

La République algérienne démocratique et populaire

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

**UNIVERSITÉ AMAR TELIDJI LAGHOUAT**

**FACULTE DE SCIENCE ET TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE**



**MEMOIRE DE MASTER**

**DOMAINE : Science et Technologie**

**FILIERE : ÉLECTRONIQUE**

**OPTION : INSTRUMENTATION**

**Thème**

---

# Commande système UPFC

---

**Présenté par**

**BABAGHAYOU IMMAD EDDINE**

**ZAHOUANI AHMED MOUNIR**

SOUTENU LE 01 OCTOBRE 2020, DEVANT LE JURY COMPOSE DE :

Mme. CHETTIH Saliha

Prof

Président

Mme .BENKOUIDER Fatima

MA.A

Examineur

Mr. DEBGH Mazen

MC.B

Encadreur

**LAGHOUAT**

*Promotion : 2019-2020*

# *Remerciement*

*Je remercie ALLAH le Tout-puissant de m'avoir donné le courage,  
la volonté et la patience de mener à terme ce présent travail.*

*Je tiens à remercier Mr dabbagh mazin , qui a accepté de m'encadrer, et je  
lui exprime particulièrement toute ma reconnaissance pour  
m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, ses qualités humaines et  
sa constante disponibilité.*

*Mes remerciements vont également à tous les enseignants du département  
d'électronique de 'Université de laghouat .*

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*

# SOMMAIRE

## LA LISTE DES FIGURES

## LA LISTE DES TABLEAU

## LISTE DES ABRÉVIATIONS

## INTRODUCTION GENERALE ..... 1

### CHAPITRE I :SYSTEME FACTS ET MODELISATION UPFC

INTRODUCTION.....	3
I.1 ROLE DES DISPOSITIFS FACTS .....	4
I.2 DISPOSITIFS FACTS .....	5
I.2.1 Compensateurs Parallèles.....	6
I.2.1.A Compensateurs Synchrones Statiques (STATCOM) : .....	6
I.2.1.B Configuration du Circuit et Principe de Fonctionnement .....	7
I.2.2 Compensateurs séries (compensateur d'impédances).....	7
I.2.3 Compensateur Universel (UPFC).....	9
I.2.4 Avantage technique des dispositifs FACTS.....	9
I.3 MODELISATION DU L'UPFC.....	10
I.3.1 Configuration et structure de l'UPFC.....	10
I.3.2 Modélisation du système de l'UPFC .....	12
I.3.2.A Modélisation de la partie série (UPFC série).....	13
I.3.2.B Modélisation de la partie shunt (UPFC shunt).....	15
I.3.2.C Modélisation de la branche continue de l'UPFC.....	15
CONCLUSION : .....	17

### CHAPITRE II :COMMANDE CLASSIQUE DE L'UPFC

INTRODUCTION.....	18
II.1 CONFIGURATION DE MODE DE REGLAGE DE L'UPFC .....	18
II.2 DESCRIPTION DU SYSTEME DE COMMANDE DE L'UPFC SERIE .....	19
II.3 - SCHEMA DE CONTROLE DU SYSTEME UPFC.....	20
II.4 -CONTROLE AVEC UN PI-DECOUPLE.....	20
II.5 - CALCUL DES PARAMETRES DU REGULATEUR PI.....	22

II.6 RESULTATS DE LA SIMULATION .....	23
---------------------------------------	----

### **CHAPITRE III :COMMANDE FLOUE DE L'UPFC**

INTRODUCTION : .....	29
III.1 NOTIONS FONDAMENTALES DE LA LOGIQUE FLOUE .....	29
III.1.1 Principe et définitions.....	29
III.1.2 Les opérateurs des ensembles flous .....	32
III.1.3 Inférence .....	33
III.1.4 Méthode d'inférence Max-Min.....	36
III.1.5 Méthode d'inférence Max-Produit.....	39
III.1.6 Méthode d'inférence Somme-Produit .....	39
III.1.7 Défuzzification.....	40
III.2 COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE.....	43
III.3 APPLICATION DU REGULATEUR PI- FLOU AU SYSTEME UPFC .....	45
III.4 BASE DE REGLES .....	46
III.5 RESULTATS DE SIMULATION.....	47
CONCLUSION .....	50

### **CHAPITRE IV :COMMANDE RST**

INTRODUCTION : .....	51
IV.1 REGULATEURS NUMERIQUES : .....	52
IV.2 PRESENTATION DE LA COMMANDE RST : .....	52
IV.2.1 Structure d'un régulateur RST : .....	53
IV.2.1.A Principe de régulateur : .....	53
IV.2.1.B Principe de calcul de régulateur RST : .....	54
IV.2.1.C Résolution de l'équation de Diophantine:.....	55
IV.2.2 Stratégie de placement de pôles robustes : .....	57
IV.2.3 Application : .....	57
IV.2.3.A Application à la régulation de la Vitesse : .....	57
IV.2.4 Les Avantages de régulateur RST : .....	60
CONCLUSION : .....	62

<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>63</b>
----------------------------------	-----------

# La liste des figures

## CHAPITRE I : SYSTEME FACTS ET MODÉLISATION UPFC

FIGURE I.1- SCHEMA BLOC D'UN COMPENSATEUR PARALLELE. ....	6
FIGURE I.2 - SCHEMA BLOC D'UN COMPENSATEUR SERIE.....	8
FIGURE I.3- SCHEMA BLOC D'UN COMPENSATEUR UNIVERSEL (UPFC). ....	9
FIGURE I.4 : SCHEMA DE PRINCIPE DE L'UPFC. ....	11
FIGURE I.5 : CIRCUIT EQUIVALENT DE L'UPFC.....	12
FIGURE I.6 : BLOC DE SIMULATION DE LA LIGNE DE TRANSMISSION.....	14

## CHAPITRE II : COMMANDE CLASSIQUE DU L'UPFC

FIGURE II.1- SCHEMA DE CONTROLE DE L'UPFC.....	19
FIGURE II.2- SCHEMA DE CONTROLE DU SYSTEME UPFC SERIE.....	20
FIGURE II.3- SCHEMA DE CONTROLE DE LA PARTIE SHUNT ET LA BRANCHE CONTINUE DE L'UPFC .....	21
FIGURE II.4- COMMANDE PI-D DE L'UPFC SERIE.....	21
FIGURE II.5- COMMANDE PI-D DE L'UPFC SHUNT. ....	22
FIGURE II.6- REPONSES DES PUISSANCES : (A) : ACTIVE, (B) : REACTIVE .....	25
FIGURE II.7- COURANT DE PHASE.....	25
FIGURE II.8- COMPORTEMENT DU REGLAGE DE LA TENSION CONTINUE LORS D'UNE VARIATION BRUSQUE DE LA PUISSANCE ACTIVE. ....	26
FIGURE II.9- SYSTEME PERTURBE : (A) : PUISSANCE ACTIVE, (B) : PUISSANCE REACTIVE .....	27

## CHAPITRE III : COMMANDE FLOUE DE L'UPFC

FIGURE III.1 : EXEMPLE D'ENSEMBLES CONSIDERES EN LOGIQUE BOOLEENNE. ....	30
FIGURE III.2 : EXEMPLE D'ENSEMBLES CONSIDERES EN LOGIQUE FLOUE. ....	30
FIGURE III.3 : REPRESENTATION D'UN ENSEMBLE FLOU PAR SA FONCTION D'APPARTENANCE.....	31
FIGURE IV.4 : CAS DE L'ENSEMBLE FLOU « TIEDE » DE LA VARIABLE TEMPERATURE .....	32
FIGURE III.5 : OPERATEURS LOGIQUES DES (A) ENSEMBLES FLOUS, (B) ENSEMBLES BOOLEENNES. ....	35

FIGURE III.6 : METHODE D'INFERENCE MAX-MIN (MAMDANI) .....	38
FIGURE III.7 : METHODE D'INFERENCE MAX-PRODUIT (LARSEN) .....	41
FIGURE III.8 : DEFUZZIFICATION DE LA SORTIE UTILISANT DEUX REGLES .....	42
FIGURE III.9 : SCHEMA PRINCIPE D'UN CONTROLEUR FLOU DE TYPE P.D.....	43
FIGURE III.10 : SCHEMA PRINCIPE D'UN CONTROLEUR FLOU DE TYPE PI.....	44
FIGURE III.11 : STRUCTURE D'UNE REGULATION PAR LOGIQUE FLOUE.....	44
FIGURE III.12 : FONCTION D'APPARTENANCE DE E ET DE .....	46
FIGURE III.13 : FONCTION D'APPARTENANCE DE DU.....	46
FIGURE III.14 : REGULATION PAR PI-FLOU. ....	47
FIGURE III.15 : REPONSE DE LA PUISSANCE ACTIVE PS. ....	48
FIGURE III.16 : REPONSE DE LA PUISSANCE REACTIVE QS.....	48
FIGURE III.17: VARIATION DU COURANT TRIPHASE DE LA PARTIE SERIE .....	49
FIGURE III.19: VARIATION DE TENSION VDC.....	50

#### **CHAPITRE IV :COMMANDE RST**

FIGURE IV.1 : SCHEMA FONCTIONNEL GENERAL D'UN SYSTEME ASSERVI NUMERIQUE. ....	51
FIGURE IV.2 : SYSTEME EN BOUCLE FERMEE AVEC UN REGULATEUR <i>RST</i> EN PRESENCE DE PERTURBATION EN SORTIES ET DE BRUITS DE MESURE. ....	53
FIGURE V.3 : BLOC DE REGULATION DE VITESSE EN BOUCLE FERMEE.....	58
FIGURE IV.4 CONSTRUCTION DES POLES.....	60

# La liste des Tableau

CHAPITRE II :COMMANDE CLASSIQUE DE L'UPFC.....	18
TABLEAU II.1 : LES PARAMETRES DU REGULATEUR PI. ....	23
CHAPITRE III :COMMANDE FLOUE DE L'UPFC.....	29
TABLEAU III.1 : MATRICE D'INFERENCES COMPLETES .....	36
TABLEAU III.2 TABLE DES REGLES A SEPT CLASSES. ....	47

## Liste des abréviations

**FACTS:** Flexible Alternating Current Transmission Systems.

**GTO:** Gate Turn Off.

**STATCOM:** Static Synchronous Compensator.

**STATCON:** Static Condenser.

**SVC:** Static Var Compensator.

**UPFC:** Unified Power Flow Controller.

**SSSC:** Static Synchronous Serie Capacitor.

**IGBT:** Insulate Gate Bipolar Transistor.

**MLI:** Modulation de Largeur d'Impulsion.

**ASVC:** Advanced Static Van Compensator.

**SVG:** Static Var Generator.

**INTRODUCTION**

**GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE

L'industrialisation et la croissance de la population sont les premiers facteurs pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente régulièrement. Ainsi, pour avoir un équilibre entre la production et la consommation, il est à première vue nécessaire d'augmenter le nombre de centrales électriques, des lignes, Des transformateurs etc., ce qui implique une augmentation de coût et une dégradation du milieu naturel. En conséquence, il est aujourd'hui important de travailler proche des limites de stabilité afin de Satisfaire ces nouvelles exigences.

Nouveau paradigme pour la gestion et la conduite des réseaux électriques. Cette profonde mutation intervient alors que les réseaux électriques ont déjà connu ces dernières années un accroissement considérable des interconnexions à travers le Continent.

Nous complétons l'action en mettant en œuvre des dispositifs électroniques de puissance à grande vitesse de réponse, récemment développés et connus sous l'appellation FACTS (Flexible Alternative Curent Transmission System) pour le contrôle des réseaux .

Le développement récent des dispositifs FACTS ouvre de nouvelles perspectives pour une exploitation plus efficace des réseaux par action continue et rapide sur les différents paramètres du réseau (déphasage, tension, impédance). Ainsi, les transits de puissance seront mieux contrôlés et les tensions mieux tenues, ce qui permettra d'augmenter les marges de stabilité ou de tendre vers les limites thermiques des lignes.

Les études de stabilité transitoire concernent les grandes perturbations comme le court-circuit la perte d'ouvrage ou de groupe de production etc. La conséquence de ces défauts peut être très grave, pouvant même conduire à l'effondrement complet du réseau.

L'objectif de ce travail est l'utilisation une technique artificielle pour améliorer la régulation de l'UPFC. On va appliquer la logique floue dans ce travail.

Ce travail s'articule autour de la stabilité transitoire d'un réseau électrique en utilisant le plus puissant des dispositifs FACTS, l'UPFC (Unified Power Flow Controller) qui est constitué de deux parties :

Une partie en parallèle qui injecte du courant au réseau,

Une partie en série qui injecte une tension en série avec le réseau.

Notre mémoire est constitué de 4 chapitres :

**Chapitre I** : présente les différentes structures de FACTS (parallèle, série et hybride) et modélisation mathématique de l'UPFC.

**Chapitre II** : présente la modélisation du compensateur de flux de puissance UPFC.

**Chapitre III** : présente la méthode de la régulation, Utilisant PI classique et les résultats de la simulation.

**Chapitre IV** : présente la commande floue de l'UPFC et les résultats de la simulation.

**Chapitre V** : présente la méthode RST.

# CHAPITRE I :

# SYSTEME FACT

**CHAPITRE I : SYSTEME FACTS ET MODELISATION UPFC**

**Introduction**

Le secteur de la fourniture d'énergie connaît une mutation rapide sous l'effet de la dérégulation et de la privatisation. Des années de sous-investissement dans des nombreux réseaux de transport obligent les exploitants à augmenter la capacité de transit des lignes existantes, à accroître les échanges d'énergie transfrontaliers et à résoudre les problèmes de qualité de l'alimentation électrique.

Pour des raisons économiques et des contraintes écologiques, les recours à la construction de nouveaux ouvrages sont repoussés. L'alternative est de multiplier les interconnexions et d'augmenter les capacités de transport des ouvrages existants obligeant ainsi l'exploitation des lignes de transport dans des conditions critiques.

La perturbation inévitable telle que les court-circuit, les indisponibilités momentanées de lignes, de générateurs ou de transformateurs (de l'ordre de milliers d'incidents par année) ainsi que les pertes dans les lignes et les aléas de consommation pouvant affecter le réseau à tout instant et l'amener en dehors de sa zone de stabilité. Dans une ligne de transport, le flux de puissance est déterminé par trois paramètres électriques, produit par une variation de la puissance à travers la ligne de transport.

Les moyens classiques de contrôle de réseaux à savoir les transformateurs à prises réglables en charge, les transformateurs à décalage d'angle, les condensateurs et inductances additionnelles commutés par disjoncteurs pour une compensation série et parallèle, les modifications de consigne de production de puissances active et réactive s'avèrent trop lentes et insuffisantes pour répondre efficacement aux perturbations des réseaux.

Le développement de l'électronique de puissance a cependant permis, depuis la fin des années 70, de mettre au point et d'exploiter des dispositifs capables de modifier en permanence, et très rapidement, les différents paramètres physiques qui régissent les transits de puissance dans les réseaux électriques. Ils permettent en outre, de mieux utiliser la capacité de transport de réseaux en équilibrant les charges de la meilleure façon possible. Ces dispositifs sont connus sous le nom « FACTS ».

### **I.1 Rôle des dispositifs FACTS**

Le développement des dispositifs FACTS est essentiellement dû aux progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance et plus particulièrement des éléments commandables tels que le thyristor et le thyristor GTO.

Les FACTS représentent une alternative aux dispositifs de réglage de puissance utilisant des techniques passives : bobine d'induction et condensateur déclenchés par disjoncteur, transformateur déphaseur à régleur en charge mécanique, etc. dans les dispositifs FACTS, les interrupteurs électromécaniques sont remplacés par des interrupteurs électroniques. Ils disposent ainsi de vitesses de commande très élevées et ne rencontrent pas les problèmes d'usure de leurs prédécesseurs. De ce fait, les FACTS possèdent une très grande fiabilité et une flexibilité pratiquement sans limite.

Dans un réseau électrique, les FACTS permettent de remplir des fonctions tant en régime stationnaire qu'en régime transitoire. Ils agissent généralement en absorbant ou en fournissant de la puissance réactive, en contrôlant l'impédance des lignes ou en modifiant les angles des tensions. En régime permanent, les FACTS sont utilisés principalement dans les deux contextes suivants :

- Le maintien de la tension à un niveau acceptable en fournissant de la puissance réactive lorsque la charge est élevée et que la tension est trop basse, alors qu'à l'inverse ils en absorbent si la tension est trop élevée.
- Le contrôle des transites de puissances de manière à réduire, voire supprimer, les surcharges dans les lignes ou les transformateurs ainsi que pour éviter les flux de bouclage dans le réseau. Ils agissent alors en contrôlant la réactance des lignes et en ajustant les déphasages.

Additionnement à leur vitesse de commande élevée, les FACTS possèdent de nombreuses qualités en régime dynamique. Ils permettent en particulier :

- ✓ D'accroître la réserve de stabilité transitoire.
- ✓ D'amortir les oscillations de puissance.
- ✓ De supporter de manière dynamique la tension.

Les dispositifs FACTS ont également une action bénéfique sur les niveaux des courants de court-circuit ainsi qu'en cas de résonance hypo synchrone.

### **I.2 Dispositifs FACTS**

Les programmes FACTS ont été lancés par Electric Power Research Institute (EPRI) de Palo Alto, Californie, en collaboration avec des manufacturiers d'équipements des Pet compagnies d'électricité. [1] [2] [3]

Les principaux systèmes FACTS peuvent être classés en trois catégories :

1. Compensateur Shunt.
2. Compensateur Série.
3. Compensateur Shunt-Série.

Le dispositif statique que ce soit TCSC ou SVC est devenu un équipement important grâce aux avantageux résultants de son utilisation dans les réseaux de transport et de distribution d'électricité.

En ce qui concerne son utilisation dans les réseaux de transport et distribution, il améliore la stabilité des réseaux et le comportement de la tension, limite les pertes en lignes par la réduction de transport des puissances réactives et augmente la capacité de transport.

Pour les réseaux industriels qui sont caractérisés par des fortes et rapides fluctuations de l'énergie réactive, il réduit l'influence perturbatrice telle que l'effet de papillotement et les fortes baisses de tension. Les objectifs cités ci-dessus peuvent être réalisés simultanément. Le but étant d'obtenir une grande sécurité de service du réseau et donc une augmentation de la rentabilité. Le compensateur a de bonnes performances dynamiques (temps de réponse de quelque dixième de secondes).

Il est cependant considéré comme un appareil onéreux tant en investissement qu'en exploitation, en raison des pertes dont il est le siège et les harmoniques des basses fréquences qu'il engendre. Ces harmoniques peuvent provoquer de graves problèmes (amplification des tensions du réseau).

Le contrôleur universel d'écoulement de puissance UPFC, demeure le plus sophistiqué des dispositifs FACTS. Cela est dû essentiellement aux différentes techniques de commande qui lui donnent le caractère de flexibilité, lors d'une perturbation quelconque, en agissant par un effet de compensation de type série ou parallèle.

### **I.2.1      Compensateurs Parallèles**

Pour éviter les pertes par effet joule, sur les lignes à haute tension dans les réseaux interconnectés, causées par des courants inductifs (dû principalement au consommateur et aussi à la ligne elle-même) et pour éviter aussi les chutes de tension résultantes, Il convient de compenser la puissance réactive.

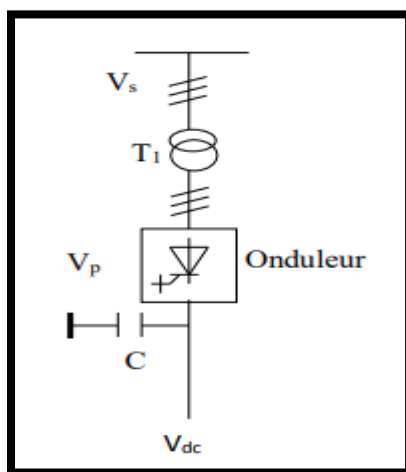
Par le contrôle du flux de la puissance réactive dans la ligne, les compensateurs parallèles (appelés aussi compensateurs d'énergie réactive) permettent de maintenir la tension de réseau au point de connexion dans une plage bien déterminée.

Parmi les compensateurs les plus répandus, on peut citer : [4]

- **SVC:** Static Var Compensator.
- **STATCOM:** Static Compensator.
- **STATCON:** Static Condenser.
- **ASVC:** Advanced Static Van Compensator.
- **SVG:** Static Var Generator.

#### **I.2.1.A      Compensateurs Synchrones Statiques (STATCOM) :**

Le compensateur synchrone statique (STATCOM), représenté dans la Figure I.1, est constitué d'une source de tension synchrone à semi-conducteurs, analogue à une machine synchrone qui fournit un ensemble équilibré de trois tensions sinusoïdales à la fréquence fondamentale ( $\omega$ ) avec des amplitudes et des angles de phase réglables.



**Figure I.1- Circuit électronique d'un Compensateur parallèle.**

### **I.2.1.B Configuration du Circuit et Principe de Fonctionnement**

Dans cette application, illustrée par la figure I.1, l'onduleur parallèle (onduleur1) est relié par l'intermédiaire du transformateur de couplage ( $T_1$ ) au départ de la ligne de transmission (de transport) de tension  $V_s$ . La Puissance réactive est variée par ajustement de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur. [5]

Pour un meilleur contrôle de l'onduleur, on doit prévoir plusieurs circuits de réglage. Avec un réglage interne, on contrôle le courant triphasé. Les consignes sont fournies par deux circuits de réglage superposés, qui fonctionnent en parallèle.

La source d'énergie continue (DC) est représentée par un condensateur de tension  $V_{dc}$  de sorte que l'échange d'énergie en régime permanent entre le compensateur statique et le système AC soit uniquement réactif. Un réglage de la tension  $V_{dc}$  à une valeur constante, permet une modulation sinusoïdale de l'onduleur dans toute la plage de fonctionnement. Le réglage de la puissance réactive est assuré, permettant d'absorber ou de fournir de la puissance réactive au réseau.

Les fonctions réalisées par le STATCOM se résument comme suit :

- Augmentation de la capacité de transport et diminution des variations de tensions (stabilité dynamique en tension).
- Amélioration de la qualité d'énergie, meilleure stabilité en puissance.
- Equilibre dynamique des charges.
- Support de la tension en régime permanent.

### **I.2.2 Compensateurs séries (compensateur d'impédances)**

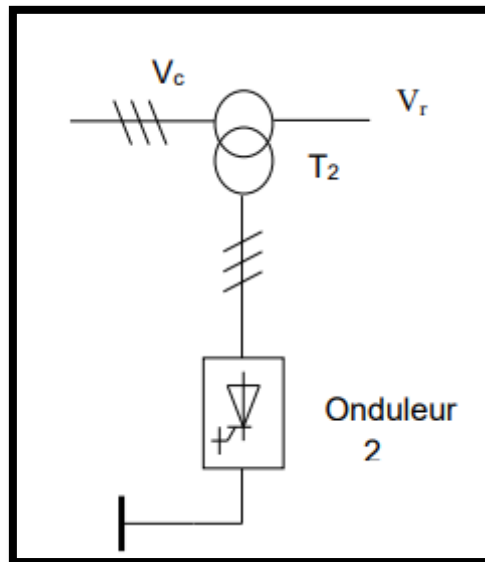
Une méthode efficace et économique, permettant d'améliorer le transfert de puissance qui consiste à utiliser des condensateurs en série pour compenser la réactance à travers une ligne longue de transport d'énergie électrique.

Par l'ajustement de l'impédance de la ligne, on peut contrôler le transit de puissance active dans la ligne. Parmi ces compensateurs, on peut citer :

- **TCSC** : Thyristor Controlled Series Capacitor (Compensateur série fixe commandé par thyristors).
- **SSSC** : Static Synchronous series capacitor (compensateur série synchrone statique).

**A. Compensateur série synchrone statique (SSSC)**

Le Compensateur SSSC (figure I.2) est composé d'un convertisseur à source de tension branché en série avec la ligne de transmission à travers un transformateur de couplage série, ainsi qu'un condensateur capable d'imposer une tension continue constante ( $V_{dc}$ ). [4]



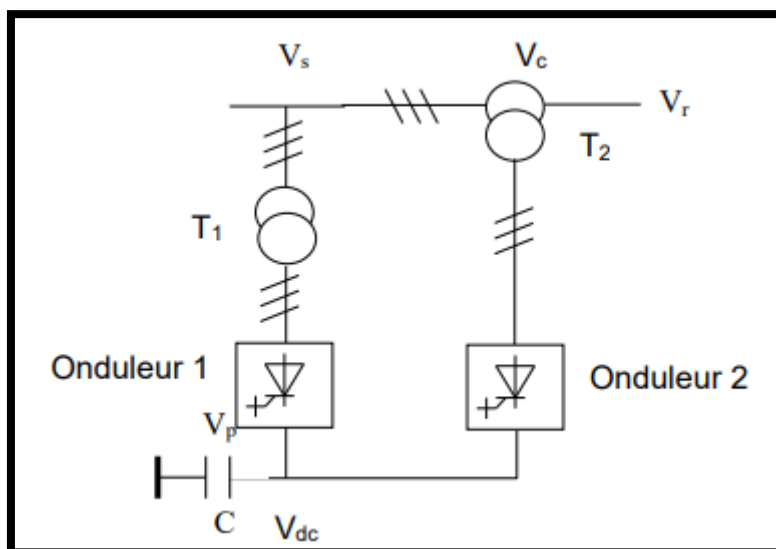
**Figure I.2 - Circuit électronique d'un compensateur Série**

**B. Configuration du circuit et principe de fonctionnement**

Selon la Figure I.2, l'onduleur série (onduleur 2) injecte par l'intermédiaire du transformateur ( $T_2$ ), une tension additionnelle ( $V_c$ ) entre le départ de la ligne (Sending end) et l'arrivée (receiving end) à la tension  $V_r$ .

La tension injectée  $V_c$  peut être commandée en amplitude et en phase. Si l'on désire assurer que la compensation de la puissance réactive, seule l'amplitude de la tension est commandée puisque le vecteur de la tension injectée  $V_c$  est en quadrature avec le courant de la ligne, donc l'addition de cette tension peut faire avancer ou retarder le courant de la ligne de  $\frac{\pi}{2}$ . Ce dispositif ne permet pas de fournir ou d'absorber de la puissance active, sauf celle prise du système pour compenser les pertes.

**I.2.3 Compensateur Universel (UPFC)**



**Figure I.3- Circuit électronique d'un Compensateur Universel (UPFC).**

Parmi les systèmes FACTS, il existe aussi un dispositif plus performant appelé UPFC (Unified Power Flow Controller : contrôleur du flux de puissance unifié). Le système introduit est l'union d'un compensateur série et un compensateur parallèle.

L'UPFC permet de contrôler les trois paramètres associés au transit de puissance, à savoir, la tension de la ligne, l'impédance de la ligne et l'angle de transport. Il offre aussi la possibilité de contrôler simultanément et indépendamment des puissances active et réactive ainsi que le maintien de la tension de la ligne de transport.

La figure I.3 montre le schéma de principe d'un UPFC qui est constitué d'un onduleur connecté en parallèle au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur et un autre onduleur branché en série avec le réseau. Ces deux onduleurs sont interconnectés par une liaison continue représentée par un condensateur

**I.2.4 Avantage technique des dispositifs FACTS**

Actuellement, plus de mille installations de FACTS sont installées à travers le monde dont une part importante est en service depuis des années.

Les dispositifs FACTS ne servent pas uniquement à prolonger la durée de vie et à renforcer les installations existantes mais peuvent assurer les fonctions suivantes :

- Modification du réseau électrique, exemple : changement obligatoire ou souhaitable de la puissance de court-circuit,

- Accroissement de la disponibilité de l'installation ou le remplacement de la technologie vétuste.
- Ajout de fonctionnalités à l'installation, à titre d'exemple, les nouvelles fonctions de contrôle de commande ou de protection, de télécommunication, de diagnostic, etc...

Les raisons principales qui justifient l'installation des dispositifs FACTS dans les réseaux électriques sont :

- Augmentation des limites de stabilité dynamique.
- Meilleure maîtrise des flux d'énergie.

### **I.3 MODELISATION DU L'UPFC**

Avant d'entamer le Contrôle de système UPFC, il est toujours préférable d'aborder sa modélisation. Dans notre étude, on va montrer les présentations mathématiques de l'UPFC, ainsi que sa simplification en un modèle réduit, basé sur la transformation de Park des grandeurs triphasées. [6][7]

#### **I.3.1 Configuration et structure de l'UPFC**

Nous supposons que l'UPFC se connectait à un système de transmission simplifié comme le montre la figure I.4. Il est installé à l'arrivée de la ligne de transmission (Receiving End). Les deux onduleurs de source de tension composant l'UPFC sont connectés l'un à l'autre par un circuit continu commun. Deux transformateurs T1 et T2 sont utilisés afin de connecter les deux onduleurs, d'assurer une isolation galvanique et d'ajuster les niveaux de tension entre le système d'alimentation et les onduleurs.  $V_s$  et  $V_r$  représentent respectivement les sources de tension sinusoïdales triphasées du départ et de l'arrivée de la ligne de transmission.

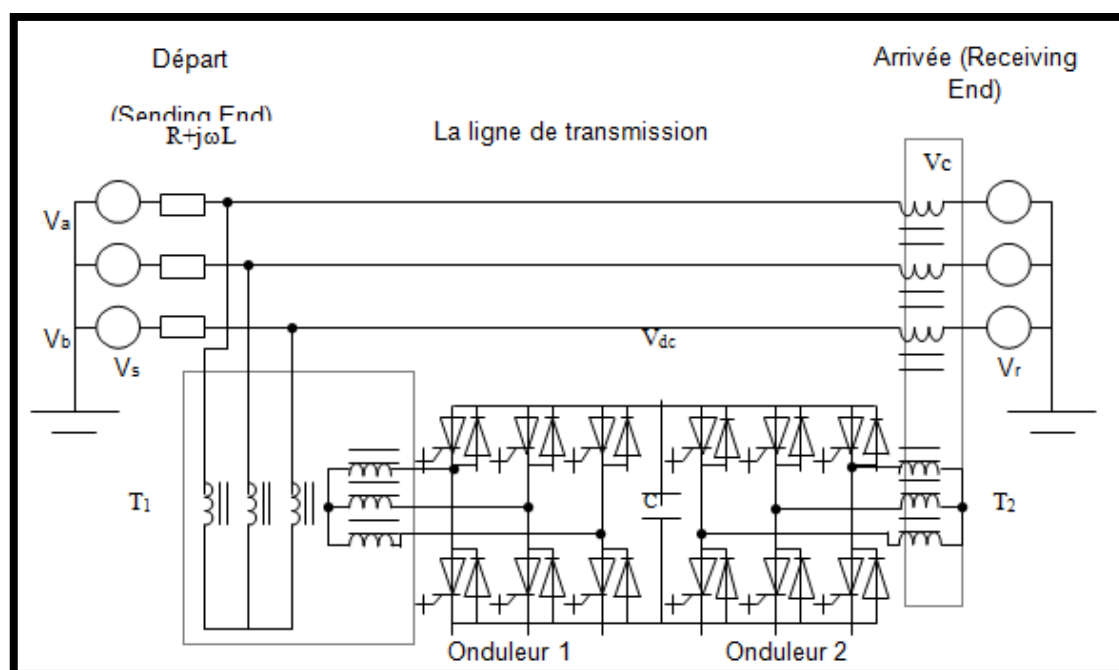
L'UPFC est composé de deux onduleurs à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) placés dos-à-dos et connectés à un condensateur C. On suppose que chaque onduleur est constitué de six thyristors (GTO : Gate-Turn-Off) avec des diodes antiparallèles correspondantes.

L'onduleur série (onduleur 2) fournit la tension de compensation  $V_c$  à travers le transformateur série T2 et contrôle les puissances active et réactive qui s'écoulent dans la ligne de transmission. La puissance réactive peut être produite de façon indépendante

à partir du deuxième onduleur, alors que la puissance active impliquée dans l'injection série est prise à partir de la ligne de transmission.

L'onduleur shunt a principalement deux fonctions fondamentales. La première correspond à la fourniture de la puissance demandée par l'onduleur série et la deuxième est celle de fournir ou d'absorber la puissance réactive nécessaire à la régulation de la tension générée  $V$  au niveau de condensateur par le transformateur shunt.

L'UPFC considéré comme étant un générateur synchrone idéal produisant un système de tension triphasée équilibrée, avec une fréquence fondamentale, une amplitude et une phase de tension réglables.

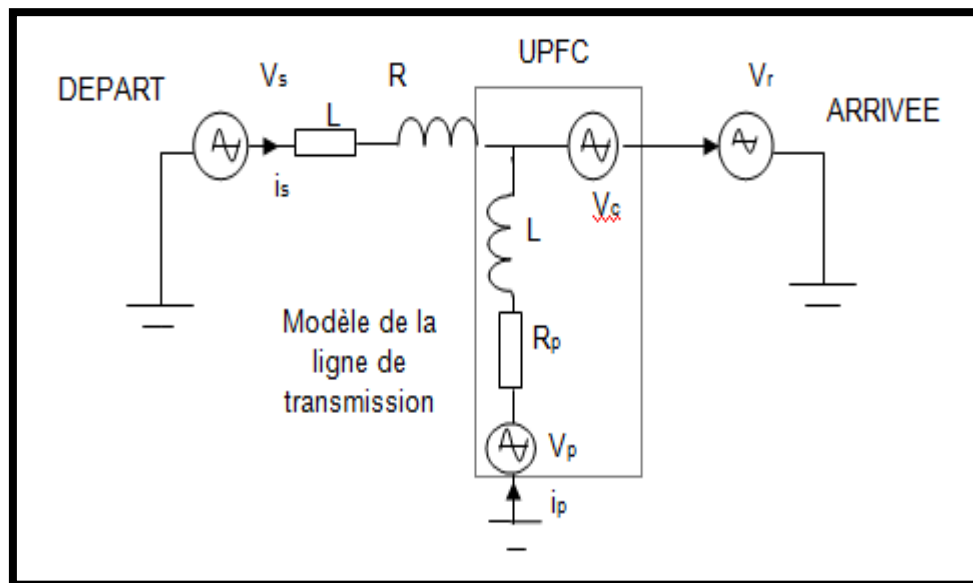


**Figure I.4 : Schéma de principe de l'UPFC.**

Les caractéristiques peuvent être résumées comme suit :

- Un UPFC peut échanger de l'énergie active (s'il est couplé à une source d'énergie) indépendamment de l'énergie réactive générée.
- Un UPFC ne présente aucune inertie mécanique.
- Un UPFC est caractérisé par une réponse très rapide.

**I.3.2 Modélisation du système de l'UPFC [2]**



**Figure I.5 : Circuit équivalent de l'UPFC.**

La modélisation de ce circuit est basée sur les hypothèses suivantes :

- Tous les interrupteurs (des onduleurs) sont supposés idéaux, avec l'harmonique négligé.
- Les trois tensions alternatives de la source sont équilibrées.
- Toutes les chutes de tension dans le compensateur série sont représentées par la résistance  $r_s$ .
- Toutes les chutes de tension dans le compensateur parallèle sont représentées par la résistance  $r_p$
- L'inductance de la ligne  $L_s$  plus l'inductance de fuite de transformateur série  $l_s$  sont représentées par l'inductance  $L$ .
- L'inductance de fuite du transformateur shunt est représenté par l'inductance  $L_p$ .

On peut diviser les équations dynamiques de l'UPFC en trois systèmes :

- Les équations du compensateur série.
- Les équations du compensateur parallèle.

Celle du circuit à courant continu (DC).

**I.3.2.A Modélisation de la partie série (UPFC série)**

On suppose que les onduleurs série et shunt sont des sources de tension contrôlables idéales. Donc, à partir de la figure I.5 et l'application de lois de Kirchhoff au système, le modèle mathématique est donné par les équations dynamiques suivantes :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= r i_{sa} + L \frac{di_{sa}}{dt} + V_{ca} + V_{ra} \\ V_{sb} &= r i_{sb} + L \frac{di_{sb}}{dt} + V_{cb} + V_{rb} \\ V_{sc} &= r i_{sc} + L \frac{di_{sc}}{dt} + V_{cc} + V_{rc} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Où :

$V_{ca,b,c}$  : sont les tensions de compensation série injectées à l'arrivée de la ligne de transmission.

$V_{sa,b,c}$  : sont les tensions triphasées au départ de la ligne (Sending End).

$V_{ra,b,c}$  : sont les tensions triphasées à l'arrivée de la ligne (Receiving End).

$i_{sa}, i_{sb}$  et  $i_{sc}$  : sont les courants de la ligne de transmission,

$r$  et  $L$  : sont respectivement sa résistance et son inductance.

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r + sL & 0 & 0 \\ 0 & r + sL & 0 \\ 0 & 0 & r + sL \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ca} & V_{ra} \\ V_{cb} & V_{rb} \\ V_{cc} & V_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

L'écriture des courants en fonctions des tensions sera alors :

$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}}{dt} &= -\frac{R}{L} i_{sa} + \frac{1}{L} * (V_{sa} - V_{ca} - V_{ra}) \\ \frac{di_{sb}}{dt} &= -\frac{R}{L} i_{sb} + \frac{1}{L} * (V_{sb} - V_{cb} - V_{rb}) \\ \frac{di_{sc}}{dt} &= -\frac{R}{L} i_{sc} + \frac{1}{L} * (V_{sc} - V_{cc} - V_{rc}) \end{aligned} \quad (1.3)$$

Pour simplifier les calculs, l'impédance du transformateur T2 a été négligée. L'onduleur série génère la tension de compensation  $V_c$  à l'arrivée de la ligne de transmission.

L'écriture matricielle des équations peut être représentée comme suit :

$$\frac{d \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}}{dt} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -r/l & 0 & 0 \\ 0 & -r/l & 0 \\ 0 & 0 & -r/l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{sa} - V_{ca} - V_{ra} \\ V_{sb} - V_{cb} - V_{rb} \\ V_{sc} - V_{cc} - V_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Les sources de tension  $V_p$  et  $V_c$  représentent respectivement les onduleurs shunt et série du système UPFC.

La transformation de Park des courants triphasés  $i_{ra}$ ,  $i_{rb}$  et  $i_{rc}$  et des tensions  $v_{ra}$ ,  $v_{rb}$  et  $v_{rc}$ , est calculée comme suit:

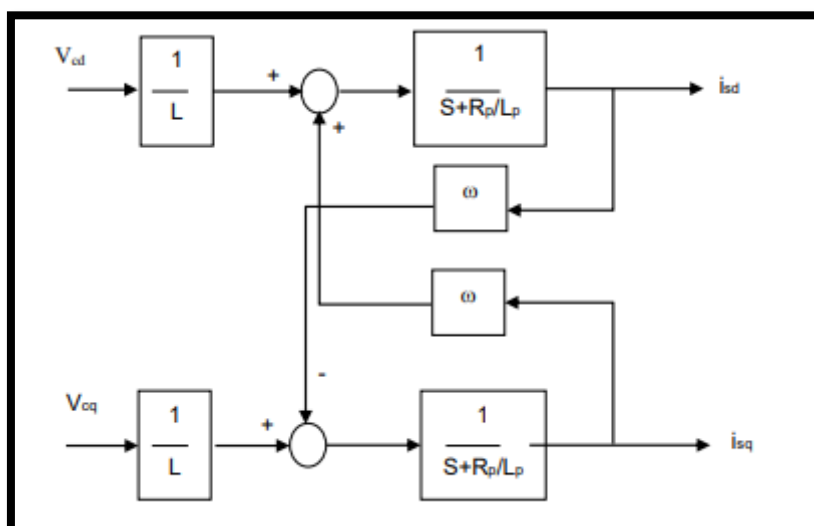
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t - 120^\circ) \\ \cos(\omega t + 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Dans notre cas, la composante  $X_0$  n'existe pas étant donné que le système d'alimentation est supposé symétrique. Après la transformation de Park, l'équation (1.3) se traduit dans le repère d-q selon les équations (1.6) et (1.7).

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \omega i_{sq} - \frac{R}{L} \cdot i_{sd} + \frac{1}{L} (V_{sd} - V_{cd} - V_{rd}) \quad (1.6)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \omega i_{sd} - \frac{R}{L} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L} (V_{sq} - V_{cq} - V_{rq}) \quad (1.7)$$

Le schéma de simulation de la ligne de transmission avec la partie série du système UPFC selon le repère d-q est donné à la figure I.6.



**Figure I.6 : bloc de simulation de la ligne de transmission.**

**I.3.2.B Modélisation de la partie shunt (UPFC shunt)**

De la même manière que l'UPFC série, Le modèle mathématique de l'UPFC shunt est donné par les équations (1.6).

$$\begin{aligned} V_{pa} &= r i_{pa} + L \frac{di_{pa}}{dt} + V_{ca} + V_{ra} \\ V_{pb} &= r i_{pb} + L \frac{di_{pb}}{dt} + V_{cb} + V_{rb} \\ V_{pc} &= r i_{pc} + L \frac{di_{pc}}{dt} + V_{cc} + V_{rc} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Les courants sont définis par :

$$\begin{aligned} \frac{di_{pa}}{dt} &= -\frac{R_p}{L_p} i_{pa} + \frac{1}{L} * (V_{pa} - V_{ca} - V_{ra}) \\ \frac{di_{pb}}{dt} &= -\frac{R_p}{L_p} i_{pb} + \frac{1}{L} * (V_{pb} - V_{cb} - V_{rb}) \\ \frac{di_{pc}}{dt} &= -\frac{R_p}{L_p} i_{pc} + \frac{1}{L} * (V_{pc} - V_{cc} - V_{rc}) \end{aligned} \quad (1.9)$$

Où :

$i_{pa, b, c}$  : sont les courants de l'UPFC shunt,

$V_{pa, b, c}$  : sont les tensions générées par l'onduleur 1,  $R_p$  et  $L_p$  qui sont respectivement la résistance et l'inductance de l'UPFC shunt.

Le modèle d-q du système d'équations (1.9) est donné par (1.10) et (1.11) :

$$\frac{di_{pd}}{dt} = \omega i_{pq} - \frac{R_p}{L_p} \cdot i_{pd} + \frac{1}{L} (V_{pd} - V_{cd} - V_{rd}) \quad (1.10)$$

$$\frac{di_{pq}}{dt} = \omega i_{pd} - \frac{R_p}{L_p} \cdot i_{pq} + \frac{1}{L} (V_{sq} - V_{cq} - V_{rq}) \quad (1.11)$$

**I.3.2.C Modélisation de la branche continue de l'UPFC**

En se basant sur le principe d'équilibre des puissances et en négligeant les pertes des onduleurs. La tension continue  $V_{dc}$  est déduite de la figure I.6 et est décrite par l'équation (1.12).

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C V_c} (p_e - p_{ep}) \quad (1.12)$$

D'où :

$$p_E = v_{ca} i_{sa} + v_{cb} i_{sb} + v_{cc} i_{sc} \quad (1.13)$$

$$p_{Ep} = v_{pa} i_{pa} + v_{pb} i_{pb} + v_{pc} i_{pc} \quad (1.14)$$

## **CHAPITRE I : SYSTEME FACTS ET MODELISATION DE L'UPFC**

Sachant que :

$p_{ep}$  : La puissance active absorbée du system AC ep

$p_e$  : la puissance active injectée par l'onduleur shunt en system AC

En appliquant la transformation du PARK (équation 1.3) sur l'équation 1.12, on obtient :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2CV_{dc}} (v_{pd}i_{pd} + v_{pq}i_{pq} - v_{cd}i_d - v_{cd}i_q) \quad (1.15)$$

L'UPFC série et L'UPFC shunt sont identiques et leurs commandes utilisées sont aussi les mêmes.

### **Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a présenté l'utilité d'un contrôle rapide et flexible de transit des puissances dans les lignes de transmissions et les performances atteintes par l'implémentation du nouveau projet FACTS qui a amené à des solutions efficaces, par rapport aux moyens classiques employés dans le contrôle des réseaux.

En décrivant les différentes structures, on s'est intéressé au contrôleur de flux de puissance appelé aussi variateur de charge universel (UPFC : Unified Power Controller), qui en est un dispositif d'électronique de puissance à base des convertisseurs classiques, dont la structure est formée de deux compensateurs.

La modélisation du processus nous a permis de mettre en équation les différents paramètres du système. Le résultat de cette procédure nous amène à la remarque suivante : plus le modèle se rapproche de la réalité qu'on ne pourra jamais atteindre, plus le contrôle devient complexe et demande un moyen de calcul très important. Par contre, si le modèle est simplifiés, les calculs deviennent faciles mais s'éloignent de la réalité. Un choix très difficile consiste à garder les phénomènes les plus importants et en négligeant les paramètres moins contraignants.

**CHAPITRE II :**  
**COMMANDE**  
**CLASSIQUE DE L'UPFC**

**CHAPITRE II :    **COMMANDE CLASSIQUE DE L'UPFC******Introduction**

Dans cette partie, nous allons présenter les principaux modes et les différentes configurations de réglage et de contrôle de l'UPFC, ensuite on développera séparément les circuits de réglage de l'UPFC série et shunt. Après dans la seconde partie de ce chapitre on va présenter le réglage de L'UPFC en utilisant des régulateurs PI découplés, ainsi que la synthèse de ce régulateur. A la fin de ce chapitre on présente les résultats de simulation sous Matlab et Simulink.

**II.1 Configuration de mode de réglage de l'UPFC**

L'UPFC devrait être traité comme un système multi variable car les deux convertisseurs série et shunt sont connectés d'un côté à la ligne de transmission et l'autre côté au circuit continu DC et donc comportent chacun deux entrées et deux sorties.

Ce pendant pour faciliter la synthèse des réglages, le traitement des deux convertisseurs se fera séparément. La possibilité de cette séparation est justifiée par deux facteurs principaux. Premièrement, le couplage entre les deux convertisseurs sur la ligne de transmission est assez faible. Deuxièmement, la variation dynamique de la tension du côté continu DC est dominée par le convertisseur parallèle.

Le contrôle du convertisseur parallèle dans l'UPFC est très similaire au celui du compensateur SVC. Donc pour contrôler le flux de puissance active dans la ligne de transmission, le régulateur de l'UPFC série doit ajuster l'angle de la phase de la tension de compensation tandis que pour régler le flux de puissance réactive, l'amplitude de la tension injectée série doit être contrôlé. Pour assurer la stabilité du système, une chaîne de contrôle est implémentée avec le contrôleur PI.

- Contrôle de la branche série.
- Contrôle de la branche parallèle et la partie continue.

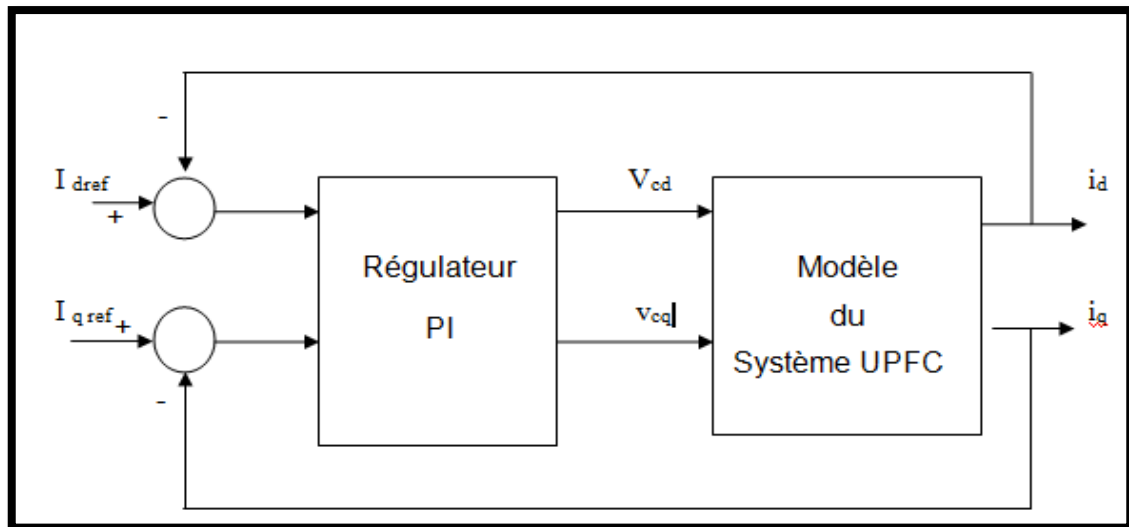


Figure II.1- Schéma de contrôle de l'UPFC.

### II.2 Description du système de commande de l'UPFC SERIE [8]

Les puissances active et réactive sont données par les relations suivantes :

$$P = \frac{3}{2} (V_{sd} \cdot i_d + V_{sq} \cdot i_q) \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_{sd} \cdot i_q - V_{sq} \cdot i_d) \quad (2.2)$$

Où :

$$i_{rd} = i_{sd} + i_{pd}$$

$$i_{rq} = i_{sq} + i_{pq}$$

D'après le système d'équations, en utilisant les puissances active et réactive ( $P^*$ ,  $Q^*$ ), nous obtenons :

$$i_d^* = \frac{2}{3} \left( \frac{P^* \cdot V_{rd} - Q^* \cdot V_{rq}}{\Delta} \right) \quad (2.3)$$

$$i_q^* = \frac{2}{3} \left( \frac{P^* \cdot V_{rq} + Q^* \cdot V_{rd}}{\Delta} \right) \quad (2.4)$$

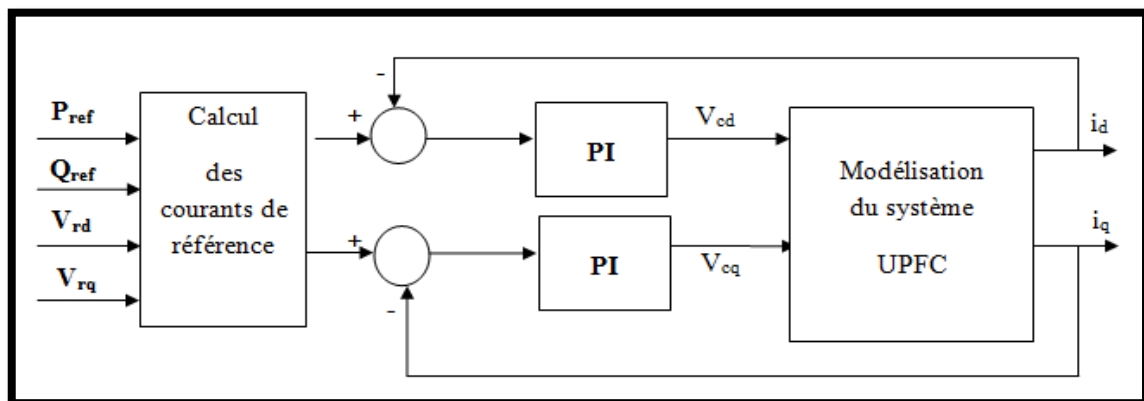
Où :  $\Delta = V_{rd}^2 + V_{rq}^2$

L'objectif de contrôle est d'avoir des puissances active et réactive à l'arrivée de la ligne (Receiving End) identiques à celle des consignes ( $P^*$ ,  $Q^*$ ) en forçant les courants de ligne ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) de suivre correctement leurs références.

**II.3 - Schéma de contrôle du système UPFC**

**A. Schéma de contrôle du système UPFC série**

Les courants de référence sont calculés à partir les équations (2.3) et (2.4). Ces valeurs sont ensuite comparées aux courants de lignes réels, les sorties des correcteurs PI en courant.



**Figure II.2- Schéma de contrôle du système UPFC série.**

**B. Schéma de contrôle du système UPFC Shunt [9]**

Le schéma de contrôle de l'UPFC shunt détermine le courant shunt  $I_{pd}$  et  $I_{pq}$ . Dans le contrôleur shunt, la tension continue DC est utilisée pour déterminer les composants des pertes des puissances  $P_{loss}$ .

Pour faciliter la synthèse des réglages et des commandes dans ce travail, on se limite au traitement de l'UPFC Série, la tension de point de départ  $V_s$  est égale à la tension du point d'arrivée  $V_r$ , et les réponses des actives et réactive dans chacun de deux points sont identiques.

**II.4 -Contrôle avec un PI-Découplé**

Les deux régulateurs fournissent les tensions de commande ( $V_{cd}$ ,  $V_{cq}$ ) et par transformation inverse du Park, on obtient les tensions triphasées ( $V_{ca}$ ,  $V_{cb}$ ,  $V_{cc}$ ) qui sont utilisées comme tension de référence de l'onduleur série à commande MLI.

En examinant les équations précédentes, on remarque qu'il existe une interaction entre les deux boucles des courants causée par le terme de couplage ( $w$ ).

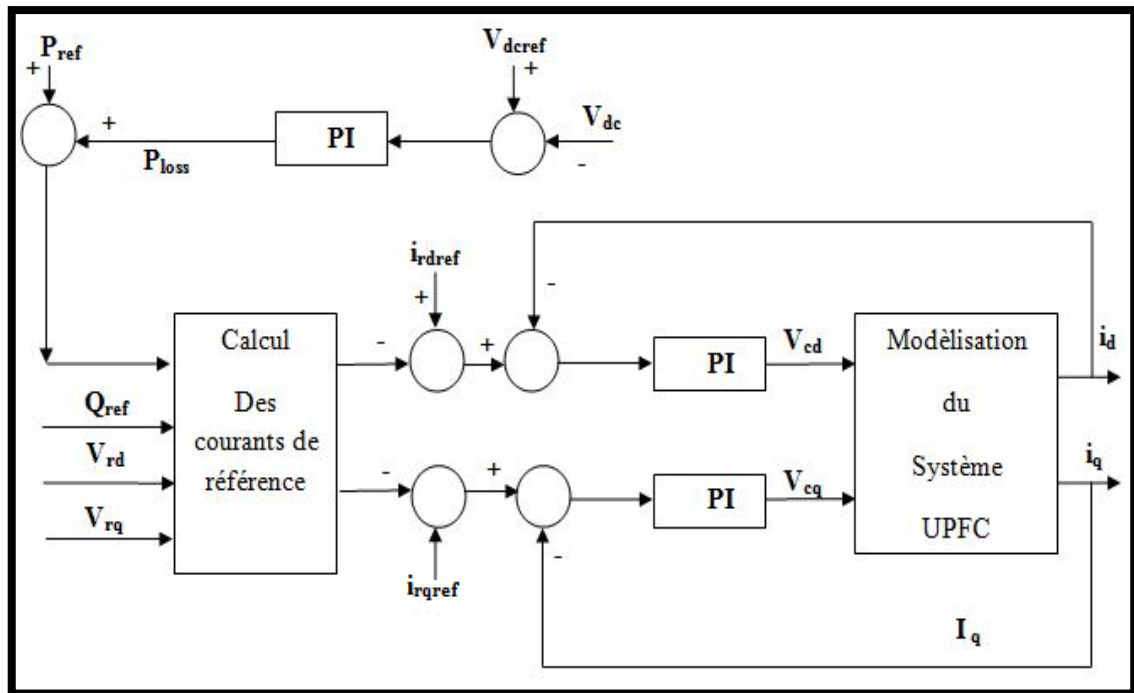


Figure II.3- Schéma de contrôle de la partie shunt et la branche continue de L'UPFC

Pour aboutir à une commande fiable du système, il est préférable de prévenir à un découplage de deux composants. Bien sûr, pour diminuer l'interaction entre la puissance active et réactive, un découplage de deux boucles est indispensable. Il s'obtient en enlevant le terme  $(\omega L)$  à travers une contre réaction.

La fonction de découplage est de soustraire le produit  $(\omega L)$  et  $I_q$  du régulateur et d'ajouter  $(\omega L)$  et  $I_d$  au régulateur selon l'axe q.

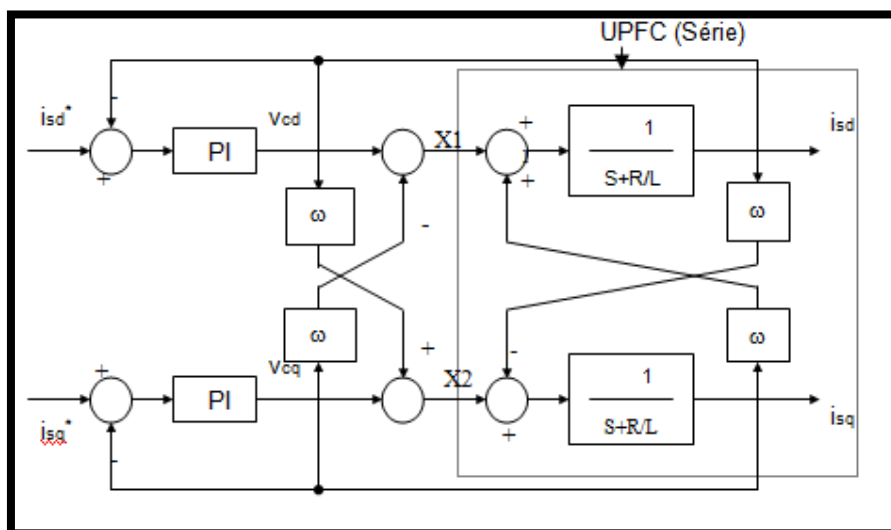


Figure II.4- Commande PI-D de l'UPFC série

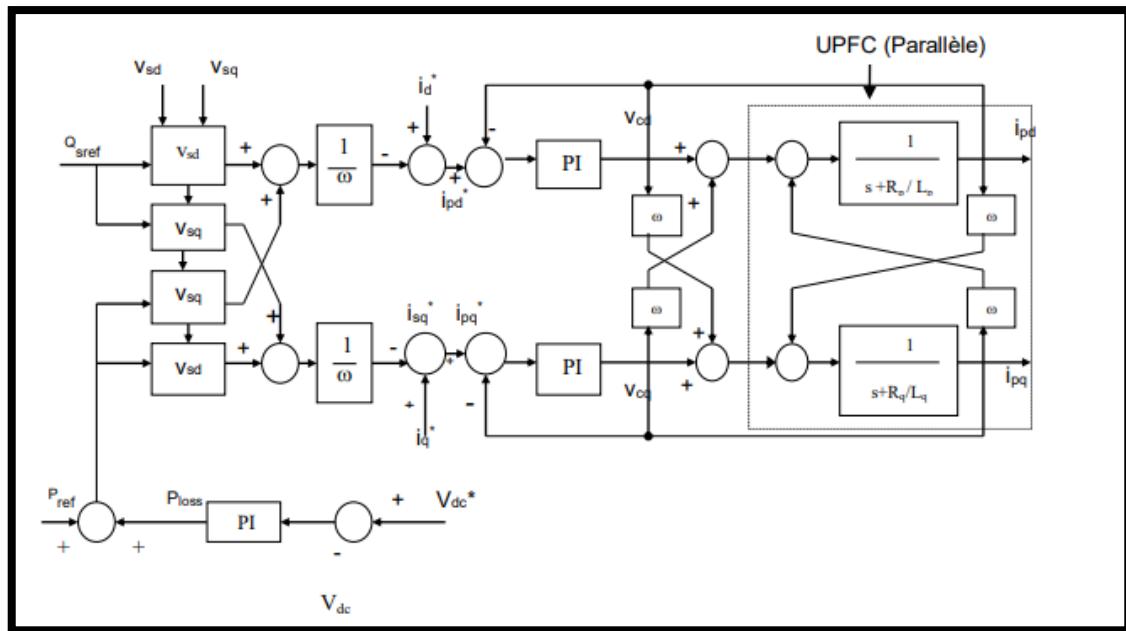


Figure II.5- Commande PI-D de l'UPFC shunt.

### II.5 - Calcul des paramètres du régulateur PI

Le système de l'UPFC avec la ligne de Transmission est représenté par la fonction du transfert suivante :

$$K (S) = \frac{1}{s + \frac{r}{L}} \quad (2.6)$$

Pour l'UPFC shunt, on utilise (r<sub>p</sub>, L<sub>p</sub>). Afin de fournir des tensions de commande bien réglées, nous allons calculer les paramètres PI. Plusieurs techniques existent pour calculer les Paramètres d'ajustement PI

$$R (s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.7)$$

Parmi les différentes techniques qui existent, nous proposons celle de Ziegler et Nicols. Elle obéit à plusieurs étapes :

En premier lieu, nous déterminons le gain proportionnel (K<sub>p</sub>) et la constante de temps T<sub>i</sub>. [10] [11]

Dans notre cas, on prend T<sub>i</sub> = infinie. Nous utilisons seulement l'action proportionnelle K<sub>p</sub> en la variant de 0 jusqu'à une valeur critique (k<sub>cr</sub>). Le gain critique (K<sub>cr</sub>) correspond à une période critique (P<sub>cr</sub>) qui est déterminée expérimentalement.

Ziegler et Nicols [11] ont suggéré qu'on peut tirer les valeurs de K<sub>p</sub>, T<sub>i</sub> à partir des

valeurs suivantes correspondant au type de régulateur :

Type de régulateurs	$K_p$	$T_i$
PI	$0.45 K_{pc}$	$0.83 T_c$

**Tableau II.1 : Les paramètres du régulateur PI.**

Par conséquent, l'introduction d'une condition simple  $T_i = (r/l) K_p$

On obtient la fonction de transfert sous la forme  $F(S) = K_p/(K_p+S)$  qui est de premier ordre avec une constante de temps  $T=1/ K_p$ .

## II.6 Résultats de la simulation

Nous avons choisi les paramètres du modèle mathématique comme suit [4][12]:

$V_s= 220$  v,  $V_r= 220$  v,  $V_{dc}= 280$ v,  $f=50$ HZ,  $r= 0.8\Omega$ ,  $L= 10$  mH,  $r_p=0.4 \Omega$ ,  $L_p= 10$  mH,  $C= 200 \mu$ f

Et la fréquence de porteuse (5000HZ).

La simulation a été réalisée sous l'environnement MATLAB 19. Les figures II.6 et III.7, montrent les réponses des puissances active et réactive, des courants et des tensions d'un UPFC série avec l'implémentation d'un régulateur PI-Découplé.

Les figures III.6 (a) et (b) montrent les réponses aux échelons des puissances active et réactive respectivement. Initialement, le système est dans un état constant avec une puissance active à l'arrivée de la ligne de transmission égale à  $-1000$  W et une puissance réactive égale a  $-500$  VAr (figure II.6 (b)).

A l'instant  $t = 0.3$  s, la puissance réactive de référence  $Q^*$  bascule à  $500$  Var, quand la puissance active de référence est tenue constante jusqu'à  $0.5$  s où elle passe à son tour à  $1000$  W.

On remarque dans la figure II.9 (a), une perturbation de la puissance active au moment où la puissance réactive passe de  $-500$  VAr à  $500$  VAr ( $t = 0.3$  s) et une perturbation de la puissance réactive au moment où la puissance active passe de  $-1000$  W à  $1000$  W ( $t = 0.5$  s).

Ces perturbations sont dues au couplage existant entre le courant direct  $i_d$  et le

courant en quadrature iq. Pour l'expliquer, on peut réécrire les équations (1.4) et (1.5) de la façon suivante :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \omega \cdot (1 - \varepsilon) \cdot i_{sq} - \frac{r}{L} \cdot i_{sd} + \frac{1}{L} (v_{sd} - v_{cd} - v_{rd}) \quad (2.8)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega \cdot (1 - \varepsilon) \cdot i_{sd} - \frac{r}{L} \cdot i_{sq} + \frac{1}{L} (v_{sq} - v_{cq} - v_{rq}) \quad (2.9)$$

Où le terme  $\varepsilon$  représente le paramètre de découplage. Par exemple quand  $\varepsilon = 1$ , on obtient un découplage parfait et quand  $\varepsilon = 0$ , alors les équations (2.8) et (2.9) seront identiques aux équations (1.4) et (1.5).

En pratique,  $\varepsilon$  est supérieur à 1. Ce qui revient à dire que le paramètre de découplage est supérieur au paramètre de couplage et le système est surcompensé.

Dans ce cas, les performances du système diminuent car le couplage réapparaît. Ce qui engendre un temps de réponse assez lent du système. Ceci est dû à ses facteurs non-linéaires.

Les onduleurs à MLI sont la cause de ces déviations. Car, ils sont incapables de produire les signaux continus dont a besoin le découplage. Ce qui fait croître l'erreur au niveau des régulateurs PI-D. Ces régulateurs prennent approximativement une moyenne de 22 ms pour réduire ces déviations jusqu'à ce que les puissances active et réactive atteignent leur niveau de référence.

Le réglage de la tension continue est primordial si l'on veut garantir le bon fonctionnement de notre système.

En plus de pouvoir absorber ou fournir de la puissance réactive au réseau, il doit aussi pouvoir fournir ou absorber de la puissance active venant de l'onduleur série. Ce fonctionnement peut poser des problèmes de stabilité.

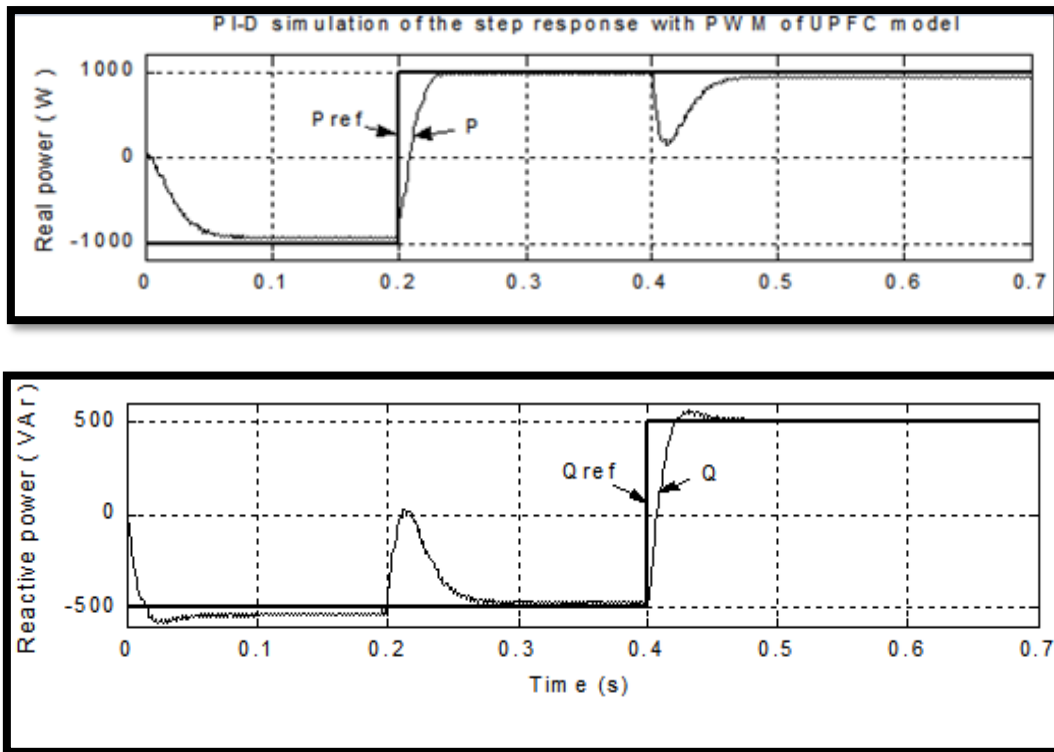


Figure II.6- Réponses des puissances : (a) : active, (b) : réactive

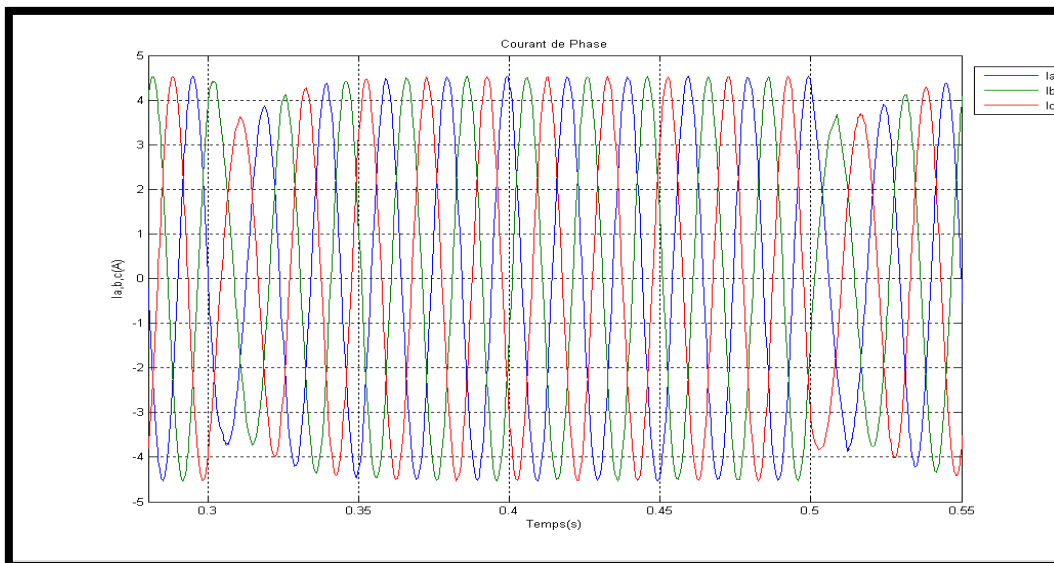
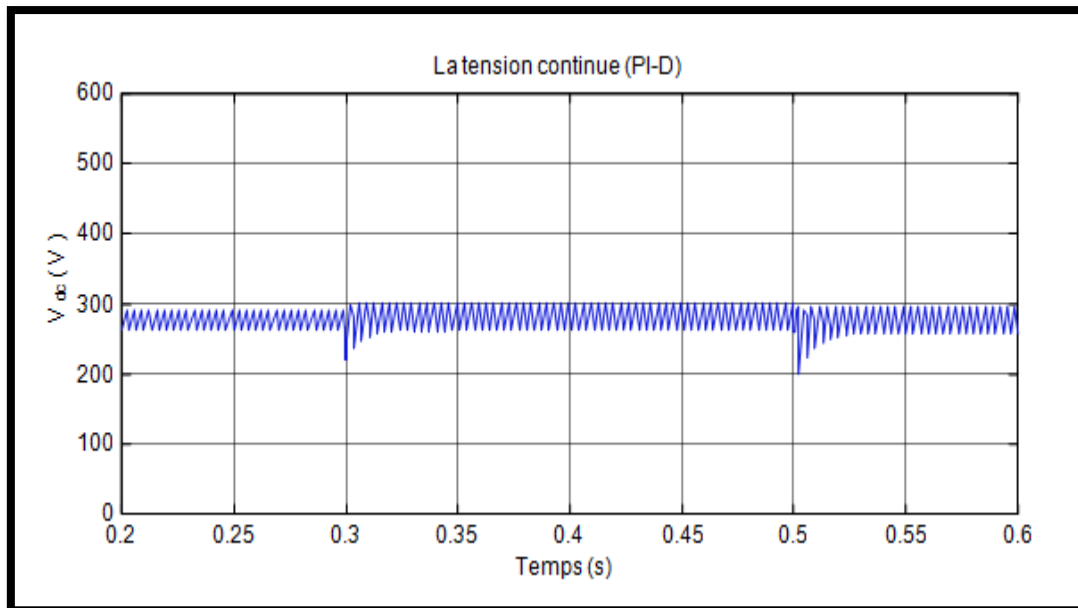


Figure II.7- Courant de phase



**Figure II.8- Comportement du réglage de la tension continue Lors d'une variation brusque de la puissance active.**

On peut vérifier la réponse de l'asservissement pas uniquement en poursuite, mais également en régulation en ajoutant une perturbation.

Pour tester la stabilité du système, on a donc introduit une perturbation d'une durée de 0.02s et d'amplitude 2 A. Nous remarquons que le système n'est pas influent par la perturbation et est resté stable. La figure II.9 traduit respectivement les réponses des puissances actives et réactive en présence de cette dernière. La perturbation n'influence pas les réponses des puissances actives et réactive, comme on peut le constater. Le comportement par rapport à la grandeur de consigne est tout à fait satisfaisant.

L'action de la perturbation se fait légèrement ressentir sur la figure II.9 (a), où le rejet se fait graduellement ainsi que sur la figure II.9 (b), où il s'accompagne d'un dépassement plus ou moins important.

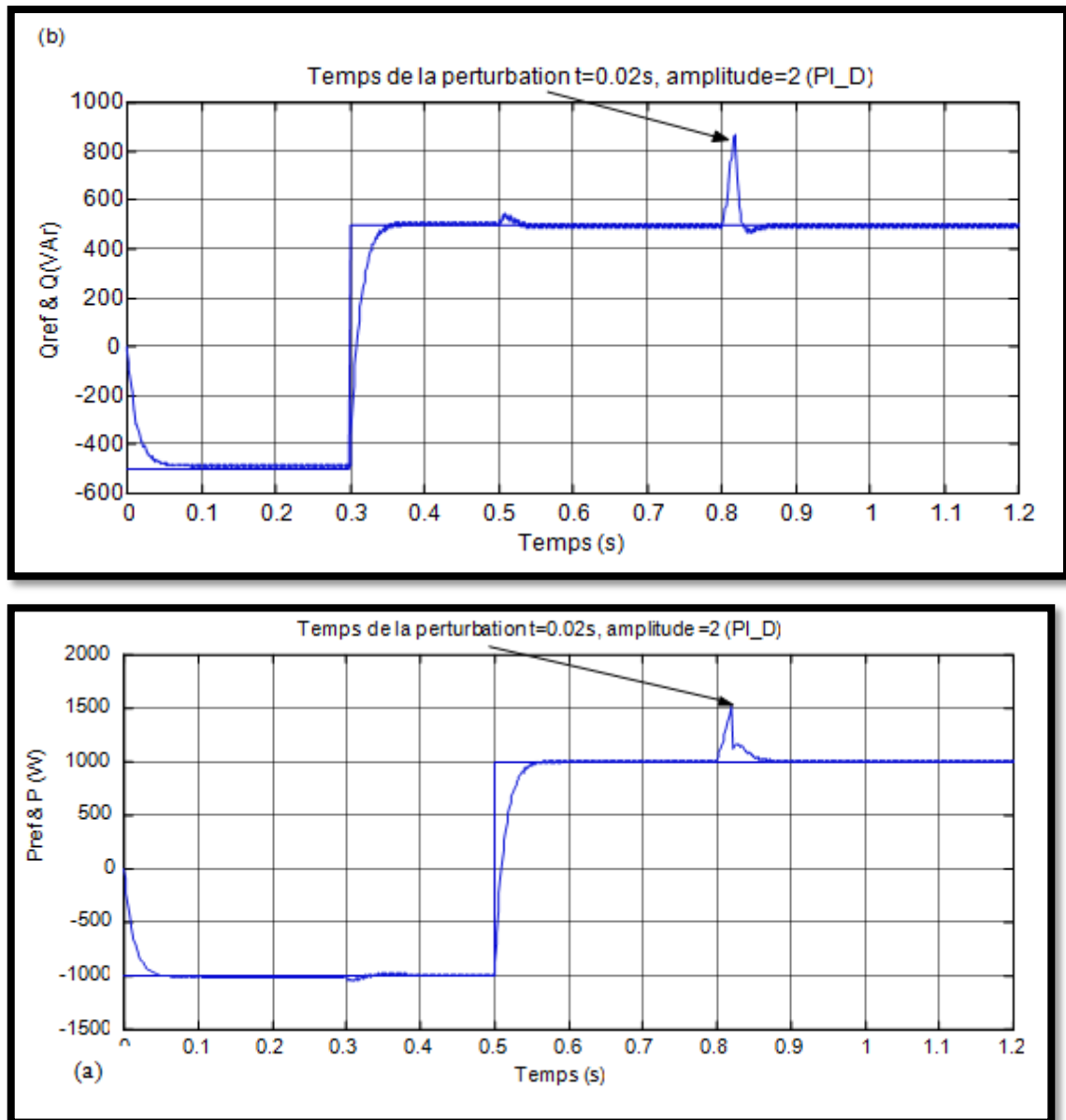


Figure II.9- Système perturbé : (a) : puissance active, (b) : puissance réactive

**Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons d'abord contrôlé de la puissance active et réactive par un réglage de courants directs selon une stratégie qui permet d'analyser les poursuites des systèmes (UPFC).

D'après les résultats obtenus, on voit que le contrôle du système avec proportionnel-intégrale (PI) directe a une large interaction entre la puissance active et réactive ce qu'il nécessite l'amélioration du système de contrôle.

Parmi les inconvénients de régulateur pi :

- L'action intégrale tend à augmenter l'oscillation ou comportement de roulement.
- Cette interaction peut rendre difficile l'obtention des « meilleures » valeurs de réglage.

C'est pour ça on va utiliser une nouvelle commande pour améliorer le système de contrôle. **[19]**

**CHAPITRE III :**

**COMMANDE**

**FLOUE DE L'UPFC**

**CHAPITRE III :    **COMMANDE FLOUE DE L'UPFC******Introduction :**

La logique floue est une extension de la logique booléenne par Lotfi Zadeh en 1965 basée sur la théorie mathématique des ensembles flous, qui est une généralisation de la théorie classique des ensembles. En introduisant la notion de degré dans la vérification d'une condition, permettant ainsi une condition d'être dans un état autre que vrai ou faux, la logique floue fournit une flexibilité de raisonnement, qui permet de prendre en compte les inexactitudes et incertitudes.

Un avantage de la logique floue pour formaliser le raisonnement humain est que les règles sont définies en langage naturel.

La logique floue fait l'objet de nombreuses études en particulier pour les applications de la technique de régulation et d'automatisation, dans lesquelles on parle de « contrôle flou ».

Le contrôle flou est une méthode servante à la conception basée sur des connaissances de stratégie de régulation et de commande non linéaire en appliquant les méthodes de la logique floue. Il est un excellent complément à la technique de régulation classique.

Dans ce chapitre, on va proposer une des applications de la commande floue inhérente au réglage du système UPFC avec un contrôleur flou.[13][14]

**III.1 Notions fondamentales de la logique floue****III.1.1 Principe et définitions**

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par « ZADEH ». A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. [13]

Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier d'une manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif « température froide » par exemple. L'aspect « vague » de ce qualificatif n'est pas représenté, figure III.1.

On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble « froid » comme le « degré de vérité » de la proposition « la température est froide ».

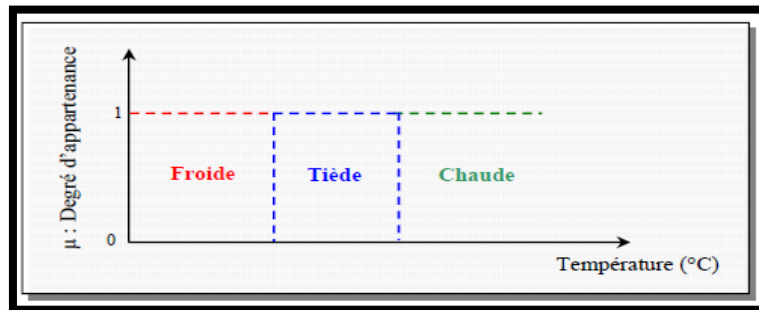
En logique booléenne, le degré d'appartenance ( $\mu$ ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

Froide :  $\mu_{froide}(T)=1, \mu_{tiède}(T)=0, \mu_{chaude}(T)=0$

Tiède :  $\mu_{froide}(T)=0, \mu_{tiède}(T)=1, \mu_{chaude}(T)=0$

Chaude :  $\mu_{froide}(T)=0, \mu_{tiède}(T)=0, \mu_{chaude}(T)=1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

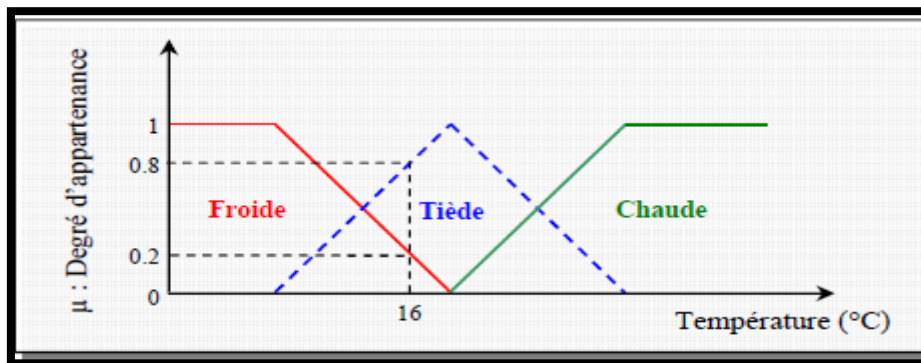


**Figure III.1 : Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.**

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.  $\mu_{tiède}(T)$  par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme tiède.

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme froide avec un degré d'appartenance de 0.2 et comme tiède avec un degré d'appartenance de 0.8, figure III.2.

$\mu_{froide}(T)=0.2, \mu_{tiède}(T)=0.8, \mu_{chaude}(T)=0$



**Figure III.2 : Exemple d'ensembles considérés en logique floue.**

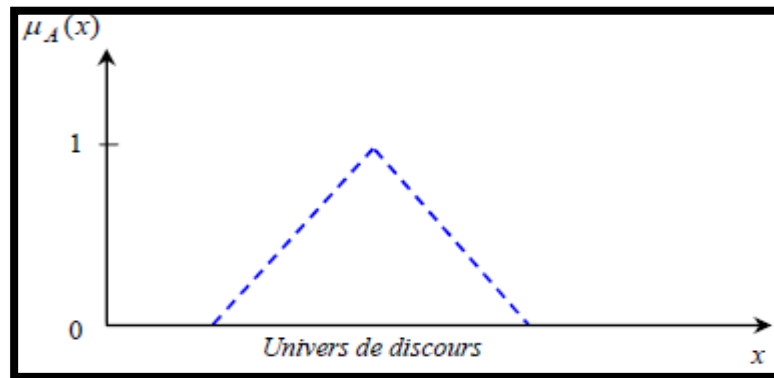
Pour la variable floue  $x$ , on définit un ensemble flou  $A$  sur un univers de discours  $X$  par une fonction degré d'appartenance :

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1]$$

$$x \rightarrow \mu_A(x)$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $x$  et  $\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou  $A$ , figure III.3.

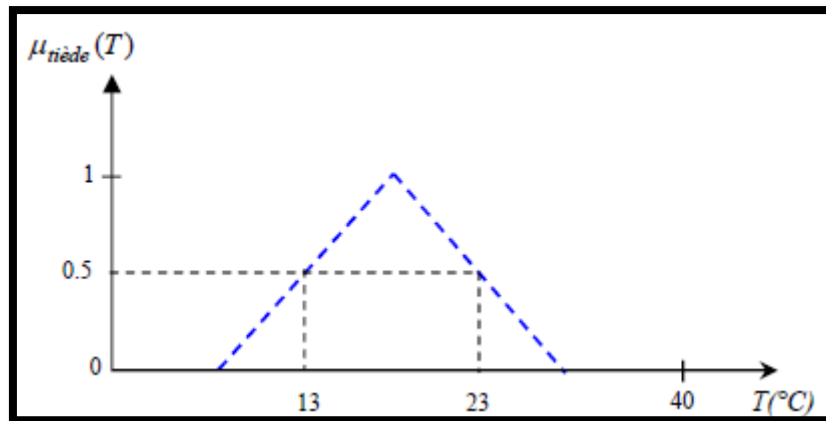
Plus généralement, le domaine de définition de  $\mu_A(x)$  peut être réduit à un sous-ensemble de  $X$ . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou  $A$ . Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont forts souvent confondus avec l'ensemble flou.



**Figure III.3 : Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance**

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle  $[0,40]$ , figure III.4. On attribue à cette variable trois sous-ensembles flous : froide, tiède et chaude. Chacun est caractérisé par sa fonction degré d'appartenance :

$$\mu_{froide}(T), \mu_{tiède}(T), \mu_{chaude}(T)$$



**Figure III.4 : Cas de l'ensemble flou « tiède » de la variable température**

Il existe différentes formes de fonctions d'appartenance. Le plus souvent on utilise des formes trapézoïdales ou triangulaires pour des raisons de simplicité. Ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

### III.1.2 Les opérateurs des ensembles flous [13]

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « et », « ou » et « non ». La figure III.5 représente la réalisation des opérateurs et, ou et non des ensembles flous A et B utilisant des fonctions d'appartenance triangulaires et sont comparés aux opérateurs booléens correspondants. Soit  $\mu_A(x)$ ,  $\mu_B(x)$  les degrés d'appartenance de l'élément x dans l'univers de discours X (dénommé par  $x \in X$ ).

- **Opérateur OU :**

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles flous A et B définis dans l'univers de discours X. L'union ( $A \cup B$ ) est aussi un ensemble flou de X, avec une fonction d'appartenance donnée par :

$$\begin{aligned} \mu_{A \cup B}(x) &= \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ &= \mu_A(x) \cup \mu_B(x) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Où le symbole « $\cup$ » est l'opérateur maximum. Il est équivalent à la logique booléenne OR.

- **Opérateur ET :**

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles flous A et B définis dans l'univers de discours X. L'intersection ( $A \cap B$ ) est aussi un ensemble flou de X, avec une fonction d'appartenance donnée par :

$$\begin{aligned} \mu_{A \cap B}(x) &= \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ &= \mu_A(x) \cap \mu_B(x) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Où le symbole « $\cap$ » est l'opérateur minimum.

- **Opérateur NON :**

Le complément d'un ensemble flou A dans un univers de discours X est dénommé  $\bar{A}$  et à la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.3)$$

Il est équivalent à la logique booléenne NOT.

Dans la logique floue, on peut définir d'autres opérateurs tels que :

La fonction arithmétique « Somme » :

$$\mu_{A \cup B}(x) = (\mu_A(x) + \mu_B(x)) \quad (3.4)$$

La fonction arithmétique « Produit » :

$$\mu_{A \cap B}(x) = (\mu_A(x) \cdot \mu_B(x)) \quad (3.5)$$

### III.1.3 Inférence

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elle lie les variables d'entrées (x, y) à la variable de sortie z, toutes exprimées en variables linguistiques (après fuzzification). Il s'agit souvent d'inférence avec plusieurs règles qui peuvent être activées en même temps. [13]

Ces règles doivent tenir compte du comportement du système à régler, ainsi que des buts du réglage envisagé. L'expérience et les connaissances professionnelles jouent donc un rôle important pour la détermination des règles.

Pour la présentation des différentes possibilités d'exprimer les inférences, on choisit un exemple de système à régler avec deux variables floues x et y qui forment les variables

d'entrées de l'inférence, et une variable de sortie  $z$  exprimée elle aussi comme variable floue.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons.

- **Linguistiquement :**

On sait que pour le réglage par logique floue, il s'agit souvent d'inférence avec plusieurs règles. Chaque règle est de la forme Si condition Alors action (conclusion).

La description linguistique des inférences peut être écrite comme suit :

Si ( $x$  est négatif grand ET  $y$  est environ zéro).

Alors ( $z$  est négatif grand),

OÙ :

Si ( $x$  est négatif moyen ET  $y$  est positif moyen).

Alors ( $z$  est environ zéro)

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée.

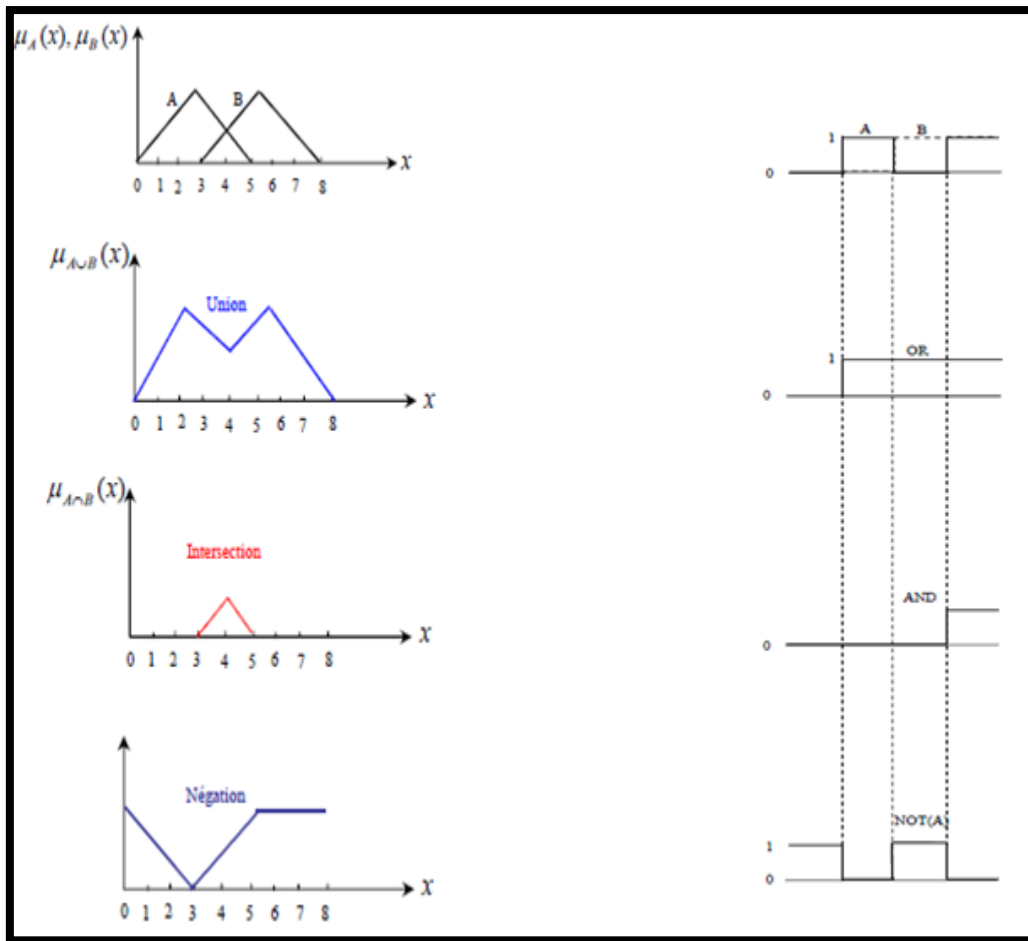


Figure III.5 : Opérateurs logiques des (a) ensembles flous, (b) Ensembles booléennes.

• Symboliquement :

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Si (x NG ET y EZ) Alors z := NG, OU

Si (x NM ET y PM) Alors z := EZ, ainsi de suite.

c) Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau III.1 représentent les ensembles flous des variables d'entrées (x et y). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie (z) définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Z		x				
		NG	NM	EZ	PM	PG
y	NG	NG	NG	NG	NP	EZ
	EZ	NG	NM	EZ	PM	PG
	PG	EZ	PP	PG	PG	PG

**Tableau III.1 : Matrice d'inférences complètes**

Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes. Dans le cas contraire on parle de règles d'inférence incomplètes. Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver.

Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisées les opérateurs ET et OU utilisés dans les règles d'inférence.

Nous présentons les trois méthodes les plus usuelles ; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit.

**III.1.4 Méthode d'inférence Max-Min**

Cette méthode réalise l'opérateur ET par la fonction Min, la conclusion ALORS de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou « implication de Mamdani », est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

Afin de mettre en évidence le traitement numérique de cette méthode, on fera appel à deux variables d'entrée (x, y) et une variable de sortie z qui sont représentées par des fonctions d'appartenance sous forme triangle, figure III.6.

Trois règles sont prises en considération pour illustrer cette méthode (Max-Min) et qui sont données par la forme générale :

Règle 1 : SI x est négatif petit (NP) ET y est environ zéro (EZ)

ALORS z est positif petit (PP)

Règle 2 : SI x est environ zéro (EZ) ET y est environ zéro (EZ)

ALORS z est environ zéro (EZ)

Règle 3 : SI x est environ zéro (EZ) ET y est positif petit (PP)

ALORS z est négatif petit (NP)

Où NP, EZ et PP sont des sous-ensembles flous.

La figure III.6 explique l'inférence floue du système avec la méthode Mamdani pour des entrées  $x = -1.5$  et  $y = 1.5$ . Remarquer que toutes les règles ont un opérateur ET. Dans cette figure, la condition  $(x \text{ NP ET } y \text{ EZ})$  de la première règle donne pour  $x = -1.5$  et  $y = 1.5$  les degrés d'appartenance  $\mu_{NP}(x) = 0.8$  et  $\mu_{EZ}(y) = 0.6$ , ce qui implique que la condition prend le degré d'appartenance 0.6 (minimum des deux valeurs à cause de l'opérateur ET).

$$\mu_{NP}(x) \wedge \mu_{EZ}(y) = 0.8 \wedge 0.6 = 0.6 \quad (3.6)$$

Où  $\wedge$  = opérateur minimum et  $\mu_{NP}(x)$ ,  $\mu_{EZ}(y)$  sont des fonctions d'appartenance de  $x$  et  $y$ , respectivement. On obtient ainsi une « fonction d'appartenance partielle »  $\mu_{PP}(z)$  qui est mise en évidence par un trait renforcé de couleur rouge et écrêtée à 0.6. De manière similaire, on peut écrire pour les deux règles 2 et 3 :

$$\mu_{EZ}(x) \wedge \mu_{EZ}(y) = 0.4 \wedge 0.4 = 0.4 \quad (3.7)$$

$$\mu_{EZ}(x) \wedge \mu_{PP}(y) = 0.4 \wedge 1.0 = 0.4 \quad (3.8)$$

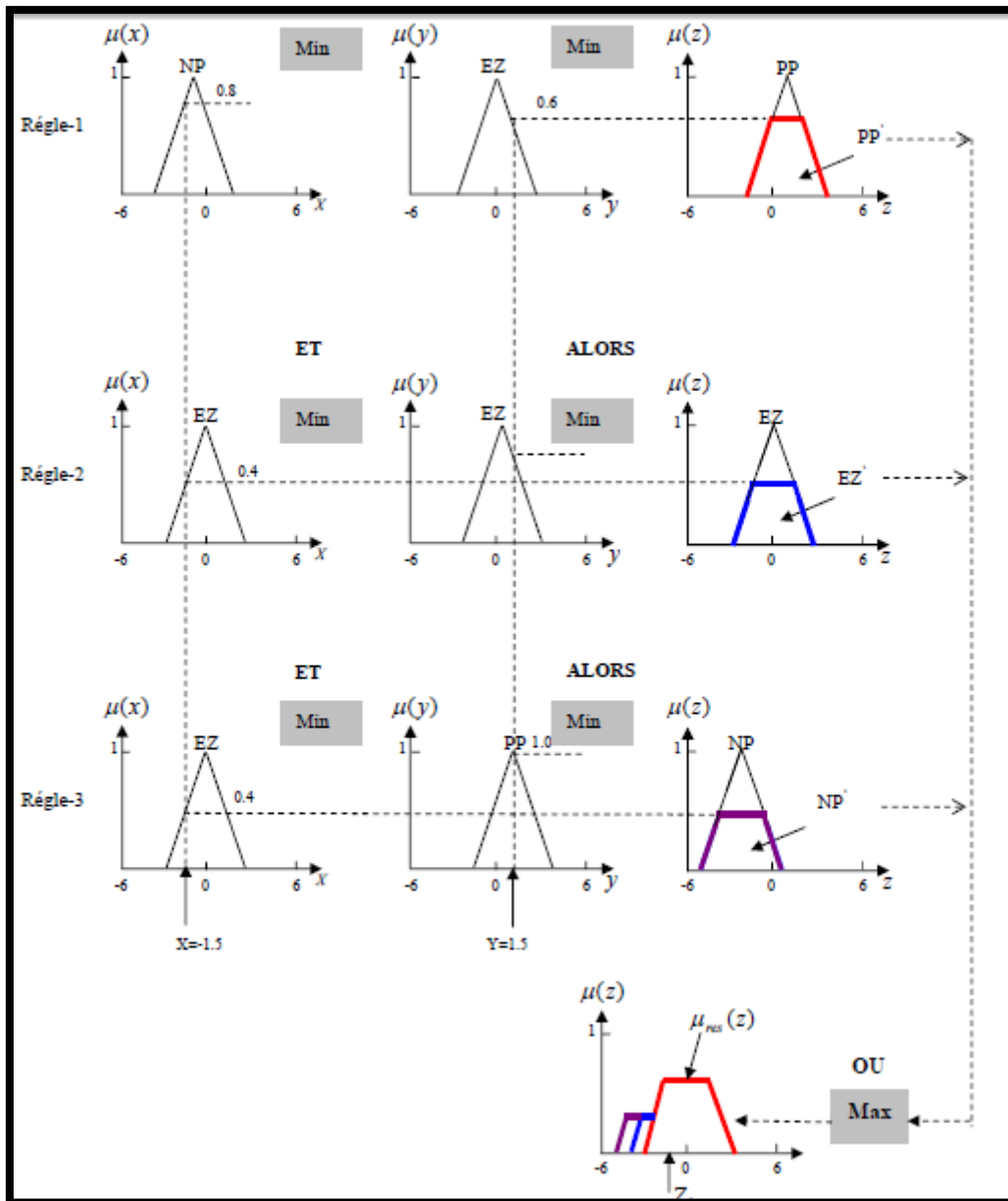


Figure III.6 : Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani)

Les fonctions d'appartenance partielles correspondantes sont  $EZ'$  et  $NP'$ , respectivement, comme indiquée à la figure III.6.

La fonction d'appartenance résultante de sortie correspond au maximum des trois fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU, qui est montrée en bas à droite de la figure III.6. La défuzzification (Z0) qui sert à transformer la valeur floue en une valeur bien déterminée sera discutée ultérieurement.

$$\mu_{res}(z) = \mu_{PP'}(z) \vee \mu_{EZ'}(z) \vee \mu_{NP'}(z) \quad (3.9)$$

**III.1.5 Méthode d'inférence Max-Produit**

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion ALORS. Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure III.7.

On remarque que les fonctions d'appartenance partielles ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « ET ». On l'appelle également « implication de Larsen ».

Cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur ET par la formation du minimum. Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie  $z$ , est réalisée par la formation du produit. L'opérateur OU qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

Ainsi, la première condition de la première règle prend le degré d'appartenance 0.6 minimum des deux valeurs à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance partielle  $\mu_{PP'}(z)$  pour la variable de sortie est multipliée par ce facteur (à cause du produit lié à ALORS). Cette fonction d'appartenance est mise en évidence par un trait renforcé de couleur rouge ayant une valeur maximale égale 0.6, figure III.7.

De manière similaire, les deux règles 2 et 3 donnent des fonctions d'appartenance partielles EZ' et NP' respectivement avec une valeur maximale de 0.4 comme indiquée à la Figure III.7. La fonction d'appartenance résultante de sortie est donnée par l'équation (3.9) qui correspond au maximum des trois fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU.

La surface de sortie ainsi obtenue est un peu différente de celle de la méthode Mamdani, et la valeur physique ( $Z_0$ ) après défuzzification le sera également.

**III.1.6 Méthode d'inférence Somme-Produit**

Dans ce cas, l'opérateur ET est réalisé par le produit, de même que la conclusion ALORS. Cependant l'opérateur OU est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence. D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

**III.1.7 Défuzzification**

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}(z)$  pour la variable de sortie  $z$ , il s'agit donc d'une information floue. Par cette étape, se fait alors le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit à cet effet, de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Cette transformation est appelée défuzzification. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont :

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.
- Méthode de la moyenne des maximums. [13]

**A. Défuzzification par centre de gravité :**

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}(z)$ . L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{res}(z)$  est donnée par la relation générale suivante :

$$z_0 = \frac{\sum_{i=0}^n z_i \mu_{res}(z_i)}{\sum_{i=0}^n \mu_{res}(z_i)} \quad (3.10)$$

Avec :  $z_i$  : élément  $i$  de la base de  $\mu_{res}(z_i)$  ( $i=1..n$ ).

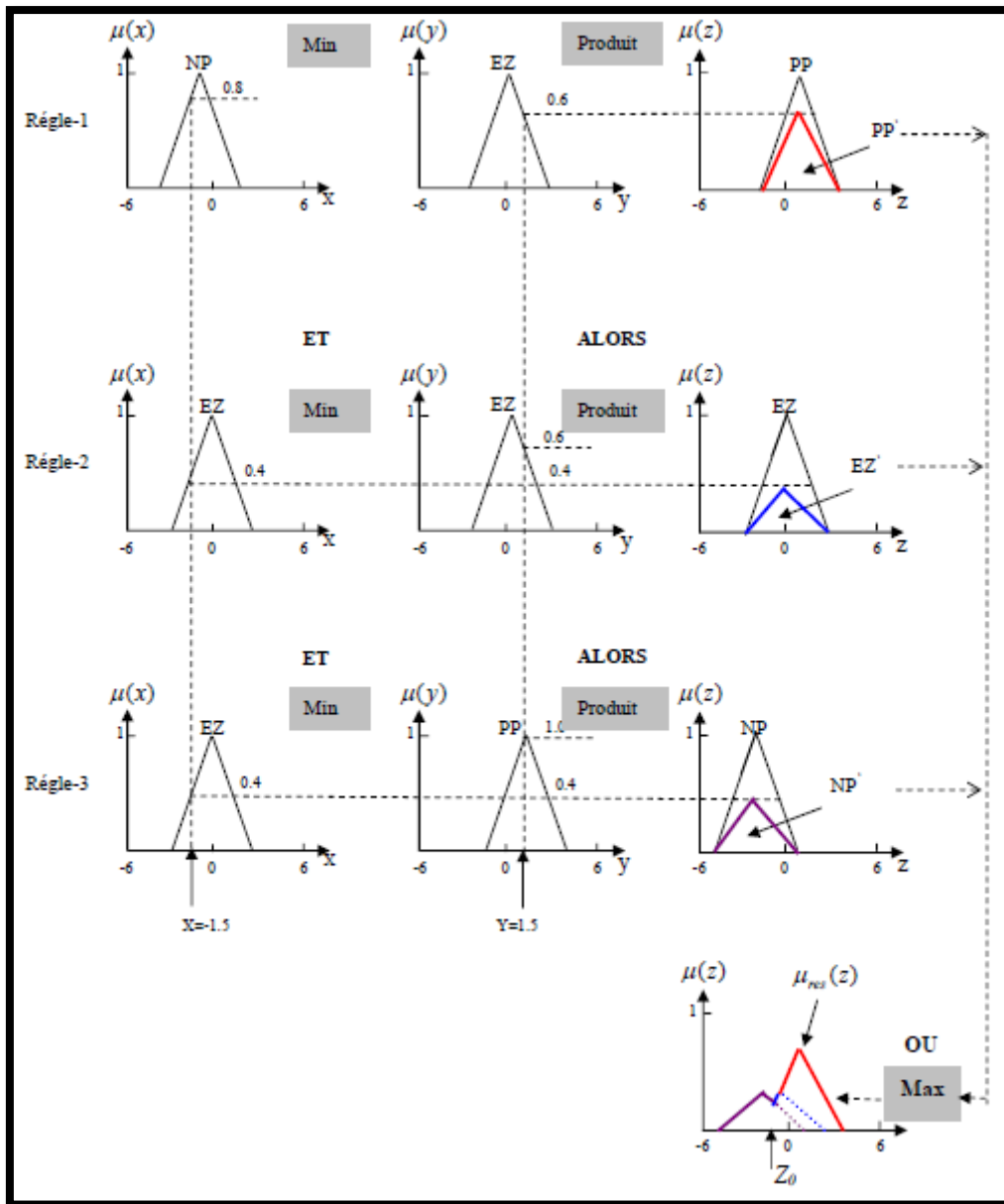


Figure III.7 : Méthode d'inférence Max-Produit (Larsen)

Cette méthode de défuzzification exige un temps de calcul assez important, surtout pour l'exécution en temps réel. Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de défuzzification devient long et coûteux.

Un exemple est donné pour illustrer l'application de cette formule, figure III.8.

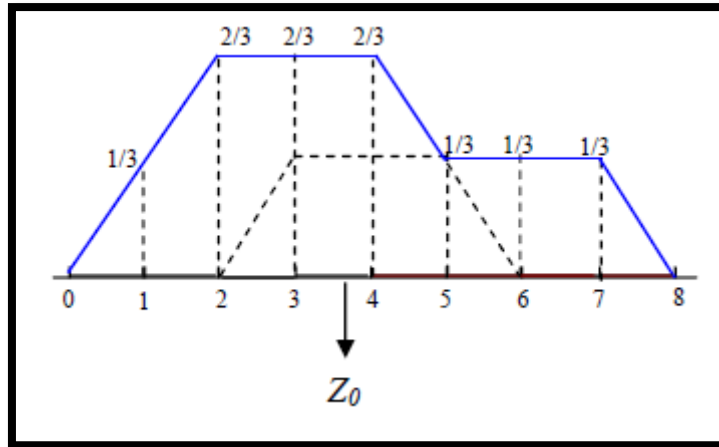


Figure III.8 : Défuzzification de la sortie utilisant deux règles

$$Z_0 = \frac{1 \cdot \frac{1}{3} + 2 \cdot \frac{2}{3} + 3 \cdot \frac{2}{3} + 4 \cdot \frac{2}{3} + 5 \cdot \frac{1}{3} + 6 \cdot \frac{1}{3} + 7 \cdot \frac{1}{3}}{\frac{1}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{2}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3} + \frac{1}{3}} \quad (3.11)$$

Notez que si la contribution de deux règles ou plus donne des surfaces qui se superposent, la surface superposée est comptée seulement une fois, figure III.8.

### B. Défuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

La méthode des hauteurs pondérées n'est rien d'autre qu'un cas particulier de celle du centre de gravité simplifié, en considérant uniquement le milieu de la base de chaque fonction d'appartenance contribué.

L'abscisse du centre de gravité  $z_0$  se calcule alors à l'aide de la relation :

$$z_0 = \frac{\sum_{i=0}^n \bar{z}_i \mu_{res}(\bar{z}_i)}{\sum_{i=0}^n \mu_{res}(\bar{z}_i)} \quad (3.12)$$

Où :  $\bar{z}_i$ : Milieu de la base de la fonction d'appartenance partielle  $i$ .

Par exemple (de la figure IV.8),  $z_0$  est calculé comme suit :

$$z_0 = \frac{3 \cdot \frac{2}{3} + 5 \cdot \frac{1}{3}}{\frac{2}{3} + \frac{1}{3}} = 3.67 \quad (3.13)$$

Ce qui est légèrement moins que la valeur 3.7 obtenue par la méthode du centre de gravité.

**C. Défuzzification par la méthode de moyenne des maximums**

La méthode des hauteurs pondérées est d'avantage simplifiée dans la méthode de moyenne des maximums. Elle prend le milieu de la base. S'il y a plusieurs maximums,  $z_0$  prend la valeur moyenne des milieux des bases des fonctions d'appartenance partielles maximales. La formule est donnée par :

$$z_0 = \sum_{m=1}^M \frac{z_m}{M} \tag{3.14}$$

M est le nombre de maximums,  $z_m$  est le milieu de la base de la fonction d'appartenance maximale m.

Donc, de la figure IV.8,  $z_0 = 3$ .

**III.2 Commande par logique floue**

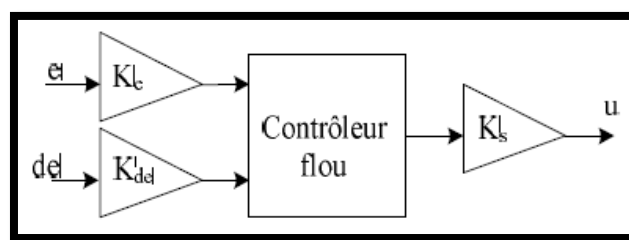
**A. Conception d'un régulateur flou**

Nous allons maintenant illustrer les principes du contrôleur flou. La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

**B. Choix des entrées et sorties**

Dans le cas de la régulation de courant, on utilise habituellement l'erreur et la variation de l'erreur ( $de$ ) et parfois l'intégral de l'erreur :

Si la sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD [14].



**Figure III.9 : schéma principe d'un contrôleur flou de type P.D**

Par contre, si la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI [14].

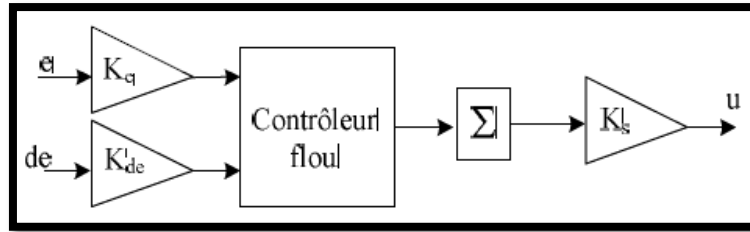


Figure III.10 : schéma principe d'un contrôleur flou de type PI

Comme les fonctions d'appartenance sont normalisées entre  $[-1, 1]$ , les variables sont multipliées avec des gains proportionnels. Finalement, la structure du régulateur en logique floue est représentée par la Fig. IV.11.

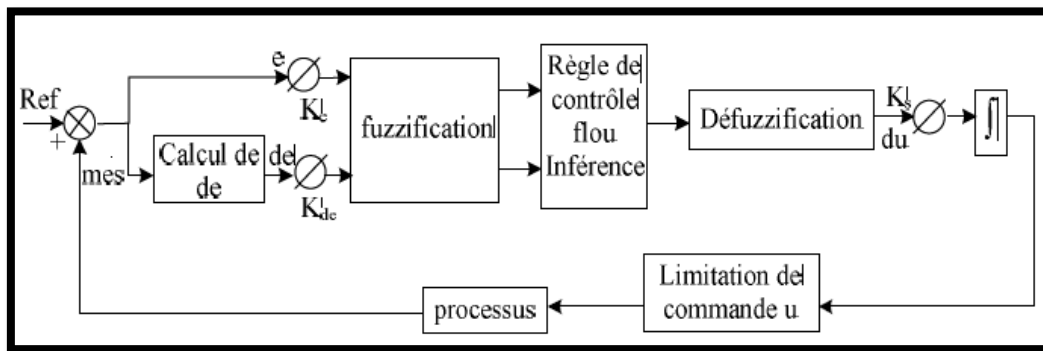


Figure III.11 : structure d'une régulation par logique floue.

### C. Définition des fonctions d'appartenance

Une fois les variables d'entrées et de sorties sont fixés. Il va falloir déterminer leur description dans l'espace flou c'est à dire le nombre d'ensembles flou pour chaque variable ainsi que leurs fonctions d'appartenance.

### D. Influence des ensembles sur la régulation

Le resserrement des ensembles autour du point d'erreur nulle accroît la sensibilité du régulateur.

### E. Influence de la largeur des ensembles

La largeur d'un ensemble doit être égale à la distance entre le sommet de l'ensemble considéré et le sommet de l'ensemble suivant, si la largeur est inférieure à la distance entre les deux sommets, cela produira une discontinuité au niveau de la sortie.

### F. Influence de la largeur du sommet

Elle influence la statique des systèmes pour un trapèze par exemple cela se traduit par des oscillations de la sortie au régime permanent, pour une cloche cela se traduit par des oscillations amorties à la sortie.

**G. Influence de la pente**

Elle influe la dynamique du système, une grande pente produira une variation importante du degré d'appartenance de la règle et donc de la sortie du régulateur.

**H. Loi de commande**

Cette loi est fonction de l'erreur et sa variation ( $u = f(e, de)$ ). Par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande du nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande  $u$ . dans les cas simples, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme de cette loi de commande est donnée par :

$$u_{i+1} = u_i + k_{de} du_{i+1} \quad (3.15)$$

Où :

$K_{de}$ : est le gain associé à la commande  $u_{i+1}$ .

$du_{i+1}$ : est la variation de la commande.

L'erreur  $e$  et la variation de l'erreur de son normalisées comme suit :

$$X_e = X_e e$$

$$X_{de} = X_{de} de$$

**III.3 Application du régulateur PI- flou au système UPFC**

Soit  $\varepsilon$  l'erreur mesure – consigne,  $\Delta \varepsilon = \varepsilon_k - \varepsilon_{k-1}$  les règles induites par la commande sont du type :

$$\Delta u_k = k_p (\varepsilon_k + \varepsilon_{k+1}) + k_p \frac{T}{\tau_i} \varepsilon_k \quad (3.16)$$

Où :

$K_p$  et  $\tau_i$  sont les composantes proportionnelles et intégrales choisis ;  $\Delta u_k$  est l'incrément de commande ;

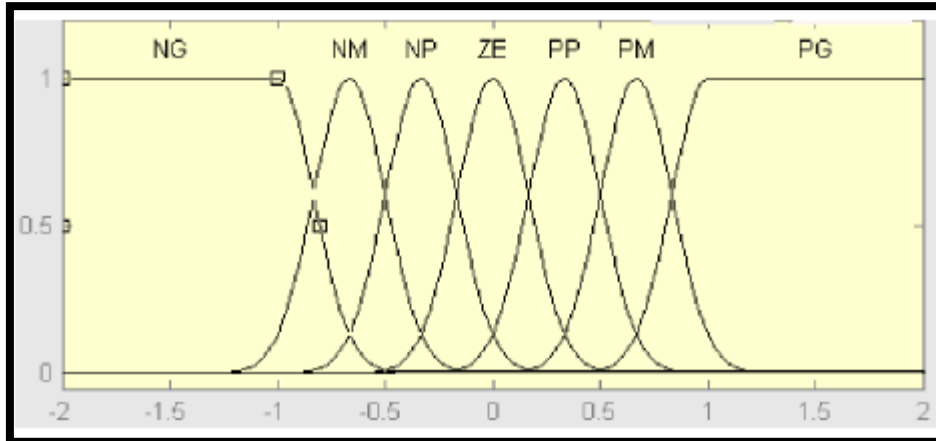
Les paramètres  $K_p$  et  $\tau_i$  sont choisis en fonction des prédicats associés à  $\varepsilon$  et  $\Delta \varepsilon$ .

On considère pour chaque variable de mesure (l'erreur et la variation de l'erreur) sept sous-ensembles flous notés  $\{Ng, Nm, Np, Pp, Ez, Pp, Pm, Pg\}$ , définis sur l'ensemble des réels.

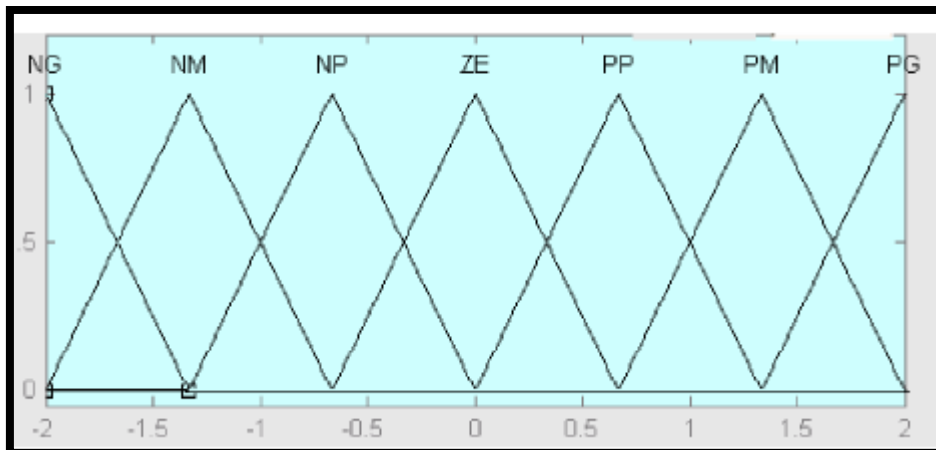
De plus, on admet sept actions possibles pour la variation de la sortie de commande définies par les sous-ensembles flous  $\{Ng, Nm, Np, Pp, Ez, Pp, Pm, Pg\}$  sur l'univers de discours  $[\Delta u, \Delta u]$ .

Avec :

Ng : Négative grand, Nm : Négative moyen, Np : Négative petit, Ze : zéro,  
 Pp : Positive petit, Pm : Positive moyen, Pg : Positive grand. Les figures III.12, III.13  
 présentent l'allure de ces différents sous-ensembles flous [14], [15].



**Figure III.12 : fonction d'appartenance de e et de**



**Figure III.13 : fonction d'appartenance de du.**

Les différentes valeurs  $\varepsilon$  et  $\Delta\varepsilon$  sont des paramètres de réglage de la commande floue.

**III.4 Base de règles**

Le modèle de l'UPFC est multi variable avec deux entrées et deux sorties. Le découplage entre les deux composantes du courant utilisant un régulateur PI-flou est illustré sur la Figure III.14

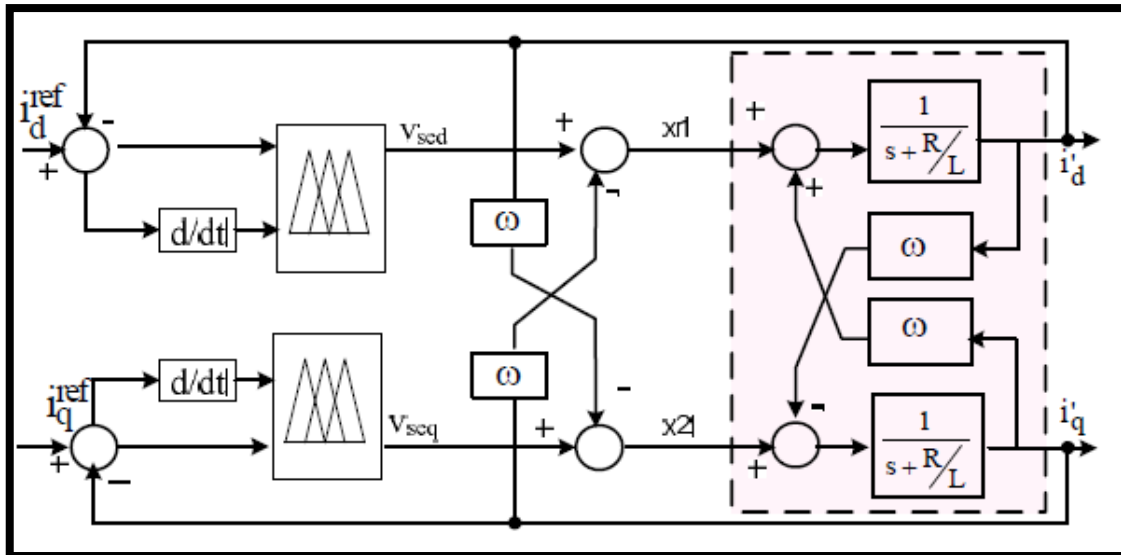


Figure III.14 : régulation par PI-flou.

Pour réaliser le découplage entre les deux composantes du courant on utilise la base de règles définie dans le tableau III.2.

Le nombre de règles tirées à partir du plan de phase est égale à  $7*7=49$ .

dE   E	Ng	Nm	Np	Ez	Pp	Pm	Pg
Ng	Ng	Ng	Ng	Ng	Nm	Nm	Ez
Nm	Ng	Ng	Ng	Nm	Np	Ez	Pp
Np	Ng	Ng	Nm	Np	Ez	Pp	Pm
Ez	Ng	Nm	Np	Ez	Pp	Pm	Pg
Pp	Nm	Np	Ez	Pp	Pm	Pg	Pg
Pm	Np	Ez	Pp	Pm	Pg	Pg	Pg
Pg	Ez	Pp	Pm	Pg	Pg	Pg	Pg

Tableau III.2 table des règles à sept classes.

### III.5 Résultats de simulation

Les figures III.15, III.16 montrent la réponse des puissances active et réactive pour un contrôleur PI-flou. On remarque que le contrôleur PI-flou donne une meilleure réponse transitoire par rapport au PI classique et un dépassement réduit. Les courants et les tensions des deux parties série et shunt de l'UPFC représenté sur les Figures III.17, III.18.

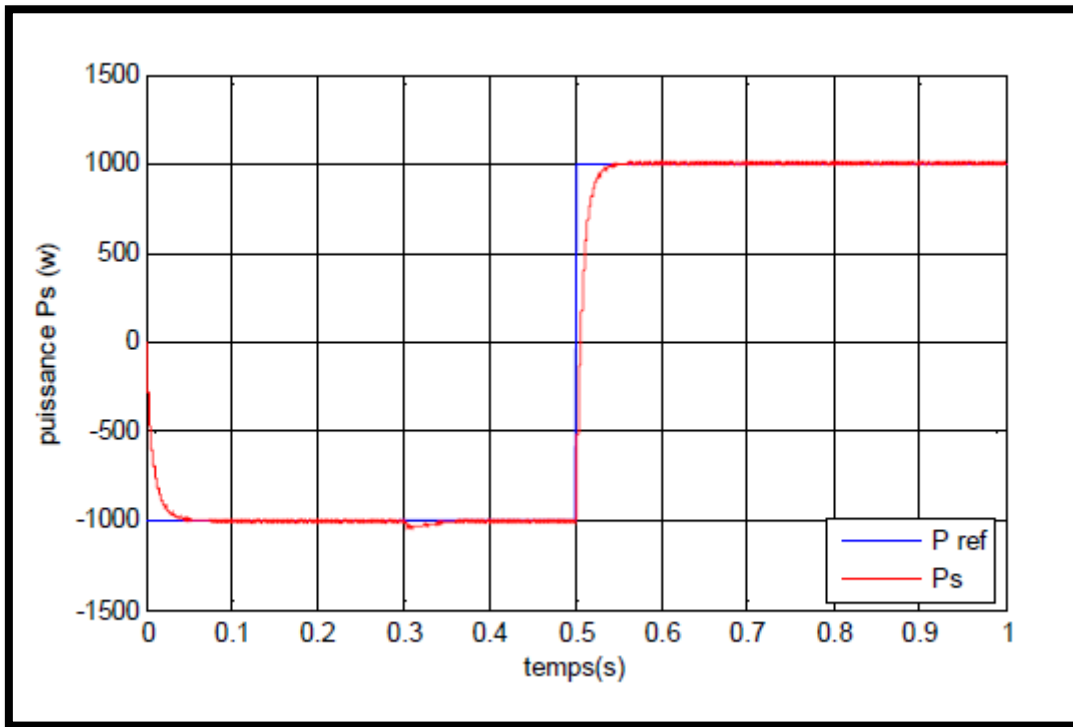


Figure III.15 : réponse de la puissance active p.

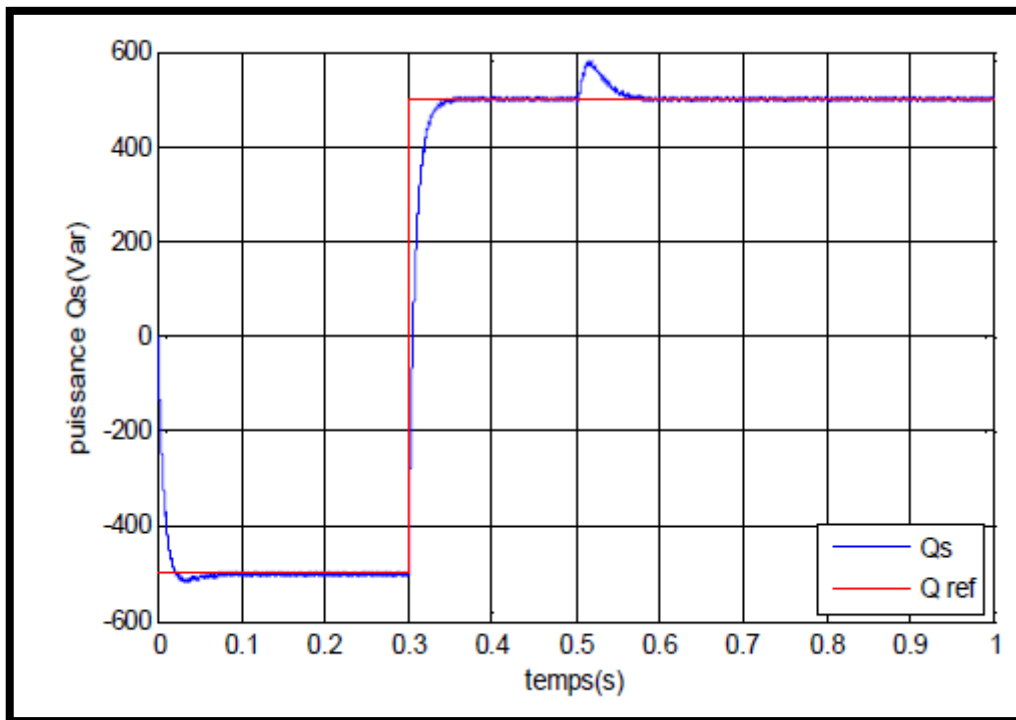


Figure III.16 : réponse de la puissance réactive Q.

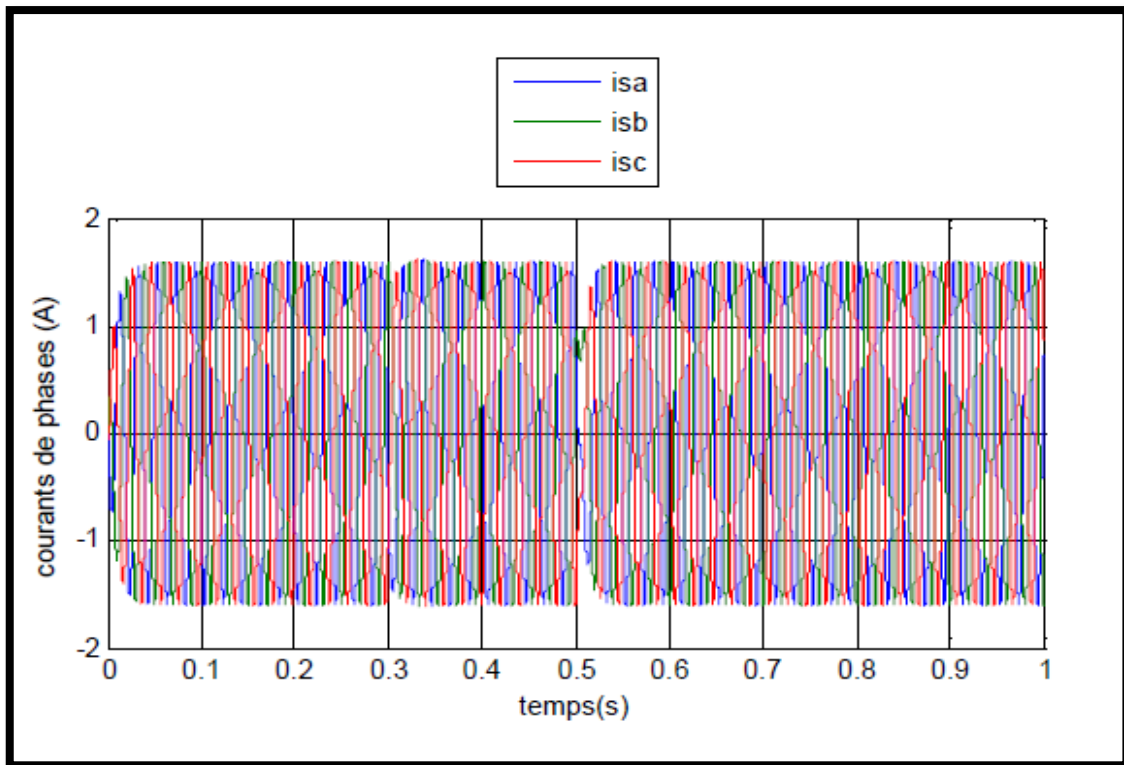


Figure III.17: Variation du courant triphasé de la partie série

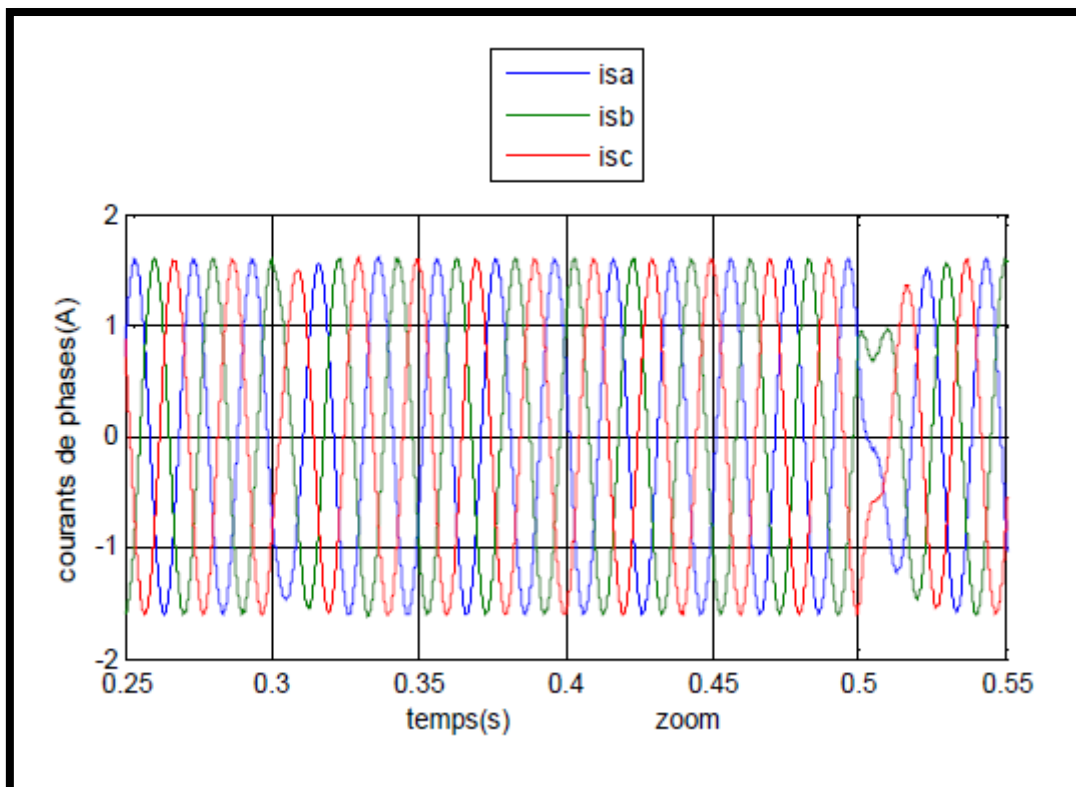


Figure III.18: Variation du courant triphasé de la partie shunt

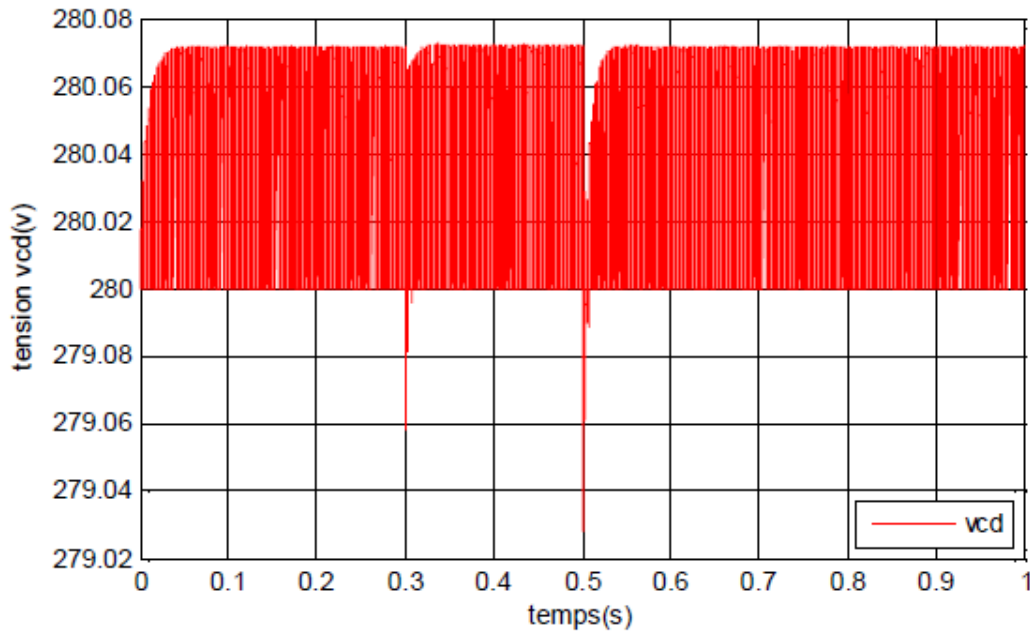


Figure III.19: Variation de tension Vdc

### Conclusion

Dans ce chapitre, on a essayé de tester la limite de robustesse et son effet sur les performances de réglage d'un système UPFC par la logique floue. On a appliqué le correcteur flou sur l'UPFC. Les résultats des simulations obtenus sont très satisfaisants et la dynamique est améliorée par rapport au réglage classique. Ce qui nous mène à conclure que les régulateurs flous donnent des bonnes performances et nous pouvons dire que le problème de l'interaction est résolu en utilisant régulateur un PI-Flou et la réponse des paramètres du système est améliorée.

Cette méthode comporte des inconvénients :

- Le **manque** de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche **artisanale** et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement **non-linéaire**.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

D'après les inconvénients de cette méthode on propose la méthode **RST**.

# CHAPITRE IV :

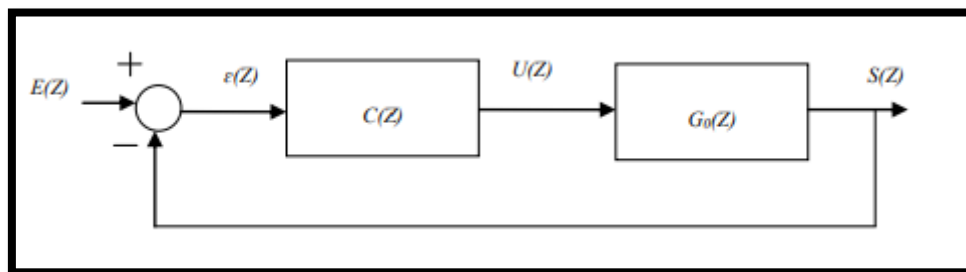
## La Commande RST

**CHAPITRE IV :    Commande RST****Introduction :**

Contrairement aux régulateurs analogiques qui sont réalisés à base de composants électroniques, Les régulateur numérique sont illustrés par des programmes en utilisant des calculateurs dotés des microprocesseurs (Carte DSP, FPGA, Microcontrôleurs, Automates Programmables...). En plus, pour changer les paramètres d'un régulateur analogique, on doit changer les composants électroniques, mais pour un régulateur numérique, cette opération facile à réaliser en changeant les valeurs numériques du régulateur. Noter que les avantages principaux du régulateur numérique par rapport au régulateur continu sont :

- Souplesse
- Précision.

Le schéma fonctionnel général d'un système asservi numérique est présenté sur la figure suivante :



**Figure IV.1 : Schéma fonctionnel général d'un système asservi numérique.**

$E(Z)$  : Entrée de consigne (Sortie désirée) ;

$\epsilon(Z)$  : Erreur entre la sortie désirée et la sortie réelle du système ;

$U(Z)$  : Signal de commande du système ;

$S(Z)$  : Sortie réelle du système ;

$C(Z)$  : Fonction de transfert numérique du régulateur ;

$G_0(Z)$  : Fonction de transfert numérique du système muni de son bloqueur.[17]

**IV.1 Régulateurs numériques :**

Le développement extraordinaire des microprocesseurs a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Leur puissance de calcul et leur faible coût les rendent aptes à prendre également en charge les aspects commande/régulation avec des performances nettement supérieures à celle de régulateur analogique. Pratiquement tous les systèmes de commande / régulation construit actuellement des microprocesseurs. Pour tirer réellement profit des capacités des microprocesseurs, il ne suffit pas de produire le comportement des régulateurs PID analogiques, il faut mettre en œuvre des techniques d'automatique spécifiques et plus performantes, développées pour la commande par ordinateur, techniques testées industriellement ces vingt dernières années. Par ailleurs, le développement des logiciels d'automatique et de leur utilisation à permet d'améliorer d'une façon significative l'efficacité de la conception et de la mise en œuvre des systèmes de commande/régulation. La dissimulation des PC-machines ouvertes pouvait être facilement complétés avec des coûts d'acquisition à permet d'une part la généralisation de l'usage des logiciels, et a conduit à d'autre part à la création des stations de travail pour l'analyse, la conception, le développement et la mise en œuvre sur des procédés réels de différents types d'algorithmes de commande/régulation.

**IV.2 Présentation de la commande RST :**

Le régulateur *RST*, est exploité dans une représentation « fonction de transfert » pour permettre la commande d'un système dont la fonction de transfert en boucle fermée sera modifiée par l'implantation de trois polynômes  $R(s)$ ,  $S(s)$  et  $T(s)$  disposés dans une boucle d'asservissement, pour aboutir à une loi de commande qui tient compte des coefficients de ces polynômes et satisfait les performances souhaitées. Ainsi le système commande peut-il :

- Gérer la dynamique de poursuite (asservissement) et la dynamique de réjection de perturbation (régulation) d'une manière indépendante :
  - Spécifier indépendamment le temps de montée et le dépassement sur la consigne ;
  - Tenir compte du retard pur du processus ;
  - Assurer une régulation robuste vis à vis des variations du processus et des changements des points de consigne...

IV.2.1 Structure d'un régulateur RST :

IV.2.1.A Principe de régulateur :

Un régulateur de type *RST* est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type *PID*. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les polynômes  $R(s)$ ,  $S(s)$  et  $T(s)$  ont leur degré respectif fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses ( $T_c$ ,  $T_f$ ), seulement. Ces paramètres sont, respectivement, des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera définie, la région où les pôles de la boucle fermée seront placés. Soit le système corrigé de fonction de  $\frac{B(s)}{A(s)}$  représenté par la figure (V.2) où  $y_c$  représente la référence de la grandeur de sortie ( $y$ ) à asservir et  $p_{in}$  la perturbation interne alors que  $p_{ex}$  représente la perturbation externe (bruit) (généralement un bruit se situant dans les hautes fréquences)

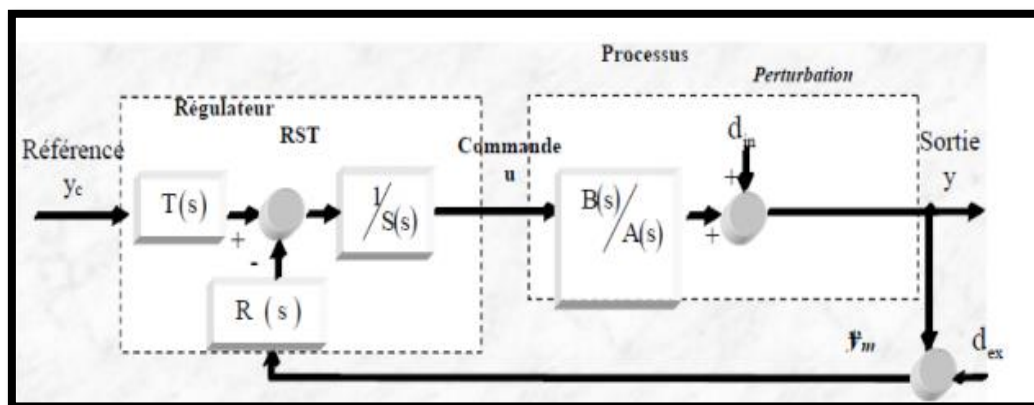


Figure IV.2 : Système en boucle fermée avec un régulateur *RST* en présence de perturbation en sorties et de bruits de mesure.

La structure théorique du régulateur *RST* est décrite sur le diagramme de la figure (V.2) ou  $R(s)$ ,  $S(s)$  et  $T(s)$  sont des polynômes. En supposant que les fonctions rationnelles  $\frac{R(s)}{S(s)}$  et  $\frac{T(s)}{S(s)}$  soient propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur, la sortie  $y(s)$  de système s'écrit :

$$y(s) = \frac{B(s)}{A(s)}u(s) + p_{in}(s) \tag{4.1}$$

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e(s) = yc(s) - y(s) \quad (4.2)$$

En réalité, la sortie  $y(s)$  est mesurée par un capteur. Elle est donc entachée d'un bruit de mesure  $p_{ex}$ .

On a donc :

$$ym(s) = y(s) + p_{ex}(s) \quad (4.3)$$

**IV.2.1.B Principe de calcul de régulateur RST :**

Etant donné un procédé défini par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie  $y(s)$  la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes ( $c$ ) et de perturbation ( $p$ ), on adopte la procédure suivante :

D'après (4.1), (4.2), (4.3), on a :

$$S(s).u(s) = R(s).y_m(s) + T(s).y_c(s) = -R(s).(y(s) + P_{ex}(s)) + T(s).y_c(s) \quad (4.4)$$

$$T(s).y_c(s) \cdot \left( \frac{A(s).y(s) - A(s).d_{in}(s)}{B(s)} \right) + R(s).(y(s) + P_{ex}(s)) \quad (4.5)$$

$$(s).T(s).y_c(s) = (A(s).S(s) + B(s).R(s)).y(s) + R(s)B(s).P_{ex}(s) - A(s).S(s).P_{in}(s) \quad (4.6)$$

Où, la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{T(s).B(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)}y_c(s) + \frac{A(s).S(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} \cdot P_{in}(s) - \frac{B(s).R(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)}P_{ex}(s) \quad (4.7)$$

Avec :

$$\frac{T(s).B(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} : \text{fonction de transfert en boucle ouverte ;}$$

$$\frac{A(s).S(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} : \text{fonction de transfert en liant } P_{in} \text{ à } y ;$$

$$\frac{B(s).R(s)}{A(s).S(s)+B(s).R(s)} : \text{fonction de transfert en liant } P_{ex} \text{ à } y ;$$

Pour calculer les polynômes, on procède de la façon suivante : Pour les polynômes  $S(s)$  et  $R(s)$ , on adopte le principe du placement de pôles. Cela consiste à spécifier, un polynôme de stabilité arbitraire  $P_c(s)$  et à calculer les polynômes  $S(s)$  et  $R(s)$ , de sorte que l'on ait l'équation dite équation diophantien, ou Bézout :

$$P_c(s)S(s) + B(s)R(s) \tag{4.8}$$

Pour garantir un gain statique de la fonction de transfert en poursuite  $(\frac{y}{y_c})(s)$  l'équation (5.8) montre qu'il suffit de choisir le polynôme  $T(s)$  qui vérifie la contrainte

$T(0) = R(0)$ . On peut remarquer que le polynôme  $T(s)$  intervient uniquement dans le transfert consignesortie. il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y(s)}{y_c(s)} = \frac{T(s)B(s)}{P_c(s)} \tag{4.9}$$

**IV.2.1.C Résolution de l'équation de Diophantine:**

Le principe du placement des pôles consiste à spécifier un polynôme arbitraire de stabilité  $P_c(s)$  (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et à calculer  $S(s)$  et  $R(s)$  de sorte que conformément, à l'équation de Bézout, on aura :

$$p_c(s) = A(s)S(s) + R(s)B(s) \text{ (Dynamique désirée stable)} \tag{4.10}$$

Le processus  $\frac{B(s)}{A(s)}$  et le régulateur  $\frac{R(s)}{S(s)}$  étant propre, le degré de  $P_c(s)$  est déterminé par celui du produit  $(A(s). S(s))$  et qui implique donc que  $P_c(s)$  a pour degré :

$$\text{deg}(P_c(s)) = \text{deg}(A(s)) + \text{deg}(S(s)) \tag{4.11}$$

La théorie du placement des pôles robustes montre qu'en choisissant un régulateur strictement propre :

$$\text{deg}(S(s)) = \text{deg}(R(s)) + 1 \tag{4.12}$$

Le temps de calcul est augmenté, mais il en résulte un filtrage des bruits de hautes fréquences et une aptitude à respecter les performances de robustesse du coté hautes fréquences. Cela signifie que si  $A(s)$  est de degré  $n$ , alors :

$$\begin{cases} \text{deg}(p_c(s)) = 2 \text{deg}(A(s)) + 1 \\ \text{deg}(S(s)) = \text{deg}(A(s)) + 1 \\ \text{deg}(R(s)) = \text{deg}(A(s)) \end{cases} \tag{4.13}$$

La détermination des polynômes  $R(s)$  et  $S(s)$  passe par la résolution du système linéaire, où les inconnues sont les coefficients des puissances en de ces polynômes. Le

choix du degré de  $R(s)$  et  $S(s)$  se fait, généralement, par rapport au régulateur retenu, propre ou strictement propre :

- Pour un régulateur propre :

$$\begin{cases} \deg(S(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(p_s(s)) = 2\deg(A(s)) \end{cases} \quad (4.14)$$

- Pour un régulateur strictement propre :

$$\begin{cases} \deg(S(s)) = \deg(A(s)) + 1 = n + 1 \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(p_s(s)) = 2\deg(A(s)) + 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

Selon le choix de régulateur propre ou strictement propre, on peut aboutir à l'équation de Bézout. Pour un régulateur strictement propre et avec les notions suivantes :

$$\begin{cases} A(s) = s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) = b_0s^n + b_1s^{n-1} + \dots + b_m \\ R(s) = r_0s^n + r_1s^{n-1} + \dots + r_q \\ S(s) = s_0s^n + s_1s^{n-1} + \dots + s_l \\ p_c(s) = p_0s^{2n+1} + p_1s^{2n} + \dots + p_{2n+1} \end{cases} \quad (4.16)$$

Alors, l'identité selon les puissances décroissantes de  $s$  se traduit par le système linéaire suivant, dit système de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} a_0 & 0 & \dots & \dots & 0 & b_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ a_1 & a_0 & \dots & \dots & \vdots & b_1 & b_0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ a_2 & a_1 & \dots & \dots & \vdots & b_2 & b_1 & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & 0 & \vdots & b_2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & a_0 & b_m & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ a_n & \vdots & \dots & \dots & a_1 & 0 & b_m & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & a_n & \dots & \dots & a_2 & \vdots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & b_0 \\ \vdots & 0 & \dots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_2 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & a_n & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & b_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ \vdots \\ s_l \\ r_0 \\ \vdots \\ r_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_0 \\ \vdots \\ p_p \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Cette matrice étant une matrice carrée inversible, ce système possède, génériquement, une seule solution.

**IV.2.2 Stratégie de placement de pôles robustes :**

Pour confirmer la stratégie de placement des pôles robustes, le degré du polynôme  $P_c(s)$  nous oblige à placer trois pôles. Ce polynôme est tout d'abord décomposé d'un produit de deux polynômes  $P_d$  et  $P_f$  :

$$P_c(s) = p_d p_f \tag{4.18}$$

Nous définissons ensuite deux paramètres : un horizon de commande  $T_c$  et un horizon de filtrage  $T_f$  (avec  $P_c = \frac{1}{T_c}$  pole du polynôme de commande  $P_d$  et  $P_f = -\frac{1}{T_c}$  pole double du polynôme de filtrage  $P_f$ )

Le choix de ces polynômes est alors basé sur les pôles de la boucle ouverte. Le rôle du pôle de commande étant d'accélérer le système, on le choisit arbitrairement 5 fois supérieur au pôle du polynôme  $A(s)$  :

$$P_c = 5P_a \tag{4.19}$$

$$T_c = -\frac{1}{P_c} \tag{4.20}$$

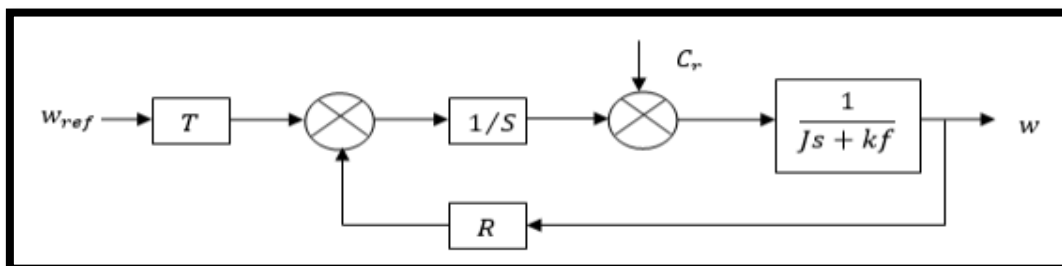
Pour accroître la robustesse du régulateur, nous avons tout intérêt à déséquilibrer les horizons  $T_c$  et  $T_f$  de plus, afin de rendre la commande moins sensible aux différents bruits pouvant être amenés, notamment, par les capteurs, nous choisissons  $T_c$  trois fois plus grand que  $T_f$  :

$$T_c = -3T_f \tag{4.21}$$

**IV.2.3 Application : [20]**

**IV.2.3.A Application à la régulation de la Vitesse :**

Dans une régulation polynôme, avec un régulateur RST appliqué sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de Contrôle est représenté par la figure suivante :



**Figure V.3 : Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée.**

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$FTBO = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{1}{Js+kf} \quad (4.22)$$

Avec :

$$A(s) = Js + kf \text{ et } B(s) = 1$$

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$W = \frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} W_{ref} + \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} C_r \quad (4.23)$$

Par l'application de la procédure de calcul du régulateur, on obtient :

$$P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s) = P_d(s)P_f(s) \quad (4.24)$$

Les polynômes de  $S(s)$  et  $R(s)$  sont calculés de manière à obtenir le polynôme caractéristique  $P_c(s)$  désiré.

Nous allons présenter dans cette partie une application concrète pour le calcul de notre système.

$P_d(s)$  est le polynôme de commande et le  $P_f(s)$  est le polynôme de filtrage. Les degrés des polynômes sont donnés par :

$$\begin{cases} \deg(S(s)) = \deg(A(s)) + 1 = n + 1 \\ \deg(R(s)) = \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_s(s)) = 2\deg(A(s)) + 1 = 2n + 1 \end{cases} \quad (4.25)$$

Dans ce cas le modèle est le suivant :

$$\begin{cases} A(s) = a_0s + a_1; \\ B(s) = b_1; \\ P_c(s) = p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s^1 + p_0b \\ R(s) = r_0s^2 + r_1 \\ S(s) = s_0s^2 + s_1s; \end{cases} \quad (4.26)$$

Pour trouver les coefficients des polynômes  $R(s)$  et  $S(s)$ , la méthode de placement des pôles robustes est adoptée avec  $Tc$  comme horizon de commande et l'horizon de filtrage.

Nous avons :

$$p_d = -\frac{1}{T_c} \& p_f = -\frac{1}{T_f} \quad (4.27)$$

Le pôle  $p_c$  doit être choisi tel que la dynamique du processus soit plus simple ; il est généralement choisi trois à cinq fois plus grand que le pôle de  $p_a$ .

Le pôle  $p_f$  est généralement choisi trois fois plus petit que  $p_c$ . Dans ce cas :

$$s = -\frac{k_f}{J} \quad (4.28)$$

D'où :

$$T_c = \frac{1}{3} T_f = -\frac{1}{3p_a} = -\frac{1}{3k_f} \quad (4.29)$$

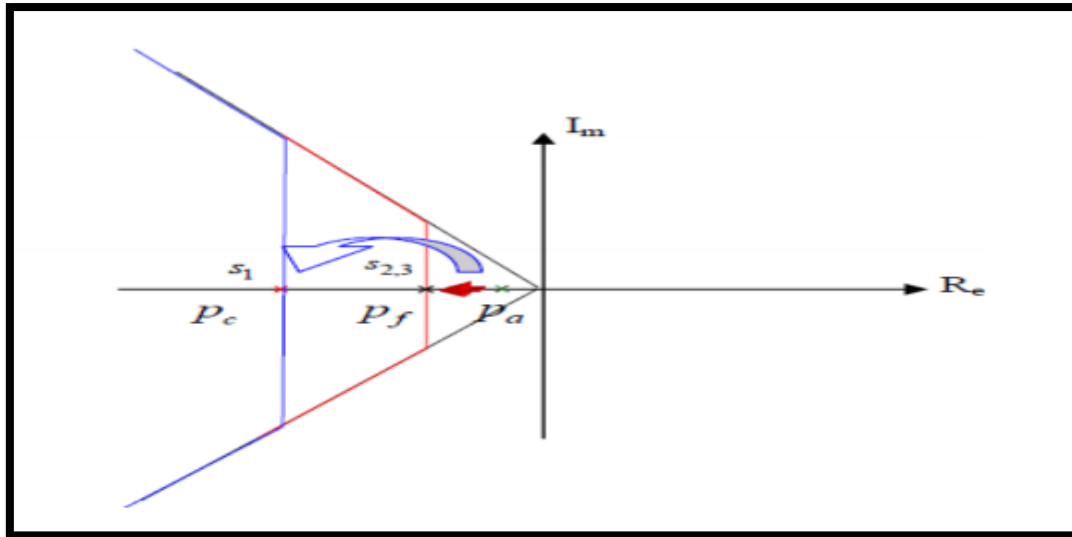
Dans l'hypothèse où les perturbations sont considérées comme constants,  $C_r$  peut alors être modélisé par un échelon. Dans ce cas, pour que la perturbation soit rejetée, il est nécessaire d'annuler la fonction de transfert en régulation ce qui signifie que le terme  $\frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)}$  doit tendre vers zéro. Le théorème de la valeur finale indique alors :

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s)+B(s)R(s)} \frac{c_r}{s} = 0 \quad (4.30)$$

Pour des raisons de stabilité en régime permanent, le terme  $P_c(0)$  ne peut pas être nul, il faut que  $S(0)$  soit nul. L'équation de Bézout  $P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s)$  permet d'obtenir un système de quatre équations à quatre inconnues où les coefficients de  $P_c(0)$  sont liés aux coefficients de  $R(s)$  et de  $S(s)$  par la matrice de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Les coefficients  $P_c(s)$  sont déterminés à partir des pôles choisis. Les nouveaux pôles pour le système  $A(s)$  sont représentés sur la figure suivante :



**Figure IV.4 Construction des pôles.**

Une étude paramétrique a été réalisée afin d'obtenir les coefficients du polynôme  $P_c(s)$  :

$$P_c(s) = P_d(s) \cdot P_f(s) = (s + P_d) \cdot (s + P_f)^2 \quad (4.32)$$

$$P_c(s) = s^2 + (P_d + p_f)s^2 + p_f^2 + 2 \cdot P_d \cdot p_f s + P_d \cdot p_f^2 \quad (4.33)$$

Ce qui nous amène au régulateur suivant :

$$R(s) = 0.2589s + 1$$

$$S(s) = 0.0044s^2 + 0.2235$$

$$T(0) = R(0) = 1$$

#### IV.2.4 Les Avantages de régulateur RST :

Le régulateur possède deux degrés de liberté : le premier classiquement défini sur le signal d'erreur consigne/mesure, le second autorisant la poursuite via une trajectoire de référence. La structure du contrôleur permet aussi d'imposer des pôles et certains zéros en boucle fermée [16]. La plupart des boucles d'asservissement mettent en œuvre le classique correcteur PID. Bien que relativement facile à régler, le PID ne permet pas toujours d'obtenir les performances requises, en particulier sur les systèmes :

- À retard pur / temps mort important
- Dont les caractéristiques dynamiques varient au cours du fonctionnement
- D'ordre supérieur à 2 (donc possédant plus d'un mode vibratoire)

- Possédant des zones de non-linéarités (frottements, jeu ...)

Le correcteur numérique RST (dont le PID est un cas particulier) est bien adapté à ces types de systèmes. Il permet :

- De gérer, sans module complémentaire, le retard pur.
- De commander des systèmes possédant jusqu'à 5 modes vibratoires. (Ordre 10).
- De gérer de manières distinctes les dynamiques de suivi de consigne et de rejet de perturbation.
- La consigne peut être atteinte selon une trajectoire du 2nd ordre entièrement paramétrable (dépassement, temps de montée).
- D'obtenir une excellente robustesse du réglage, pour s'affranchir des variations dans la dynamique du système (gain, retard, inertie).

Il s'intègre sur toute cible programmable (carte contrôleur, automate programmable, PC ...)

Sa mise en œuvre s'effectue à partir d'un modèle paramétrique de la boucle et des spécifications des performances à atteindre : dépassement et temps de montée en suivi de consigne et réjection de perturbation.

**Conclusion :**

On a présenté dans ce chapitre l'étude et l'application d'une structure de régulation RST.

Cette technique de régulation présente l'avantage de la mise en œuvre très simple comparée aux autres techniques, puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter.

L'objectif de ce chapitre est de présenter une méthode pour obtenir des résultats plus

Précis et une proposition pour les prochaines études.

**CONCLUSION**

**GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Dans un réseau électrique, les harmoniques, la puissance, réactive, les déséquilibres de courants et les creux de tension ont des effets catastrophiques sur les équipements électriques et la stabilité du réseau. Aujourd'hui, grâce au dispositif flexible sur des équipements électriques, l'énergie électrique peut être contrôlée dans des meilleures conditions.

L'UPFC est le seul dispositif le plus flexible du système FACT capable de contrôler simultanément et indépendamment, la puissance active et réactive où il permet de régler plusieurs grandeurs du réseau de la ligne de Transmission. On a donc appliqué différentes méthodes de réglage en ligne pour l'UPFC, mais l'approche classique souffre malheureusement d'handicaps freinant sérieusement ses capacités quand elle se trouve devant des problèmes où il est impossible d'obtenir avec précision les modèles des processus et des bruits comme dans le cas des réseaux électriques.

La commande de PI flou donne une meilleure réponse par rapport au PI classique. Ce régulateur doit optimiser les deux puissances active et réactive. De même, on peut considérer que ce type de régulateur PI flou est idéal pour le système UPFC sauf que lors le temps de réponse de system réagi bien.

On a proposé la commande RST pour les prochaines recherches.

### A.1 Introduction

La transformation de PARK appelée souvent transformation des deux axes, fait

Correspondre aux variables réelles leurs composantes

- Homopolaire (indice O)
- D'axe direct (indice d)
- D'axe en quadrature (indice q)

### A.2 Forme modifiée de la transformation de PARK

Dans le cas d'un système de courant (ou de tension), cette transformation s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = p^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} X_o \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

La variable x peut être une tension ou un courant, ou q est l'écart angulaire entre l'axe d'une phase et l'axe d'observateur.

La matrice de transformation modifiée s'écrit :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

La matrice de transformation inverse est :

$$p(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Dans le cas d'un système de tension on écrit :

$$[V] = [Z] [I] \quad (1.4)$$

[V] et [I] sont des vecteurs formés par les tensions et les courants réels.

En appliquant la transformation de PARK :

$$[V_c] = [Z_c] [I_c] \quad (1.5)$$

Avec :

$$[v_c] = [p(\theta)]^{-1} [v] \quad (1.6)$$

$$[Z_c] = [p(\theta)]^{-1} [Z] [p(\theta)] \quad (1.7)$$

## Référence

- [1]: L Gérin – Lajole, G Scotte, S Breault, E V Larsen, D H Baker and A F Imece, “Hydo-Québec Multiple SVC applications Control stability study”, IEEE Transactions on Power Delivery Vol5.N03, July 1990, pp.1543-1551.
- [2]: Allaoui Tayeb, “Réglage robuste de l’UPFC pour optimiser l’écoulement des puissances dans un réseau électrique ”, Thèse de Magister USTO, Avril 2002.
- [3]: D J Won, Y Chung , S Moon., “Determination of equivalent impedance of UPFC Voltage-source model from the dynamic response of UPFC switching level model”, JEPE 607, 23/9/2002, Glightoot - 54859, Model 5, electrical power and energy systems,2002
- [4]: R L Hauth, T Human , R J Newell , “Application of a static var compensator in western Nebraska”, IEEE Transactions.
- [5]: G M Yam , M H Haq , “ SVD based controller of UPFC For power Control”, Electric Power research 70, 2004,
- [6]: C A I Lijnun , “Robust Coordinated Control of FACTS DEVICES In large Power systems”, copyright logos verglas, Berlin, 2004.
- [7]: A Haghghat Hyazdian , “An instantaneous power theory based control schema for unified power flow controller in transient and steady conditions”, Electric Power systems Research 64, 2003.
- [8]: L. Gyugyi, Unified Power Flow Control Concept for flexible AC,Transmission Systems. IEE Proc. C 139 (1992)
- [9]: Dizdravic.N Tesnjak.S Andersson,G,Power flow regulation by use of UPFC’s injection model IEEE Power tech 99 Tech conference paper BpT99-367-12 Budapest,Hungary,aug 29-sept 2,1999
- [10]: Mokhtari.M, Matlab 5.2, 5.3 & simulink 2 ET 3, Edition Springer 2000.

## Référence

- [11]: Derrick H. Nguyen and Bernard Widrow. Neural Networks for Self-Learning Control Systems
- [12]: R P Kalyani, G K Venayagamoorthy, M Crow, “Neuro-identification of system parameters for the shunt & series branches control of UPFC”, IEEE Transactions, 0-7803-7990-x/03/c, 2003.
- [13]: Y. Tang and L. Xu, « Fuzzy logic application for intelligent control of a variable speed drive ». in IEEE-PES Winter Meet, 1994.
- [14] Hendti Masdi; Nornian Mariun; Senan MaImud; Azah Mohamed and Sallehudin Yusuf, ” Design of a Prototype D-Statcom for Voltage Sag Mitigation”, National Power and Energy Conference (PECon) 2004 proceedings, Kuala Lumpur Malaysia.
- [15] C.M. Yam, M.H. Haque, ” A svd based controller of UPFC for power flow Controller”, Electric Power Tsao-Tsung Ma, Novel Control Schemes Based on Recurrent Fuzzy Neural Networks for the Variable Structure UPFC”, IAENG International Journal of Applied Mathematics.
- [16]: Par Roland Longchamp, Commande numérique de systèmes dynamiques : Cours d'automatique, Volume 2, PPUR Presses polytechniques, 2010.
- [17] : M. BOUTOUBAT, “Commande des systèmes linéaires continus et discrets”.
- [18] : Samir AIT ABDELLAH, “Implémentation de la commande RST sous un API S7-300 pour le contrôle de la station de température PUT-1 d'Electronica Veneta”, Mémoire de Fin d'Etude de MASTER ACADEMIQUE.
- [19] : <https://www.et.byu.edu/~tom/classes/436/ClassNotes/Class07-PI.pdf>. Consulté le : 05/09/2020.
- [20] : BAHI Hamza & CHAOULI Ramy, “ETUDE ET SYNTHÈSE D'UNE COMMANDE PAR RETOUR D'ÉTAT”, Mémoire de Fin d'Etude de MASTER LMD OPTION : Commande Electrique, MOKHTAR BADJI UNIVERSITE ANNABA JUIN 2018.

## Résumé

### Résumé :

L'étude de la stabilité des réseaux électriques constitue un sujet important pour la Planification et l'exploitation des réseaux électrique, comme nous avons pu le constater tout le long de ce mémoire.

L'objectif de ce travail était de concevoir comment la compensation réactive peut être utilisée pour améliorer la stabilité d'un réseau électrique soumis à une perturbation.

Le FACTS utilisé au cours de ce travail est un dispositif de type hybride à savoir L'UPFC (Unified Power Flow Controller).

Les points essentiels mis à exergue sont l'efficacité de ce dispositif en termes d'amortissement des oscillations et d'augmentation du temps critique ainsi que leur influence sur le réseau lorsque ce dernier est placé proche de l'endroit perturbé.

**Mots clés:** FACTS, UPFC, stabilité d'un réseau électrique, réseau électrique.

### Abstract:

The study of power system stability forms an important subject for the planification and exploitation of power system.

We have shown in this document how reactive power compensator can be used to Improve the behavior of fault power system.

A study was carried out on the UPFC (Unified Power Flow Controller).

The essential topics dealt with are efficiency in terms of damping power oscillations, Increasing critical clearing time and the dependence of equipment location.

**Keywords:** FACTS, UPFC, Reactive Power and Voltage control in Power System, power system