur le flux d'énergie, en particulier dans les réseaux de distribution. Dans le réseau actif, le flux de puissance passera d'unidirectionnel à bidirectionnel, ce qui modifie le profil de charge traditionnel. Dans les dernières décennies la demande d'énergie à augmenter car il y avait un développement drastique de l'économie mondiale qui nécessitait une grande quantité de transfert d'énergie sûr de longues distances. Transmission de grandes quantités d'électricité depuis une centrale électrique s'étendant sur plusieurs kilomètres jusqu'au centre de charge [8] [9].

Depuis 1880, le premier système de transmission et d'électricité généré commercialement par Thomas Edison était le courant continu basse tension. Comme la transmission basse tension entraînait des pertes de transmission élevées, l'électricité devait être générée près du site de la

demande, le système AC de Nikola Tesla, d'autre part, a pu créer des hautes tensions avec un transformateur, il n'y a donc pas de pertes de transmission. Cela a permis de générer de l'électricité à de plus grandes distances. Alors la technique AC d'être couronné vainqueur de la «guerre des courants» à la fin des années 1880 [10].

Cependant, la transmission en courant continu a été rapidement remplacée par la transmission en courant alternatif triphasé en raison de plusieurs avantages de cette dernière. L'avantage le plus important de la transmission en courant alternatif est que la puissance peut être transformée à différents niveaux de tension. La transmission d'énergie à longue distance devient possible. Les disjoncteurs pour courant alternatif peuvent tirer parti des zéros de courant naturels qui se produisent deux fois par cycle. Les moteurs à courant alternatif sont moins chers et plus robustes que les moteurs à courant continu [11] [12].cette dernière elle présente encore certaines limites dans la pratique, principalement dans les aspects suivants :

- ✓ L'efficacité de la capacité de transmission d'énergie est soumise aux effets capacitifs et inductifs des câbles souterrains/sous-marins ou des lignes de transmission aériennes (AC). Pour un long système de transmission le courant qui circule pour charger la capacité de la ligne (ou du câble) peut être remarquable, provoquant une quantité importante de pertes d'énergie sous forme de chaleur dans les fils.
- ✓ Il est impossible de connecter des réseaux AC non synchronisés via une liaison de transmission AC. Ce dernier ne convient que pour la connexion entre des réseaux AC synchronisés avec la même fréquence où la différence de phase entre ces réseaux AC synchronisés est également limitée à une certaine plage autorisée.

La technique de transmission AC n'est pas un très bon choix pour intégrer des sources d'énergie renouvelables massives dans le réseau électrique existant. En particulier, les productions renouvelables étant généralement intermittentes (par exemple, la production d'énergie des parcs éoliens dépend fortement de la vitesse du vent), les variations de puissance affectent fortement la tension alternative au point de couplage commun (PCC) lorsque la puissance renouvelable occupe une part importante de la production totale d'électricité [13] [14].

Les chercheurs faits des efforts pour mettre fin à une alternative satisfaisante à la technique de transmission AC. Au cours des dernières décennies, des avancées significatives ont été réalisées dans le développement de dispositifs à haute puissance. Cela a créé des conditions

favorables pour la technique DC qui pourrait revenir dans l'application de la transmission de puissance après des années de silence [11] [15].

Le développement du système de transmission HVDC (High Voltage direct current) remonte aux années 1930 [12] [16] .Lorsque le projet de transport DC Lyon – Montiers était le système le plus puissant à cette époque et a fonctionné d'environ 1906 jusqu'en 1936 avec une capacité finale de 20 MW. Après cela, la vanne à arc au mercure avec un tube à vide a été inventée en 1941, l'Allemagne a essayé d'installer un système de transmission DC de 60 MW, 200 KV, 115 km avec un mercure vannent à arc à Berlin mais ont échoué avec l'effondrement de l'Allemand [17]. Le premier système de transmission HVDC commercial au monde était Gotland 1 en 1954 Il utilisait des vannes à arc au mercure et pouvait transférer 20 MW sur un câble sous-marin de 98 km entre le continent suédois et l'île du Gotland [18].

Le thyristor a été introduit en 1956 par les ingénieurs du général Electric, et à partir du début des années 1970, le redresseur à arc au mercure a été remplacé par une valve à thyristor. Les thyristors n'ont pas connu le problème du retour d'arc, ce qui est un inconvénient du dispositif à arc au mercure. La première transmission HVDC utilisant un thyristor était l'anguille [19]. Projet River en 1972. Le système HVDC (courant continue haute tension) d'Eel River a été construit comme une station de conversion dos à dos pour former une interconnexion de 320 MW entre les Québec et le Nouveau-Brunswick. Actuellement, le projet de thyristors, atteint 8000 MW 0,800 KV à 2 210 km (projet de transmission UHVDC du sud d'Hami-Zhengzhou en 2014) et a construit la liaison de transmission Changji-Guguan de 1100 KV pour fournir 13 GW d'électricité par ligne. Les thyristors peuvent contrôler la conduction de la vanne, et une certaine résistance minimale du système AC est nécessaire pour fonctionner en toute sécurité d'une vanne à l'autre vanne. Ces opérations peuvent être considérées comme un source DC qui est commuté entre les phases AC par le fonctionnement combiné d'un système AC et d'une commande de vanne, qui est donc connu sous le nom de convertisseur alimenté en courant (VSC) ou convertisseur à commutation de ligne (LCC) [20].

À la fin des années 1990, des convertisseurs commutés par condensateur (CCC) ont été introduits où des condensateurs en série connectés entre les thyristors et les transformateurs sont utilisés pour fournir la puissance réactive [21]. Le premier système HVDC basé sur CCC a été construit en 1998 et utilisé pour connecter l'Argentine et le Brésil. En fait, les CCC n'ont pas été largement appliqués dans la construction de systèmes HVDC en raison de l'avènement de la nouvelle électronique de puissance au milieu des années 1990. Le développement de

dispositifs à semi-conducteurs à forte puissance telle que les thyristors à commutation de grille intégrées (IGCT), les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT), les thyristors à blocage de grille (GTO), etc. ont marqué le début d'une nouvelle ère dans le domaine des systèmes HVDC [22] [23] [24]. L'IGBT diffère du thyristor en ce qu'il a la capacité de s'éteindre tout seul, ce qui peut être utilisé pour fabriquer des convertisseurs auto-commutés. Les convertisseurs construits avec des IGBT sont connus sous le nom de convertisseurs à source de tension (VSC). Le premier système VSC HVDC complet a été construit à Gotland, Suède, 1999[25]. Depuis lors, de nombreux systèmes VSC HVDC ont été mis en service [25] [26]. Le premier système récent VSC HVDC à trois terminaux exploité par China Southern Power Grille a été mis en service fin 2013, qui est utilisé pour alimenter l'énergie éolienne produite à partir de l'île de Nanao dans le continent du Guangdong via une combinaison de câbles souterrains, sous-marins câbles et lignes entendues [27] [28].

I.3. Présentation de la technologie HVDC

L'interconnexion HVDC dans un système AC nécessite une conversion d'AC à DC et une inversion de DC à AC. Nous nous référons aux circuits qui assurent la conversion du courant alternatif en courant continu en tant que redresseurs et aux circuits qui assurent la conversion du courant continu en courant alternatif en tant qu'onduleurs. Le terme convertisseur est utilisé pour désigner de manière générique à la fois les redresseurs et les onduleurs. Les techniques de conversion sont basés sur l'utilisation de dispositifs de commutation collectivement appelés vannes dans la communauté HVDC. Les vannes peuvent être non contrôlées ou contrôlées. Une vanne commandée comprenant généralement des thyristors a une caractéristique similaire aux vannes non commandées, sauf qu'elle nécessite une impulsion de gâchette pour s'ouvrir. Deux technologies de conversion de base sont utilisées dans les systèmes de transmission HVDC modernes. Il s'agit de convertisseurs de source de courant (VSC) à commutation de ligne conventionnelles et de convertisseurs à source de tension (VSC) auto-commutée [29] [30].

I.3.1. HVDC a base LCC

Les convertisseurs de source de courant sont également appelés convertisseurs commutés en ligne. Les dispositifs à semi-conducteurs d'électronique de puissance fonctionnent comme des interrupteurs pour s'allumer et s'éteindre en continu afin de modifier le chemin de circulation du courant. Au moment de la mise hors tension, le courant est bloqué. Cette procédure est appelée «commutation» et le courant s'écoule du commutateur pendant la

commutation. L'opération de désactivation des commutateurs des dispositifs à semi-conducteurs est contrôlée par des convertisseurs commutés en ligne ou par un circuit externe. Les commutations des thyristors peuvent être contrôlées ou non. Le LCC est constitué d'éléments semi-conducteurs capables de résister à la tension dans l'une ou l'autre polarité. Alors la direction du courant reste la même, finalement la direction de la puissance ne change pas [17].

Le LCC présente les meilleurs avantages par rapport aux autres convertisseurs de source de tension (VSC) ou convertisseurs auto-commutés, tels que de faibles pertes typiques par convertisseur (0,7 %) [31], une capacité de puissance élevée, une capacité de surcharge, un coût inférieur avec une fiabilité plus élevée pour une haute application de tension. Les convertisseurs de source actuels ont la capacité de démarrage à froid, mais ils ne nécessitent pas de composants supplémentaires pour le fonctionnement et le contrôle [32] [33] [34]. Elle présente certains inconvénients tels qu'elle génère des harmoniques lors de la commutation basse fréquence et nécessite donc des filtres AC / DC de grande taille, ce qui augmente la taille totale de poste de conversion. Le contrôle de la puissance réactive n'est pas très efficace et tire la puissance réactive du réseau pendant le fonctionnement. La direction de la puissance et du courant peut être inversée en inversant la polarité de la tension, mais ce qui rend le fonctionnement difficile pour les applications de réseau DC et nécessite les autres compensateurs réactifs [48].

La figure ci-dessous illustre la structure de LCC. [35]

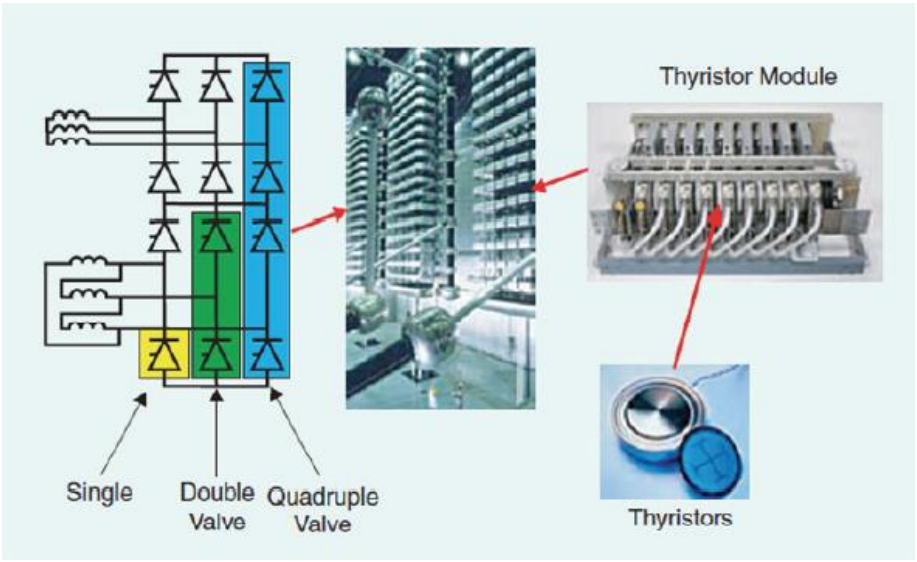


Figure I.1 : La Structure du LCC.

I.3.2. HVDC a base VSC

La transmission HVDC avec des convertisseurs VSC peut être bénéfique pour les performances globales du système [7,8].Les convertisseurs de source de tension sont des convertisseurs auto-commutés commandés par l'opération de commutation des IGBT ou GTO des dispositifs semi-conducteurs. Le processus de commutation peut avoir lieu par l'action marche/arrêt autocontrôlé des commutateurs des dispositifs à semi-conducteurs. Les convertisseurs de source de tension peuvent être mis en œuvre avec des convertisseurs à 2 ou 3 niveaux ou multiniveaux. Les VSC présentent certains avantages par rapport aux convertisseurs de source de courant, tels que la taille très compacte de la station de conversion en raison de l'élimination des filtres, une meilleure contrôlabilité, une génération d'harmoniques insignifiantes et un contrôle efficace de la puissance active et réactive, de sorte qu'aucun compensateur de puissance réactive ne sont nécessaires[19]. Le flux de puissance peut être inversé en inversant le flux de courant qui convient au système HVDC. Mais cette topologie présente certains inconvénients par rapport au VSC ou au LCC, tels qu'un coût plus élevé et de grandes pertes de convertisseur typiques (1,7 %) par convertisseur. Cette technique n'est pas une technique très mature par rapport au VSC dans le domaine du HVDC [36] [37] [6].

La figure ci-dessous illustre la structure et les composants de VSC.

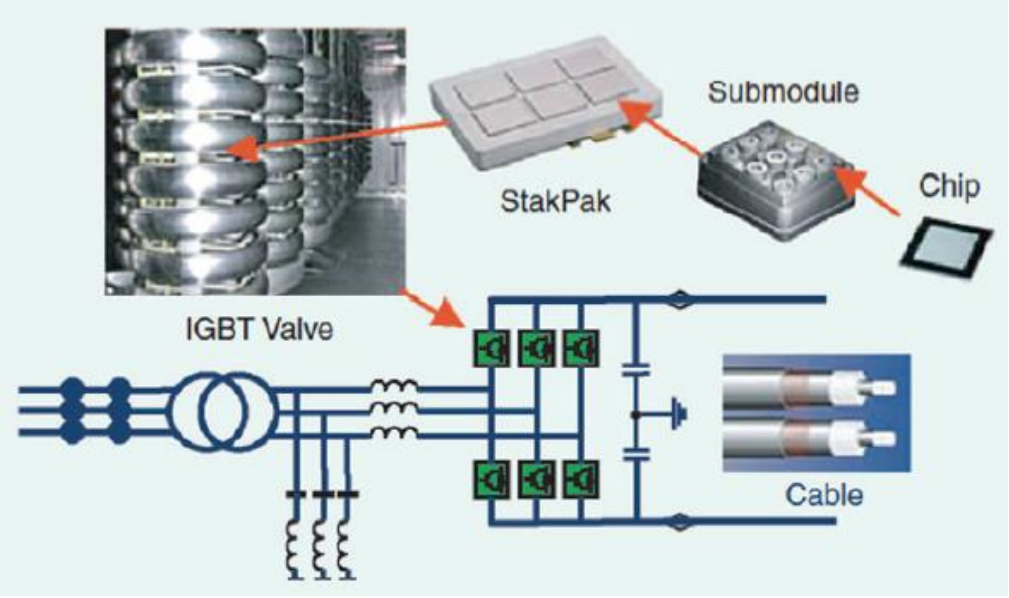


Figure I.2: La Structure du VSC

Les stations VSC avec convertisseurs à deux et trois niveaux sont généralement conçues pour des applications hautes tension, ce qui donne des échelons de bas niveau dans la tension de sortie qui peut ne pas être exactement des formes d'onde sinusoïdales. De telles sorties de convertisseurs ne sont pas très efficaces pour la transmission HVDC ou les applications haute tension. Ainsi, avec de tels convertisseurs de sortie à bas niveau, les problèmes de distorsion harmonique totale élevée sont devenus un problème indésirable du système d'alimentation haute tension. Les VSC avec convertisseurs à deux ou trois niveaux sont bien adaptés à l'application moyenne tension. Pour améliorer les niveaux de tension de fonctionnement, un certain nombre de composants de dispositifs semi-conducteurs sont connectés en série avec des filtres AC pour éliminer les harmoniques. Mais la principale limitation de ces convertisseurs est un taux élevé de changement de tension (c'est-à-dire dv/dt) qui nécessite que le transformateur d'interfaçage ait une propriété de tenue à haute tension pour l'isolation ; il doit supporter une tension de commutation élevée et une fréquence de fonctionnement élevée [53].

La transmission VSC peut offrir plusieurs avantages en plus au LCC :

- Contrôle indépendant de la puissance active et réactive dans la limite de l'équipement.
- Contrôle bidirectionnel du flux de puissance.
- Réduction du contenu en harmoniques par commutation rapide.
- Exigence de filtres plus petits.

Les inconvénients du VSC à 2 niveaux sont le peu plus élevé les pertes de puissance et la plus petite puissance nominale. VSC se compose de plusieurs transistors bipolaires à grille isolée, IGBT, qui permet d'allumer et d'éteindre des courants importants en contrôlant les signaux de grille Figure (I.3). Comme la commutation à haute fréquence est possible, le filtrage des composantes harmoniques est facilement réalisé par des selfs, et de sorte que des sorties de courant alternatif presque idéales. Puis une moyenne-modèle du convertisseur de puissance peut être considérée pour le contrôle conception de la conversion de puissance entre le réseau DC et AC.

L'arrangement structurel de base d'un VSC à deux niveaux est présenté à la Figure 1-3a. Grâce à la capacité d'activation et de désactivation de l'IGBT, chaque vanne peut commuter plus d'une fois par cycle. Afin de gérer le courant négatif et la faible capacité de blocage de tension inverse de l'IGBT, une diode est ajoutée en antiparallèle. À tout moment, la tension composée à la sortie du convertisseur (u_m) peut-être soit égale à la tension continue, soit égale

à l'opposé de la tension continue, suivant les états des interrupteurs. Ainsi, cette topologie de convertisseur permet de créer une source de tension alternative, par une stratégie de commande d'interrupteur appropriée [38].

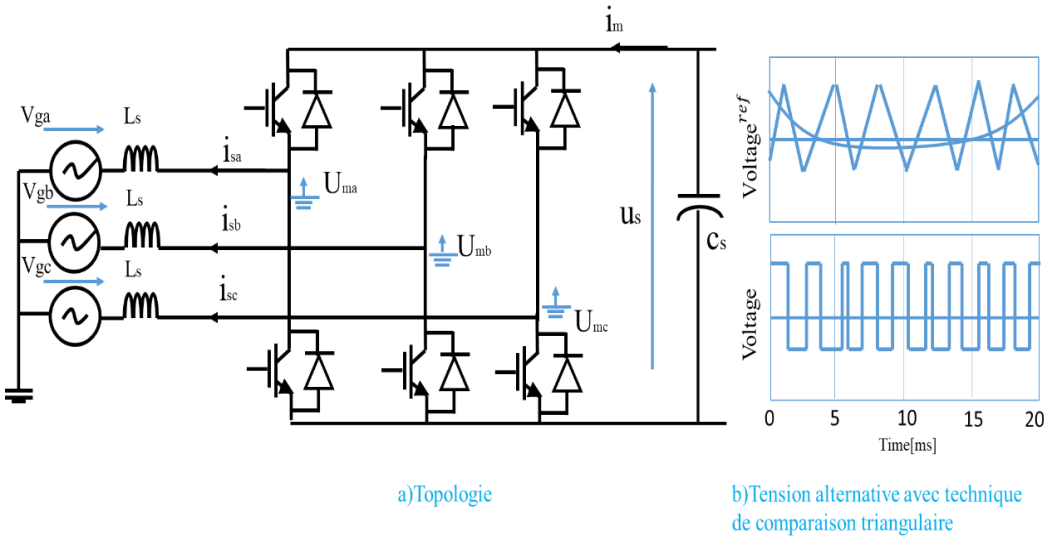


Figure I.3 : VSC à deux niveaux.

La technique de modulation de largeur d'impulsion est utilisée pour réduire les harmoniques, un compromis entre la fréquence de commutation (c'est-à-dire les pertes de commutation) et le contenu harmonique doit être pris en compte. Il existe un grand nombre de stratégies de contrôle pour les VSC à deux niveaux [39], la technique la plus simple et la plus connue est la technique de comparaison triangulaire. La forme d'onde de tension utilisant cette dernière technique est présentée à la figure I.3 .b. La tension de référence est comparée à un signal triangulaire (voir figure du haut), ce qui donne un schéma de commutation modulé (voir figure du bas), dont le fondamental est égale au signal de référence.

Grâce à la capacité de contrôle de l'angle et de l'amplitude de la tension, il est possible de gérer le courant à travers la réactance de ligne, ainsi la puissance active et la puissance réactive peuvent être contrôlées indépendamment.

Pour garder la contrôlabilité, la tension aux bornes des cellules de commutation doit être positive sinon les diodes conduisent et il n'est plus possible de choisir l'instant de commutation. Pour éviter ce problème, la tension continue doit être supérieure à la tension alternative de crête de la source de tension ; sinon, le VSC à deux niveaux fonctionne comme un pont de Graëtz à base de diodes. Ainsi, en cas de sous-tension DC sévère, le côté AC alimentera le côté DC sans

aucun contrôle possible. Sans schéma de protection DC ou AC rapide, le courant traversant les diodes dépassera rapidement le courant maximal admissible.

I.4. Convertisseur à commutation de ligne et convertisseur de source de tension

La capacité de désactivation produise de nombreux avantages pour le VSC, cela ne signifie pas que le VSC peut remplacer le LCC. Les deux convertisseurs sont appliqués dans les systèmes HVDC modernes et ils ont leurs mérites respectifs qui répondent à des exigences différentes [40] [21] :

- Ces dernières années, des avances et des améliorations significatives dans la technique des thyristors ont été réalisées. En particulier, le thyristor a une grande capacité qui peut supporter des tensions élevées (jusqu'à 10 kV) et des courants élevés (4 kA). Par conséquent, il n'y a pas de restriction particulière sur la plage de puissance de HVDC avec LCC puisque des tensions très élevées peuvent être atteintes en connectant les thyristors en série. De plus, les éléments inductifs et capacitifs des lignes de transmission n'ont aucun effet sur le HVDC avec LCC et, par conséquent, les pertes de puissance causées par ces éléments ne limitent pas la distance de transmission. Pour ces raisons, le système LCC HVDC est bien établi pour la transmission d'énergie en vrac sûre de longues distances.
- La technologie VSC-HVDC est principalement utilisée dans la transmission de puissance de capacité moyenne sur la base des considérations suivantes :
  - L'IGBT caractérisé par une capacité limite avec une faible capacité de surcharge.
  - En raison de l'utilisation de PWM à haute fréquence, les pertes de commutation du VSC HVDC sont supérieures à celles du LCC HVDC.
  - Un système VSC HVDC utilise généralement un câble spécial en polyéthylène réticulé (XLPE) qui a une capacité de tension inférieure à celle du câble à isolation minérale (MI) utilisé dans le système LCC HVDC.
- Un système VSC HVDC peut être utilisé pour fournir de l'énergie électrique à des réseaux alternatifs passifs faibles avec une faible capacité de court-circuit. Étant donné que les dispositifs à semi-conducteurs utilisés dans le VSC sont à commutation automatique, pour le système CA connecté, une source de tension CA forte n'est pas nécessaire.
- À l'heure actuelle, la grande majorité des liaisons HVDC existantes sont composées de deux stations de conversion, n'effectuant que le transfert de puissance point à point.

Comme le développement économique et la construction du réseau électrique exigeant que le réseau DC puisse réaliser des échanges d'énergie entre plusieurs fournisseurs d'électricité et plusieurs consommateurs d'électricité, le système HVDC multi terminal composé de plus de deux stations de conversion a attiré de plus en plus d'attention. La technique VSC HVDC est plus appropriée que LCC HVDC pour construire un système HVDC multi terminal pour les raisons suivantes :

1) Pour le LCC HVDC, la seule façon d'inverser le sens de l'alimentation est de changer la polarité de la tension continue. Cependant, dans un système HVDC multi terminal, l'inversion de la polarité de la tension continue d'un terminal donnent des perturbations remarquables aux autres terminaux et, par conséquent, il est essentiel d'organiser l'opération de commutation de chaque terminal [41].
2) Pour le VSC HVDC, la direction de puissance peut-être changée par l'inversion de la direction du courant tout en gardant la polarité de la tension continue inchangée. Par conséquent, la direction de puissance d'un terminal peut être modifiée sans tenir compte des directions de flux de puissance des autres bornes.

I.5. Avantages du HVDC par rapport HVAC

Le choix entre le courant alternatif (AC) et le courant continu (DC) pour les longues distances obéis souvent à des logiques économiques, la figure (I.4) illustre les coûts d'une transmission selon la distance et son type, AC ou DC. Les sous-stations AC-DC augmentent considérablement le coût d'investissement lorsque la longueur de la ligne est courte. Lorsque la distance de transmission augmente, la solution DC devient de plus en plus rentable car la liaison DC nécessite moins de conducteurs que la liaison AC pour la même capacité de transfert de puissance. Dans [44] , l'auteur donne une estimation de 30 % d'économie de coûts dans la construction de lignes, en tenant compte du fait que HVDC a besoin de moins de conducteurs et de tours de transmission plus petites et à des pertes de ligne plus faibles. De plus, les lignes AC longues distances nécessitent des dispositifs de compensation qui augmentent également le coût de transmission. La distance à laquelle le courant continu devient moins cher que le courant alternatif est appelé la distance de rentabilité (environ 40 km pour le câble et 500 km pour la ligne aérienne [45].

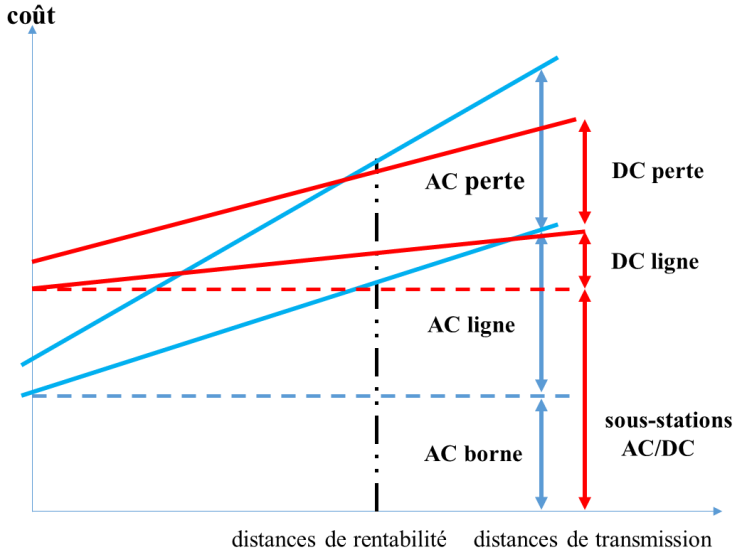


Figure I.4 : Sensibilité de la durée de raccordement sur les coûts de transmission [138].

En ce qui concerne la transmission par câble, contrairement au HVAC. Le HVDC n'a pas de limite de longueur. Pour la transmission sous-marine entre sous-stations continentales, la compensation réactive ne peut être localisée qu'à terre, donc passée une certaine distance, HVDC est la seule solution techniquement réalisable car les dispositifs de compensation intermédiaires ne sont pratiquement pas réalisables [46].

Tableau I.1 : présente certains avantages et inconvénients du HVDC par rapport au HVAC [139]

Avantages	Inconvénient
• **plus de puissance par conducteur** • **Tour de transmission plus petite** • **deux conducteurs au lieu de trois** • **30% des économies dans la construction de lignes** • **pertes de transmission réduites** • **pas de courant de charge en régime permanent** • **pas de transfert de puissance réactive** • **pas d'effet peau** • **aucune opération synchrone ne requise** • **interconnexions asynchrones** • **isolation et même atténuation des oscillations électromécaniques** • **contrôlabilité de la puissance active** • **pas de limitation de longueur de transmission** • **isolation des défauts AC**	• les convertisseurs sont chers • Les convertisseurs produisent des harmoniques • Les pertes du convertisseur sont significatives • les convertisseurs sont fragiles • Sous-stations offshore lourdes [140] • Fiabilité plus faible • Les réseaux DC ne sont pas faciles à utiliser • aucun disjoncteur DC n'existe aujourd'hui • VSC_HVDC est une technique assez nouvelle même si la technique LLC-HVDC a près de 60 ans • Multi-voltage level. Connexion involving different DC voltage levels needs DC-DC converters

I.6. Les différents stratégies de contrôle d'un réseau HVDC

La conception de la commande est toujours l'un des sujets de recherche les plus populaires dans le domaine des systèmes VSC HVDC. Un grand nombre d'études ont été consacrées au contrôle des systèmes VSC HVDC de différents points de vue.

I.6.1. Contrôle d'un seul terminal VSC

Pour tout système VSC HVDC, le convertisseur est le composant le plus basique, dont le fonctionnement a un impact important sur les performances globales du système. Par conséquent, il est particulièrement important de développer des structures de contrôle appropriées pour le VSC. Là sont les deux méthodes de contrôle les plus fréquemment discutées, à savoir la méthode de contrôle direct et la méthode de contrôle vectoriel. L'approche de contrôle direct est très simple où les entrées de contrôle, l'angle de phase et le rapport de modulation d'amplitude, sont directement dérivées des mesures des courants et des tensions au PCC [46] [47] [48] [49]. L'avantage majeur de ce procédé de commande est sa structure simple facilement implémentable tandis que l'inconvénient le plus grave est son incapacité à limiter le courant traversant le convertisseur pour protéger les dispositifs semi-conducteurs.

Pour pallier cette lacune, la méthode de contrôle vectoriel est largement utilisée dans le cadre du contrôle des VSC [50] [51] [52], où le VSC est modélisé de manière synchrone. Trame de référence dq. La caractéristique principale de cette méthode est qu'elle consiste en deux contrôles boucles, à savoir la boucle de courant interne rapide et la boucle externe lente, où la boucle externe lente fournit les trajectoires de référence à la boucle de courant interne rapide. Grâce à la boucle de courant interne rapide, cette structure de contrôle a la capacité de limiter l'ouvrant à travers le convertisseur [53] [54] [55] [56].

Des études comparant la méthode de contrôle direct et la méthode de contrôle vectoriel sont réalisées en [57]. La méthode de commande vectorielle conventionnelle est généralement basée sur plusieurs contrôleurs PI standard où une boucle à verrouillage de phase (PLL) est généralement appliquée pour fournir un cadre de référence synchrone [58] [59]. Cependant, plusieurs limitations de la commande PI pure sont présentées dans [60] [61] [62], qui montrent que la capacité maximale de puissance transférable avec la méthode de commande vectorielle conventionnelle est bien inférieure à la capacité maximale réalisable du système et à la performance globale du système. Est remarquablement perturbé par les incertitudes du système.

Ainsi, certaines méthodes modifiées de lutte anti-vectorielle sont développées. Dans [63], la technique de contrôle de backstepping adaptatif est appliquée à la boucle externe de tension continue et à la boucle de courant interne pour assurer la stabilité globale. Dans [53], une stratégie de commande optimale utilisant une technique de commande vectorielle à courant continu est proposée où la boucle de courant peut être une combinaison de différentes technologies telles que PID, contrôle adaptatif, etc. Dans [56], une méthode de contrôle

prédictif de modèle non linéaire est appliquée à la boucle de courant interne sans avoir besoin d'une PLL. Étant donné que le contrôle vectoriel conventionnel n'utilise pas pleinement le potentiel du VSC, en particulier dans le cas de se connecter à un système à courant alternatif faible, plusieurs autres méthodes de contrôle sont développées. Dans [64], le contrôle de la synchronisation de puissance avec une nouvelle méthode de synchronisation comme alternative à la PLL est établie, dont le concept de contrôle est dérivé des comportements des générateurs synchrones. Cette méthode est efficace lorsqu'un très faible.

Le système AC est connecté au réseau DC via un VSC [65] [66]. Dans [67], une méthode de contrôle prédictif de modèle décentralisé VSC HVDC est proposée dans le but d'obtenir un contrôle rapide de la puissance active et réactive, d'améliorer la qualité de l'énergie, etc. Dans [68], un nouveau contrôle direct de la puissance est proposé. Où la tension du convertisseur est directement dérivée du flux de puissance défini. Cette méthode est appliquée au contrôle des générateurs à induction à double alimentation (DFIG) avec de bonnes performances [69]. De plus, un DPC amélioré est présenté dans [70]. Dans [71], à la fois l'inégalité matricielle linéaire (LMI) et les schémas heuristiques comme l'algorithme génétique sont présentés et une comparaison est effectuée entre eux.

Dans [135]. Chacune des stratégies de contrôle mentionnées ci-dessus est testée et, en outre, une comparaison des performances entre eux est également donnée donc la suite de thèses proposées trois méthodes différentes de commande robuste de type non linéaire pour les convertisseurs VSC, basée sur les approches de commande structurelles telles que la commande par mode glissant (SMC) et la commande flou ,et l'hybride entre les deux commande (FSMC) afin d'améliorer les performances et la stabilité du système VSC-HVDC.

I.7. Conclusion

La transmission du courant continu par la technique de l'HVDC à démontrer l'intérêt d'utiliser la transmission d'énergie en courant continu et ses avantages par rapport aux techniques traditionnelles en courant alternatif. Nous mettons ensuite en évidence la différence entre les différents systèmes de conversion utilisés à savoir LCC et VSC, dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté une étude bibliographique sur les différentes techniques de commandes appliquées aux réseaux de transport HVDC.

Chapitre II : Modélisation de la station VSC-HVDC

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, la modélisation mathématique des principaux composants (VSC, filtre et grille) du système HVDC basé sur VSC sera décrite. La modélisation des composants sera réalisée dans le référentiel synchrone dq puisque la commande sera implémentée dans le même référentiel.

Ensuite, nous présentons la conception des stratégies de contrôle pour le système de transmission HVDC basé sur VSC. Dans un premier temps une brève présentation des stratégies de contrôle adaptées à une telle application sera réalisée. Le chapitre se poursuivra par la présentation individuelle de toutes les boucles de régulation qui seront utilisées pour simuler le système VSC-HVDC. Le processus de réglage de ces contrôleurs sera également décrit. La méthode PLL pour synchroniser le système avec le réseau sera également présentée dans ce chapitre.

II.2. Modèle de convertisseur de source de tension

La figure présente la structure de base d'un système de conversion VSC, illustrée un convertisseur connecté au réseau AC via une inductance équivalente $R_s + jL_s$ .la tension elle est filtrée par un condensateur Cs [44].

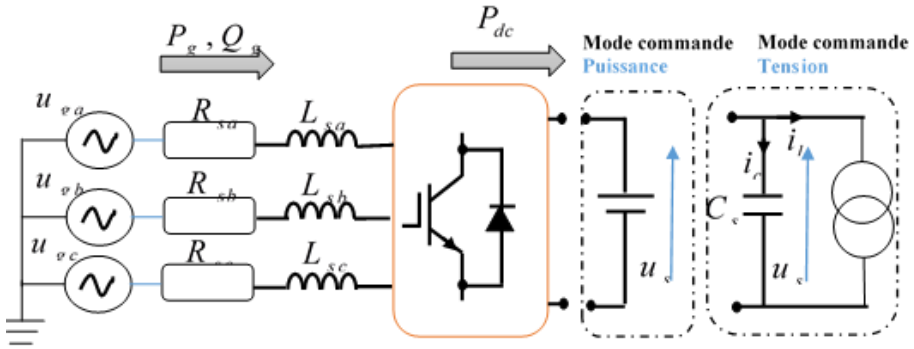


Figure II.1 : Structure de base d'un système de conversion VSC

Dans cette section, nous détaillons les deux modelés selon le choix du bilan de puissance soit côté de convertisseur ou bien côté de la source AC.

La figure (II.1) montre la sous-station HVDC à base VSC d'écrit par un modèle moyen, nous pouvons fonctionner en mode contrôle de puissance ou en mode contrôle de tension continuons, en appliquant la loi de Kirchhoff au côté AC du convertisseur HVDC à base VSC.

$$L_s \frac{di_{sj}}{dt} + R_s i_{sj} = u_{gj} - u_{mj} \qquad (.1)$$

En utilisant la technique de modulation PWM, l'amplitude des sorties du convertisseur u_{md} , u_{mq} sont contrôlés par les indices de modulation m_d , m_q

$$\begin{aligned} u_{md} &= m_d u_s \\ u_{mq} &= m_q u_s \end{aligned} \qquad (.2)$$

Notons que m_d et m_q sont les composantes dimensionnées dans le repère de Park dq exprimées en fonction des tensions u_{md} et u_{mq} ainsi que la tension continue u_s. Elles représentent les cycles de conversion.

$$\begin{aligned} m_d &= \frac{u_{md}}{u_s} \\ m_q &= \frac{u_{mq}}{u_s} \end{aligned} \qquad (.3)$$

L'équation (II.1) peut s'écrire comme la suite :

$$u_{mabc} = -R_s i_{sabc} - L_{sabc} \frac{di_{sabc}}{dt} + u_{gabc} \qquad (.4)$$

Nous multiplions l'équation (II.4) par la matrice de Park $P(\theta)$ nous obtenons :

$$P(\theta) u_{mabc} = -R_s P(\theta) i_{sabc} - L_s P(\theta) \frac{di_{sabc}}{dt} + P(\theta) u_{gabc} \qquad (.5)$$

Avec $P(\theta)$:

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \qquad (.6)$$

Où la phase a de la tension de grille u_{gd} est alignée avec l'axe d du cadre tournant dq-synchrone ($u_{gq} = 0$).

Alors nous pouvons écrire l'équation (II.5) dans le repère de Park :

$$u_{mdq0} = -R_s i_{sdq0} - L_s P(\theta) \frac{di_{sabc}}{dt} + u_{gdq0} \qquad (.7)$$

Or nous avons :

$$P(\theta)\frac{di_{sabc}}{dt}=\frac{d\left(P(\theta)i_{abc}\right)}{dt}-\frac{dP(\theta)}{dt}i_{sabc}=\frac{di_{sdq0}}{dt}-\frac{d\theta}{dt}\frac{dP(\theta)}{d\theta}i_{sabc} \qquad (.8)$$

Les axes magnétiques des phases du bus infini tournent, par définition, à une vitesse angulaire ω, donc nous avons $\theta=\omega t$ et ainsi :

$$\frac{d\theta}{dt}=\omega \qquad (.9)$$

En calculant $\frac{dP(\theta)}{dt}i_{sabc}$:

$$\frac{dP(\theta)}{dt}i_{sabc}=\frac{2}{3}\begin{pmatrix}-\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3)\\ -\cos(\theta) & -\cos(\theta-2\pi/3) & -\cos(\theta+2\pi/3)\\ 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\end{pmatrix} \qquad (.10)$$

Alors nous obtenons (II.11) :

$$\frac{dP(\theta)}{d\theta}i_{sabc}=\begin{pmatrix}i_{sq}\\ -i_{sd}\\ 0\end{pmatrix} \qquad (.11)$$

Ou les grandeurs électriques sont équilibrées. Donc, il n'existe pas de séquence zéro et par conséquent, l'équation s'écrit finalement :

$$u_{mdq}=-R_s i_{sdq}-L_s\frac{di_{sdq}}{dt}+\omega L_s\begin{pmatrix}i_{sq}\\ -i_{sd}\end{pmatrix}+u_{gdq} \qquad (.12)$$

La puissance apparente absorbée par le convertisseur peut être exprimée par :

$$S_{gabc}=u_{gabc}i^{*}_{sabc} \qquad (.13)$$

L'équation (II.13) s'écrit dans le repère tournant de Park comme suit :

$$S_{gdq}=\frac{3}{2}u_{gdq}i^{*}_{sdq}=\frac{3}{2}\left(u_{gd}+ju_{gq}\right)\left(i_{sd}-ji_{sq}\right) \qquad (.14)$$

Ainsi :

$$S_{gdq}=\frac{3}{2}\left[\left(u_{gd}i_{sd}+u_{gq}i_{sq}\right)+j\left(u_{gq}i_{sd}-u_{gd}i_{sq}\right)\right] \qquad (.15)$$

II.2.1-L'Égalité de puissance du côté source AC

D'après l'équation (II.16), En ignorant la perte de conversion dans le convertisseur, la puissance active côté alimentation AC est égale à la puissance sur le bus DC, donc :

$$P_{gdq} = P_{dc} \quad (.16)$$

Avec la puissance active et réactive égale :

$$P_{gdq} = \frac{3}{2} u_{gd} i_{sd} \quad (.17)$$

Et :

$$Q_{gdq} = -\frac{3}{2} u_{gd} i_{sq} \quad (.18)$$

Les puissances active et réactive côté convertisseur sont exprimées respectivement par les équations suivantes.

$$P_{mdq} = \frac{3}{2}\left(u_{md} i_{sd} + u_{mq} i_{sq}\right) \quad (.19)$$

$$Q_{mdq} = \frac{3}{2}\left(u_{mq} i_{sd} + u_{md} i_{sq}\right) \quad (.20)$$

Tenez compte de la conservation de l'énergie, voir l'équation (II.16), le transfert de puissance AC/DC est donné par :

$$\frac{3}{2} u_{gd} i_{sd} = u_s i_m \quad (.21)$$

Selon la loi des nœuds, nous fonctionnons le convertisseur en mode commande de tension :

$$i_m = i_l + i_{cs} \quad (.22)$$

Nous remplaçons (II.22) dans (II.21), nous obtenons :

$$\frac{3}{2} u_{gd} i_{sd} = u_s \left(i_l + i_{cs}\right) \quad (.23)$$

Nous divisons les coté de l'équation (II.23) par u_s nous obtenons :

$$\frac{3}{2} \frac{u_{gd} i_{sd}}{u_s} = \left(i_l + i_{cs}\right) \quad (.24)$$

Le courant peut être exprimé par :

$$i_{cs} = \frac{3}{2}\frac{u_{gd} i_{sd}}{u_s} - i_l \qquad (.25)$$

Ou à partir de la figure (II.1), il vient :

$$i_{cs} = C_s \frac{du_s}{dt} \qquad (.26)$$

Nous replaçons I_{cs} dans l'équation (II.25) :

$$C_s \frac{du_s}{dt} = \frac{3}{2}\frac{u_{gd} i_{sd}}{u_s} - i_l \qquad (.27)$$

Qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{du_s}{dt} = \frac{3}{2}\frac{u_{gd} i_{sd}}{C_s u_s} - \frac{i_l}{C_s} \qquad (.28)$$

Enfin, nous obtenons le premier modèle représenté dans l'espace d'état comme suit :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{1}{L_s} u_{gd} - \frac{1}{L_s} u_{md} \qquad (.29)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{1}{L_s} u_{mq} \qquad (.30)$$

$$\frac{du_s}{dt} = \frac{3u_{gd}}{2C_s}\frac{i_{sd}}{u_s} - \frac{i_l}{C_s} \qquad (.31)$$

Avec : u_s, i_{sd}, i_{sq}. Sont les variables d'état

u_d, u_q. Sont les variables de commande

u_{gd}, i_l. Sont les signaux externes

II.2.2-L'Égalité de puissance du côté convertisseur AC

De même, en ignorant les pertes de conversion dans le convertisseur, l'échange de puissance efficace côté convertisseur AC est égal à la puissance sur le bus DC, donc :

$$P_{mdq} = P_{dc} \tag{.32}$$

Les puissances active et réactive sont expriment par les équations suivante :

$$P_{mdq} = \frac{3}{2}\left(u_{md} i_{sd} + u_{mq} i_{sq}\right) \tag{.33}$$

$$Q_{mdq} = \frac{3}{2}\left(u_{mq} i_{sd} - u_{md} i_{sq}\right) \tag{.34}$$

Nous remplaçons le terme P_{mdq} de l'équation (II.32) par (II.33) :

$$\frac{3}{2}\left(u_{md} i_{sd} + u_{mq} i_{sq}\right) = u_s i_m \tag{.35}$$

On peut écrire (II.36) à partir de la figure (II.1) :

$$\frac{du_s}{dt} = \frac{1}{C_s} i_{cs} = \frac{1}{C_s}\left(i_m - i_l\right) \tag{.36}$$

En multipliant de part et d'autre par la tension us :

$$u_s \frac{du_s}{dt} = \frac{1}{C_s}\left(u_s i_m - u_s i_l\right) \tag{.37}$$

À partir des équations (II.35) et (II.37), nous obtenons

$$u_s \frac{du_s}{dt} = \frac{1}{C_s}\left(\frac{3}{2}\left(u_{md} i_{sd} + u_{mq} i_{sq}\right) - u_s i_l\right) \tag{.38}$$

Enfin, en considérant les équations (II.3) et (II.38), la dynamique de la tension au niveau du condensateur est modélisée par l`équation (II.39).

$$\frac{du_s}{dt} = \frac{3}{2C_s} m_d i_{sd} + m_q i_{sq} - \frac{1}{C_s} i_l \tag{.39}$$

Le deuxième modèle exprimé dans l'espace d'état donné par (II.40), (II.41), (II.42) :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{1}{L_s} u_{gd} - \frac{1}{L_s} m_d u_s \tag{.40}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{1}{L_s} m_q u_s \tag{.41}$$

$$\frac{du_s}{dt} = \frac{3}{2C_s} m_d i_{sd} + \frac{3}{2C_s} m_q i_{sq} - \frac{1}{C_S} i_l \qquad (.42)$$

Avec : u_s, i_{sd}, i_{sq}. Sont les variables d'état

m_d, m_q. Sont les variables de commande

u_{gd}, i_l. Sont les signaux externes

II.3-Principe du contrôle VSC de commande des systèmes

La figure (II.2) montre le schéma de principe d'une sous-station VSC contrôlée en Park synchrone dq. Dans cette sous-section, dans un souci de simplicité, le filtre AC de la sous-station VSC est réduit à une simple réactance de phase, contenant la réactance de phase VSC et l'inductance de fuite du transformateur. Concernant la tension alternative générée par le convertisseur, seule la fréquence fondamentale est considérée. [73] [74] [75]

On considère le cas où le convertisseur est connecté à un réseau qui impose la fréquence. La boucle à verrouillage de phase (PLL) permet de synchroniser le cadre tournant dq (également appelé cadre de Park) avec la tension du réseau au point de couplage commun (PCC) avec le réseau. Dans ce cas, l'axe d a été synchronisé avec le vecteur de tension du réseau de sorte que la composante de tension de l'axe q est nulle et la composante de tension d'axe d a la même amplitude que le vecteur de tension PCC. Ainsi, les puissances active et réactive peuvent être contrôlées indépendamment par des composants de courant supplémentaire, les contrôleurs sont utilisés pour réaliser des fonctions spécifiques [75] [52].

- la référence de courant d'axe q (${i_{sd}}^{ref}$) peut-être donnée soit par un contrôleur de puissance réactive qui contrôle l'échange de puissance réactive au PCC, soit par un contrôleur de tension alternative qui contrôle la tension alternative.
- La référence de courant d'axe d (${i_{sq}}^{ref}$) peut-être donnée soit par un contrôleur de puissance active qui contrôle l'échange de puissance active au PCC, soit par un contrôleur de tension continue qui contrôle le niveau de tension continue en agissant sur le transfert de puissance via le VSC.

La stratégie de contrôle globale d'un VSC est illustrée à la figure (II.2) et les boucles de contrôle mentionnées ci-dessus sont détaillées tout au long de cette section afin d'être incorporées dans le modèle du convertisseur VSC.

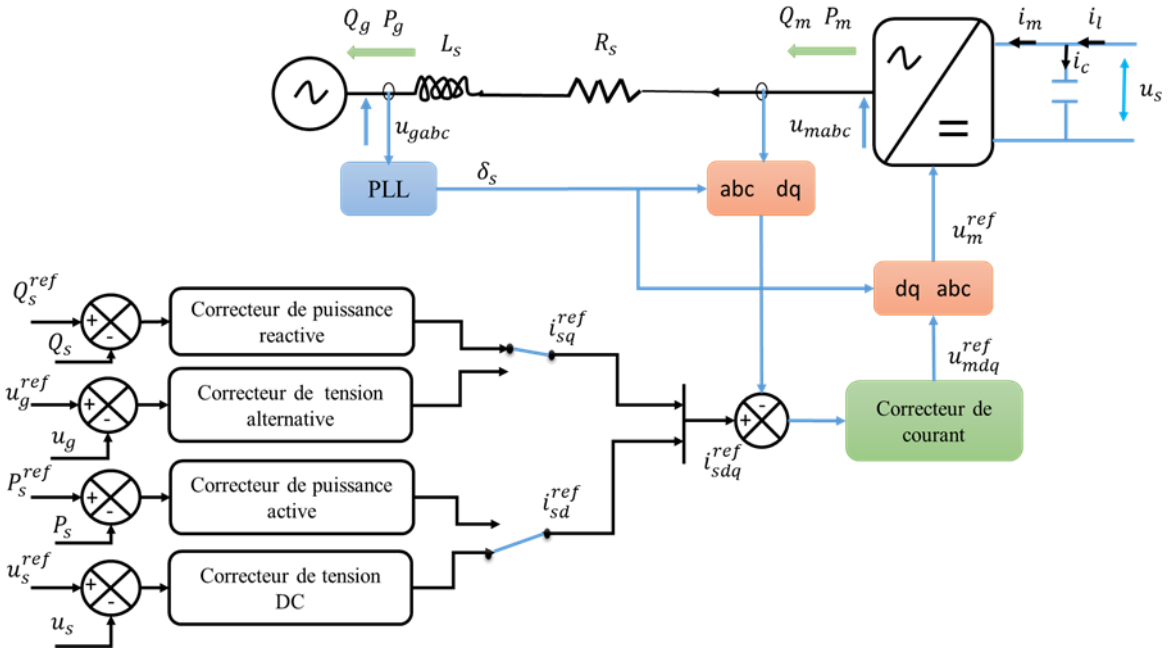


Figure II.2 : Stratégie de contrôle d'une station VSC d'une filtré R_s, L_s et de sa commande associée.

Les structures des contrôleurs génériques sont présentées dans cette sous-section. Tout d'abord, le schéma de base de la boucle de contrôle du courant est détaillé, puis les contrôleurs de tension et puissance sont décrits par la suite.

II.3.1-Conception du contrôleur de courant

Dans un cadre rotatif dq, les courants alternatifs sont exprimés en suivant les équations dynamiques avec les coordonnées d et q des tensions de grille et tensions modulées (II.43)

$$\begin{aligned} \frac{di_{s_d}}{dt} &= \frac{1}{L_s}\left(v_{m_d} - v_{gd} - R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq}\right) \\ \frac{di_{s_q}}{dt} &= \frac{1}{L_s}\left(v_{m_q} - v_{gq} - R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd}\right) \end{aligned} \qquad (.43)$$

Au fur et à mesure que les termes couplés apparaissent, le contrôleur actuel comprend une action de découplage, et un contrôleur PI ou IP est utilisé pour éviter l'erreur résiduelle en régime permanent entre la référence et le courant de sortie Figure (II.3) voir l'annexe (B)[76].

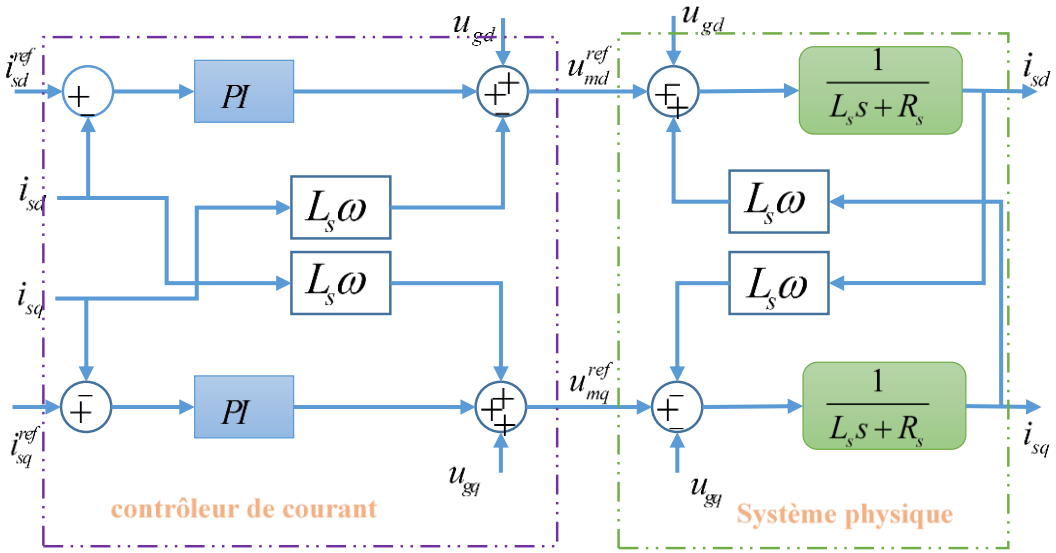


Figure II.3 : Commande de courant dans une trame dq

Les paramètres du correcteur affectent le temps de réponse et les caractéristiques de stabilisation de l'ensemble du système.

II.3.2-Contrôleur de puissance active et réactive

- **La Puissance active :** pour le contrôleur de puissance active peut être conçu de telle sorte que la puissance active suive sa référence qui est fournie par un niveau de contrôle supérieur (ou un poste central de répartition de puissance), et la puissance active peut être contrôlée par le convertisseur [77].
- **La Puissance réactive :** ce mode de régulation permet de réguler la puissance réactive à sa référence. Par exemple, si l'entrée de référence pour le contrôleur de puissance réactive est réglée sur le zéro, la puissance réactive peut être maintenue à cette valeur pour obtenir un facteur de puissance unitaire.

Cette action est utile pour améliorer la qualité de l'alimentation. De plus, le VSC lui-même n'a pas besoin de support de puissance réactive. En fait, le VSC peut fonctionner comme un compensateur de puissance réactive pour réguler l'amplitude de la tension du système AC en contrôlant la puissance réactive au PCC. En raison de sa capacité à contrôler entièrement le flux de puissance, le VSC est devenu un dispositif de contrôle du flux de puissance très important [78]

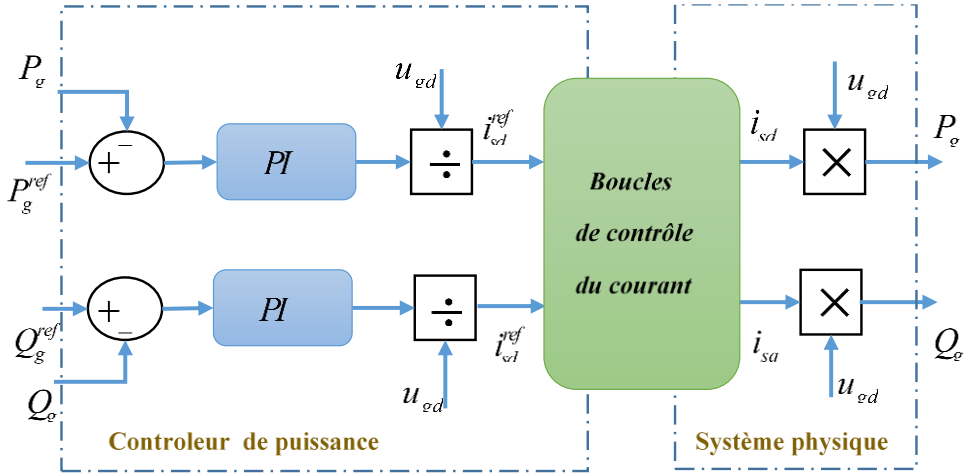


Figure II.4 : boucle de contrôle de puissance active et réactive.

Tant que le terme dq est aligné avec le composante ‘d’ de la tension du réseau, le composante en quadrature de la tension est égale à zéro. Par conséquent, les puissances active et réactive du réseau sont obtenues simplement par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} P_g &= v_{g_d} i_{s_d} + v_{g_q} i_{s_q} = v_{g_d} i_{s_d} \\ Q_g &= -v_{g_d} i_{s_q} + v_{g_q} i_{s_d} = -v_{g_d} i_{s_q} \end{aligned} \qquad (.44)$$

Ensuite, toutes les références de puissance active et réactive peuvent être facilement converties dans les références actuelles

$$\begin{aligned} i_{s_d}^{ref} &= \frac{P_g^{ref}}{v_{g_d}} \\ i_{s_q}^{ref} &= -\frac{Q_g^{ref}}{v_{g_d}} \end{aligned} \qquad (.45)$$

Les correcteurs PI sont utilisés pour réguler les réponses dynamiques des boucles de puissance

II.3.3-Contrôleur de tenson continue

Pour un convertisseur, l'équation de la tension continue peut s'écrire :

$$\frac{du_s}{dt} = \frac{1}{C_s}\left(i_l - i_m\right) \qquad (.46)$$

Il existe deux manières typiques de contrôler de tension continue, soit la commande directe de la tension continue, soit le carré de cette tension. La première méthode est basée sur le

contrôle du courant continu et la seconde sur la gestion de l'alimentation. L'arrangement du contrôleur de la première méthode est présenté dans la figure)II.5(

La structure de commandement a été conçue par inversion du système physique. Par expérience, la compensation du courant de charge peut apporter des instabilités à cause des retards de mesure. Ainsi, en pratique ce courant n'est pas compensé, sa variation est vue comme une perturbation et sera corrigé par le régulateur PI. En ce qui concerne la compensation de tension alternative et de tension continue, elles sont souvent remplacées par leur valeur nominale car en réseau électrique, elles doivent être maintenues proches de cette valeur. De plus, l'action intégrale permet d'avoir une erreur nulle en régime permanent. Pour éviter le dépassement lors d'une variation de l'entrée de référence, le correcteur PI peut être remplacé par un correcteur IP

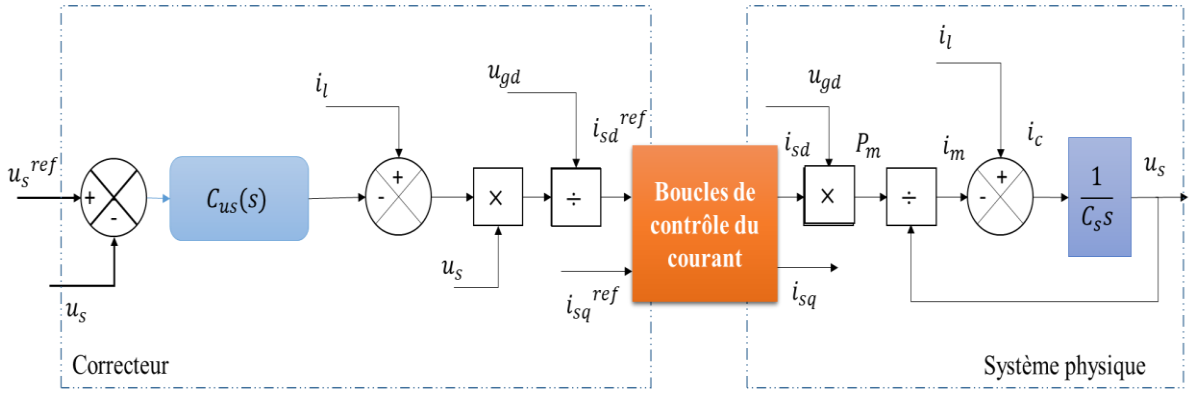


Figure II.5: boucle de Contrôleur de tension continu.

II.3.4-Contrôle de la tension alternative

Cette boucle de contrôle est spécifiquement conçue pour les convertisseurs VSC connectés à des réseaux alternatifs faibles qui sont sensibles aux interactions AC-DC en raison de leur impédance élevée par rapport à leur puissance nominale continue. De plus, les pannes du côté DC où AC du variateur peuvent provoquer une instabilité de la tension AC (par exemple, sous-tension, surtension, etc.). Pour éviter ces problèmes, la boucle de contrôle de la tension alternative peut réguler la basse tension de la ligne alternative à une amplitude constante [79].

II.4-La boucle à verrouillage de phase (PLL)

Le contrôle du convertisseur de source de tension (VSC) est réalisé dans le cadre de référence dq0 qui est synchronisé sur la tension du réseau au moyen d'une boucle à verrouillage de phase (PLL). La fonction de synchronisation du PLL joue un rôle clé pour assurer un bon transfert d'énergie entre les réseaux AC et DC. En fait, le contrôle du convertisseur générera des signaux

de référence de tension qui doivent être synchronisés avec la tension du réseau afin que le VSC contrôle le courant du réseau dans la réactance de phase et échange la puissance active et réactive en conséquence.

La modélisation de la PLL, qui est illustrée à la figure (II.6), est basée sur le modèle PLL simple é de [69] : un contrôleur PI est utilisé pour obtenir la valeur de θ_{PLL}qui amène la tension générée $u_{gq,PLL}$à la valeur désirée $u_{gq} = 0$. Cette méthode donne non seulement la fréquence d'utilité ω_{PLL} mais permet également de se verrouiller à l'angle de grille θ_g. La PLL peut ainsi être considérée comme un système de commande non linéaire avec l'amplitude de tension Vg multipliée dans le chemin de rétroaction, le chemin aller étant un contrôleur PI et un simple intégrateur.

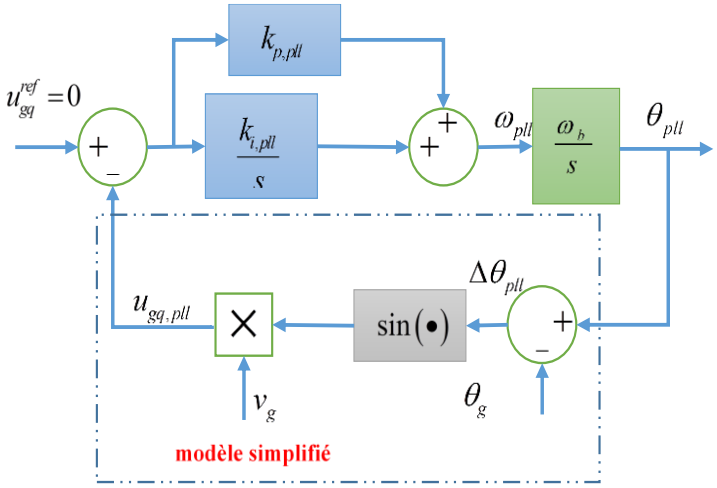


Figure II.6 : Modélisation de PLL.

II.5-Schéma PQ simplifié de base d'un VSC

La figure (II.7) illustre le diagramme de capacité P-Q d'un convertisseur VSC vu du point de vue de la stabilité, le convertisseur VSC peut fonctionner dans les quatre quadrants du plan P-Q, qui définit le fonctionnement au point d'interface avec le système AC.

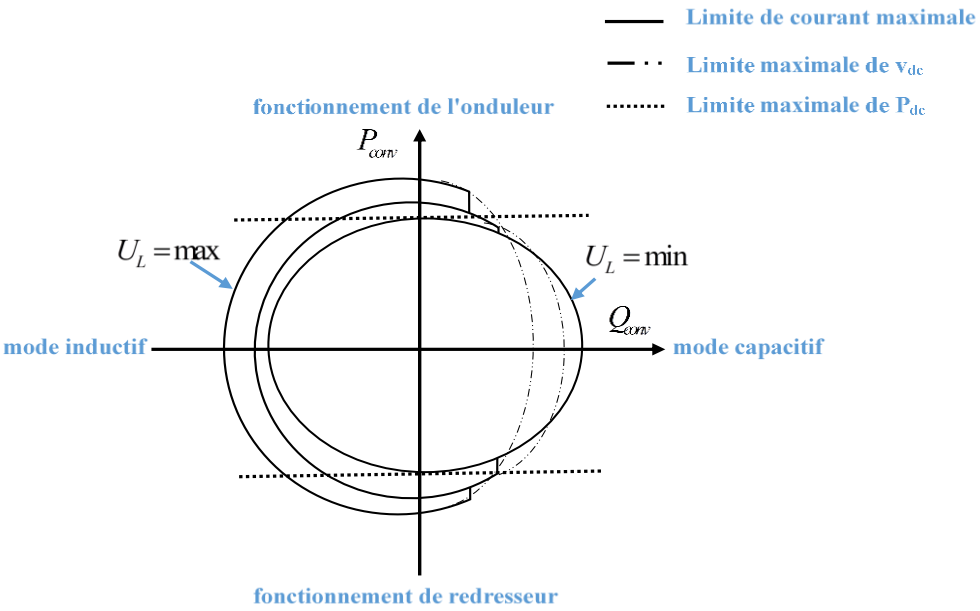


Figure II.7: diagramme PQ simplifié de base d'un VSC.

Un onduleur injecte de la puissance active dans le système AC et $P_{conv} > 0$, alors qu'un redresseur absorbe la puissance active du système AC et $P_{conv} < 0$. Les deux convertisseurs peuvent fonctionner soit en mode capacitif, avec $Q_{conv>0}$, soit en mode inductif, avec $Q_{conv<0}$.

Il existe principalement trois facteurs qui limitent les puissances actives et réactives produites/absorbées par un convertisseur VSC :

- **Courant maximal à travers les IGBT**. Comme ce courant est constant, les limites de capacité P-Q dépendent de la tension alternative. Plus la tension alternative est élevée, plus la capacité P-Q est élevée, mais elle est limitée par les limites de sécurité minimale (U_{min}) et maximale (U_{max}) de la tension alternative. La pleine puissance réactive qui peut être produite est atteinte à une tension alternative minimale. À haute tension de réseau (U_{max}), cependant, la puissance réactive est limitée par la tension alternative maximale du convertisseur U_{conv}, qui à son tour est limitée en raison de la limitation de la tension continue.
- **Niveau de tension DC maximum**. La puissance réactive dépend principalement de la différence de tension entre la tension alternative aux bornes du VSC, qui est fonction de la tension continue, et la tension alternative du réseau. En mode capacitif, si la tension alternative du réseau est élevée, puisque la tension alternative du VSC doit être plus élevée, elle-même limitée par la tension continue, la différence entre la tension continue maximale et la tension alternative sera faible. Ainsi, en mode capacitif, la capacité de

puissance réactive augmente avec la diminution de la tension alternative. Cela a du sens du point de vue de la stabilité. Le transformateur de changement de prise en charge peut optimiser la tension du convertisseur AC afin d'obtenir une capacité de puissance maximale en régime permanent. La tension continue est également donnée par la limite maximale autorisée du condensateur de stockage.

- **Limite de puissance active maximale**. Cette limite est déterminée par le calibre du VSC, en courant, et le calibre Pdc du câble de transmission.

II.6-Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté le comportement dynamique d'une station de conversion VSC connectée à un réseau DC et présente différents modèles d'état pour le contrôle de la boucle de contrôle interne et externe et une présentation sur la boucle à verrouillage de phase (PLL).

Chapitre III : Commande Par La Logique Floue

III.1. Introduction

Logique floue a été proposée première fois par L.A. Zadeh en 1965. Il a estimé que la théorie classique se concentre sur la précision d'un mécanisme de contrôle simple et efficace, les ensembles flous ont un certain degré d'appartenance pour chaque élément [75][76].

La logique floue a été appliquée dans de nombreux domaines de la science et de l'ingénierie. Cependant, la logique floue a en fait gagné en popularité lorsqu'elle a été appliquée à des problèmes industriels par les chercheurs [77][78]. Cette popularité peut être attribuée au fait où la logique floue fournit un véhicule puissant qui permet aux chercheurs d'incorporer le raisonnement humain dans l'algorithme de contrôle, la conception en logique floue n'est pas uniquement basée sur un modèle mathématique de la centrale ; bien que le fait d'avoir un modèle mathématique approximatif aide à affiner une logique floue manette. Un contrôleur de logique floue met en œuvre un raisonnement humain qui a été programmé dans un langage de logique floue (fuzzification, fonctions d'appartenance, règles et défuzzification) pour contrôler une plante [84].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la technique de commande par logique floue. Notre objectif n'est pas de traiter en profondeur cette technique de commande, mais plutôt de présenter un bref rappel sur la commande par logique floue et de développer un contrôleur flou pour faire commander le VSC-HVDC system.

III.2-Généralités sur la logique floue

Les principes généraux et les théories de base de la logique floue comprennent des aspects de la théorie des possibilités impliquant des ensembles d'appartenances qui caractérisent différentes quantités du système contrôlé, appelés ensembles flous. L'inférence floue utilise un ensemble de règles flou, créées par le savoir-faire humain, qui peuvent être manipulés pour générer des commandes ou des décisions appropriées. Ainsi, les éléments qui composent la théorie de base de la logique floue sont [85] :

- Les variables linguistiques et les ensembles flous.
- Les fonctions d'appartenance.
- Les opérateurs.
- Les inférences floues.

III.2.1-Les variables linguistiques et les ensembles flous

Les variables linguistiques symbolisent les variables d'entrée et les variables de sortie du système tout ce que nous voulons contrôler. La théorie des ensembles flous est une extension de la théorie classique des ensembles. Sous cet aspect, le terme de la fonction d'appartenance est introduit. Les ensembles d'opérations sont introduits, expliqués et illustrés à l'aide de fonctions d'appartenance. En partant des opérateurs élémentaires pour les ensembles flous, des opérateurs plus compliqués pour la modélisation des bases de règles et des processus de raisonnement sont introduits. La logique floue est basée sur des ensembles flous et avec la logique floue, un ordinateur peut traiter des mots à partir de langage naturel tel que "petit", "grand" et "approximativement égal". Un ensemble flou est représenté par une fonction d'appartenance définie sur l'univers du discours. L'univers du discours est l'espace où les variables floues sont définies. La fonction d'appartenance donne le grade ou le degré d'appartenance à l'ensemble de tout élément de l'univers du discours [86]. Ils doivent être définis mathématiquement à l'aide de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [87].

Un sous-ensemble flou *A* de *X* (communément appelé univers de discours) est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à l'élément *x*, son degré d'appartenance au sous-ensemble *A*, compris entre 0 et 1. On note alors [88] [89] :

$$\begin{aligned} &\mu_A : X \rightarrow [0,1] \\ &A = \left[x, \mu_A(x) \right], x \in R, etR \subset X \end{aligned} \tag{I.1}$$

Dans cette partie nous rappelons quelque propriété qui est associée aux sous-ensembles flous comme le montre sur la figure (III.1) :

III.2.1.1-Hauteur

On définit la hauteur d'un sous-ensemble A de X, par le plus fort degré d'appartenance d'un élément x à A [90].

$$hgt(A) = \sup\left(\mu_A(x)\right)_{x \in X} \tag{I.2}$$

Afin de normaliser un sous-ensemble flou, on posera généralement $hgt(A)=1$.

III.2.1.2-Support

Le support d'un ensemble flou A est défini comme l'ensemble des éléments qui ont une appartenance non nulle a A :

$$supp(A) = \{x \in X \,/\, \mu_A(x) \neq 0\} \tag{I.3}$$

L'ensemble flou dont le support est *Singleton*, est représenté par une fonction d'appartenance de forme particulière appelé le singleton. Elle est définie par $\mu_A(x)=1$ si $x=x0$ et 0 sinon.

III.2.1.3-Noyau

Le noyau d'un ensemble flou A est défini comme l'ensemble des éléments qui ont une appartenance de 1 a A :

$$noy(A) = \{x \in X \,/\, \mu_A(x) \geq \alpha\} \tag{I.4}$$

III.2.1.4-Coupe de niveau, α-cut(A)

Pour toute valeur α de l'intervalle [0,1], la coupe de niveau α d'un sous-ensemble flou A de X est définie par le sous-ensemble :

$$\alpha - cut(A) = \{x \in X \,/\, \mu_A(x) \geq \alpha\} \tag{I.5}$$

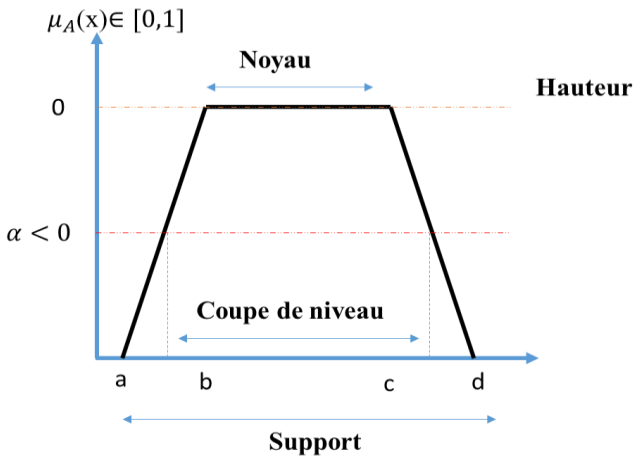


Figure III.1 : Quelques propriétés des sous-ensembles flous

III.2.1.5-Partitions floues

Un groupe d'ensemble sur l'univers X forme une partition floue sur X si pour tout x E X la somme des degrés d'appartenance de x aux ensembles est 1. Soit un groupe de n ensemble (AI' A2…. All) sur l'univers X est appelée partition floue lorsque :

$$\forall x \in X, \sum_{i=1}^{n} \mu_A(x) = 1 \tag{I.6}$$

À condition qu'il y ait plus d'un ensemble et qu'aucun des ensembles ne soit vide. Une partition floue formée d'ensembles convexes normaux ne contient pas plus de deux ensembles qui se chevauchent.

III.2.1.6-Hauteur Sous-ensemble flou convexe

La fonction d'appartenance augmente ou diminue de manière monotone de part et d'autre de son maximum) alors l'ensemble A est appelé un ensemble flou convexe, un sous-ensemble flou sera convexe s'il vérifie :

$$\begin{aligned} &\forall x_1, x_2, x_3 \in X \\ &x_1, x_2, x_3 \rightarrow \mu_A(x_2) \geq \min\left(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)\right) \end{aligned} \tag{I.7}$$

III.2.2-Les Différentes formes des fonctions d'appartenance

De nombreux types de courbes peuvent être utilisés, mais les fonctions d'appartenance de forme triangulaire ou trapézoïdale sont les plus courantes car elles sont plus faciles à représenter dans le contrôleur embarqué. L'ensemble flou continu A est décrit avec la fonction d'appartenance continue μ(x). Une fonction d'appartenance trapézoïdale est une fonction linéaire morceau par morceau, continue, contrôlée par quatre paramètres ; {a b c d} et pour la forme triangulaire L'allure est complètement définie par 3 points (a, b et c) [91] [82].

$$\mu_A = \begin{cases} \dfrac{x-a}{b-a} \; si \; x \in [a,b] \\ \dfrac{c-x}{c-b} \; si \; x \in [b,c] \\ 0 \qquad si \; x \; est \; ailleur \end{cases} \tag{I.8}$$

Et pour les fonctions d'appartenance associée à la forme trapézoïdale est défini par l'une des expressions suivantes [92] :

$$\mu_A = \begin{cases} \dfrac{x-a}{b-a} & si\ x\ \in [a,b] \\ 1 & si\ x\ \in [b,c] \\ \dfrac{d-x}{d-c} & si\ x\ \in [c,d] \\ 0 & si\ x\ est\ ailleur \end{cases} \tag{I.9}$$

Un nombre flou triangulaire A est défini par la fonction d'appartenance comme le montre la figure)III.2).

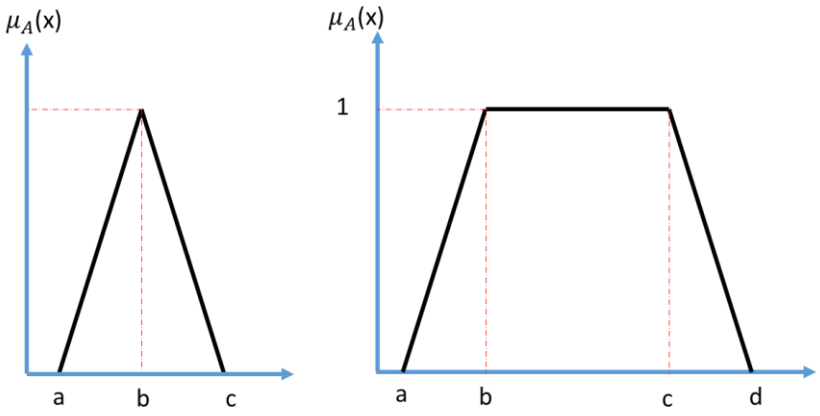


Figure III.2 : Opérations sur les ensembles flous.

III.2.2.1-Union et intersection

Les ensembles flous peuvent être combinés par union et intersection de la même manière que les ensembles classiques. Zadeh (1965) a défini l'union de deux ensembles flous par le maximum de leurs fonctions d'appartenance [93] :

$$\mu_{A\cup B}(x) = \max\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \tag{I.10}$$

Et l'intersection de deux ensembles flous par le minimum de leurs fonctions d'appartenance :

$$\mu_{A\cap B}(x) = \min\left(\mu_A(x), \mu_B(x)\right) \tag{I.11}$$

III.2.2.2-Complément d'un sous-ensemble flou

Le complément permet de vérifier de combien un élément n'appartient pas à un ensemble. Comme exemple, si on a l'ensemble des températures élevées, le complément est l'ensemble des températures qui ne sont pas élevées. Si A est l'ensemble flou, son complément A est [94].

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{I.12}$$

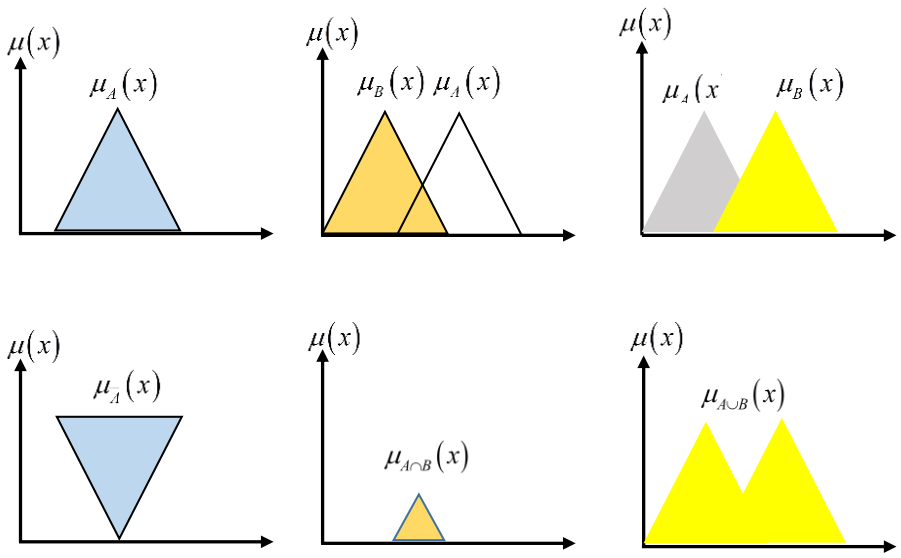


Figure III.3 : Opérateurs de complément, intersection et union.

Dans cette partie nous détaillons comment à partir d'une règle « si … alors » nous effectuerons une déduction. Cette étape, appelé inférence, en logique classique connue sous le non modus ponens et modus tollens [95], selon le mode de déduction. Ces deux modes de déduction sont généralisés dans le cadre de la logique floue, la généralisation du modus ponens proposé par Zadeh et utilisée en commande floue, une règle floue est une déclaration de la forme suivante :

$$\text{SI } x \text{ est } A \text{ et } x_1 \text{ est } A_1 \text{ Alors } y \text{ est } B$$

Avec x, x1 et y sont des variables linguistiques (pour un problème d'asservissement x représente l'erreur entre la référence et le mesure de la grandeur commandée x1 la variation de l'erreur) et A, A1, B sont des valeurs linguistiques, elle est déterminées par les ensembles flous sur les ensembles X et Y. Dans une base de règles « tableau »chacune des règles donne une caractérisation pour la sortie ou la variable de commande dans le cas de la commande floue.

III.3-Principes de base des contrôleurs à logique floue

Les systèmes logiques flous sont basés sur la capacité humaine à penser, ce qui a permis aux contrôleurs de mieux s'adapter aux systèmes en trouvant une approximation de leur comportement réel. Cela a été observé principalement dans les systèmes où leurs fonctions analytiques sont difficiles à obtenir. Ces contrôleurs, grâce à la création d'une base de données de connaissances avec des expressions et des règles linguistiques floues, peuvent prendre des décisions sur le contrôle d'un processus en utilisant une méthode appelée inférence. Cette

méthode simule le processus de pensée humaine permettant de comprendre mathématiquement les connaissances représentées dans des règles de type SI-ALORS pour obtenir une valeur de sortie du contrôleur. En ce sens, la méthode d'inférence de Mamdani (Max-Min) est la plus couramment utilisée dans la conception de contrôles flous. La figure III.4 montre la structure typique d'un système de contrôle flou. Il comporte quatre étapes : fuzzification, base de règles, moteur d'inférence et défuzzification. Au cours de l'étape de fuzzification, les entrées nettes (les valeurs numériques), en utilisant des fonctions d'appartenance, détermineront les valeurs floues (μ(x)) dans la plage de zéro à un. Ensuite, l'inférence prend les variables floues et évalue les règles établies dans la base de règles, et un ou plusieurs ensembles flous représentant les variables floues de sortie peuvent être obtenus. Enfin, la défuzzification convertit les variables floues en valeurs nettes pouvant être utilisées par l'actionneur dans un système de contrôle [96]. À ce stade, il est possible d'utiliser différentes méthodes pour effectuer cette transformation de valeurs floues en valeurs réelles [91].

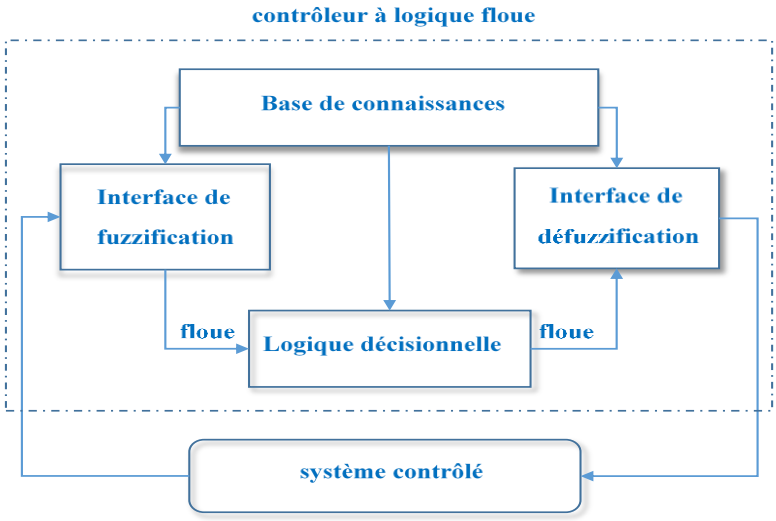


Figure III.4 : Configuration de base du FLC.

La fuzzification peut être définie comme la cartographie de l'espace en ensembles flous. Au moyen d'un mécanisme d'inférence, c'est-à-dire un processus déductif, l'objectif de contrôle peut être dérivé.

La fuzzification et l'inférence travaillent sur les éléments de la base de connaissances donnée par :

- Une base de données (ou dictionnaire) définissant, à travers les fonctions d'appartenance associées, les ensembles flous de chaque grandeur concernée. IL traduit des valeurs

numériques en variables linguistiques, faisant une partition, à travers des ensembles flous, de l'univers du discours. De meilleures résolutions peuvent être obtenues en augmentant le nombre de termes, mais avec une augmentation de la complexité. Une particularité des systèmes flous est la possibilité qu'un élément de l'univers puisse appartenir à différents ensembles : cela permet de répartir les décisions possibles entre différentes classes d'entrées, augmentant la robustesse du système.

- Une base de règles, c'est-à-dire la sélection des règles floues. Ces règles représentent les actions de contrôle car elles créent une corrélation entre les ensembles flous définis dans la base de données.

La défuzzification est un mappage d'un espace de contrôle flou à un espace d'action de contrôle non flou (net). Le mécanisme de défuzzification conduit à une sortie numérique du résultat de l'inférence [97] [98].

III.3.1-La fuzzification

La première étape de la conception d'un contrôleur à logique floue consiste à définir des fonctions d'appartenance pour les entrées. Un ensemble flou est représenté par une fonction d'appartenance définie sur l'univers du discours. L'univers du discours est l'espace où sont définies les variables floues. L'ensemble flou est une plage de valeurs. Chaque valeur a une note d'appartenance comprise entre 0 et 1.

Les ensembles flous sont utilisés pour quantifier les informations dans la base de règles, et le mécanisme d'inférence fonctionne sur des ensembles flous pour produire des ensembles flous, alors comment le système flou convertira son unité d'entrée numérique en ensembles flous afin qu'ils puissent être utilisés par le flou système. Le concept d'ensemble flou est introduit en définissant d'abord une fonction d'appartenance.

Le nombre de niveaux flous n'est pas fixe et dépend de la résolution d'entrée nécessaire dans une application. Plus le nombre de niveaux flous est grand, plus la résolution d'entrée est élevée. Le contrôleur flou utilise des fonctions d'appartenance triangulaires sur l'entrée du contrôleur. La fonction d'appartenance triangulaire est choisie en raison de sa simplicité. Pour une entrée nette donnée, la fuzzifier trouve le degré d'appartenance à chaque variable linguistique. Puisqu'il n'y a que deux appartenances qui se chevauchent dans ce cas spécifique, toutes les variables linguistiques sauf deux auront une appartenance nulle [99].

III.3.2-Base de connaissance

Base de connaissances contient une quantification en logique floue de la description linguistique de l'expert sur la manière d'obtenir un bon contrôle. La variable linguistique décrit un univers d'entrée du discours. Les règles floues définissent les relations entre les entrées et les sorties [100] [101].

La base de règles floues se caractérise par la construction d'un ensemble de règles linguistiques basées sur les connaissances des experts. La connaissance experte se présente généralement sous la forme de règles SI-ALORS, qui peuvent être facilement mis en œuvre par des instructions conditionnelles floues.

III.3.3-Mécanisme d'inférence

Il est également appelé module « moteur d'inférence » ou « interface floue »), qui émule la prise de décision de l'expert dans l'interprétation et l'application des connaissances sur la meilleure façon de contrôler la centrale. L'inférence utilise une base de connaissances de règles pour déterminer les ensembles de sortie pour les valeurs linguistiques d'entrée. Il calcule le signal de commande réel comme un variable linguistique pour chaque ensemble d'entrée unique [102].

III.3.4-Défuzzification

Une interface de défuzzification convertit les conclusions du mécanisme d'inférence en entrées réelles pour le processus. Le processus de défuzzification est la sortie du processus d'interface pour dériver une seule valeur de sortie "nette"[103].

Parmi les techniques de défuzzification : la méthode du centre de gravité (CoG) est utilisée pour la valeur de sortie nette dans ce système.

III.3.4.1-Centre de gravité (CdG)

Il calcule le centroïde du composite représentant le terme flou de sortie. C'est la plus répandue et la plus attrayante de toutes les méthodes de défuzzification. Une sortie nette est choisie en utilisant le centre de la zone et de chaque ensemble flou implicite, et est donnée par :

Le centre de gravité de la fonction d’appartenance $\mu_B(y)$ est calculé simplement pour obtenir la commande réelle u. On obtient alors :

$$u = \frac{\int_{y} \mu_B(y)\, y dy}{\int_{y} \mu_B(y)\, dy} \tag{I.13}$$

III.3.4.2-La méthode de center du maximum et moyenne du maximum

Pour le centre-du-Maximum : Pour le Center-du-maximum : dans la méthode C-o-M, seuls les pics des fonctions d'appartenance sont utilisés. La valeur de compromises nettes défuzzifiée est déterminée en trouvant l'endroit où les poids sont équilibrés. Par conséquent, les zones des fonctions d'appartenance ne jouent aucun rôle et seuls les maxima sont utilisés. La sortie nette est calculée comme une moyenne pondérée du terme maxima d'adhésion, pondérée par les résultats de la mise en œuvre. Et pour la moyenne du maximum :

Le M-o-M est utilisé dans certains cas où l'approche C-o-M ne fonctionne pas. Cela se produit chaque fois que les maxima des fonctions d'appartenance ne sont pas uniques et que la question est de savoir lequel des choix égaux on devrait prendre la défuzzification pour un système avec des variables d'entrée x, y, z et une variable de sortie n.

Sa relation est donnée par :

$$u = \frac{\sum_{k=1}^{m} y_k}{m} \tag{I.14}$$

Avec m est le nombre de valeurs quantifiées Y_k pour lesquelles l'appartenance est maximale [104] [95].

III.4-Le contrôleur de Mamdani

La technique d'inférence floue la plus couramment utilisée est la méthode dite de Mamdani qui a été proposée, dans ce qui suit nous allons examiner ce type d'inférence [105]. La forme générale présente par la suite pour Lx entrés :

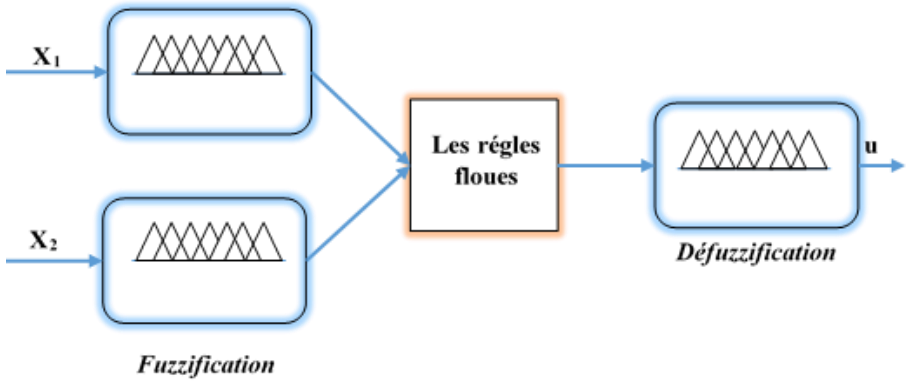


Figure III.5 : contrôleur de Mamdani.

Les variables d'entrée de la commande floue sont la différence e entre la variable commandée et sa référence et son évolution Δe. Utilisez l'opérateur "min" pour "et" et l'opérateur "max" pour l'agrégation des règles "ou" pour l'implication "alors". Le type d'inférence obtenu est dit "Min-Max".

III.4-Structure interne d'un contrôleur floue

La structure interne d'un contrôleur flou proposé par Mamdani pour un system simple à une entrée et une sortie est représentée sur la figure suivante [106] :

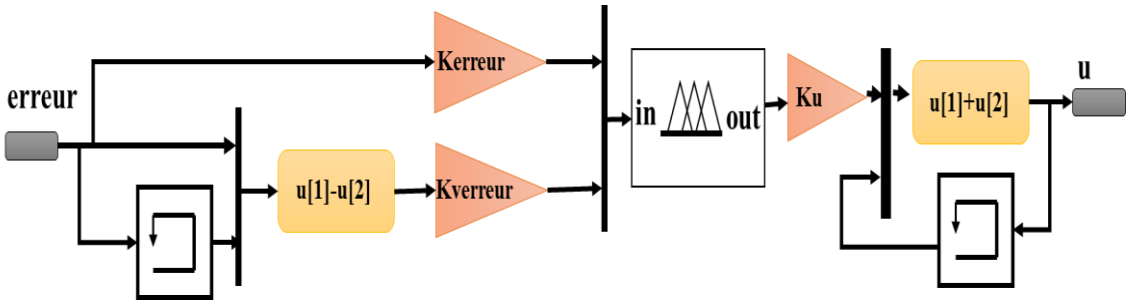


Figure III.6 : Schéma synoptique d'un régulateur flou.

Nous trouvons une grandeur d'entrée et une grandeur de sortie du régulateur flou des gains dite «gains de normalisation » ou gain adaptatif, ils jouent un rôle important car ils peuvent modifier les performances du contrôleur et la flexibilité des contrôleurs d'implémentation tout en contraignant l'univers linguistique des variables (entrées sorties) à un intervalle déterminer par la normalisation. L'entrée et la sortie sont déterminées, d'où le nom de "gain normalisé". Cependant, il n'existe pas de méthode systématique de déterminer ces paramètres, nous devons donc procéder par la méthode essaie- erreurs (tâtonnement) [107].

Les gains de normalisation sont (***Kerreur*** pour l'erreur et ***Kverreur*** pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

L'erreur de réglage de la variable de contrôle est définie par la différence entrée :

$$e(t) = x^{ref}(t) - x(t) \tag{I.15}$$

La variation incrémentielle de l'erreur d'ajustement est définie comme suit :

$$\Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \tag{I.16}$$

La sortie du contrôleur flou est la variation de la sortie. Le nouvel ensemble ajusté à chaque instant est défini par l'équation suivante :

$$u(t) = u(t-1) + K_u \Delta u(t) \tag{I.17}$$

$\boldsymbol{K_u}$ le gain de normalisation de grandeur de sortie.

III.5-Principe de contrôle flou utilisé

- L'univers de discours de la fuzzification est [-1, 1]
- Utilisons l'inférence min-max de Mamdani.
- Utilisons Sept ensembles flous pour l'erreur et sa variation définie par des fonctions d'appartenances triangulaires illustrés sur la figure (III.7) :

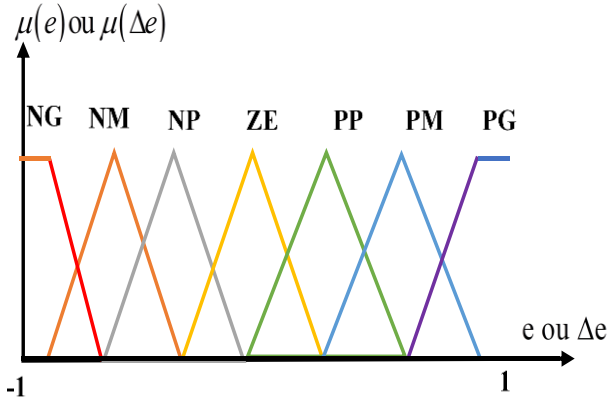


Figure III.7 *:* Fonctions d'appartenances de e et Δe.

$NG_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left(1, -(x+b)/(c-b)\right), 0\right)$;"*Négatif Grand*";

$NM_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left((x+c)/(c-b), -(x+a)/(b-a)\right), 0\right)$;"*Négatif* Moyen";

$$NP_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left((x+c)/(b-a), -x/a\right), 0\right); "Négatif \text{ Petit}";$$

$$ZE_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left(1+(x/a), 1-(x/a)\right), 0\right); "Egal \text{ Zéro}";$$

$$PP_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left(x/a, (b-x)/(b-a)\right), 0\right); "Positif \text{ Petit}";$$

$$PM_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left(x-a\right)/(b-a), (c-x)/(c-b), 0\right); "Positif \text{ Moyen}";$$

$$PG_{e,\Delta e} = \max\left(\min\left((x-b)/(c-b), 1\right), 0\right); "Positif \text{ Grand}";$$

Tableau III.1 : La base de règles de contrôleur flou est calculée selon le tableau suivant

		e						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Δe	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	ZE	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	ZE	PP	PP
	ZE	NM	NM	NP	ZE	PP	PM	PM
	PP	NP	NP	ZE	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	ZE	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Ce tableau montre l'ensemble des règles floues utilisé dans la conception de ce contrôleur. Par conséquent, la perception humaine du contrôle du système est traduite. Une variation très importante est appliquée à la variable cible lorsque la variable de contrôle est éloignée de la référence. En revanche, il y a moins de variation près de la ligne de base. Par conséquent, il est facile d'introduire une non-linéarité dans le contrôle. La table permet d'agir très localement sur la surface de contrôle, ainsi la modification d'un de ces paramètres n'a qu'un effet local sur la réponse globale. De plus, le nombre de paramètres à régler ici est très important (49 règles). Les modificateurs sont donc ajustés par rapport aux degrés de liberté des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie à influence globale. Cela vous permet de limiter le nombre de variables de contrôleur.

- La défuzzification par centre de gravité présentée précédemment comme la suite :

$$\Delta u = \frac{\sum_{a=1}^{7} \mu_{ua} x_{Ga}}{\sum_{a=1}^{7} \mu_{\Delta ua}} \qquad \text{(I.18)}$$

Avec

$\mu_{\Delta ua}$ Le dégrée d'appartenance de la condition ou de la prémisse de la $a^{éme}$ règle

x_{Ga} L'abscisse du centre de gravité de la surface S_a, S_a est l'aire de la fonction d'appartenance de la sortie de liaison avec la $a^{éme}$ règle, elle ne dépend pas de entrées [85].

III.6-Application du contrôleur flou au VSC_HVDC system

D'après la théorie de la commande par logique floue, nous nous intéressons ici à son application sur la sous-station VSC_HVDC mode tension. La commande de ce dispositif doit permettre la régulation de la tension du bus continu u_{dc}, ainsi que la régulation des courants actifs et réactifs injectés dans le réseau. On a remplacé les régulateurs classiques du type PI par des régulateurs flous FLC.

Le schéma bloque de la structure de commande par régulateurs flous d'une station VSC-HVDC est illustré par la figure suivante :

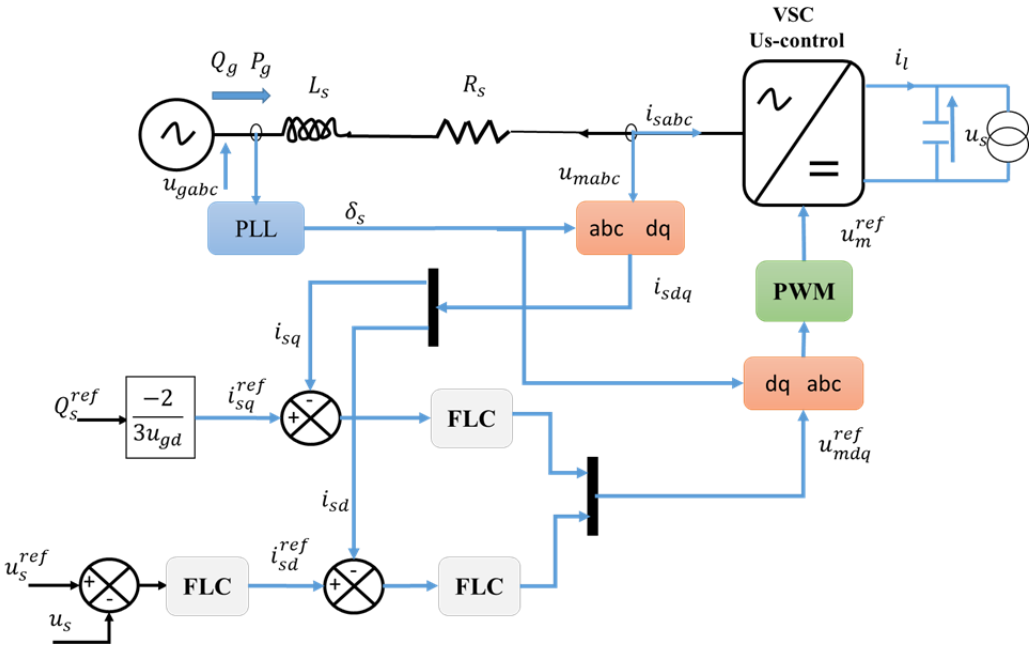


Figure III.8 : la structure de commande par mode floue.

Le contrôleur flou de la tension continue a comme entrée l'erreur entre la tension continue et sa référence et sa sortie est la référence du courant du côté continu $i_{sd}^{réf}$. Ce dernier est calculé par l'équation (III.19), ce qui donne :

$$i_{sd}^{ref}(k) = i_{sd}^{ref}(k-1) + G_{sd}\Delta i_{sd}^{ref}(k) \tag{I.19}$$

Pour le réglage du courant on remplace les régulateurs PI classiques par des régulateurs flous avec élimination de la partie de compensation des tensions, les régulateurs flous des courants sont synthétisés de la même manière que le régulateur de tension continue et leurs sorties u_{md} *et* u_{mq} sont données par et voire la figure (III.9):

$$u_{md}(k) = u_{md}(k-1) + G_{md}\Delta u_{md}(k) \tag{I.20}$$

$$u_{mq}(k) = u_{mq}(k-1) + G_{mq}\Delta u_{mq}(k) \tag{I.21}$$

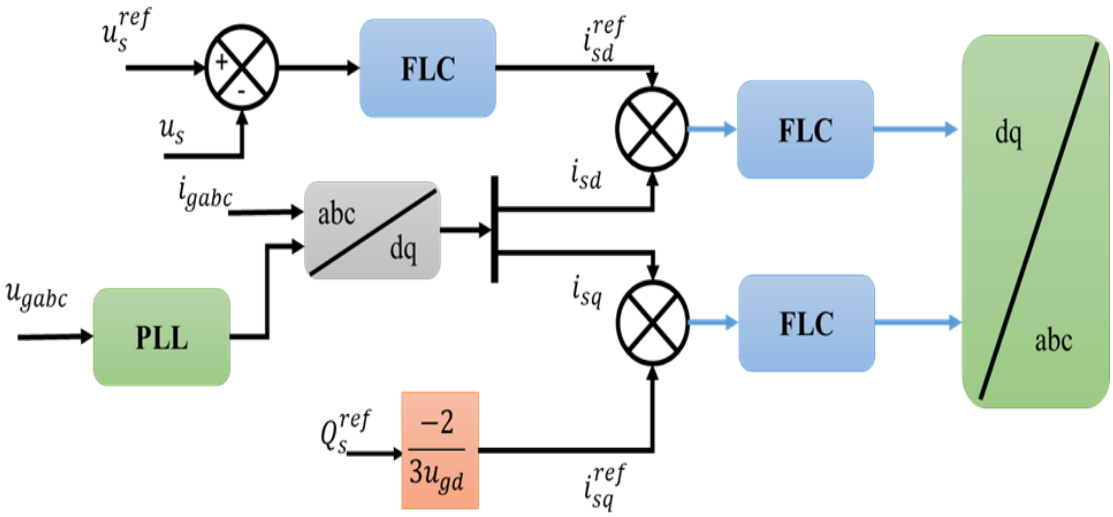


Figure III.9 : Schéma bloc complet de commande flou de station VSC-HVDC.

III.7-Résultat de simulation

Un réseau HVDC composé par une seule sous-station figure (III.8). Ce système VSC-HVDC composés par un convertisseur VSC identiques. Est couplée avec le réseau AC à travers une impédance équivalente. Pour la partie DC, la sous-station de conversion sont connectées via un réseau DC continu. Les caractéristiques de chaque convertisseur VSC et la méthode pour calculer les gains de correcteur classique PI sont donnés respectivement dans l'annexe (A, B).

En vue de mettre en suivre les performances des approches de commandes proposées, une étude comparative par rapport au correcteur classique PI a été menée.

Afin de mener l'étude par simulation, nous considérons le point de fonctionnement suivant :

- Puissance active égale à 0 MW.
- Puissance réactive null.
- Tension de bus continu égale à 640 kV.

Nous illustrons dans cette section la validité de l'approche de commande de la logique floue pour le contrôle d'une sous-station de transport HVDC basé sur un système de conversion VSC, l'étude de simulation a été réalisée en utilisant Matlab/Simulink.

Une étude comparative a été réalisée sur le compensateur conventionnel PI pour mettre en œuvre l'efficacité de l'approche de contrôle proposée et nous injectons une chute de tension et de fréquence afin d'avoir la robustesse de la commande.

Notons que pour la synthèse des paramètres de la commande PI, de la commande par logique floue, les dynamiques des courants ainsi que celle de la tension (resp. la puissance) ont été choisies en respectant le cahier des charges suivant :

-Le temps de réponse de la boucle de courant (la boucle interne relativement rapide) est d'un ordre de grandeur $T_{r_{is}} = 10\ ms$.

-Le temps de réponse de la boucle de tension (boucle externe) est d'un ordre de grandeur $T_{r_{us}} = 100\ ms$.

Les résultats de simulation présentés dans les figures montrent que la stratégie de contrôle proposée peut stabiliser le système électrique en amortissant les fluctuations de tension du bus continu et en amortissant les oscillations variables. Petit dépassement par rapport aux résultats obtenus via les compensateurs PI traditionnels et garantit l'alignement des puissances actives et réactives.

Il est important de noter que l'approche de contrôle proposée ne tient pas compte de la dynamique du câble DC.

Tableau III.2 : Paramètres des régulateurs FLC utilisés

	FL pour la tension de bus continu			**FL pour Les courants**		
	$G_{e\text{-}Vdc}$	$G_{\Delta e\text{-}Vdc}$	$G_{\Delta u\text{-}Vdc}$	G_e	$G_{\Delta e}$	$G_{\Delta u}$
FL	0.0001	0.01	1000	0.0001	0.01	9
FL Chute de tension	0.0001	0.01	1000	0.001	0.01	10
FL Chute de fréquence	0.0001	0.01	1000	0.001	0.01	10

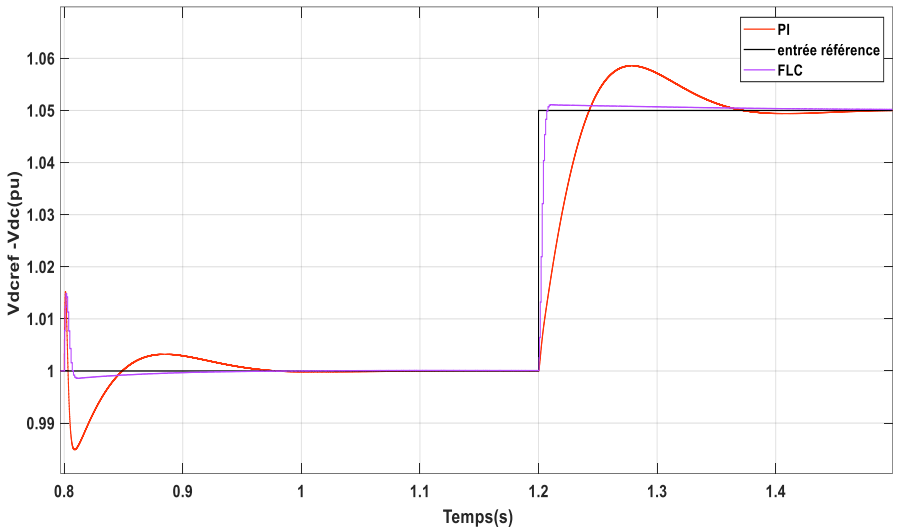


Figure III.10 **:** évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5%

D'après les résultats de simulation présentés aux figures (III.10)-(III.11) Nous considérons une variation de 5% pour Vdcref à t= 1.2s.ces résultats illustrent que la stratégies de commande proposés permettent de stabiliser le système de puissance en atténuant les fluctuations des tensions du bus DC, d'amortir les oscillations des variables contrôlées (faibles dépassements et une convergence rapide par rapport aux résultats obtenus via le correcteur PI classique) et de garantir la régulation des puissances active et réactive.

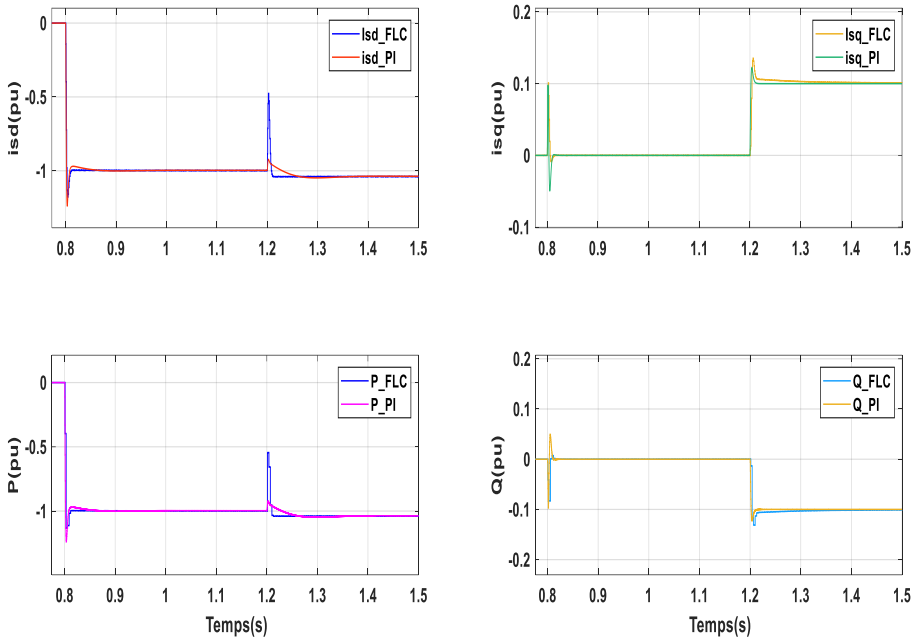


Figure III.11 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q (FLC)

III.7.1-Chute de fréquence

Dans ce cas nous injectons une perturbation illustre par une chute de fréquence à t=0.6s au niveau du réseau, nous obtenons les résultats affichés dans les figures (III.12)-(III.13) :

Nous avons vu la robustesse de la commande proposée pour la régulation de tension et de garantir la régulation des puissances active et réactive et dans t=0.6s la convergence de la commande flou très proche par rapport où PI.

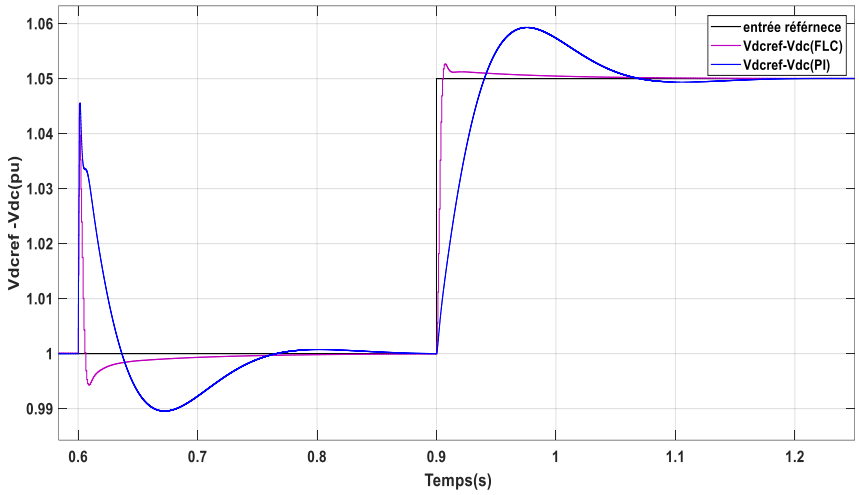


Figure III.12 **:** évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% pour une chute de fréquence

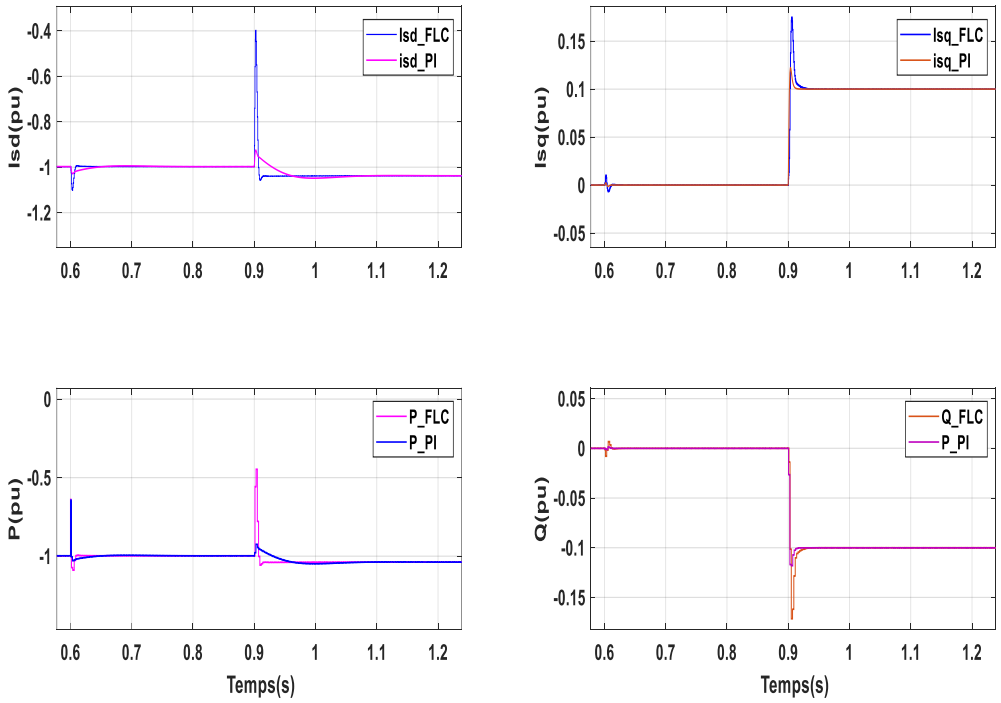


Figure III.13 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q pour une chute de fréquence utilisons la commande floue.

III.7.2-Chute de tension

Dans ce cas nous injectons une perturbation illustre par une chute de tension à t=0.6s au niveau du réseau, nous obtenons les résultats affichés dans les figures (III.14)-(III.15) :

Nous avons vu la robustesse de la commande proposée pour la régulation de tension et de garantir la régulation des puissances active et réactive et dans t=0.6s la convergence de la commande floue très proche par rapport ou PI :

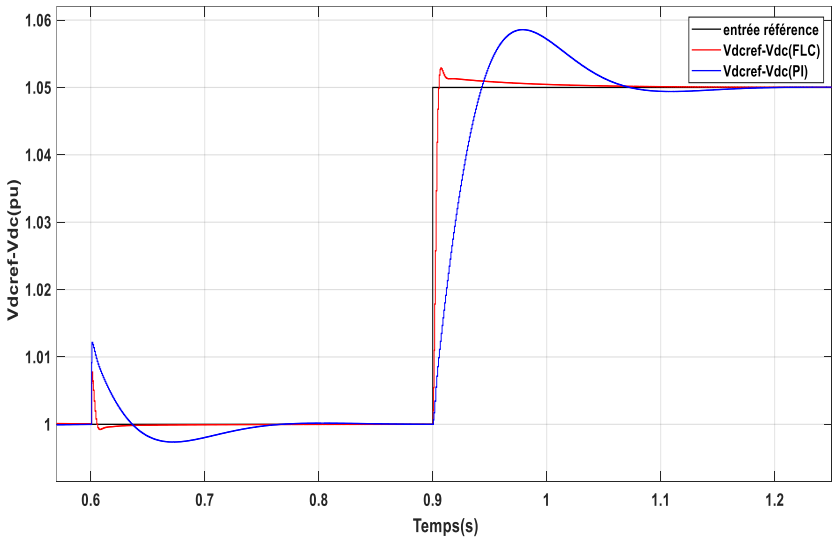


Figure III.14 **:** évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% pour une chute de tension à t=0.6s

la convergence de du comma FL elle très proche par apport la commande classique PI et une petite dépassment dans t=0.9s si la même chose pour le courant isd et isq et pour la puissance active et réactive.

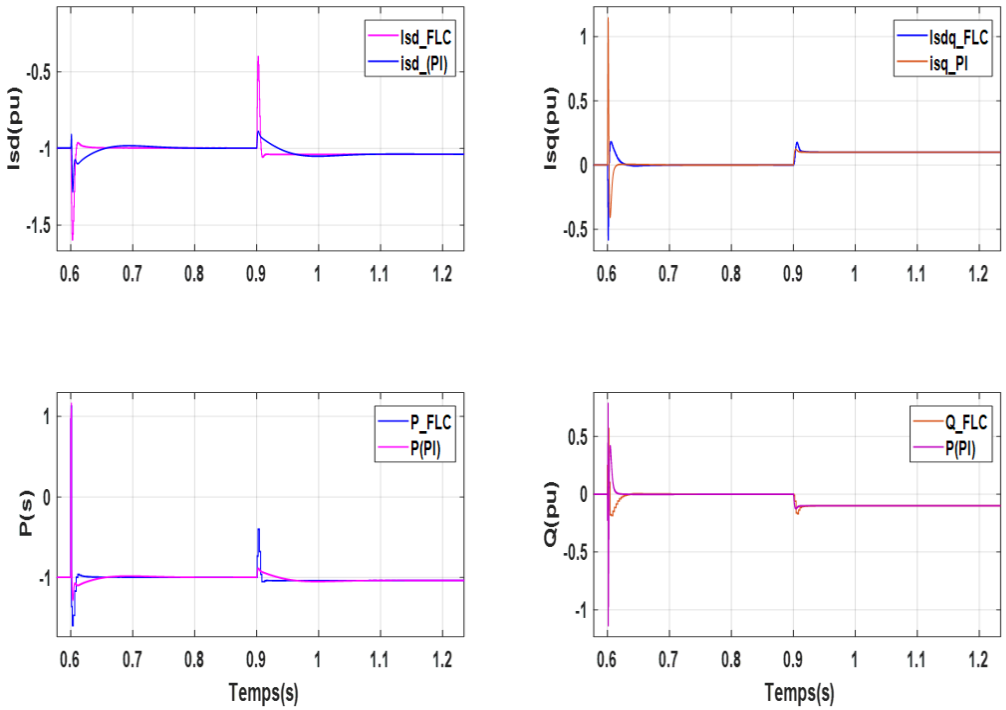


Figure III.15 **:** Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q (FMC) pour une chute de tension à t=0.6s avec l'utilisation de l'approche flou.

III.8-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté les principes de base de la théorie de la logique floue, les structures et les procédures qui composent les algorithmes de contrôleurs flous du type Mamdani. Également nous expliquant les étapes de l'application de commande floue dans une station de transport HVDC basé sur un système de conversion VSC. L'objectif et appliquée la commande floue sur la sous-station de conversion HVDC et pour confirmer l'efficacité de l'approche proposée, nous avons injectons deux perturbations de côté réseau AC premièrement pour une chute de tension et pour une augmentation de fréquence.

D'après les résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que les performances de la station VSC_HVDC sont contrôlées par la logique floue. Cela montre que le contrôleur flou est plus efficace par rapport au contrôleur PI traditionnel. Il agit plutôt comme un absorbeur de perturbations, assurant une dynamique d'actionnement très rapide.

Chapitre IV : Commande Par Mode Glissant

IV.1. Introduction

Après avoir la technique de modes glissants parmi les méthodes utilisées pour résoudre les problèmes de contrôle. Cette technique suscite un plus grand intérêt [108], qui a été étudié pour la première fois en Union soviétique dans les années 1960 [104]. Et présenté aux chercheurs occidentaux par Utkin [110] [111] [112]. Les caractéristiques centrales de mode glissant, dans lequel le mouvement dynamique du système est effectivement contraint de se situer dans un certain sous-espace de l'espace d'état complet. Le mode glissant est obtenu en modifiant la dynamique du système le long de certaines surfaces glissantes dans l'espace d'états de sorte que l'état du système est d'abord amené sur ces surfaces ou leur surface d'intersection et est amené à y rester par la suite. Pendant le mode glissant, le système est équivalent à un système non forcé d'ordre inférieur, appelé système équivalent, qui est insensible à la fois aux incertitudes paramétriques et aux fonctions non linéaires inconnues lorsque la condition d'appariement est satisfaite, en raison de ses avantages (robustesse à des paramètres variables, bonne stabilité, temps de réponse très court), elle est considérée comme l'une des approches de contrôle pour les systèmes non linéaires et a modèle imprécis[113].

Ce chapitre présente d'abord une revue théorique de la commande par modes glissants pour les systèmes à structures variables. Ensuite nous travaillerons sur la conception de l'algorithme de régulation dans ses différentes étapes et appliquerons cette régulation à la sous-station HVDC basée VSC en remplaçant le régulateur PI traditionnel par du régulateur de type mode glissant. Plus loin dans ce chapitre, nous aborderons la commande hybride (commande utilisant le mode glissant flou). Enfin, nous présentons et interprétons les résultats obtenus et les comparons aux résultats précédents.

IV.2-Systèmes à structure variables

La commande à structure variable (CSV) est un contrôle intrinsèquement non linéaire. Il est basé sur l'échange de fonctions de variables d'état utilisées pour créer une variété ou surface hyper glissante qui vise à forcer la dynamique du système à correspondre à la dynamique définie par ce dernier. Si la trajectoire d'état est maintenue sur cette hyper surface, le système est en régime glissant. Sa dynamique est insensible aux perturbations externes et paramétriques tant que les conditions du régime de glissement sont garanties. Aujourd'hui, la commande par mode glissant est appliquée avec succès à divers systèmes techniques tels que : la robotique, les systèmes énergétiques [114] [115].

Dans la technique de mode glissant, la trajectoire de l'état du système est amenée sur une surface de glissement et y est maintenue à l'aide d'une commutation appropriée autour d'elle jusqu'au point d'équilibre, ce qui entraîne le phénomène de glissement.

Nous pouvons trouver trois constructions de base pour synthétiser différentes instructions de ce type. Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande en mode glissant :

IV.2.1-Structure par commutation au niveau de l'unité de contrôle

Cette structure de commande est la plus classique et la plus couramment utilisée. Cela correspond au fonctionnement marché/arrêt des disjoncteurs que l'on trouve dans la plupart des applications d'entraînement à vitesse variable [116].

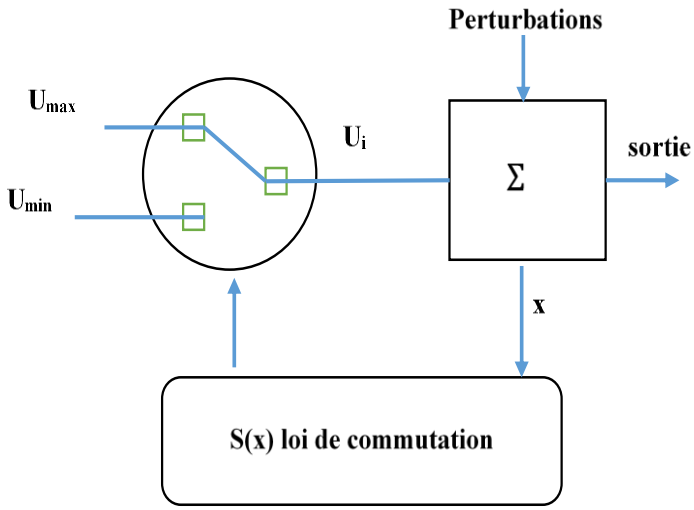


Figure IV.1 **:** structure par commutation au niveau de l'organe de contrôle

IV.2.2-Structure par commutation avec retour d'état :

C'est la structure la plus exigeante pour les demandes de commande. Il est basé sur le contrôle du retour d'état classique, ou l'ajustement de la dynamique du système est effectué en ajustant les gains. Étant donné que les non-linéarités proviennent de la commutation entre les gains, la commutation est produite au niveau de la dynamique du système [117].

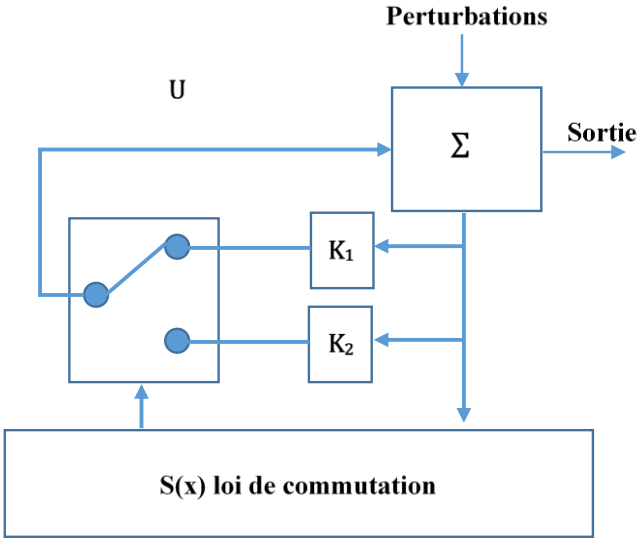


Figure IV.2 **:** Structure par commutation avec retour d'état

IV.2.3-Structure par commutation au niveau de l'organe de commande équivalente

Une telle structure, dont le principe est illustré à la figure, présente de réels avantages. L'état futur du système peut être prédit grâce à la commande équivalente, qui est juste la valeur cible du système en régime permanent. Cette formule de contrôleur équivalent le rend dépendant des variations paramétriques, bien qu'elle sollicite beaucoup moins le contrôleur [118] [119] [120].

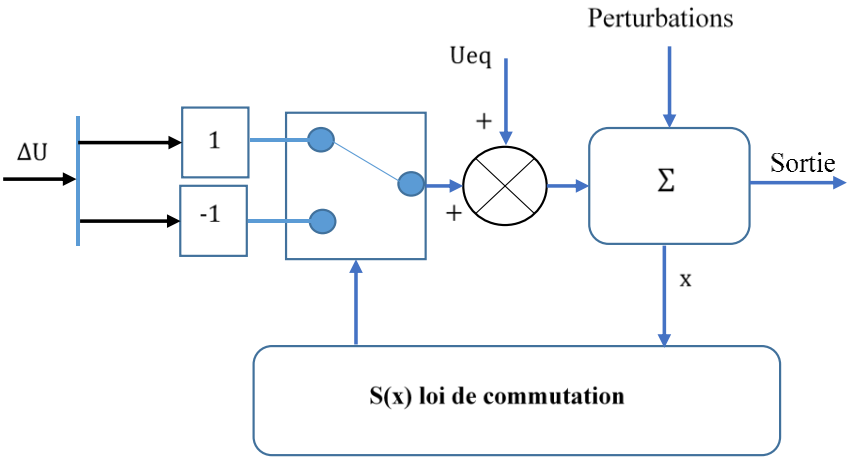


Figure IV.3 **:** Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Nous choisit ce type de configuration est retenue pour la suite dans notre étude. Une telle structure est très simple compte tenu de sa composition et peut nécessiter moins de contrôle. En fait, il semble logique d'ajouter une commande équivalente pour repositionner le système

dans un état permanent, stable et souhaité, exécuter un terme de commutation pour garantir la convergence vers cet état et y rester.

IV.3-Contrôle du mode glissant (Sliding mode control)

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante [121] :

$$\dot{x}(t) = F(x,t) + B(x,t).u(t) \tag{II.1}$$

Avec $F(x,t)$ et $B(x,t)$ sont des fonctions non linéaires x(t) et u(t) sont l'État du système et L'entrée du système respectivement.

Il est bien connu que le SMC classique, qui peut fournir de grandes propriétés telles que l'insensibilité aux variations de paramètres et le rejet des perturbations externes, est un schéma de contrôle puissant pour les systèmes non linéaires [122] [123].

L'étude de la commande par modes glissants a gagné en popularité ces dernières années en tant que méthode de commande de systèmes non linéaires avec modélisation des incertitudes et des perturbations externes. Il est connu que l'étape cruciale et la plus importante de la conception d'un SMC sont la construction de la surface de glissement s(t) qui est censée répondre aux spécifications de contrôle et aux performances souhaitées [124] [125]. Les trajectoires sont forcées de reposer sur les surfaces de glissement.

Soit l'erreur de poursuite dans le système en boucle fermée égale à *e*

$$e = x^*(t) - x(t) \tag{II.2}$$

Avec ‘’e ‘’ l'écart entre la variable à régler et sa référence

Ensuite, une surface proportionnelle intégrale (PI) glissante dans l'espace d'erreur peut être définie comme :

$$s(t) = k_1 e(t) + k_2 \int_0^t e(t)\, d\tau \tag{II.3}$$

Où les coefficients k_1, k_2 sont des constantes strictement positives k_1, $k_2 \in$ R+. Si l'erreur initiale e (0) = 0, alors le problème de poursuite peut être considéré comme l'erreur restant sur la surface de glissement s (t) = 0 pour tout t ≥ 0. Si la trajectoire du système a atteint la surface de glissement s (t) = 0, il y reste tout en glissant vers l'origine e (t) = 0, $\dot{e}$(t) = 0 comme le montre

la figure (IV.4). Le but de la loi de commande en mode glissant est de forcer l'erreur e (t) à s'approcher de la surface de glissement puis à se déplacer le long de la surface de glissement jusqu'à l'origine. Il faut donc que la surface de glissement soit stable, ce qui signifie $\lim_{t\to\infty} e(t) = 0$ alors l'erreur disparaîtra asymptotiquement. Cela implique que le système la dynamique suivra asymptotiquement la trajectoire souhaitée.

L'objectif de la commande est de déterminer une commande u(t) telle que le système en boucle fermée suive la trajectoire souhaitée, c'est-à-dire que l'erreur de poursuite e(t) doit converger vers zéro. Le processus de commande en mode glissant peut être divisé en deux phases, à savoir la phase glissante avec S(t)=0, Ṡ(t)=0, et la phase d'atteinte avec S(t)≠0.

Correspondant à deux phases, deux types de loi de commande peuvent être déduits séparément. Conceptuellement, en mode glissé la commande équivalente est décrite lorsque la trajectoire est proche de S(t)=0, tandis que la commande de frappe est déterminée dans le cas de S(t)≠0 [126].

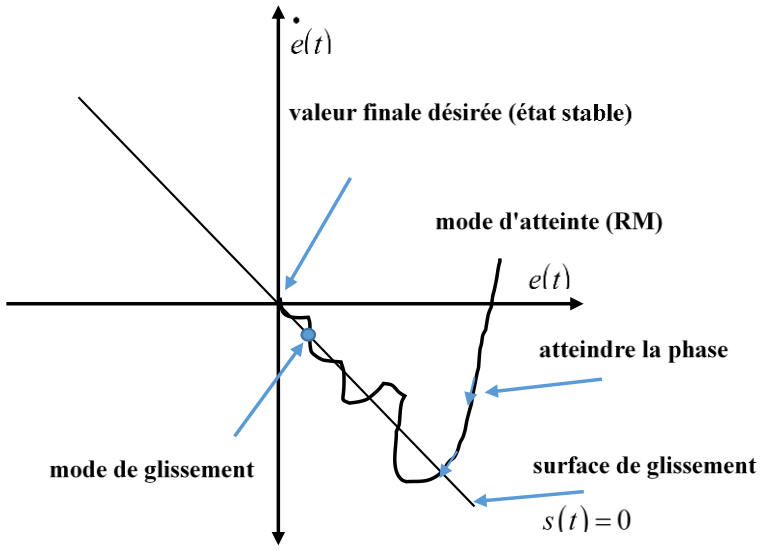


Figure IV.4 **:** Interprétation graphique du concept de contrôle du mode glissant

La dérivée de la surface de glissement définie par l'équation (II.3) peut être donnée par :

$$\dot{s}(t) = k_1 \dot{e}(t) + k_2 e(t) \qquad \text{(II.4)}$$

Une condition nécessaire pour que la trajectoire de sortie reste sur la surface de glissement s(t) est $\dot{s}$(t)=0

$$k_1 \dot{e}(t) + k_2 e(t) = 0 \tag{II.5}$$

Si le contrôle gagne k_1, k_2 sont correctement choisis de sorte que le polynôme caractéristique dans l'équation (II.5), un polynôme dont les racines se situent strictement dans la moitié gauche ouverte du plan complexe, cela implique que $\lim_{t\to\infty} e(t) = 0$ signifiant que le système en boucle fermée est globalement asymptotiquement stable[122][123].

D'après (II.2), La première dérivée de l'erreur donnée :

$$\dot{e} = \dot{x}^{*}(t) - \dot{x}(t) \tag{II.6}$$

En remplaçant l'équation (II.6) dans l'équation (II.5), nous obtenons

$$k_1\left(\dot{x}^{*}(t) - \dot{x}(t)\right) + k_2 e(t) = 0 \tag{II.7}$$

Et

$$k_1\left(\dot{x}^{*}(t) - \left(F(x,t) + B(x,t).u(t)\right)\right) + k_2 e(t) = 0 \tag{II.8}$$

Le contrôle équivalent u_{eq} (t), est obtenu comme la solution du problème $\dot{s}$(t) =0 qui conduit à

$$u_{eq}(t) = B^{-1}\left(\frac{k_2}{K_1} e(t) + x^{*}(t) - F(x,t)\right) \tag{II.9}$$

Avec $B \neq 0$

Si la trajectoire de sortie initiale n'est pas sur la surface de glissement s(t), ou s'il y a un écart du point représentatif par rapport à s(t) en raison de variations de paramètres et/ou de perturbations, le contrôleur doit être conçu de telle sorte qu'il puisse piloter la trajectoire de sortie vers le mode glissant s(t)=0. La trajectoire de sortie, sous la condition qu'elle se déplacera vers et atteindra la surface de glissement, est dite en phase d'atteinte. À cet effet, la fonction de Lyapunov peut être choisie comme :

$$v(t) = \frac{1}{2} s^{2}(t) \tag{II.10}$$

Avec V (0) =0 et V(t)>0 pour s(t)≠0. Une condition suffisante pour garantir que la trajectoire de l'erreur passera de la phase d'atteinte à la phase de glissement est de sélectionner la stratégie de contrôle, également appelée condition d'atteinte.

$$\dot{v}(t) = s(t)\dot{s}(t) \prec 0, \quad s(t) \neq 0 \tag{II.11}$$

Pour satisfaire la condition d'atteinte, le contrôle équivalent u_{eq} (t) donné dans l'équation (II.9) est augmenté d'un terme de contrôle de frappe u_{sw}(t), à déterminer tel que,

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \tag{II.12}$$

Le contrôle en mode de glissement continu a été sélectionné couramment dans les problèmes SMC pour éviter le broutage de la force de contrôle et pour obtenir la stabilité exponentielle.

Avec la composante discontinue assurant une convergence et un régime glissant tel que :

$$u_{sw}(t) = -K.sign(s(t)) \tag{II.13}$$

K est une constante positive, sign est la fonction signe et est u_{sw} la commande discontinue

Ou :

$$sign(s(t)) = \begin{cases} 1 & \text{si } s(t) \succ 0 \\ 0 & \text{si } s(t) = 0 \\ -1 & \text{si } s(t) \prec 0 \end{cases} \tag{II.14}$$

La fonction sign produit un phénomène sur la surface de glissement appelé bavardage. Ceci est généralement indésirable car cela ajoute un contenu haute fréquence au spectre de contrôle. La figure (IV.5) illustre le phénomène de broutement [129].

IV.4-Phénomène du broutement

Dans la conception de contrôleurs à mode glissant classiques pour des applications pratiques, il est nécessaire de déterminer une surface de glissement appropriée afin que les erreurs de suivi et les écarts de sortie puissent être réduits à un niveau satisfaisant. La commande glissante classique, malgré les avantages de simplicité et de robustesse, souffre généralement du problème bien connu, appelé broutement, qui est une oscillation à très haute fréquence de la variable glissante autour de la variété glissante [125].

Le traitement incorrect du broutement dans la conception des commandes a été un problème majeur pour de nombreuses applications réelles lors de la mise en œuvre du mode glissant. En effet, des charges fréquentes peuvent endommager les actionneurs et affecter le fonctionnement et les performances du système.

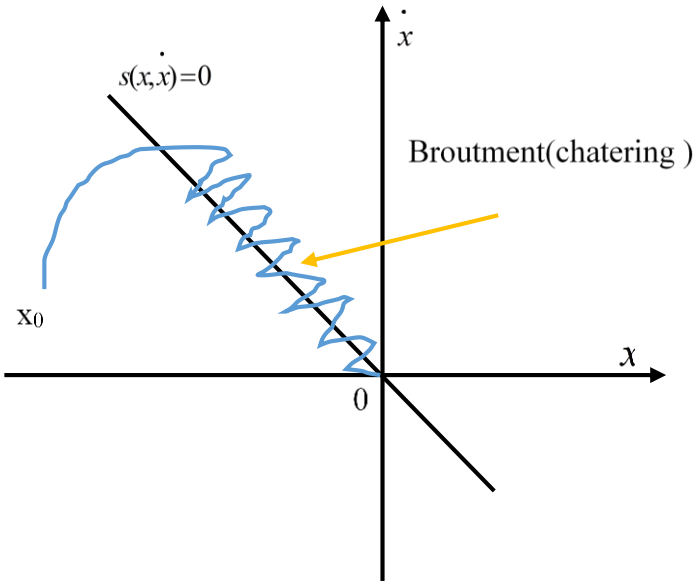


Figure IV.5 **:** Problème de broutement

IV.4.1-Élimination du phénomène du broutement

En mode glissement, le contrôle de la surface de glissement est discontinu, causé par une commutation infiniment rapide. Ce phénomène est indésirable car il ajoute un spectre de composante haute fréquence à la commande. Pour résoudre ce problème, remplacez la fonction discontinue par une fonction continue. Cette fonction est proche du plan de glissement et offre un contrôle en douceur. Par conséquent, nous définissons un état d'équilibre qui devrait remplacer la fonction discontinue se produisant près de ce plan de glissement.

Plusieurs solutions sont proposées pour réduire ces vibrations comme [131] [18].

IV.4.1.1-La Fonction *Sat*

En remplaçant la fonction Sign par une fonction de saturation Sat caractérisée par un ou deux seuils, l'amplitude de l'ondulation peut être amortie [132].

IV.4.1.2-Pour un seuil

$$sat(s)=\begin{cases}1 & \text{si} \quad s\succ\varepsilon \\ \dfrac{s}{\varepsilon} & \text{si} \quad |s|\prec\varepsilon \\ -1 & \text{si} \quad s\prec\varepsilon\end{cases} \tag{II.15}$$

Avec ε positif constante très petit.

IV.4.1.3-Pour deux seuils

$$sat(s)=\begin{cases}\text{signe(s)} & \text{si} \quad |s|\succ\varepsilon_2 \\ \dfrac{s-\varepsilon_1}{\varepsilon_2-\varepsilon_1} & \text{si} \quad \varepsilon_1\prec|s|\prec\varepsilon_2 \\ 0 & \text{si} \quad |s|\prec\varepsilon\end{cases} \tag{II.16}$$

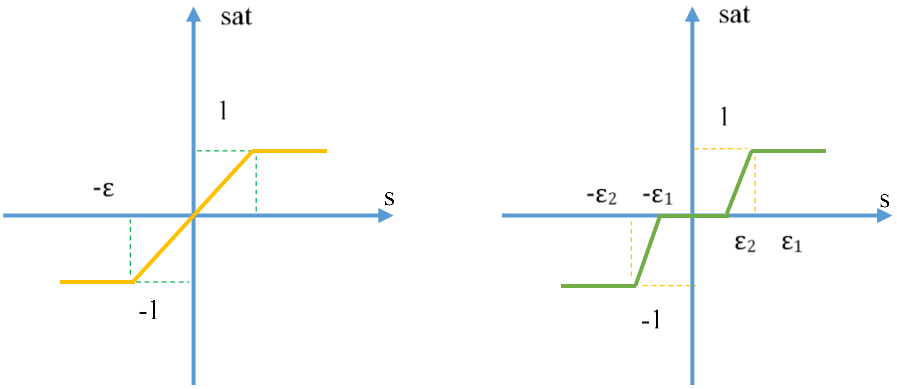


Figure IV.6 **:** La fonction Sat. Pour un seuil, et pour deux seuils

IV.4.1.4-Fonction Smooth

On peut aussi remplacer la fonction signe par une fonction continue définie comme :

$$smooth(s)=\frac{s}{|s|+\varepsilon} \tag{II.17}$$

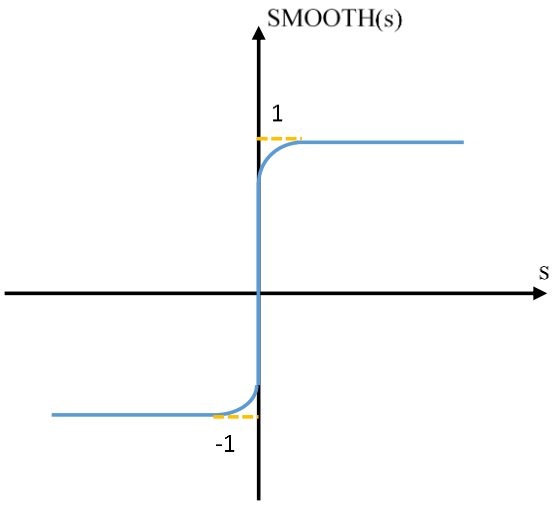


Figure IV.7 **:** la fonction Smooth

IV.5-Commande par mode glissant d'une station VSC-HVDC

Nous allons analyser dans cette partie le comportement de station VSC-HVDC commande par mode glissant après avoir une présentation de la partie théorie de la commande glissante, alors on a remplacé les régulateurs conventionnels du type PI par la commande mode glissant est illustré par la figure (IV.8) suivante [132] [133] [137] :

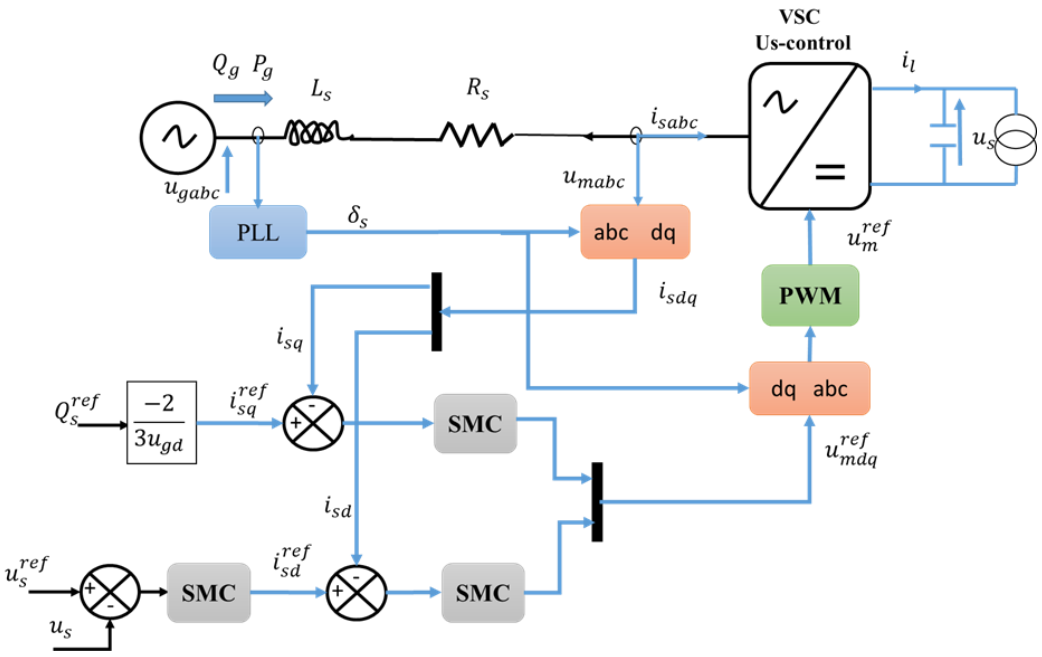


Figure IV.8 : Contrôle de mode glissant d'une sous-station VSC-HVDC

D'après le modèle de station VSC-HVDC dans le repère (dq) donne par l'équation (.29) (.30) (.31) nous développaient la suite de ce chapitre par la commande glissant et l'hybridation de mode glissant flou.

IV.5.1-Régulation des courants de la station VSC-HVDC isd et isq

L'équation (.29) (.30) utilisons pour réguler les courants isd, isq où les tensions u_{md}, u_{mq} sont choisies comme grandeurs de commande. Ces deux équations écrivent sous forme matricielle comme la suite :

$$\dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{sdq}} = \mathbf{A} * \mathbf{i}_{\mathbf{sdq}} + \mathbf{B} * \mathbf{u}_{\mathbf{mdq}} - \mathbf{M} \tag{II.18}$$

Avec $\mathbf{i}_{\mathbf{sdq}} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$; $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{md} \\ u_{mq} \end{bmatrix}$; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$; $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \frac{u_{gd}}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix}$

Avec $L_s \neq 0$

Les deux surfaces de glissement pour les composantes directes et quadratiques is_{dq} sont définies comme suit :

$$\mathbf{S} = \mathbf{K}_p \mathbf{e} + \mathbf{K}_i \int \mathbf{e} dt \tag{II.19}$$

Où :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix}; \mathbf{e} = i_{sdq}{}^{ref} - i_{sdq}; \mathbf{K}_p = \begin{bmatrix} k_{psd} & 0 \\ 0 & k_{psq} \end{bmatrix}; \mathbf{K}_i = \begin{bmatrix} k_{isq} & 0 \\ 0 & k_{isq} \end{bmatrix}$$

En dérivant la surface S choisit (II.3), on obtient :

$$\dot{\mathbf{S}} = \mathbf{K}_\mathbf{p} \dot{\mathbf{e}} + \mathbf{K}_\mathbf{i} \mathbf{e} = 0 \tag{II.20}$$

La résolution de cette équation donne l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$\mathbf{u}_{\mathbf{eq}} = \begin{bmatrix} u_{md} \\ u_{mq} \end{bmatrix} = \left(\mathbf{K}_\mathbf{p}\right)^{-1} \left[\mathbf{K}_\mathbf{i} \mathbf{e} + \mathbf{K}_\mathbf{p} \left(-\mathbf{A} \mathbf{i}_{\mathbf{sdq}} - \mathbf{M} + \dot{\mathbf{i}}_{\mathbf{sdq}}^{\mathbf{ref}} \right) \right] \tag{II.21}$$

La commande équivalente doit être renforcée par une autre commande dite discontinue définie comme suit :

$$\mathbf{u_{disc}} = \mathbf{K_s} sign(\mathbf{S}) \tag{II.22}$$

Avec : $\mathbf{K_s} = \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix}$

Enfin, la loi de commande globale est déterminée à partir les équations (II.19) (II.20) (II.21) (II.22).

$$\begin{aligned} u_{md}^{\ ref} &= -R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq} + u_{gd} - L_s \dot{i}_{sd}^{ref} - \frac{k_{isd}}{k_{psd}} L_s \left(i_{sd}^{\ ref} - i_{sd} \right) - k_d sign\left(s_{sd} \right) \\ u_{mq}^{\ ref} &= -R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd} - L_s \dot{i}_{sq}^{ref} - \frac{k_{isq}}{k_{psq}} L_s \left(i_{sq}^{\ ref} - i_{sq} \right) _ k_q sign\left(s_{sq} \right) \end{aligned} \tag{II.23}$$

Où $\mathbf{K_p}, \mathbf{K_i}, \mathbf{K_s}$ Sont des constantes positives qui représentent les gains de la commande. L'objectif est de déterminer une loi de commande par mode glissant de tel l'état du système converge vers l'origine.

IV.5.2-Régulation de la tension continue

D'après l'équation (I.31) la surface de contrôle de tension continu est choisie comme suit :

$$S_{vdc} = K_1 \left(V_{dc}^{\ ref} - V_{dc} \right) + K_2 \int \left(V_{dc}^{\ ref} - V_{dc} \right) dt \tag{II.24}$$

La dérivée de la surface glissant égale :

$$\dot{S}_{vdc} = 0 \tag{II.25}$$

En remplaçant la valeur de la dérivée de la tension continue dans l'équation ((II.25), nous obtenons :

$$i_{sd}^{\ ref} = V_{dc} \left(i_l + C_s * \left(\frac{K_2}{K_1} \left(V_{dc}^{\ ref} - V_{dc} \right) \right) \right) - K sign\left(S_{vdc} \right) \tag{II.26}$$

Où K_1, K_2, K sont les constantes positives.

Le schéma bloque de la commande glissant appliqué sur la station HVDC à base VSC est présenté par la figure (IV.9) :

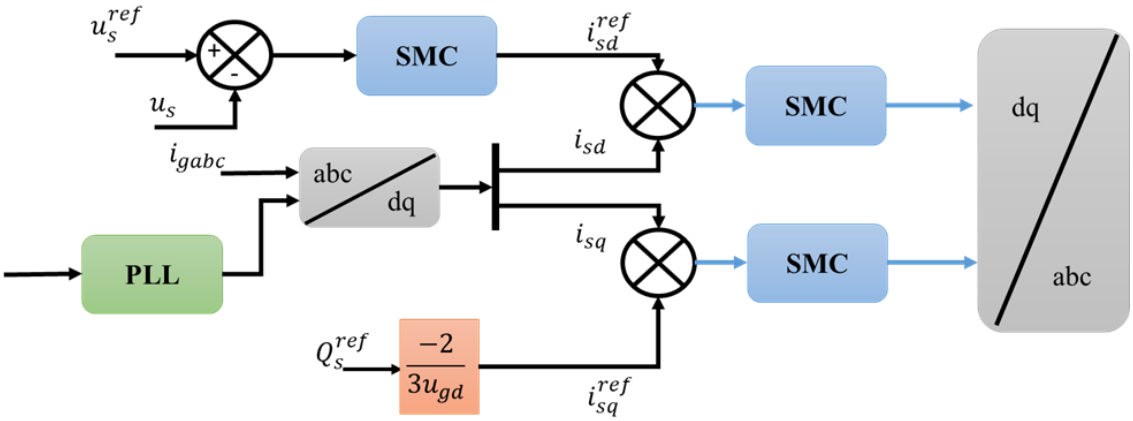


Figure IV.9 : Le schéma fonctionnel de la structure de commande SMC

IV.6-Commande hybride mode glissant flou (FSMC)

Il est clair que la loi de commande par mode glissant explique la stratégie de contrôle : 'si l'erreur est négative, la sortie du système est poussée vers la direction positive.

Pour cela, le terme $\mathbf{u}_{\mathbf{disc}}$ peut être remplacé pour un contrôleur flou. Ce contrôleur possède une entrée S(x) et une sortie UN et sa base de règles sert à établir une connexion entre S(x) et UN. Ceci, est interprété par des règles de la forme (Si … Alors) voir (Tableau III.1).

On a trouvé précédemment les expressions des commandes discontinues (fonctions de commutation dans la commande) pour la surface de régulation de la tension et des courants et qui possèdent la forme générale suivante : $\mathbf{u}_{\mathbf{disc}} = \mathbf{K}_s sign(\mathbf{S})$

Dans cette section, une commande floue FLC est introduite pour remplacer la fonction sign telle sorte la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long la surface de changement, une bonne dynamique en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC, les avantages de la proposition de la commande par mode glissant floue sera vérifiée par simulation. Ce contrôleur sera ensuite utilisé dans le contrôleur de station VSC-HVDC [134] [135] [136].

IV.6.1-Principe de la commande hybride(FSMC)

Le principe de la commande en mode flou glissant est de déterminer la commande équivalente de la même manière qu'une commande en mode glissant classique, mais dans ce cas la partie discontinue est déterminée avec une logique floue. La loi de commande globale sera :

$$u(t) = u_{éq}(t) + u_{floue}(t) \qquad \text{(II.27)}$$

IV.6.1.1-La commande flou U_{flou}

- **Structure de la commande utilisée :** La figure (IV.10) présentée la structure du contrôleur proposé pour générer la commande flou :

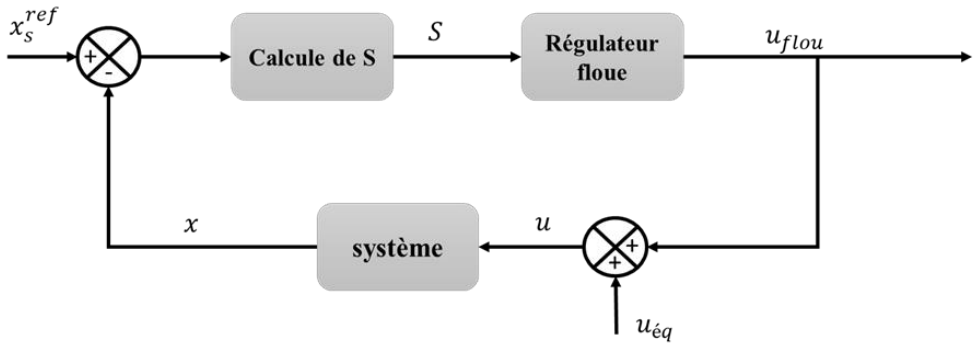


Figure IV.10 : structure interne de contrôleur flou utilisé

- **Principe de contrôleur flou :** Les principales caractéristiques du contrôleur flou utilisé dans ce travail sont :
  - L'univers de discours continu [-1 1] pour la fuzzification.
  - Sept ensembles flous de surfaces définies par des fonctions d'appartenance triangulaires, comme indiqué sur la figure (IV.11) :

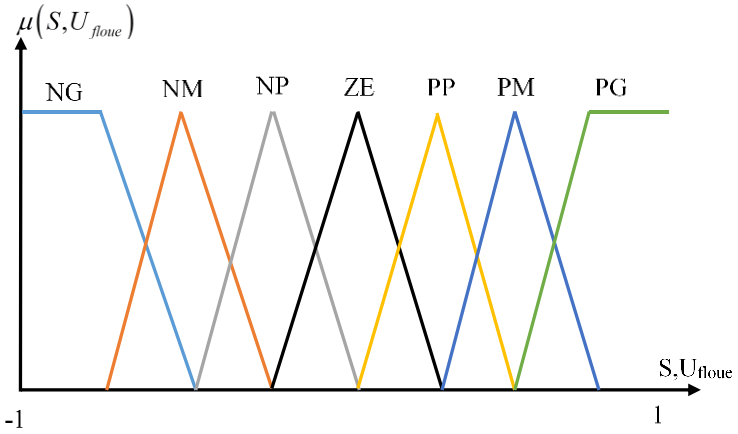


Figure IV.11 **:** Les fonctions d'appartenances pour la l'entrée S

  - La base de règles est calculée comme suivant :

R : si x est A et x1 est A alors y est B

  - Sept ensembles flous pour les sorties définies par des fonctions d'appartenances triangulaires comme l'illustrent la figure présidente.
  - La défuzzification par centre de gravité présenté précédemment est utilisée :

$$U_{floue} = \frac{\sum_{i=1}^{7} \mu_{si} x_{Gui}}{\sum_{i=1}^{7} \mu_{si}} \quad \text{(II.28)}$$

Avec : μ_{si} Est le degré d`appartenance de la prémisse ou de la surface s

x_{Gui} Représentant la fonction d'appartenance de sortie.

IV.7-Résultat de simulation

D'après les mêmes conditions utilisées dans le chapitre 3 nous pressentons les résultats de simulation montrés par les figures (IV.12) (IV.13). que les stratégies de commande proposées permettent de stabiliser le système de puissance en atténuant les fluctuations des tensions du bus DC, d'amortir les oscillations des variables contrôlées (faibles dépassements et une convergence rapide par rapport aux résultats obtenus via le correcteur PI classique) et de garantir la régulation des puissances active et réactive, cette perturbation est représentée par la chute de tension et l'augmentation de fréquence. Les paramètres des gains de normalisation de contrôleur glissant utilisés sont donnés dans le tableau :

Tableau IV.1 : Paramètres des régulateurs SMC utilisés

	SMC pour la tension de bus continu			**SMC pour Les courants**		
	K_1	K_2	K	$K_{pd}=k_{pq}$	$K_{id}=k_{iq}$	$K_d=k_q$
SMC	0.17	180	0.0001	0.3	0.0001	0.02
SMC Chute de tension	0.17	180	0.0001	0.45	0.0001	0.0001
SMC Chute de fréquence	0.17	180	0.0001	0.45	0.0001	0.0001

Le système est réglé sur : A t=1.2s on applique une évolution d'une variation de 5% sur v_{dc} et -10% Q^{ref} comme voire les figures suivantes :

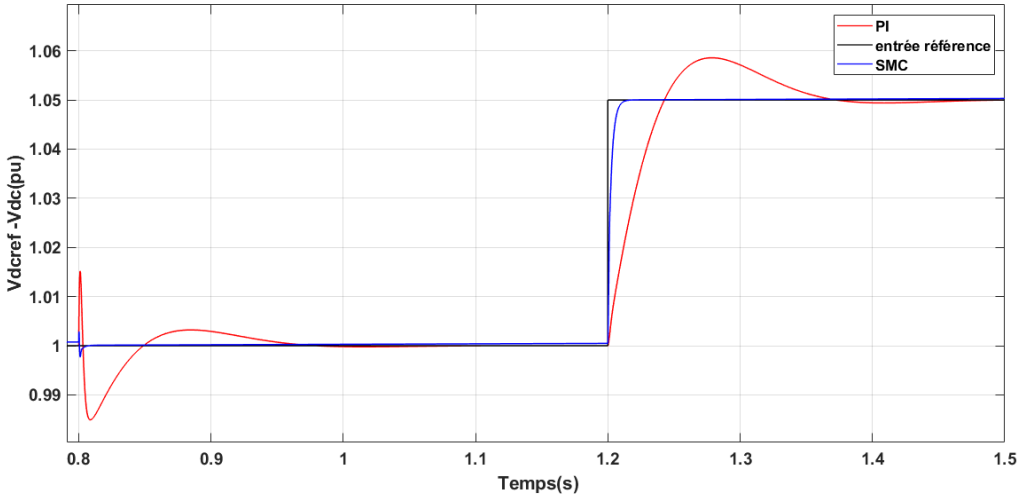


Figure IV.12 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% par l'utilisation de la commande par mode glissant.

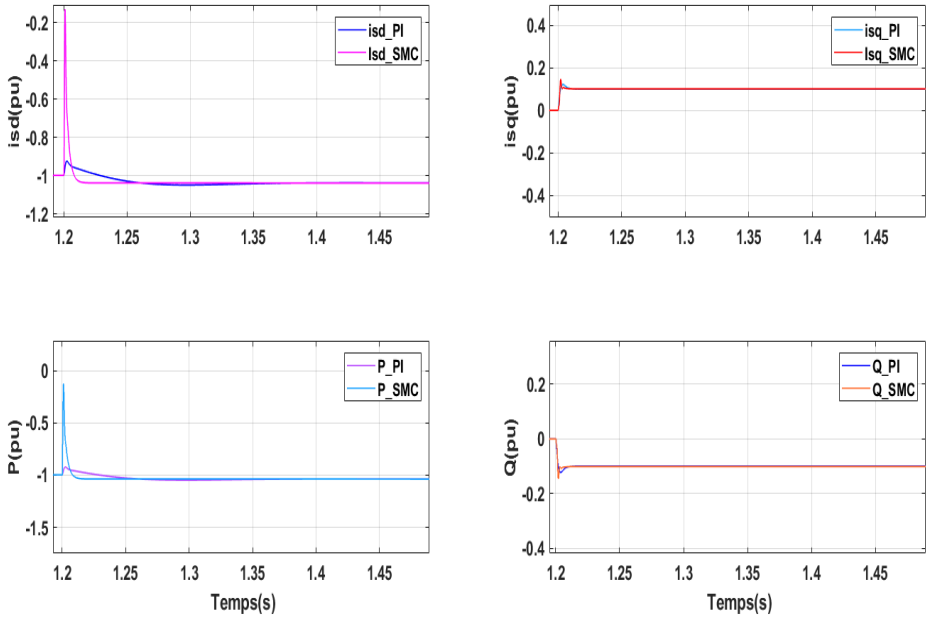


Figure IV.13 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q par l'utilisation la commande par mode glissant.

- **Le teste de la chute de tension :**

  Afin de vérifier la robustesse de la méthode utilisée nous injectons une perturbation de tension à t = 0,6 s pour un temps de (0,01 s), les résultats présentés dans les figures (IV.14), (IV.15) illustre le contrôle utilisé elle permet de stabiliser le système de puissance en atténuant les fluctuations des tensions du bus DC. D'amortir les

oscillations des variables contrôlées (faibles dépassements et une convergence rapide par rapport aux résultats obtenus via le correcteur PI classique) et de garantir la régulation des puissances active et réactive.

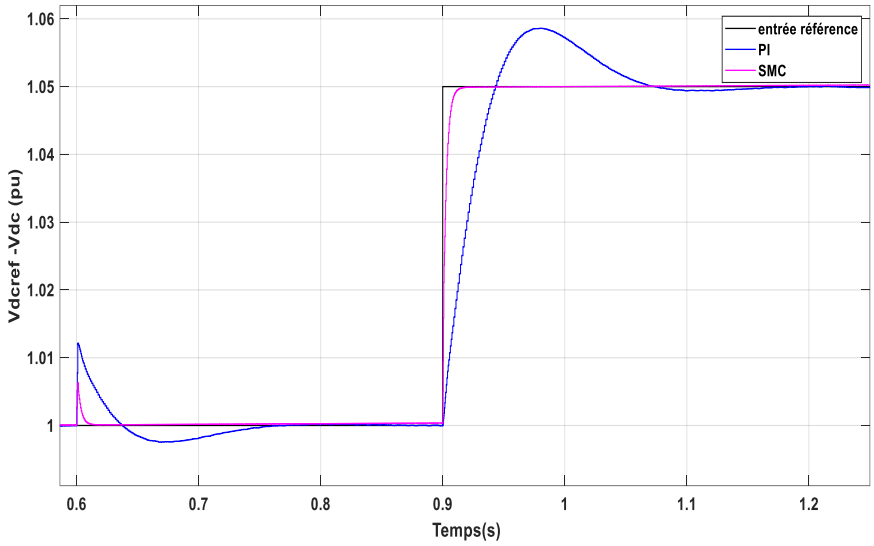


Figure IV.14 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% par une injection d'une chute de tension côté AC utilisons la commande par mode glissant.

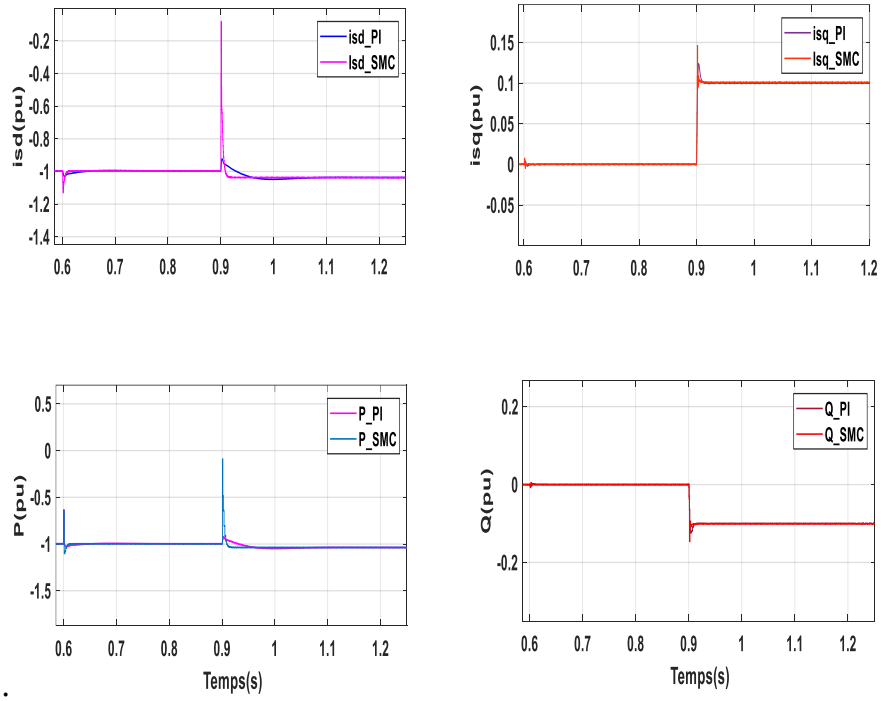


Figure IV.15 : évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour chute de tension utilisons la commande par mode glissant.

- **Le test pour la chute de fréquence :**

  Nous injectons une chute de fréquence à t=0.6s avec un temps de (0.01s). Les figures (IV.16) (IV.17) suivante montrent l'efficacité de la méthode de contrôle proposée pour cette perturbation de fréquence.

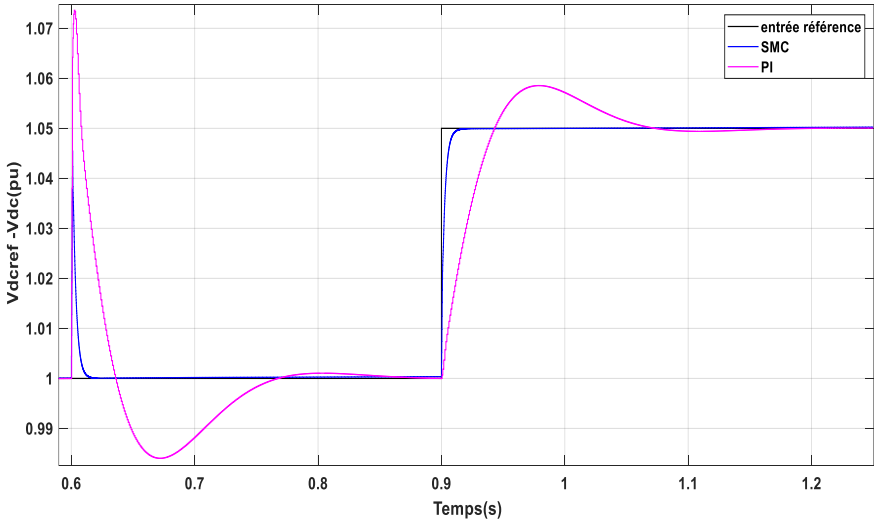


Figure IV.16 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% utilisons la commande par mode glissant.

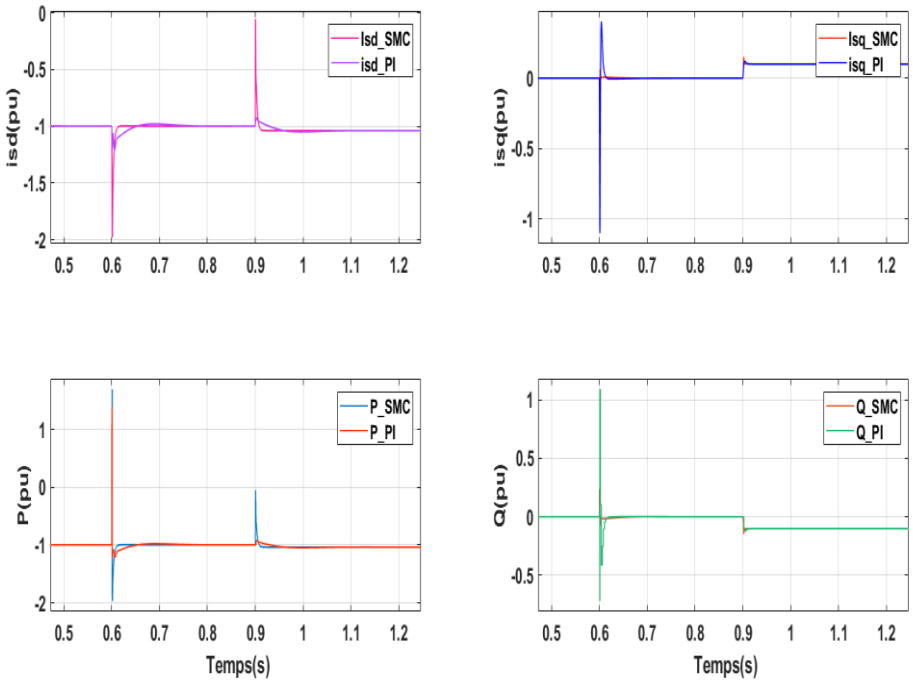


Figure IV.17 : évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour chute de fréquence utilisons la commande par mode glissant.

IV.7.1- Commande hybride(FSMC)

Les résultats de simulation montrée par les figures suivantes (IV.18) (IV.19) illustré l'efficacité de la commande hybride, nous injectons des perturbations sur le côté réseaux AC, cette perturbation est représentée par la chute de tension et chute et l'augmentation de fréquence. Les paramètres des contrôleurs FSMC (gains de normalisation) utilisés sont donnés dans le tableau1 [136] :

Tableau IV.2 : Paramètres des régulateurs FSMC utilisés

	FSMC pour la boucle de tension de bus continue					***FSMC pour la boucle des courants***				
	K_1	K2	$G_{e\text{-}Vdc}$	$G_{\Delta e\text{-}Vdc}$	$G_{\Delta u\text{-}Vdc}$	$K_{pd}=k_{pq}$	$K_{id}=k_{iq}$	G_e	$G_{\Delta e}$	$G_{\Delta u}$
FSMC	0.7	$7e^{-3}$	10	0.01	$1e^{-3}$	1	0.001	$1e^{-3}$	0.01	0.1
FSMC Chute de tension	0.7	$5e^{-3}$	10	0.01	$1e^{-3}$	1	0.001	$1e^{-3}$	0.001	5
FSMC Chute de fréquence	0.7	$5e^{-3}$	10	0.01	$1e^{-3}$	1	0.001	$1e^{-3}$	0.001	5

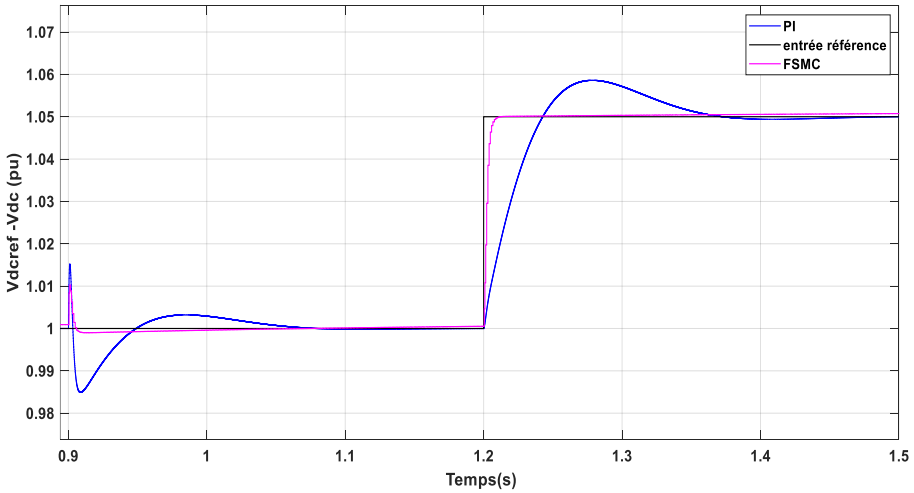


Figure IV.18 : évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande hybride.

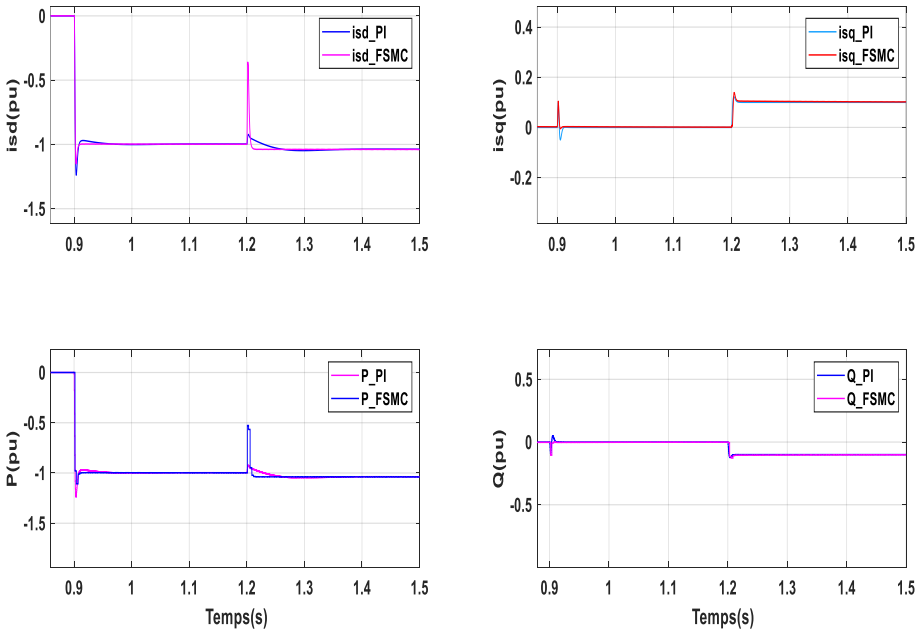


Figure IV.19 : Évolution des variables d'état i_{sd}, i_{sq}, P et Q (FSMC)

- **Le test pour la chute de fréquence**

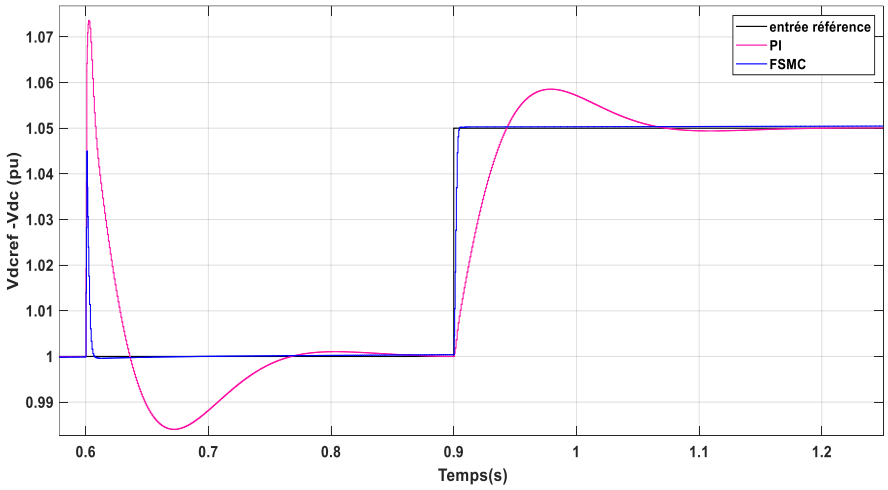


Figure IV.20 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% par l'utilisation la commande FSMC avec une chute de fréquence.

Les résultats présentés dans les figures (IV.20), (IV.21) présentée dans cette section, évalue les performances de contrôle d'un modèle de sous-station VSC-HVDC. permettent de stabiliser le système de puissance en atténuant les fluctuations des tensions du bus DC, d'amortir les oscillations des variables contrôlées (faibles dépassements et une convergence rapide par rapport aux résultats obtenus via le correcteur PI classique) et de garantir la régulation des puissances active et réactive.

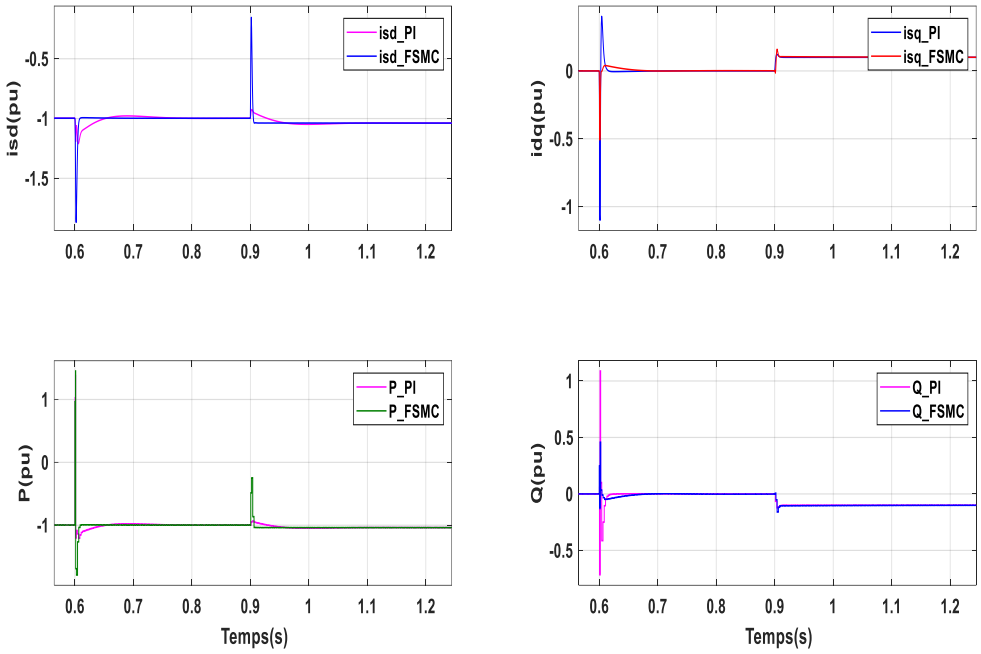


Figure IV.21 : évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour une chute de fréquence par l'utilisation de la commande hybride.

- **Le test pour la chute de tension**

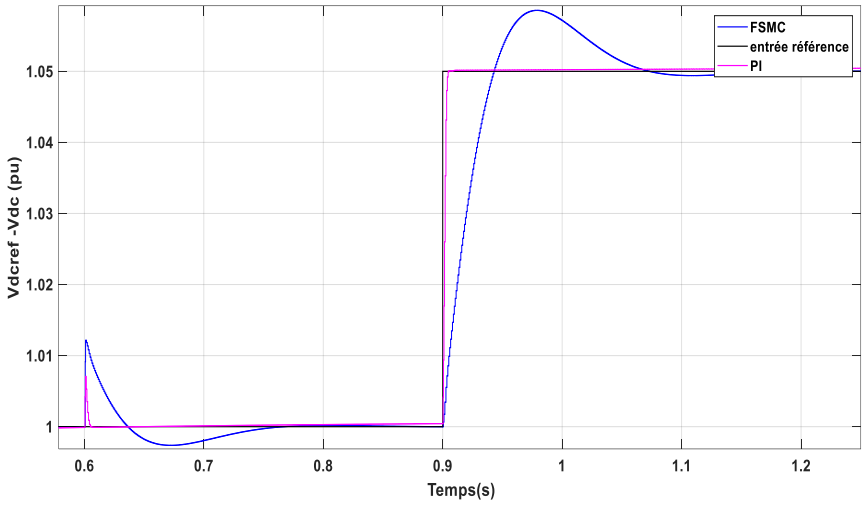


Figure IV.22 : évolution de la variable d'état V_{dc} sur V_{dc}^{ref} avec une variation de 5% avec une injection de chute de tension de côté AC par l'utilisation la commande hybride

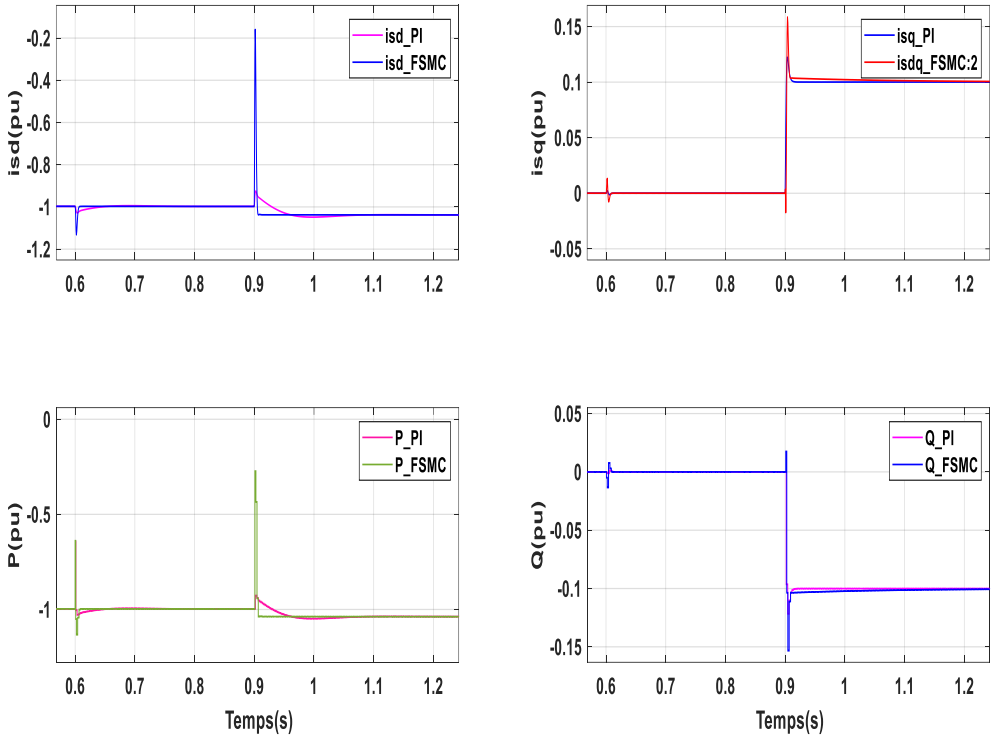


Figure IV.23 **:** évolution des variables i_{sd}, i_{sq}, P, Q pour une chute de tension par l'utilisation de la commande hybride.

Les résultats présentés dans les figures (IV.22), (IV.23), évalue les performances de contrôle d'un modèle de sous-station VSC-HVDC mode tension. permettent de stabiliser le système de puissance en atténuant les fluctuations des tensions du bus DC, d'amortir les oscillations des variables contrôlées (faibles dépassements et une convergence rapide par rapport aux résultats obtenus via le correcteur PI classique) et de garantir la régulation des puissances active et réactive.

IV.7.2- Comparaison entre les trois commandes

Afin de vérifier la robustesse de la méthode de contrôle proposée, à t = 0,6 s, nous injectons une perturbation de tension pendant un temps (0,01s) dans le réseau alternatif. La figure figures (IV.24) montré la variation de la tension Vdc sur Vdcref avec une variation de 5%

Les résultats présentés dans les figures (IV.25) (IV.26) (IV.27) présentée une chute de tension et fréquence et une augmentation de fréquence respectivement, ces résultats évaluent les performances du contrôleur utilisé dans un modèle de sous-station VSC-HVDC. Ces commandes permettent de stabiliser le système de puissance en atténuant les fluctuations des tensions du bus DC, d'amortir les oscillations des variables contrôlées (faibles dépassements et

une convergence rapide par rapport aux résultats obtenus via le correcteur PI classique) et de garantir la régulation des puissances active et réactive.

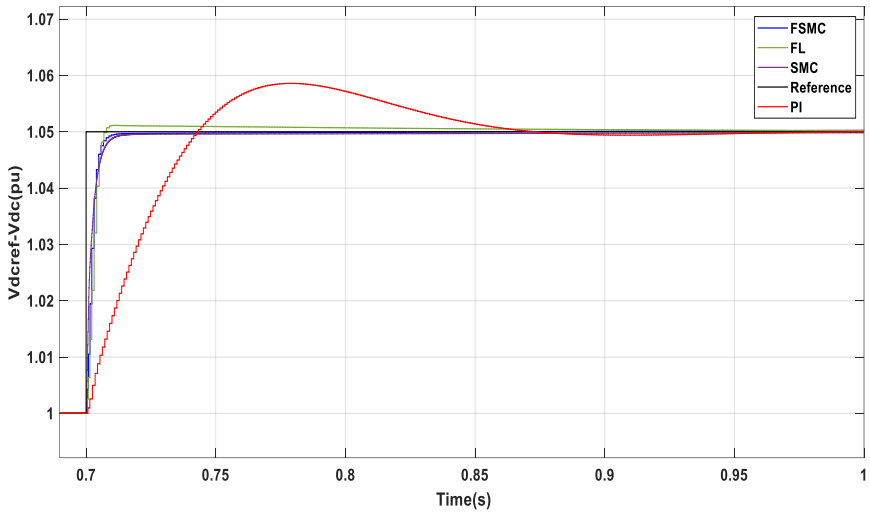


Figure IV.24 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC [136].

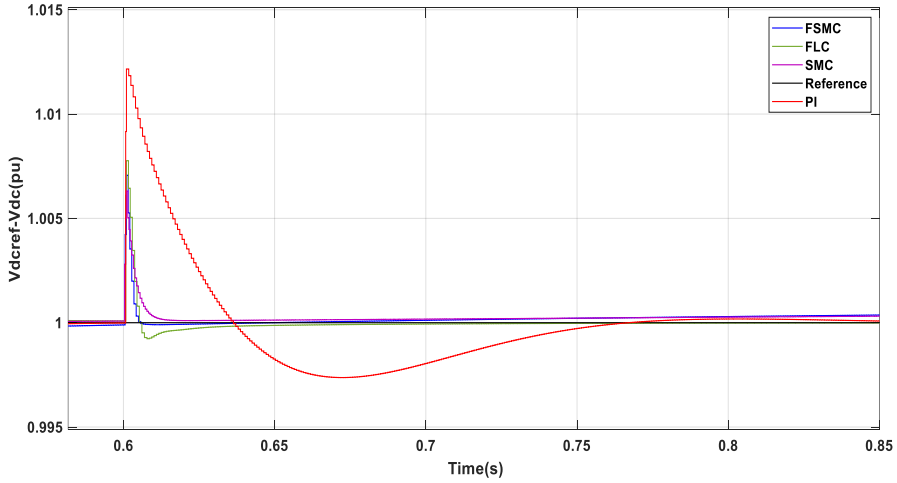


Figure IV.25 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC (chute de tension) [136].

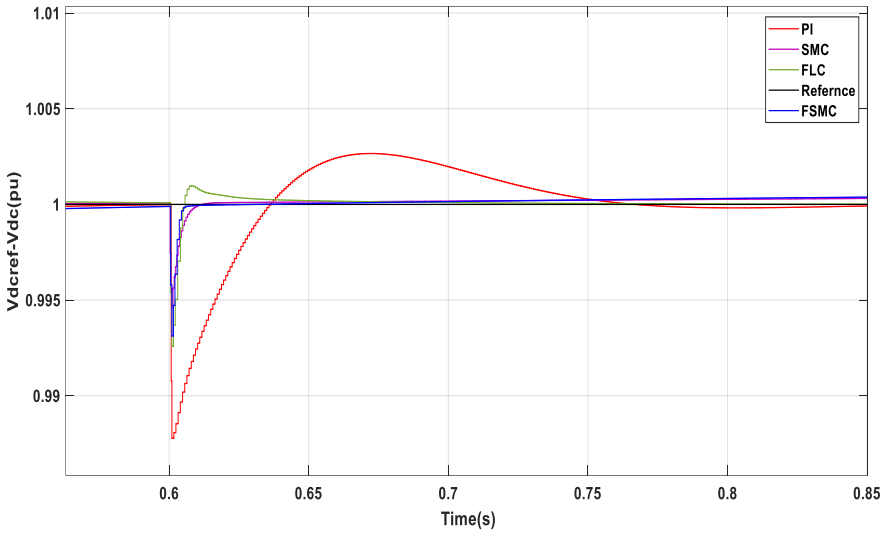


Figure IV.26 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC (augmentation de tension) [136].

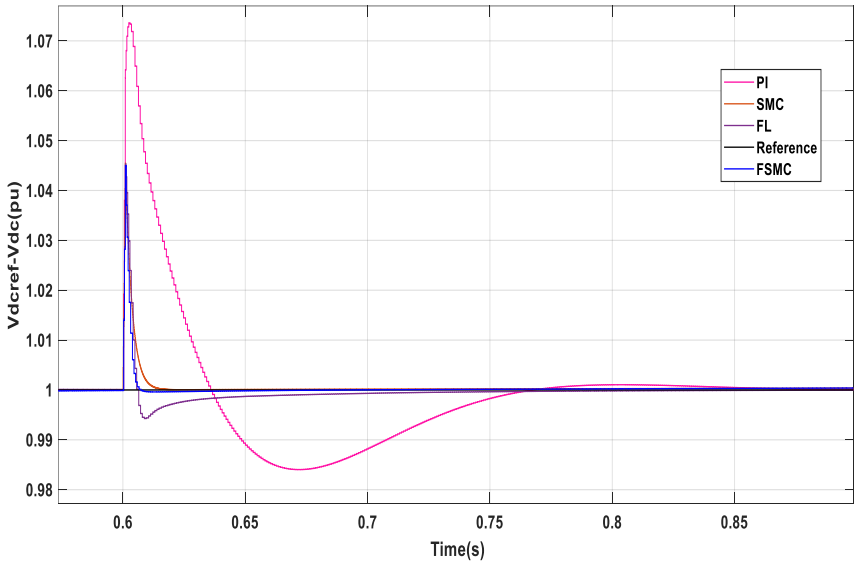


Figure IV.27 **:** évolution de la variable d'état Vdc sur Vdcref avec une variation de 5% utilisons la commande FSMC (chute de fréqeunce) [136].

IV.8-Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons appliquons la méthode de contrôle par mode glissant pour contrôler la sous-station VSC_HVDC. En raison de la nature de la commande en mode glissant, nous constatons qu'un choix approprié de surface de commutation peut atteindre des performances élevées. Il s'adapte bien aux systèmes non linéaires soumis à des perturbations.

À partir des résultats de simulation présentés dans ce chapitre, nous concluons que le réglage en mode glissant offre une amélioration significative par rapport aux contrôleurs PI traditionnels. En fait, les contrôleurs en mode glissement offrent d'excellentes performances statiques et dynamiques, ce qui se traduit par des temps de réponse rapides et aucun dépassement.

La deuxième partie était consacrée à la commande floue en mode glissant. Le but de cette commande hybride est de créer une passerelle entre la commande floue, qui a des performances incontestables, et la commande par modes glissants, qui présente une stabilité et une invariance aux paramétriques et aux perturbations. L'application de cette commande à la station vsc hvdc a donné de bons résultats en surmontant le problème de gigue de la commande en mode glissant et le manque d'outils d'analyse pour la commande de logique floue. L'efficacité de cette commande est prouvée par tous les résultats de simulation reçus.

Conclusion générale et perspective

L'électricité est une source d'énergie inégalée car la technique de production et de transport d'énergie électrique est encore en pleine évolution. Le transport d'énergie électrique représente une application très importante dans la chaine d'exploitation d'énergie électrique. En cette raison le développement des systèmes de transmission HVDC point à point est un sujet de recherche actuelle qui associe le domaine de l'électronique de puissance, des réseaux de transmission, et de la modélisation et de l'automatique. En fait, les systèmes de transmission HVDC sont largement utilisés dans les réseaux électriques actuels en raison de leur flexibilité, contrôlabilité et de leur efficacité. Aujourd'hui, le HVDC est un élément très important dans l'énergie de transmission. Dans un avenir proche, cette technique sera probablement développée de manière très intensive. L'influence sur l'avenir peut avoir une diffusion intensive des sources d'énergies renouvelables, ainsi que des parcs éoliens qui nécessitent des connexions sous-marines. De plus, le problème de panne de courant en cascade peut être réduit en l'application du HVDC. Pour mettre en œuvre le réseau requis pour l'avenir, une planification collaborative est nécessaire en utilisant une perspective à long terme du système.

Actuellement, la plupart des liaisons HVDC sont basées sur des convertisseurs AC/DC du type LCC ou VSC à deux niveaux. Dans le contexte du HVDC, il représente une percée technologique qui permet aux systèmes de contrôle de fournir plus de degrés de liberté pour assurer les performances souhaitées.

Le but du travail dans cette thèse est principalement basé sur la modélisation et le contrôle des systèmes de transmission HVDC basés sur des convertisseurs VSC. Un contrôle a été proposé pour stabiliser et améliorer le comportement dynamique de la station VSC_HVDC. Les commandes proposées combinent les techniques de logique floue (FL) et de mode glissant (SM). Les résultats de la simulation montrent que le contrôleur proposé est plus efficace dans diverses conditions de fonctionnement défavorables par rapport à d'autres techniques.

Après avoir introduit le mode de transport HVDC dans le premier chapitre de cette thèse, différentes techniques de conversion de puissance LCC et VSC ont été introduites et une étude comparative de ses différentes topologies a été réalisée. Par la suite, la modélisation du système de conversion VSC a été développée. Une technique de contrôle traditionnel pour les

convertisseurs VSC a également été discutée. Dans le chapitre III, une structure de contrôle a été développée pour assurer la stabilité et améliorer le comportement dynamique du système VSC HVDC.

Le deuxième chapitre est consacré au développement du modèle mathématique de station vsc hvdc pour référence triphasée (abc) et dans le repère synchrone (dq). Un simple régulateur linéaire du type PI est utilisé pour contrôler la station HVDC. La puissance active et la puissance réactive sont ajustées en contrôlant le courant correspondant

Une explication sur les principes de base de la théorie de logique floue, les structures et les étapes qui composent les algorithmes des contrôleurs flous du type Mamdani. Nous avons également discuté de son application dans un contrôle de saturation vsc hvdc connecté au réseau électrique. Les résultats de la simulation numérique montrent que le contrôleur flou est plus efficace que le contrôleur PI traditionnel, en particulier dans l'état transitoire. Il agit plutôt comme un absorbeur de perturbations, assurant une dynamique d'actionnement très rapide.

Une présentation théorique de commande mode glissant et l’hybridation entre la logique floue et mode glissant .Nous avons appliquons ces méthodes de contrôle pour réguler la tension continue et le courant isdq dans la station vsc hvdc. D'après les résultats de la simulation, il a été conclure que ce contrôle est une amélioration significative par rapport aux contrôleurs PI traditionnels. En effet, ces contrôleurs offrent de bonnes performances statiques et dynamiques. En fait, il offre des temps de réponse plus rapides sans dépassement, un meilleur suivi et une élimination presque complète des interférences. Les résultats obtenus démontrent l'efficacité de ces méthodes de commande, à savoir les problèmes de broutage en commande par mode glissant et le manque d'outils d'analyse en commande par logique floue.

Perspective

Nous prévoyons de poursuivre notre travail avec d’autres approches avancées avec des techniques des commandes avancées.

Annexe A

Paramètres des réseaux HVDC à base De convertisseurs VSC

Les paramètres du convertisseur VSC et du câble DC sont donnés respectivement dans Les tableaux :

Tableau A : Paramètres du VSC

	Paramètre	**Valeurs du convertisseur en haute puissance**	**Valeurs en Per unit**
Côté AC	S_{base}	1077 MV A	1 pu
	U_{gbase}	320 kV	1 pu
	R_s	0,48Ω	0.005 pu
	L_s	45 mH	0.15 pu
Côté DC	$P_{dc\ base}$	1000 MW	1 pu
	$U_{s_{base}}$	640 kV	1 pu
	C_s	50 µF	$1.25 * 10^{-3}$pu

Annexe B

B .Réglage des contrôleurs :

B.1.contrôleur des courants

Le contrôleur de courant PI a la forme suivante :

$$C_i(s) = K_{p_i} + \frac{K_{i_i}}{s} \tag{B.1}$$

Le contrôleur de courant dans le cadre dq, présenté au chapitre 2, partie II.3.1, est agencé de manière à ce que les axes d et q soient entièrement découplés. La fonction de transfert de la commande de courant est la même pour les deux axes, la fonction de transfert de la boucle de commande de courant de l'axe d est donnée.

$$\frac{i_{s_d}}{{i_{s_d}}^{ref}}(s) = \frac{1 + \frac{K_{p_i}}{K_{i_i}} s}{1 + \frac{K_{p_i} + R_s}{K_{i_i}} s + \frac{L_s}{K_{i_i}} s^2} \tag{B.2}$$

Les contrôleurs PI sont réglés en tenant compte de la méthode de placement des pôles, le dénominateur de cette fonction de transfert est comparé à une équation caractéristique souhaitée dont la dynamique est connue :

$$P(s) = 1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{{\omega_s}^2} s^2 \tag{B.3}$$

Avec :

ζ : Le taux d'amortissement

ω_n : La fréquence naturelle [rad/s]

La réponse échelonnée de ce polynôme du second ordre est présentée dans la figure B-1 pour deux valeurs d'amortissement et pour un temps de réponse souhaité à 5 % de 1 s, c'est-à-dire que la sortie du système doit entrer entre des limites de ±5 % de la valeur finale une seconde

après l'étape d'entrée. Le taux d'amortissement définit le dépassement tandis que la fréquence propre concerne la dynamique. Il existe un abaque du second ordre qui permet de trouver la fréquence propre en fonction du temps de réponse désiré à 5% et d'un taux d'amortissement. Typiquement, la valeur du taux d'amortissement est fixée à 0,7 pour obtenir un dépassement de 5 % et à 1 pour n'avoir aucun dépassement. Pour ces valeurs, la fréquence naturelle est obtenue par :

$$\omega_n = \frac{3}{t_{r_i 5\%}} \qquad if \quad \zeta = 0.7$$

$$\omega_n = \frac{5}{t_{r_i 5\%}} \qquad if \quad \zeta = 1 \tag{B.4}$$

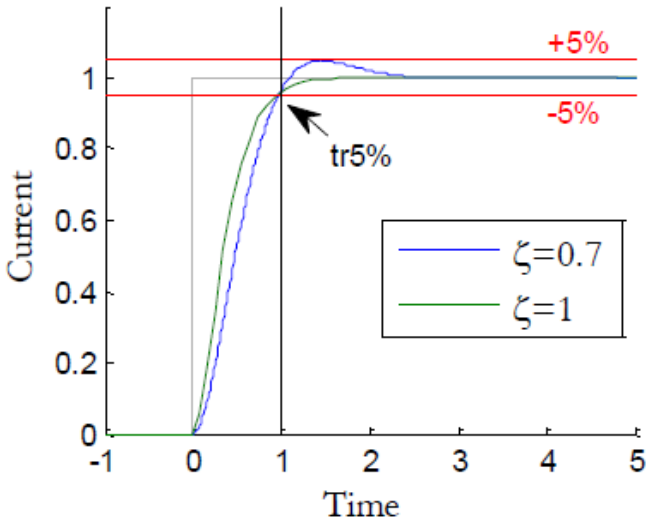


Figure B.1. Réponse échelonnée pour différentes valeurs d'amortissement et le même temps de réponse

Les paramètres du contrôleur sont réglés pour que le polynôme caractéristique de la fonction de transfert de courant corresponde au polynôme souhaité :

$$K_{i_i} = L_s {\omega_n}^2 \tag{B.5}$$

$$K_{p_i} = 2\xi\omega_n L_s - R_s \tag{B.6}$$

B.2. Régulateur de puissance

Le contrôleur de la régulateur PI a la forme suivante :

$$C_p(s) = K_{p_p} + \frac{K_{i_p}}{s} \tag{B.7}$$

Pour régler le régulateur de puissance, on considère que le temps de réponse des boucles de régulation de puissance est réglé au moins dix fois plus lent que ceux des boucles de régulation de courant, donc les boucles de régulation de courant la dynamique peut être négligées et remplacées par un simple gain unitaire. Dans ces conditions, la boucle d'asservissement de puissance présentée au chapitre 2 parties II.3.2 peut être définie par la fonction de transfert suivant :

$$\frac{P_g}{P_g{}^{ref}}(S) = \frac{1 + \frac{K_{p_p}}{K_{i_p}} s}{1 + \frac{1 + K_{p_p}}{K_{i_p}} s} \tag{B.8}$$

Cette fonction de transfert peut être assimilée à une fonction de transfert de premier ordre de constante de temps τ_p. Les paramètres du contrôleur sont réglés pour obtenir un temps de réponse souhaité :

$$K_{i_p} = \frac{1}{\tau_P} \tag{B.9}$$

$$K_{p_p} = 0 \tag{19}$$

B.3.Régulateur de tension

Le contrôleur de tension PI DC sous forme suivante

$$C_v(s) = K_{p_v} + \frac{K_{i_v}}{s} \tag{B.11}$$

De même que pour le contrôle de puissance, la dynamique de la boucle de contrôle de tension continue doit être au moins dix fois plus lente que la dynamique de la boucle de contrôle du courant pour éviter les interactions entre les deux boucles de contrôle. Une fois que la dynamique de la boucle de contrôle du courant est négligée, la boucle de contrôle de tension présentée au Chapitre 2 partie II.3.3 :

$$\frac{u_s}{{u_s}^{ref}}(s) = \frac{1}{1 + \frac{K_{p_v}}{K_{i_v}}s + \frac{C_s}{K_{i_v}}s^2} \quad \text{(B. 12)}$$

Les paramètres du contrôleur sont réglés pour que le polynôme caractéristique de la fonction de transfert de tension corresponde au polynôme de second ordre souhaité [].

$$K_{i_v} = C_s {\omega_n}^2 \quad \text{(B. 13)}$$

$$K_{p_v} = 2\zeta\omega_n C_s \quad \text{(B. 14)}$$

Références Bibliographiques

[1] H. Saad, M. Ramadan, D. E. L. U. Paris, and S. U. D. Xi, "Non-linear control and stabilization of VSC-HVDC transmission systems" Haitham Saad Mohamed Ramadan To cite this version : HAL Id : tel-00707721," 2012.

[2] M. Ayari and N. Benhadj Braiek," Approch. d'analyse Command. non linéaire systèmes Transm". HVDC, vol. 8, no. 1, pp. 17–34, 2018.

[3] M. C. Imhof, "Voltage Source Converter Based HVDC – Modelling and Coordinated Control to Enhance Power System Stability", no. 22914, 2015, doi: 10.3929/ethz-a-010525485.

[4] M. S. Akkari, "Thèse de Doctorat De l ' Université Paris-Saclay préparée à l ' École CentraleSupélec", 2016.

[5] L. Teppoz, L. Teppoz, D. De, V. S. Contrôle, and L. Teppoz, "Commande d ' un système de conversion de type VSC-HVDC" . Stabilité - Contrôle des perturbations . To cite this version : HAL Id : tel-00168414 Institut National Polytechnique de Grenoble par," 2007.

[6] U. Hadj Lakhdar -Batna, M.E. Electrotechnique, P. Par, B. Amar Asma, République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique OPTION : Maîtrise des Energies Résumé, (2016).

[7] R. B. Ahmed and B. Said, "Commandes non linéaires d'un système HVDC raccordé à une ferme éolienne offshore Présenté",2019.

[8] M. Eremia, J.A. Jardini, G. Tang, L. Toma, VSC-HVDC Transmission, 2016. https://doi.org/10.1002/9781119175391.ch4.

[9] T.W. Shire, VSC-HVDC Based Network Reinforcement, October. (2009) 80. http://repository.tudelft.nl/assets/uuid:a6809d09-31bb-4854-b513-693d3ae0bcea/VSC-HVDC_bases_network_reinforcement.pdf.

[10] M.P. Bahrman, "HVDC transmission overview", Transm. Distrib. Expo. Conf. 2008 IEEE PES Powering Towar. Futur. PIMS 2008. (2008) 1–7. https://doi.org/10.1109/TDC.2008.4517304.

[11] M.P. Why, P. Pdim-Basel, K.P.D. B-nutley, S. Williams, Ed - E, (2007) 1–2.

[12] C.K. Kim, V.K. Sood, G.S. Jang, S.J. Lim, S.J. Lee, HVDC Transmission: Power Conversion Applications in Power Systems, 2010.

[13] B.K.J. Michael P.Bahrman, IEEE march/april 2007, Ieee Power Energy Mag. (2007) 32–44..

[14] M. C. Imhof, "Modelling and Coordinated Control to Enhance Power System Stability". 2015.

[15] V.G. Agelidis, G.D. Demetriades, N. Flourentzou, "Recent advances in high-voltage direct-current power transmission systems", Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol. (2006) 206–213.

[16] H. F. L. S, “Modeling and Control of VSC-HVDC Transmissions”, 2011.

[17] M. Ramamoorty," High voltage direct current transmission", vol. 70, no. 2–3. 1989. doi: 10.1049/pe:19890020.

[18] ABB AB Grid Systems HVDC, The early HVDC development: The key challenge in the HVDC technique, (2006).

[19] A.I. Stan, D.I. Store, "Control of VSC-based HVDC Transmission System for Offshore Wind Power Plants", Spring. (2010) 101.

[20] K. Cusick, B. Klein, J. Vickers, and Jon Wellinghof, “Using Advanced Transmission Technologies to Accelerate the Transition to Clean Energy”, 2021.

[21] R. Rudervall, J. Chapentier, Raghuveer Sharma, "High voltage direct current (HVDC) transmission systems technology review paper", Energy Week. (2000) 1–19.

[22] M. Barnes, D.S. Vilchis-Rodriguez, X. Pei, R. Shuttleworth, O. Cwikowski, A.C. Smith, "HVDC Circuit Breakers-A Review", IEEE Access. 8 (2020) 211829–211848.

[23] S.I.M.F. Rodrigues, Disserta¸, "Dynamic Modeling and Control of VSC-based Multi-terminal DC Network", (2011) 1–110.

[24] N. Flourentzou, V.G. Agelidis, G.D. Demetriades,"VSC-based HVDC power

transmission systems": An overview, IEEE Trans. Power Electron. 24 (2009) 592–602.

[25] K. Eriksson and A. Sweden, “OPERATIONAL EXPERIENCE OF HVDC LIGHTTM Kjell”, vol. 2006.

[26] G. Asplund, "Application of HVDC Light to power system enhancement", 2000 IEEE Power Eng. Soc. Conf. Proc. 4 (2000) 2498–2503.

[27] S.G. Johansson, L. Carlsson, G. Russberg, Explore the power of HVDC light® - A Web based System Interaction Tutorial, 2004 IEEE PES Power Syst. Conf. Expo. 2 (2004) 839–842.

[28] P. Jones, L. Stendius, "The challenges of offshore power system construction - Troll A, electrical power delivered successfully to an oil and gas platform in the North Sea, Eur. Wind Energy Conf. Exhib". 2006, EWEC 2006. 2 (2006) 1404–1407.

[29] S. Dodds, B. Railing, K. Akman, B. Jacobson, T. Worzyk, B. Nilsson,"HVDC VSC (HVDC light) transmission"- Operating experiences, 43rd Int. Conf. Large High Volt. Electr. Syst. 2010, CIGRE 2010. (2010) 1–9.

[30] S. Delpino, D. Fabiani, G.C. Montanari, C. Laurent, G. Teyssedre, P.H.F. Morshuis, R. Bodega, L.A. Dissado,"Polymeric HVDC cable design and space charge accumulation. Part 2: Insulation interfaces", IEEE Electr. Insul. Mag. 24 (2008) 14–24.

[31] H.D. Al-Majali,"Voltage control of modified series-connected HVDC bridges, Electr. Power Syst". Res. 43 (1997) 37–44.

[32] E.N. Abildgaard, M. Molinas,"Modelling and control of the modular multilevel converter (MMC)", Energy Procedia. 20 (2012) 227–236

[33] E. N. Abildgaard and M. Molinas, “Modelling and control of the modular multilevel converter (MMC)”,Energy Procedia, vol. 20, no. Mmc, pp. 227–236, 2012, doi: 10.1016/j.egypro.2012.03.023.

[34] EDWARD WILSONKIMBARK, “Direct Current Transmission - Kimbark.pdf", IEEE Access, vol. 1, 2017.

[35] J.M. Kharade, N.G. Savagave, "A Review of HVDC Converter Topologies", Int. J. Innov. Res. Sci. Eng. Technol. (2017) 1822–1830.

[36] K.M. Vormedal, "Voltage Source Converter Technology for Offshore Grids", (2010).

[37] B.R. Andersen, L. Xu, P.J. Horton, P. Cartwright,"Topologies for VSC transmission", Power Eng. J. 16 (2002) 142–150.

[38] L. Carlsson, G. Flisberg, L. Weimers,"Recent evolution in classic HVDC", (2003) 1–6.

[39] A.M. Trzynadlowski,"Overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters", IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 1 (1996) 25–39.

[40] D.E. Montr, B. Denneti, P. De, C.P.D.E. Montr, A.L. Th, S.E. Pr, E.N.V.U.E. De, O.D.U. Dipl, M.E.D.E.P. Doctor, "Contributions a La Modelisation Et a La Validation Des Modeles De Liaisons Hvdc De Type Vsc-Mmc Dans Les Outils De Simulation Temps Reel", (2017).

[41] J. Holtz, Pulsewidth modulation - A survey, PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf. 39 (1992) 11–18.

[42] J. Jesus, R. Castro, J.M. Ferreira de Jesus,"HVDC Connection of Offshore Wind Parks : VSC vs LCC with STATCOM", Int. Conf. Power Syst. Transients (IPST2011)., Delft., Netherlands.,. (2011).

[43] J. Reeve,"Multiterminal HVDC power systems", IEEE Trans. Power Appar. Syst. PAS-99 (1980) 729–737.

[44] J.P.M. Boubou Cisse, Stephane Luchini, To cite this version :, Rev. Teledetect. 8 (2006) 17–34.

[45] P. Kohnstam,"High Voltage Direct Current Transmission HVDC Classic – LCC Technology", United States, Dep. Energy. (2013).

[46] W. Boone, P.B. Larsen, G. Wanser,"Cables for High-Voltage Direct-Current Transmission" - Part Ii., Wire. 36 (1986) 16–20.

[47] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control", IECON Proc. (Industrial Electron. Conf. 1 (1991) 819–824. https://doi.org/10.1109/iecon.1991.239183.

[48] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi,"Direct power control of PWM converter without power source voltage sensors", Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl.

Soc. 2 (1996) 941–946.

[49] V. Sood, H. Patel,"Comparison between direct and vector control strategy for VSC-HVDC system in EMTP-RV", 2010 Jt. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2010 2010 Power India. (2010).

[50] Y. Chen, W. Huang, Y. Li, H. Rao, S. Xu, G. Damm,"Nonlinear Control Design for Multi-Terminal Voltage-Sourced Converter High Voltage Direct Current Systems with Zero Dynamics Regulation", 2019 4th IEEE Work. Electron. Grid, EGRID 2019. (2019).

[51] A.A. Kadum,"PWM control techniques for three phase three level inverter drives, Telkomnika (Telecommunication Comput". Electron. Control. 18 (2020) 519–529.

[52] V. Blasko, V. Kaura,"A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter", IEEE Trans. Power Electron. 12 (1997) 116–123.

[53] S. Li, T.A. Haskew, L. Xu," Control of HVdc light system using conventional and direct current vector control approaches", IEEE Trans. Power Electron. 25 (2010) 3106–3118.

[54] J.L. Thomas, S. Poullain, A. Benchaib,"Analysis of a robust DC-bus voltage control system for a VSC transmission scheme", IEE Conf. Publ. (2002) 119–124.

[55] L. Xu, B.R. Andersen, P. Cartwright,"VSC transmission operating under unbalanced AC conditions - Analysis and control design", IEEE Trans. Power Deliv. 20 (2005) 427–434.

[56] G. Beccuti, G. Papafotiou, L. Harnefors,"Multivariable predictive control of voltage source converter HVDC transmission systems", IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 1 (2010) 3145–3152.

[57] M.M.Z. Moustafa, S. Filizadeh,"Simulation of a VSC transmission scheme supplying a passive load", IECON Proc. (Industrial Electron. Conf. (2008) 942–946.

[58] A. Lindberg, L. Lindberg,"Inner current loop for large voltage source converters operating at the low switching frequency", IEE Conf. Publ. 399 (1994) 217–222.

[59] M. Abd, E. Djalil, S.A. Zidi, S. Hadjeri, Y.D. Kobibi,"Steady-state and transient performance of HVDC link based 3-level VSC supplying a passive load Performances en régime stationnaire et transitoire de la liaison CCHT utilisant le VSC 3 niveaux alimentant une charge passive", (2015),page 80–89.

[60] C. Du, A. Sannino, M.H.J. Bollen,"Analysis of the control algorithms of voltage-source converter HVDC", 2005 IEEE Russ. Power Tech, PowerTech. (2005),page 1–7.

[61] J. Dannehl, F.W. Fuchs, S. Hansen,"PWM rectifier with LCL-filter using different current control structures", 2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE. (2007).

[62] M. Durrant, H. Werner, K. Abbott,"Model of a VSC HVDC terminal attached to a weak AC system", IEEE Conf. Control Appl. - Proc. 1 (2003) 178–182.

[63] X. Zhao, K. Li,"Control of VSC-HVDC for wind farm integration based on adaptive backstepping method", Proc. - 2013 IEEE Int. Work. Intell. Energy Syst. IWIES 2013. (2013) 64–69.

[64] L. Zhang, L. Harnefors, H.P. Nee,"Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters", IEEE Trans. Power Syst. 25 (2010) 809–820.

[65] L. Zhang, L. Harnefors, H. Nee,"Interconnection of Two Very Weak AC Systems by VSC-HVDC Links Using", IEEE Trans. Power Syst. 26 (2011) 344–355.

[66] L. Zhang, L. Harnefors, H.P. Nee," Modeling and control of VSC-HVDC links connected to island systems", IEEE Trans. Power Syst. 26 (2011) 783–793.

[67] S. Mariethoz, A. Fuchs, M. Morari,"A VSC-HVDC decentralized model predictive control scheme for fast power tracking", IEEE Trans. Power Deliv. 29 (2014) 462–471.

[68] G.H. Lee, Y. Gui, C. Kim, C.C. Chung,"Direct power control for three phase grid connected inverter via port-controlled Hamiltonian method", IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (2015) 2312–2317.

[69] D. Zhi, L. Xu,"Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance", IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 110–118.

[70] D. Zhi, L. Xu, B.W. Williams,"Improved Direct Power Control of Grid-Connected DC/AC Converters", IEEE Trans. Power Electron. 24 (2009) 1280–1292.

[71] M. Durrant, K. Aleksic, H. Werner, K. Abbott,"Comparison of LMI based H2 control designs for VSC-HVDC transmission", IFAC Proc. Vol. 16 (2005) 233–238.

[72] S. Akkari, M. Petit, X. Guillaud, J. Dai,"Modélisation ,simulation et commande des syst ` emes VSC-HVDC multi-terminaux "HAL Id : hal-01065170, (2014).

[73] M.M. de Oliveira,"Power electronics for mitigation of voltage sags and improved control of AC power systems", (2000).

[74] M. Nazari,"Control of DC voltage in Multi-Terminal HVDC Transmission (MTDC) Systems", 2014.

[75] Q. Yang, S. Le Blond, R. Aggarwal, Y. Wang, J. Li,"New ANN method for multi-terminal HVDC protection relaying, Electr. Power Syst. Res". 148 (2017) 192–201.

[76] R. Pierre,"Dynamic Modeling and Control of Multi-Terminal HVDC Grids, PhD Thesis". 072 (2014) 192.

[77] D. Van Hertem,"The use of power flow controlling devices in the liberalized market", 2009.

[78] K.M. Alawasa,"Modeling, Analysis and Simulation of Voltage Sourced Converters-Based High Voltage DC Transmission System (VSC-HVDC)"Khaled, Jordan J. Electr. Eng. 2 (2016) 199–213.

[79] Y. Chen, G. Damm, A. Benchaib, F. Lamnabhi-Lagarrigue,"Multi-time-scale stability analysis and design conditions of a VSC terminal with DC voltage droop control for HVDC networks", Proc. IEEE Conf. Decis. Control. 2015-Febru (2014) 3266–3271.

[80] C.C. Lee," Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller", Part II, IEEE Trans. Syst. Man Cybern. 20 (1990) 419–435.

[81] G. Singh, P. Kumai, and D. Goyal, “A Review : Fuzzy Logic and Its Application”, pp. 61–66, 2014.

[82] P. B. Osofisan, “Fuzzy Logic Control of the Syrup Mixing Process in Beverage Production”, Leonardo J. Sci., no. 11, pp. 93–108, 2007, [Online]. Available: http://ljs.academicdirect.org/A11/093_108.pdf

[83] N. Siddique, "Fuzzy control,Studies in Computational Intelligence", pp, 95-135, v, 517. 2014.

[84] T. Karunakar, F. T. Josh, R. Srinivasan, J. J. Joseph, P. S. Mayurappriyan, and M. S. P. Subathra, “Review And Analysis On Hybrid Control Of Fault Ride Through And Transient Stability Of Vsc-Hvdc”, vol. 13, no. 8, pp. 2181–2187, 2022, doi: 10.47750/pnr.2022.13.S08.271.

[85] T. Govindaraj, R. Rasila,"Development of fuzzy logic controller for dc–dc buck converters", Int. J. Eng. Techsci. 2 (2010) 192–198.

[86] D. CHAHIRA, Table des matières Table des matières, Réforme, Humanisme, Renaiss. 15 (2013) 83.

[87] A. Archana and L. Arun, "Synthesis Of Sliding And Integral Sliding Mode Controllers For The VSC-HVDC Transmission Link", pp. 1–7, 2017.

[88] Castillo, O., & Melin, P. (2012). Soft computing for control of non-linear dynamical systems (Vol. 63).Physica.

[89] K. Z. Meguenni, "Ingénieur d ' état en Electronique de l ' Université de Sidi Bel abbés Contrôleurs non linéaires adaptatifs pour une Suspension active d'un véhicule", 2013.

[90] E. Wibowo,"Chattering analysis of the system with higher order sliding mode control", vol. 151, pp. 10–17, 2015.

[91] R.M. Schupbach, J.C. Balda,"Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles", IEMDC 2003 - IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. 3 (2003) 1369–1374.

[92] A. O. Al-Jazaeri, L. Samaranayake, S. Longo, and D. J. Auger, "Fuzzy Logic Control for energy saving in Autonomous Electric Vehicles", 2014 IEEE Int. Electr. Veh. Conf. IEVC 2014, 2014, doi: 10.1109/IEVC.2014.7056100.

[93] J.M. Belman-Flores, D.A. Rodríguez-Valderrama, S. Ledesma, J.J. García-Pabón, D. Hernández, D.M. Pardo-Cely,"A Review on Applications of Fuzzy Logic Control for Refrigeration Systems", Appl. Sci. 12 (2022).

[94] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank,"An Introduction to Fuzzy Control, An Introd. to Fuzzy Control". (1993).

[95] J.J. Buckley, L.J. Jowers," Fuzzy sets, Stud. Fuzziness Soft Comput". 222 (2008) 9–28.

[96] D.D.E.G. Electrique, Université Mohamed Boudiaf - Msila "Thèse Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile « MASDE »", (2020).

[97] B. Abdelouahab, "Techniques de commande predictive et floue pour les systemes

d’electronique de puissance : application aux redresseurs a mli", (2010).

[98] C. Moraga, "An engineering view of fuzzy logic", (2014).

[99] J.F. Silva, D. Ph,"Advanced Control of Switching Power Converters",2011 , 10.1016/B978-0-12-382036-5.00036-7

[100] S. Wadhwani, "Speed Control of Separately Excited Dc", vol. 4, no. June, pp. 2518–2523, 2013.

[101] A. Bouafia, "Predictive Control Techniques And Fuzzy To The Power Electronics Systems: Application For PWM Rectifiers", Ph.D thesis setif Univ., 2010.

[102] Y. Dote, “Introduction to fuzzy logic,” IECON Proc. (Industrial Electron. Conf., vol. 1, no. September 2005, pp. 50–56, 1995, doi: 10.2298/fuee0502319m.

[103] M. Nilashi, K. Bagherifard, O. Ibrahim, N. Janahmadi, M. Barisami,"An Application Expert System for Evaluating Effective Factors on Trust in B2C Websites", 2011 (2011) 1063–1071.

[104] F. M. Yu, H. Y. Chung, and S. Y. Chen, “Fuzzy sliding mode controller design for uncertain time-delayed systems with nonlinear input,” Fuzzy Sets Syst., vol. 140, no. 2, pp. 359–374, 2003, doi: 10.1016/S0165-0114(02)00529-8.

[105] K. M. AKli and G. Ouahib, “Contribution à la conception des systèmes flous de type Mamdani par les algorithmes d’optimisation multi-objectif,” 2021..

[106] Castillo, O., & Melin, P. (2012). Soft computing for control of non-linear dynamical systems (Vol. 63).Physica.

[107] D. Lopez-Caiza, F. Flores-Bahamonde, S. Kouro, V. Santana, N. Müller, and A. Chub, “Sliding mode based control of dual boost inverter for grid connection,” Energies, vol. 12, no. 22, pp. 1–15, 2019, doi: 10.3390/en12224241..

[108] H. Brandtst,"unchen Sliding Mode Control of Electromechanical Systems", (2009) 1947–1952.

[109] I. M. Ross and F. Fahroo, "Legendre Pseudospectral Approximations of Optimal Control Problems", pp. 327–328, 2013.

[110] C.Edwards,S.K. Spurgeon, [Christopher_Edwards,_Sarah_K._Spurgeon]_Sliding_M(z-

lib.org).pdf, (1998) 6–10.

[111] Y. Adil,"Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique", (2011).

[112] B. GHoulem, B. Sbeti, and B. Said, "Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd Thèse Docteur en Sciences en Électrotechnique Option : Machines Electriques Contribution à la Commande d'un MASDE . Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle Présentée par ", 2020.

[113] B. Fateh, H.BENAKCHA, and A.MENACER, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d ' un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring",, 2005..

[114] M. Oussama, B. Said, and B. Tahar,"Département d ' ElectrotechniquETUDE DES HARMONIQUES ET TECHNIQUES DE COMMANDES DU FILTRE ACTIF",2016.

[115] L.E.D.D.E. Magister,"Commande Lineaire Et Non Lineaire De La Machine Asynchrone a Double Alimentation (Mada)", (2011).

[116] A. Sid, A. El,"Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", (2010).

[117] J. Borenstein, L. Feng, B. Everett," Sensors and Methods for Autonomous Mobile Robot Localization", (1996)

[118] K.Z. Meguenni, "Ingénieur d'état en Electronique de l ' Université de Sidi Bel abbés Contrôleurs non linéaires adaptatifs pour une Suspension active d'un véhicule", (2013).

[119] F. Barrero, A. González, A. Torralba, E. Galván, and L. G. Franquelo, "Speed control of induction motors using a novel fuzzy sliding-mode structure", IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 10, no. 3, pp. 375–383, 2002, doi: 10.1109/TFUZZ.2002.1006440.

[120] E. Wibowo, "CHATTERING ANALYSIS OF THE SYSTEM WITH HIGHER ORDER SLIDING MODE CONTROL", vol. 151, pp. 10–17, 2015.

[121] V.S. Bandal,"a Literature Review Multi-Level Inverter Topologies and Sliding Mode Control Strategies", 3 (2017) 16–40.

[122] S. Mahfoud, A. Derouich, N. El Ouanjli, T. Mohammed, A. Hanafi,"Field oriented

control of doubly fed induction motor using speed sliding mode controller", E3S Web Conf. 229 (2021) 1–12.

[123] E. Netzahuatl, D. Cortes, M.A. Ramirez-Salinas, J. Resa, L. Hernandez, F.D. Hernandez, "Modeling, design procedureand control of a low-cost high-gain multi-input step-up converter", Electron. 8 (2019) 1–24.

[124] V.I. Utkin, Survey Paper: "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Trans. Automat. Contr. 22 (1977) 212–222.

[125] I. Eker,"Second-Order Sliding Mode Control with PI Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant", Arab. J. Sci. Eng. 37 (2012) 1969–1986.

[126] I. Bsili, J. Ghabi, H. Messaoud,"Discrete time quasi-sliding mode control of nonlinear uncertain systems", Int. J. Model. Identif. Control. 29 (2018) 100–108.

[127] J.J.E. Slotine,"Sliding controller design for non-linear systems", Int. J. Control. 40 (1984) 421–434.

[128] M. Cucuzzella,"Design and Analysis of Sliding Mode Control Algorithms for Power Networks",2017.

[129] B. A. Th, K. Farid, and E. Najib,"Contribution à la commande adaptative floue pour les systèmes non linéaires discrets incertains", 2019.

[130] P. Djondiné, "Étude Des Comportements Chaotiques Dans Les Convertisseurs Statiques", (2015).

[131] A. Ramdane, A. Betta, F. Naceri, S. Ramdane,"A comparative performance analysis based on artificial intelligence techniques applied to three-phase induction motor drives", Int. J. Eng. Model. 28 (2015) 61–73.

[132] F.A. Patakor, M. Sulaiman, Z. Ibrahim, "Adaptive sliding mode for indirect field oriented control of induction motor", Proc. 2011 IEEE Student Conf. Res. Dev. SCOReD 2011. (2011) 289–293.

[133] H. Bühler,"Réglage par Logigue Floue", Eur. J. Eng. Educ. 20 (1995) 388–389.

[134] Z. Bin, M. Lili, D. Hao,"Principle of optimal voltage regulation and energy-saving for induction motor with unknown constant-torque working condition", IEEE Access. 8

(2020) 187307–187316.

[135] M. Muniappan,"A comprehensive review of DC fault protection methods in HVDC transmission systems",vol. 9, pp. 1–20, 2021.

[136] R. Babouche, N. Henini, K. Saoudi, and A. Tlemcani,"A robust intelligent nonlinear control for a VSC-based HVDC station", Prz. Elektrotechniczny, vol. 98, no. 12, pp. 173–177, 2022, doi: 10.15199/48.2022.12.40.

[137] Babouche, R., Henini, N., Saoudi, K., Ameur, T.E. (2021)."Sliding Mode Control of Voltage Source Converter Based High Voltage Direct Current System". In: Chiba, Y., Tlemçani, A., Smaili, A. (eds) Advances in Green Energies and Materials Technology. Springer Proceedings in Energy. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-16-0378-5_28

[138] N. R. Watson and J. D. Watson, “An overview of HVDC technology,” Energies, vol. 13, no. 17, 2020, doi: 10.3390/en13174342.

[139] M.H. Okba, M.H. Saied, M. Z. Mostafa, and T. M. Abdel-Moneim,"High voltage direct current transmission - A review", part I," in Energytech, IEEE, pp. 1-7, 2012.

[140] Pascal Monjean,"Optimisation de l’architecture et des flux énergétiques de centrales à énergies renouvelables offshore et onshore équipées de liaisons en continu",l’École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Ph.D. dissertation, September 2012.

[141] R. Pierre, "Dynamic Modeling and Control of Multi-Terminal HVDC Grids", PhD Thesis, vol. 072, p. 192, 2014

[142] Siemens. High Voltage Direct Current-Proven Technology for Power Exchange. Siemens publication, 2005. (Cited on pages 2 and 17.)

[143] B.R. Andersen, L. Xu, P.J. Horton and P Cartwright. Topologies for VSC transmission. Power Engineering Journal, vol. 16, no. 3, pages 142-150, Jun 2002. (Cited on pages 2 and 17.