

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de BATNA
Faculté des Science de l'Ingénieur
Département de l'électrotechnique



Mémoire

Présenté par :

Berrahal Khoukha

Ingénieur en Electrotechnique – université de BATNA

Pour obtenir le diplôme de

Magistère en électrotechnique

Option : Mechatronique

Thème:

Modélisation et simulation d'un système FACTS : UPFC

Soutenu le: 29-01-2009

Devant le jury composé de:

Dr. R.ABDESSEMED	Prof	Université de BATNA	Président
Dr. A.CHAGHI	Mc	Université de BATNA	Rapporteur
DR. L.BENFARHI	Dr	Université de BATNA	Examineur
Dr. A.DIB	Prof	Université D'Oum-El-Bouaghi	Examineur
Dr. A.GUETTAFI	Prof	Université de BATNA	Examineur

A la mémoire de ma mère

A mon père

A ma sœur et mon frère

A tout ceux que je connais et j'aime et que je n'ai pas citer

REMERCIEMENT

Je remercie en premier lieu notre Dieu le tout puissant pour la patience et l'effort qu'il m'a donné pour élaborer ce travail jusqu'au dernier moment.

J'adresse mes sincères remerciements à monsieur CHAGHI ABD EL AZIZ, maître de conférence à l'université de BATNA pour son encadrement, pour sa contribution, sa patience et son aide.

Je suis très honoré de la présence de Monsieur R.ABDESSEMED, Professeur à l'Université de BATNA, qui a bien voulu présider le Jury de ce mémoire de Magister.

Je tiens à remercier vivement Monsieur A. DIB, Professeur à l'université d'Oum-EL-Bouagui d'avoir accepté de juger ce travail.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur A. Guettafi, Professeur à l'Université de BATNA et à M^{lle} L. BENFARRHI chargé de cours à l'université de BATNA, pour avoir accepté de participer au Jury de ce mémoire.

A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué chacune à leur manière, à l'accomplissement de ce mémoire.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont aux membres du **LEB**.

Je remercie sincèrement **mes amis** et **ma famille** pour leur encouragements et soutien tout au long de ces années, pour leur confiance sans failles dans ce travail et pour tous les très bons moments partagés.

Enfin, je voudrais dédier ce travail, à la mémoire de ma très chère mère, à mon père à ma soeur **Salima**, et à **ABD El Kader** pour avoir été là quand il le fallait et à tout instant.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	2
----------------------------	---

Chapitre I

État de l'art

I.1	Introduction.....	5
I.2	Systèmes de compensation	5
I.3	Les convertisseurs statiques SVC	6
I.3.1	Principe des opérations et simplification de leurs structures.....	7
I.3.2	Modèle à commutation.....	8
I.3.3	Modèle moyen.....	9
I.3.4	Régulation des paramètres de la ligne par un SVC.....	9
I.3.5	Caractéristique V-I d'un SVC.....	10
I.4	STATCOM à base GTO.....	11
I.5	Le Compensateur Synchrone Statique Série SSSC.....	13
I.6	Description et fonctionnement de l'UPFC.....	15
I.6.1	Modes de fonctionnement de l'UPFC.....	16
I.7	Conclusion.....	20

Chapitre II

Modèle mathématique de l'UPFC

II.1	Introduction.....	22
II.2	Modèle mathématique de l'UPFC.....	22
II.3.1	L'équation dynamique du compensateur série et parallèle.....	23
II.3.2	Les équations dynamiques du compensateur shunt	24
II.3.3	Equation du circuit continu.....	27
II.4	Calcul des puissances instantanées de l'UPFC.....	28
II.5	Control de l'UPFC.....	28
II.6	Identification de paramètre.....	28

II.7	Conclusion.....	31
------	-----------------	----

Chapitre III

Réglage par PI de l'UPFC

III.1	Introduction.....	33
III.2	Identification de paramètres.....	33
III.3	Réglage proportionnel- intégral avec découplage	34
III.4	résultat de simulation.....	35
III.5	Conclusion.....	41

Chapitre IV

Réglage PI-Flou

IV.1	Introduction.....	43
IV.2	Intérêt et utilisation de la logique floue pour le contrôle.....	43
IV.2.1	Intérêt.....	43
IV.2.2	Utilisation pour le contrôle.....	44
IV.3	Notions de bases.....	44
IV.3.1	Univers de discours.....	44
IV.3.2	Ensembles flous, variables linguistiques et degré d'appartenance.....	44
IV.3.3	Fonction d'appartenance.....	46
IV.3.3.1	Les différentes formes des fonctions d'appartenance.....	46
IV.3.3.2	Considérations générales sur les fonctions d'appartenances.....	47
IV.4	Raisonnement flou.....	48
IV.5	Inférences.....	49
IV.5.1	Méthode d'inférences.....	49
IV.5.2	Méthode de MAMDANI	49
IV.6	Commande par logique floue.....	50
IV.6.1	Conception d'un régulateur flou.....	50
IV.6.2	Choix des entrées et sorties.....	51
IV.7	Définition des fonctions d'appartenance.....	52

IV.8	Influence des ensembles sur la régulation.....	52
IV.9	Influence de la largeur des ensembles.....	52
IV.10	Influence de la largeur du sommet.....	52
IV.11	Influence de la pente.....	52
IV.12	La défuzzification.....	52
IV.13	Loi de commande.....	54
IV.14	Application du régulateur PI- flou au système UPFC.....	54
IV.15	Base de règles.....	55
IV.16	Résultats de simulation.....	56
IV.17	Conclusion.....	60
	Conclusion générale.....	62
	Bibliographie.....	63
	Annexes.....	67

Nomenclature

R_{se}	Résistance du transformateur série couplé par la résistance de la ligne
X_{se}	Réactance du transformateur série couplé par la réactance de la ligne
L_{se}	Inductance du transformateur série couplé par la inductance de la ligne
R_{sh}	Résistance du transformateur shunt
X_{sh}	Réactance du transformateur shunt
V_S	Tension de départ (source)
V_R	Tension d'arrivée
ω	Fréquence synchrone du système en (rd/sec)
ω_b	Base de fréquence en (rd/sec)
V_{se}	Tension de sortie du convertisseur série
V_{sh}	Tension de sortie du convertisseur shunt
δ	Angle de transmission (déphasage entre la tension de départ et d'arrivée)
d	Axes direct et en quadrature
q	Axes en quadrature
V_{dc}	Tension du circuit continu

Liste des abréviations

FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
GTO	Gate Turn Off
STATCOM	Static Synchronous Compensator
SVC	Static Var Compensator
UPFC	Unified Power Flow Controller
SSSC	Static Synchronous Serie Capacitor
IGBT	Insulate Gate Bipolar Transistor

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

La demande en énergie électrique ne cesse de croître et le souci majeur des entreprises de production d'énergie électrique est de répondre à la croissance du marché et aux exigences des consommateurs en assurant une fourniture régulière et sans interruption. Pour des raisons écologiques et des contraintes économiques la construction de nouveaux ouvrages est éloignée. L'éventualité est de multiplier les interconnexions et d'augmenter les capacités de transmission des ouvrages existants obligeant ainsi l'exploitation des lignes de transmission dans des conditions critiques qui peuvent affecter le réseau à tout instant et l'amener en dehors de sa zone de stabilité.

Des systèmes de contrôle rapide des réseaux utilisant les ressources offertes par l'électronique de puissance et la microélectronique de commande ont été récemment étudiés et réalisés, et sont actuellement pour certains en application normale, pour d'autres, en applications pilotes ou à l'état de prototypes. Ces systèmes sont désignés par l'acronyme général **FACTS** (**F**lexible **A**lternative **C**urrent **T**ransmission **S**ystems), on peut y ajouter les liaisons à haute tension continue dite **HVDC** (**H**igh **V**oltage **D**irect **C**urrent) qui ont démontré leur fiabilité depuis des décennies pour des transmissions sur longues distances (supérieures à 1000 km en aérien et à 100 km en câbles souterrain).

L'utilisation de liaisons à courant continu (HVDC) pourrait augmenter dans l'avenir, surtout dans la mesure où il serait fait usage de convertisseurs à éléments entièrement commutables (GTO, IGBT, IGCT) à modulation de largeur d'impulsions (MLI) permettant de réaliser des caractéristiques de réglage quelconques. Ces convertisseurs MLI permettent de réaliser de véritables génératrices statiques à courant alternatif, qui sont capables de fournir ou d'absorber de la puissance réactive et dont la tension est contrôlable.

Des exemples de FACTS sont le SVC (StaticVar Compensator), le STATCOM (Static Compensator), le SSSC (Synchronous Static Series Compensator) et l'UPFC (Unified Power Flow Controller). Ces dispositifs agissent sur la tension et/ou l'impédance de la ligne en injectant la quantité de la puissance active et/ou réactive nécessaire.

Depuis le début des années 1970, l'électronique de puissance a été utilisée pour compenser la puissance réactive dans les systèmes de transmission de l'énergie électrique sous sa la forme de compensateur statique de puissance réactive appelé SVC (Static Var

Compensator). Ce dernier donne la possibilité de contrôler rapidement la tension au point de raccordement avec la ligne [5], [6], [7].

Le flux de puissance sur une ligne de transmission est fonction de trois paramètres électrique essentiels à savoir la tension de la ligne, l'impédance de la ligne et l'angle de transmission (déphasage entre tension du point de départ et d'arrivée de la ligne), défini par :

$$\begin{aligned} P &= \frac{V_s V_R}{X} \sin(\delta) \\ Q &= -\frac{V_R^2}{X} + \frac{V_s V_R}{X} \cos(\delta) \end{aligned} \tag{I}$$

Objectif du projet

Ce travail est destiné à évaluer l'aptitude de l'UPFC à contrôler l'écoulement de puissance à travers une ligne de transmission et compenser la puissance réactive. Cette étude est organisée à quatre chapitres.

Le premier chapitre présente une étude théorique sur les différents types de systèmes FACTS existants. Le deuxième chapitre traite la modélisation mathématique de l'UPFC. Le troisième chapitre est consacré à l'évaluation par simulation des performances de l'UPFC en utilisant un régulateur PI. Le quatrième et dernier chapitre présente une simulation en utilisant un régulateur PI-Flou. Enfin le mémoire se termine par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Etat de l'art

I.1 Introduction

Dans ce chapitre une étude littéraire liée au fonctionnement de l'UPFC est présentée. L'UPFC a été proposé en 1991 par L. Gyugyi [1], [2], [3], c'est l'un des dispositifs FACTS les plus efficaces sur le réseau électrique, il combine à la fois la compensation série et la compensation parallèle. C'est le dispositif FACTS le plus puissant dans la mesure où il permet de régler simultanément ou séparément trois grandeurs liées au transfert de puissance sur le réseau à savoir tension courant et angle de transmission [2], [3].

La dernière génération des systèmes FACTS est basé sur la notion des systèmes SVC (StaticVar Compensator) introduit par L.Gyugyi en 1980 [4]. Les SVC se comportent comme une machine synchrone idéale, i.e. source de tension triphasée sinusoïdale et équilibrée, cette tension a une amplitude et un angle de phase réglable [9], [10].

A partir du circuit de base du SVC plusieurs dispositifs permettant d'augmenter la puissance transmissible et de contrôler l'écoulement des puissances dans les systèmes de transmission de l'énergie électrique ont été proposés. Si un SVC est utilisé comme compensateur shunt, il est dit compensateur synchrone statique (STATCOM) [8], et dans le cas série il est dit compensateur série synchrone statique (SSSC) [8]. Un couplage de deux SVC, l'un branché en série avec le système de transmission, l'autre est branché en parallèle, avec une liaison de couplage continue est dit Variateur de Charge Universel (Unified Power Flow Controller UPFC) [1], [2], [3], [8].

I.2 Systèmes de compensation

Les systèmes de compensation sont utilisés aussi bien pour éviter l'injection au réseau des perturbations que pour protéger les sources sensibles face aux perturbations présentes sur le réseau. Il existe principalement deux types de systèmes de compensation : les compensateurs shunt et les compensateurs série.

Les compensateurs shunt servent essentiellement à absorber les perturbations venantes de diverses charges et/ou génératrices, évitant ainsi de perturber la tension du réseau. Si le compensateur est basé sur des éléments passifs commutés, il peut servir à régler la tension au noeud de raccordement par l'absorption/génération des courants réactifs. S'il est basé sur un onduleur de tension, en plus de ces fonctionnalités, il peut également être utilisé comme filtre actif car il peut faire office de source de courant contrôlée.

L'action principale d'un compensateur série basé sur des éléments passifs commutés est la modification de l'impédance de ligne. Si le compensateur est basé sur un onduleur de tension il sert à compenser les perturbations agissant sur la tension d'alimentation de la charge par l'injection d'une tension en série avec la tension du réseau.

Dans la suite, parmi les compensateurs shunt, on va brièvement analyser le SVC (Static Var Compensator) et le STATCOM (Static Synchronous Compensator) et comme compensateur série, le SSSC (Series Synchronous Static Compensator).

I.3 Les convertisseurs statiques SVC

Les SVC sont dérivés de la combinaison d'éléments inductifs et capacitifs qui peuvent être contrôlables ou pas individuellement, mais qui permettent le contrôle global de la puissance réactive échangée selon les nécessités de compensation [23]. Les configurations les plus communes sont : le TCR et TSC (voir Fig.1.1).

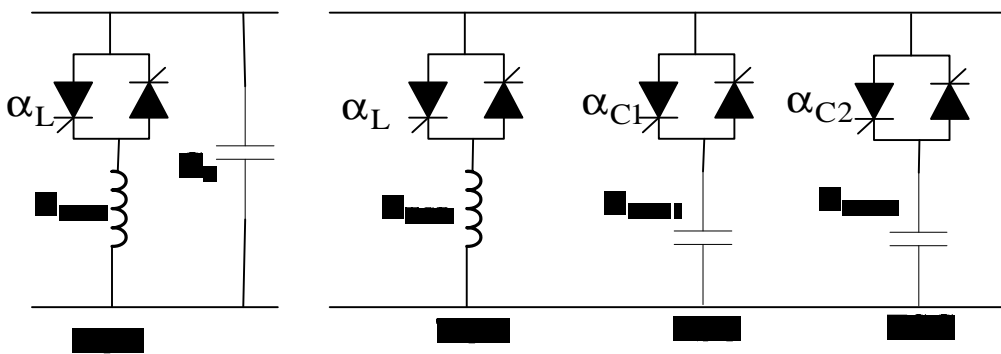


Fig1.1 Configurations de SVC les plus communes.

Un TCR (*Thyristor Controlled Reactors*) est un gradateur sur charge purement inductif qui se comporte comme une inductance dont la valeur de l'impédance à la fréquence du fondamental peut être contrôlée de façon continue sur une plage donnée.

Un TSC (*Thyristor Switched Capacitors*) est un banc de condensateurs commutables qui se comporte comme un condensateur dont la valeur peut prendre un nombre fini de valeurs.

Si l'on considère le SVC de la Fig.1.1 à droite, composé d'un TCR et un TSC, la puissance réactive totale absorbée par le compensateur sera :

$$Q_{SVC} = V_{SVC}^2 \left(\frac{1}{X_{LTCR}(\alpha_L)} - \frac{1}{X_{CTSC1}(\alpha_{C1})} - \frac{1}{X_{CTSC2}(\alpha_{C2})} \right) \quad (1.1)$$

Avec :

X_{LTCR} l'impédance de la branche inductive,

X_{CTSC1} et X_{CTSC2} les impédances des branches capacitatives,

α_L , α_{C1} et α_{C2} les angles d'amorçage et V_{SVC} la tension au point de raccordement.

Concernant la stratégie de commande, le SVC est généralement utilisé comme régulateur en tension en adoptant une stratégie de statisme. Ainsi, la puissance réactive du compensateur est déterminée à partir de la tension au point de raccordement, de façon à contribuer à la régulation de cette dernière [23]. La puissance réactive injectée/absorbée est contrôlée en agissant sur l'angle d'amorçage de thyristors des branches inductives et capacitatives.

I.3.1 Principe des opérations et simplification de leurs structures

Le pont à deux niveaux, indiqué dans la Fig.1.2. (a), est le plus simple des configurations qui peuvent être utilisées pour définir un convertisseur SVC. Ce pont est constitué de six cellules, chacune étant réalisée à partir d'un semi-conducteur à commutation forcé (GTO, IGBT) et d'une diode anti-parallèle. La réunion de ces deux composants assure la réversibilité du convertisseur en tension [7], [8], [11].

Le principe des opérations des ponts à deux niveaux est très simple. Chaque phase peut être connectée soit à un terminal continu (DC) positif (G_{1i} ou D_{1i} "on", G_{2i} ou G_{2i} "off", $i \in \{a,b,c\}$), soit à un terminal DC négatif (G_{1i} ou D_{1i} "off", G_{2i} ou D_{2i} "on"). Le signe du courant alternatif détermine le composant qui conduit. Par exemple, si i_{1a} est positif, la diode anti-parallèle D_{1a} conduit le courant de phase alors que, dans le cas contraire où i_{1a} est négatif, c'est le semi conducteur G_{1a} qui assure la conduction.

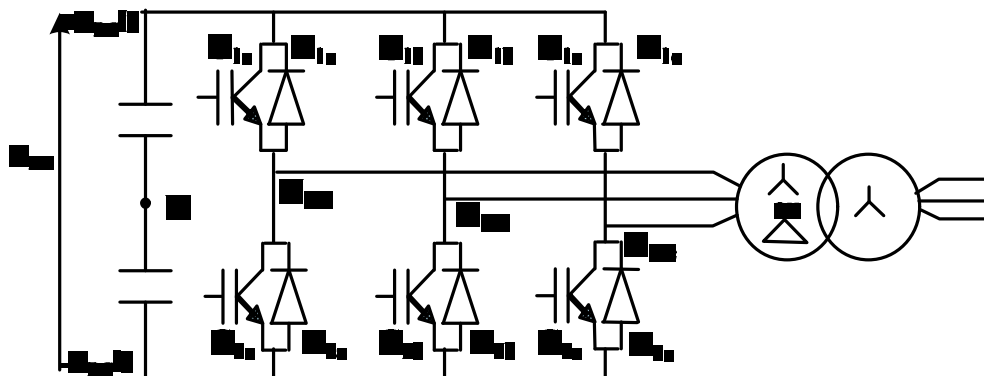


Fig.1.2. (a) schéma triphasé du SVC.

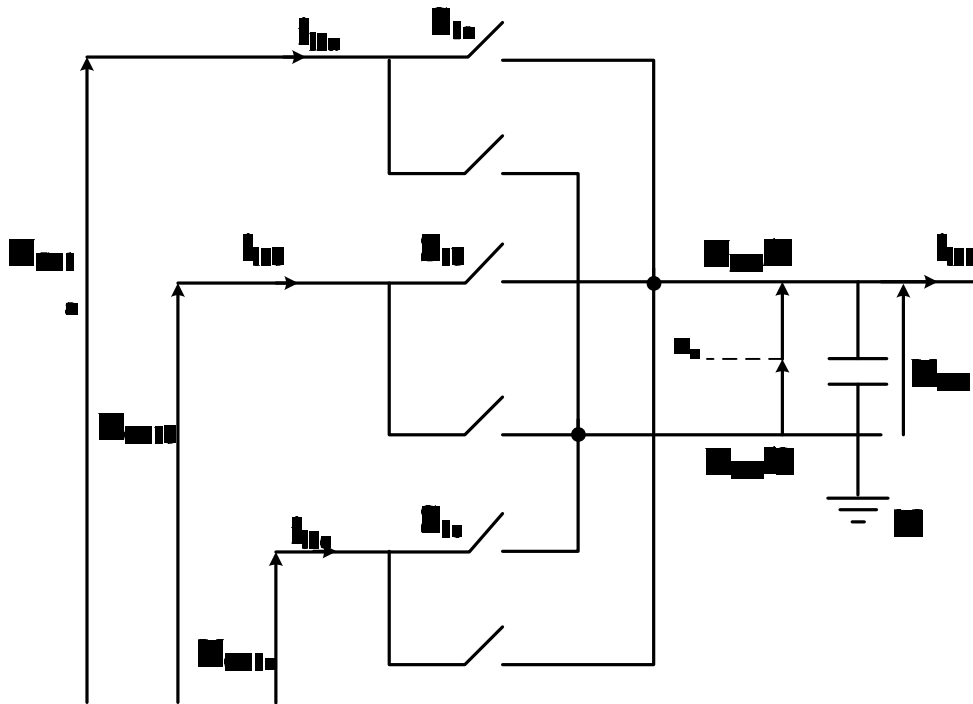


Fig.1.2. (b) topologie

Dans la majorité des études, les chercheurs ne se soucient pas de la représentation des interrupteurs. Ainsi, nous pouvons supposer que le pont est constitué de composants idéaux n'induisant pas de pertes lors de leurs commutations. Partant de ce principe, le pont à deux niveaux montré dans la Fig.1.2(a) peut-être simplifié et décrit à présent par la Fig.1.2.(b).

Le principe de fonctionnement d'un convertisseur et leur simplification structurelle ayant été introduits, nous allons maintenant présenter deux types de modèles.

I.3.2 Modèle à commutation

Dans un système électronique de puissance nous avons deux sortes de variables :

- des variables logiques associées à l'état ouvert ou fermé des interrupteurs formant le convertisseur ;
- des variables analogiques décrivant l'état de la partie continue du système que constituent le générateur et le récepteur (courants, tensions).
- Les évolutions en fonction du temps de ces deux types de variables ne sont pas indépendantes:
- l'état du convertisseur impose des contraintes sur les équations d'évolution de l'ensemble générateur-récepteur ;

Une modélisation complète du système doit tenir compte de la nature différente des deux types de variables et de leur interdépendance.

Il est important de souligner que le modèle à commutation d'un convertisseur dépend de la structure même de celui-ci. Il n'est donc pas unique. Cela marque la grande différence par rapport au modèle moyen que nous allons maintenant exposer.

I.3.3 Modèle moyen

Dans ce paragraphe, nous allons présenter le modèle continu équivalent qui sera utilisé dans notre étude pour décrire les convertisseurs SVC. Ce modèle est relatif aux systèmes dont les convertisseurs sont commandés par la comparaison d'ondes de référence avec des ondes de modulation (commande MLI). Il suppose aussi que les convertisseurs fonctionnent en mode totalement commandé, c'est-à-dire où tous les instants de changement de leur topologie correspondent à des instants de commande ; ces instants étant fixés par les intersections entre les ondes de référence et les ondes de modulation (voir annexe B).

Notons que ce fonctionnement n'est, en principe, garanti que pour les convertisseurs dont tous les interrupteurs peuvent être commandés à la fermeture et à l'ouverture et sont réversibles en tension et en courant. Enfin, la dernière hypothèse du modèle est que les fréquences de modulation sont suffisamment élevées par rapport à celles des références.

La construction du modèle continu équivalent d'un convertisseur est détaillée dans [23].

Nous pouvons résumer son principe de la manière suivante : **lorsqu'un convertisseur fonctionne en commande MLI et sous les hypothèses précédemment exposées, nous pouvons le modéliser par des ondes de référence qui fixent sa commande** (voir annexe B).

I.3.4 Régulation des paramètres de la ligne par un SVC

Une tension alternative AC est générée à travers les interrupteurs séquentiels. La tension continue est unidirectionnelle et le courant DC peut transiter dans les deux directions.

Le contrôle de l'angle de la tension de sortie du convertisseur respectivement à la tension AC du système permet le contrôle de la puissance active échangée entre le système et le convertisseur. La puissance active transite du côté DC vers le côté AC du convertisseur si la tension de sortie du convertisseur est utilisée pour commander la tension AC du système (mode onduleur). Si la tension de sortie du convertisseur est utilisée pour traîner la tension AC du système, la puissance active transite du côté AC vers le côté DC du convertisseur (mode

redresseur). Le mode onduleur est accompli par les transistors (GTO, IGBT) tandis que le mode redresseur est accompli par les diodes.

Le contrôle du module de la tension de sortie du convertisseur permet le contrôle de la puissance réactive échangée entre le convertisseur et le système. Le convertisseur fournit de la puissance réactive au système si le module de la tension de sortie du convertisseur est plus grand que la tension AC du système. Si le module de la tension de sortie du convertisseur est inférieur à la tension AC du système le convertisseur va absorber de la puissance réactive.

I.3.5 Caractéristique V-I d'un SVC

Comme on peut le voir sur la Fig.1.3, la caractéristique dynamique d'un SVC représente la dépendance de la tension en fonction du courant, la tension V_{ref} est la tension au borne du SVC quant il n'absorbe ni génère aucune puissance réactive [21], [26].

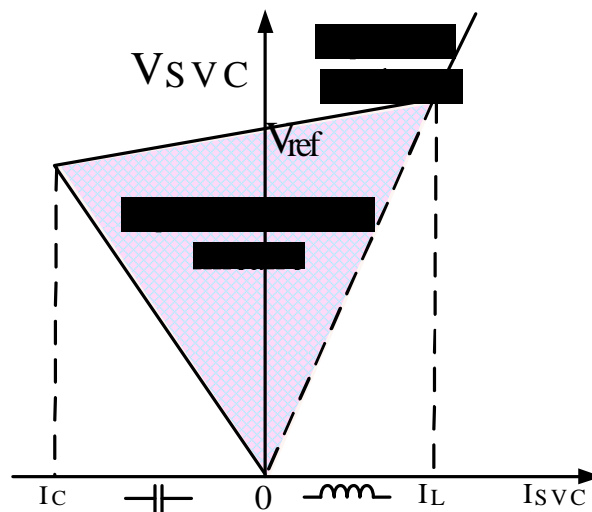


Fig.1.3 caractéristique V-I d'un SVC.

La pente de la caractéristique V-I sur la partie linéaire est le rapport de la variation dans l'amplitude de tension et du courant de la ligne.

Elle est exprimé par :

$$k = \frac{\Delta V}{\Delta I} \Omega,$$

Ou :

ΔV dénote le changement dans l'amplitude de tension (V_s) et ΔI dénote le changement dans l'amplitude du courant (I). Le gain k peut être varié par un système de contrôle.

En principe, pour la régulation de tension il est indispensable de maintenir un plant de tension avec un gain égal à zéro.

Une fois le point de fonctionnement du SVC est dans la région contrôlable, il entre la région de surcharge ou il se comporte comme un condensateur ou une inductance.

I.4 STATCOM à base GTO

Le principe de ce type de compensateur est connu depuis la fin des années 70 mais ce n'est que dans les années 90 que ce type de compensateur a connu un essor important grâce aux développements des interrupteurs GTO de forte puissance [26], [27].

Les dispositifs STATCOM sont de purs systèmes d'électronique de puissance réalisés avec des convertisseurs à base d'IGBTs, IGCT ou GTOs. Ils sont raccordés au réseau à travers un filtre inductif et injectent un courant contrôlé dans le système afin de régler la tension au noeud de raccordement et/ou de compenser la puissance réactive d'une charge/générateur.

Le STATCOM présente plusieurs avantages :

- bonne réponse à faible tension : le STATCOM est capable de fournir son courant nominal, même lorsque la tension est presque nulle.

- bonne réponse dynamique : Le système répond instantanément.

Cependant, le STATCOM de base engendre de nombreux harmoniques. Il faut donc utiliser, pour résoudre ce problème, des compensateurs multi-niveaux à commande MLI ou encore installer des filtres.

La Fig.I.4 représente le schéma de base d'un STATCOM. Les cellules de commutation sont bidirectionnelles, formées de GTO et de diode en antiparallèle. Le rôle du STATCOM est d'échanger de l'énergie réactive avec le réseau. Pour ce faire, l'onduleur est couplé au réseau par l'intermédiaire d'une inductance, qui est en général l'inductance de fuite du transformateur de couplage [21], [25], [26].

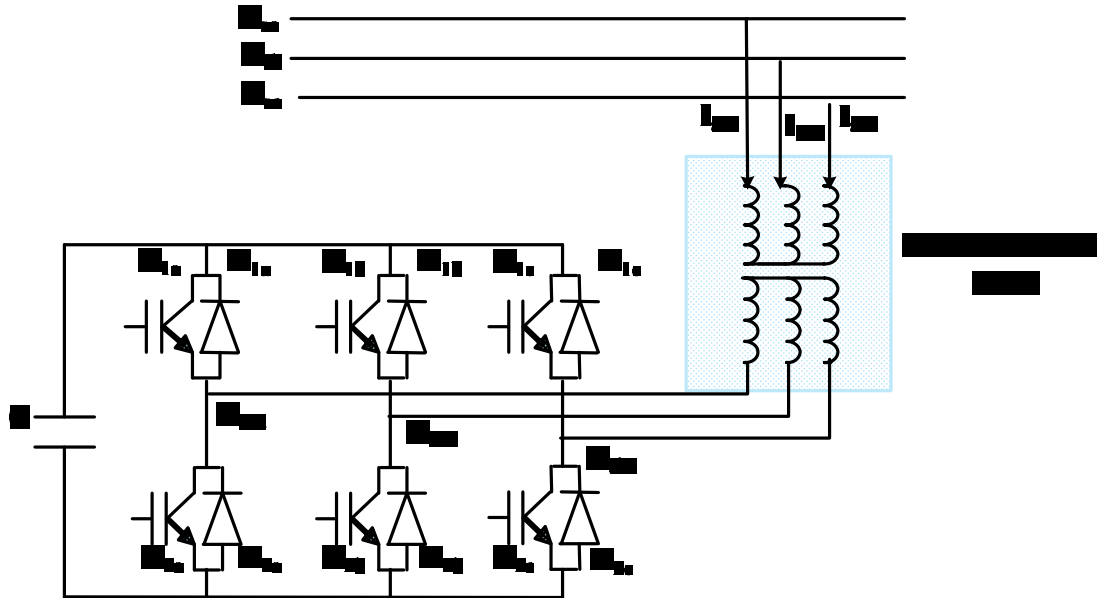


Fig.1.4 schéma de base d'un STATCOM.

L'échange d'énergie réactive se fait par le contrôle de la tension de sortie de l'onduleur V_{sh} , la quelle est en phase avec la tension du réseau V_s (Fig.I.5). Le fonctionnement peut être décrit de la façon suivante :

- Si la tension V_{sh} est inférieure à V_s , le courant circulant dans l'inductance est déphasé de $-\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension V_s ce qui donne un courant inductif (Fig. I.5-a).
- Si la tension V_{sh} est supérieure à V_s , le courant circulant dans l'inductance est déphasé de $+\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension V_s ce qui donne un courant capacitif (Fig. I.5-b).
- Si la tension V_{sh} est égale à V_s , le courant circulant dans l'inductance est nul et par conséquent il n'y a pas d'échange d'énergie.

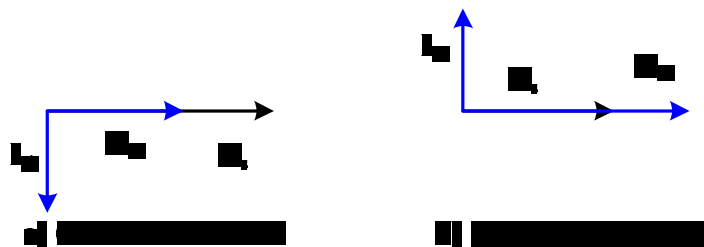


Fig.1.5 Diagramme vectoriel du STATCOM

Nous considérons dans ce cas de fonctionnement que les tensions sont triphasées et équilibrées. Par ailleurs, l'amplitude de la tension de sortie V_s est proportionnelle à la tension continue aux bornes du condensateur.

L'avantage de ce dispositif est de pouvoir échanger de l'énergie de nature inductive ou capacitive uniquement à l'aide d'une inductance. Contrairement au SVC, il n'y a pas d'élément capacitif qui puisse provoquer des résonances avec des éléments inductifs du réseau. La caractéristique statique de ce convertisseur est donnée par la Fig. I.6. Ce dispositif a l'avantage, contrairement au SVC, de pouvoir fournir un courant constant important même lorsque la tension V_s diminue [7], [21].

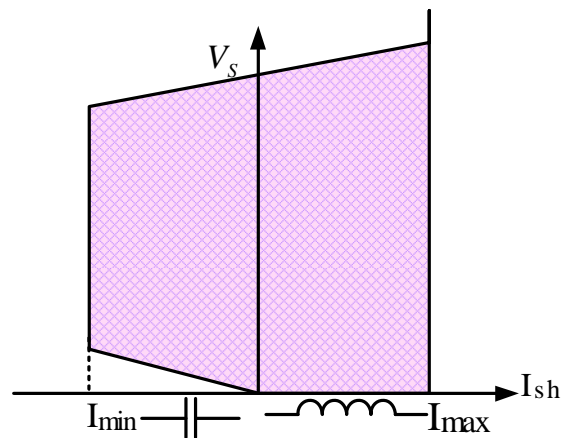


Fig.1.6 Caractéristique V-I du STATCOM.

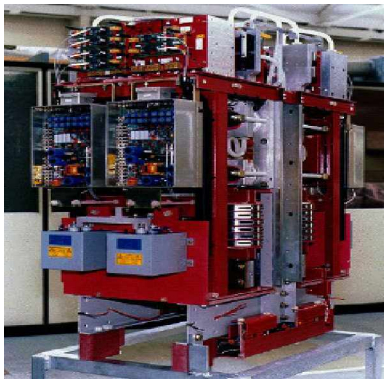


Fig.1.7 (a) une cellule STATCOM



(b) une phase d'un STATCOM.

I.5 Le Compensateur Synchrone Statique Série SSSC

Ce type de compensateur série (Compensateur Synchrone Statique Série) est le plus important dispositif de cette famille. Il est constitué d'un onduleur triphasé couplé en série avec la ligne électrique à l'aide d'un transformateur (Fig. I.8).

Son rôle est d'introduire une tension triphasée, à la fréquence du réseau, en série avec la ligne de transport. Cette tension est en quadrature avec le courant de ligne [26].

Nous pouvons, dans ce cas, régler continuellement la valeur apparente de la capacité ou de l'inductance ainsi introduite dans la ligne. L'avantage de ce compensateur est de ne pas introduire physiquement un condensateur ou une inductance, mais de simuler leurs fonctions. Cela évite l'apparition des oscillations dues à la résonance avec les éléments inductifs du réseau.

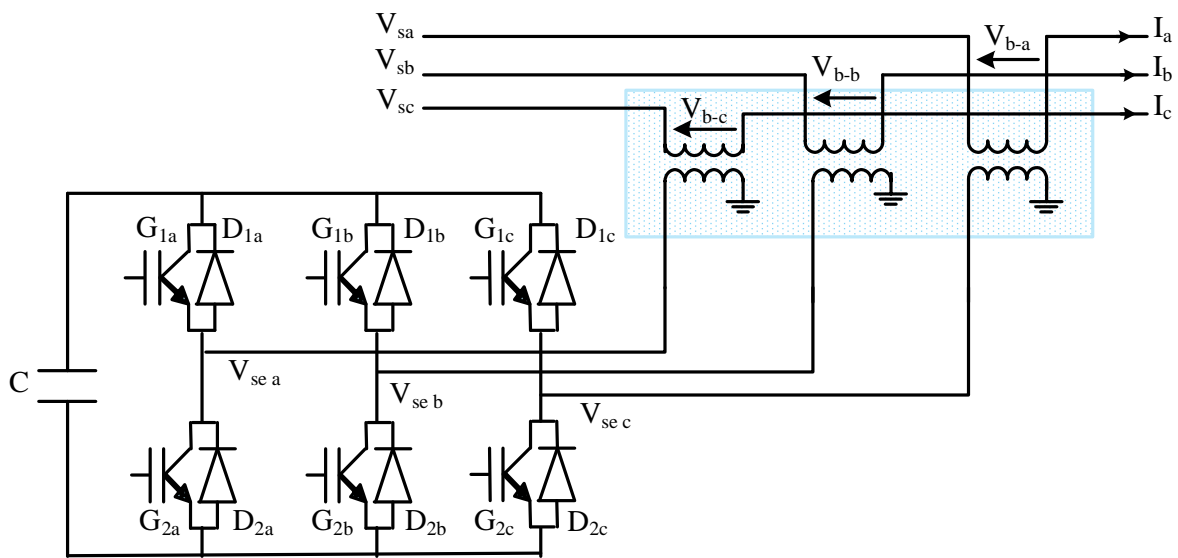


Fig.1.8 schéma de base d'un SSSC.

La caractéristique statique d'un Compensateur Synchrone Statique Série est donnée sur la Fig.1.9.

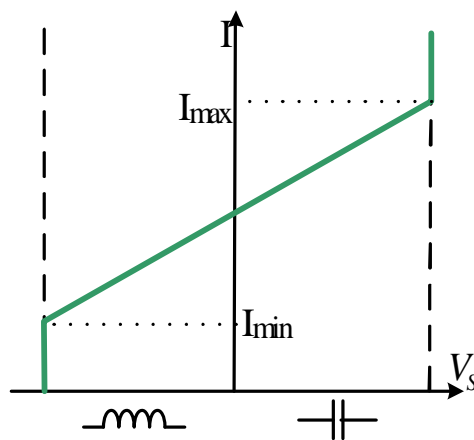


Fig.1.9 caractéristique V-I du SSSC.

Si l'on utilise un système de stockage d'énergie, le SSSC peut à ce moment là échanger de la puissance active avec la ligne électrique. Ceci peut contribuer à améliorer la stabilité du réseau. Dans ce cas la tension V_s n'est pas obligatoirement en quadrature avec le courant de ligne.

I.6 Description et fonctionnement de l'UPFC

L'UPFC est un dispositif qui se place dans le réseau entre deux jeu de barres nommés point de départ et point d'arrivée. Il est constitué de deux convertisseurs statiques de tension (VSC) [5], [6], [7]. Ces convertisseurs sont représentés par des sources de tension comme le montre la Fig.1.10. La source de tension au point de départ est connectée en parallèle au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur triphasé, dite source de tension shunt. La deuxième, source de tension série, est placée entre le point de départ et le point d'arrivée via trois transformateurs monophasés dont les primaires reliés entre eux, en étoile. Les deux onduleurs sont interconnectés par un bus continu.

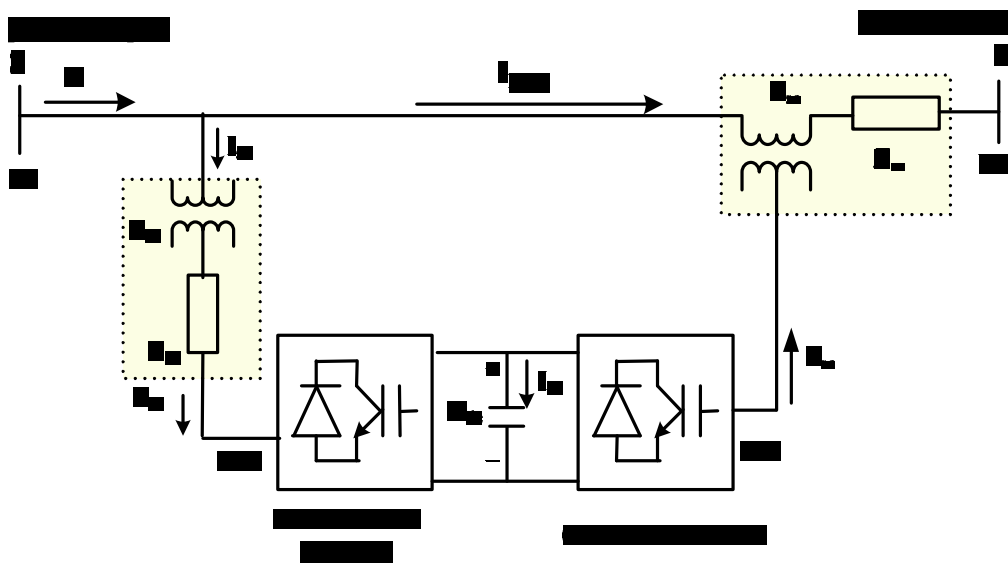


Fig.1.10 arrangement du circuit de l'UPFC.

Le convertisseur série injecte une tension AC au réseau $V_{se} = |V_{se}| \angle (\delta_s - \varphi_{se})$ en série avec la ligne de transmission. La tension V_{se} est réglable en module et en phase dans l'ordre de $0 \leq V_{se} \leq V_{s_{max}}$ et $0 \leq \varphi_{se} \leq 360^\circ$. Le convertisseur shunt injecte une tension réglable dont la composante réelle du courant correspond dans la branche shunt équilibre la puissance

active demandée par le convertisseur série. La puissance active peut transiter dans les deux sens entre le point de départ et d'arrivée cependant la puissance réactive ne peut transiter à travers la liaison continue. Elle est absorbée ou générée localement par chaque convertisseur.

I.6.1 Modes de fonctionnement de l'UPFC

Comme il a été déjà mentionné l'UPFC peut contrôler indépendamment ou séparément tous les paramètres affectant le flux de puissance sur une ligne de transmission. L'UPFC peut avoir différents modes de fonctionnement quant la tension injectée en série a différentes amplitudes et angle de phase [1], [3], [4].

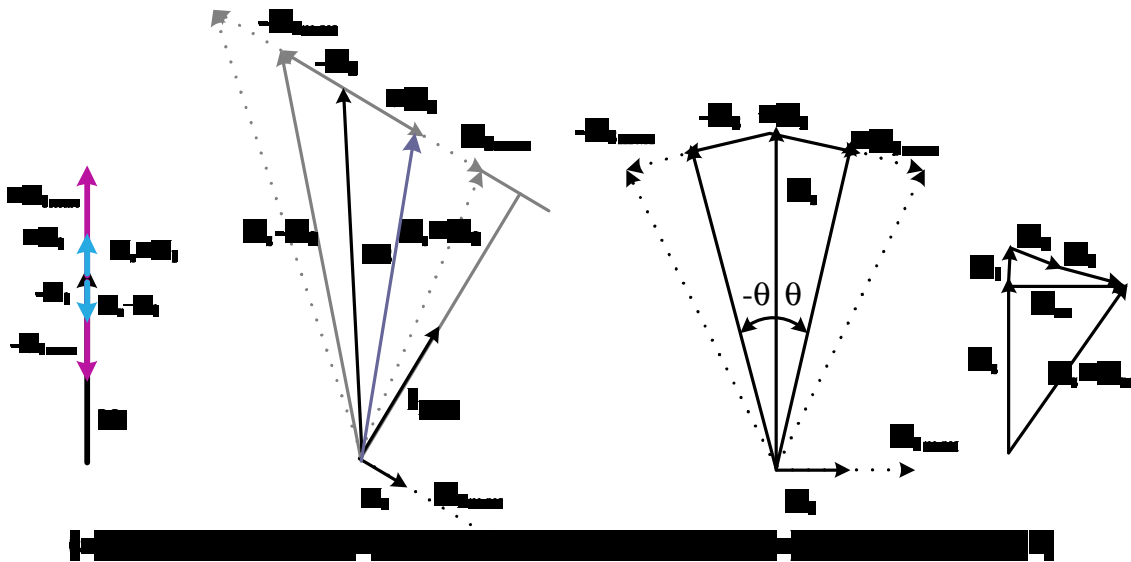


Fig. 1.11 modes de fonctionnement d'un UPFC.

- Ø Régulation de tension Fig.1.11 (a). La tension de départ $|V_s|$ est augmentée (ou diminuée) en injectant une tension V_1 , en phase avec $|V_s|$. La tension V_1 est réglable en module et possède une amplitude maximale V_{1max} .
- Ø Compensation série (régulateur d'impédance) Fig.1.11 (b). La tension injectée V_2 est en quadrature avec le courant de ligne. La tension V_2 possède une amplitude maximale V_{2max} . Ce mode permet de faire varier l'impédance de la ligne comme un compensateur série.
- Ø Contrôle de phase Fig.1.11 (c). L'angle la tension injectée V_3 est variable alors que l'amplitude de la tension V_s reste constante.

Ø Contrôle simultané Fig.1.11 (d). Il est possible à l'UPFC d'accomplir trois fonctions à savoir le réglage de la tension, la compensation série et le réglage de l'angle de phase simultanément c'est le mode de fonctionnement automatique. L'angle de phase et l'amplitude de la tension injectée $V_{se} = V_1 + V_2 + V_3$ sont choisis d'une manière à produire un courant de ligne qui permet d'obtenir les puissance active et réactive désirées.

Donc, le convertisseur l'UPFC peut être opérer dans quatre modes :

- Réglage de la tension
- Compensation série
- Réglage de l'angle de phase
- Mode automatique.

La Fig.1.12 résume l'influence des différentes parties de l'UPFC sur le flux de puissance.

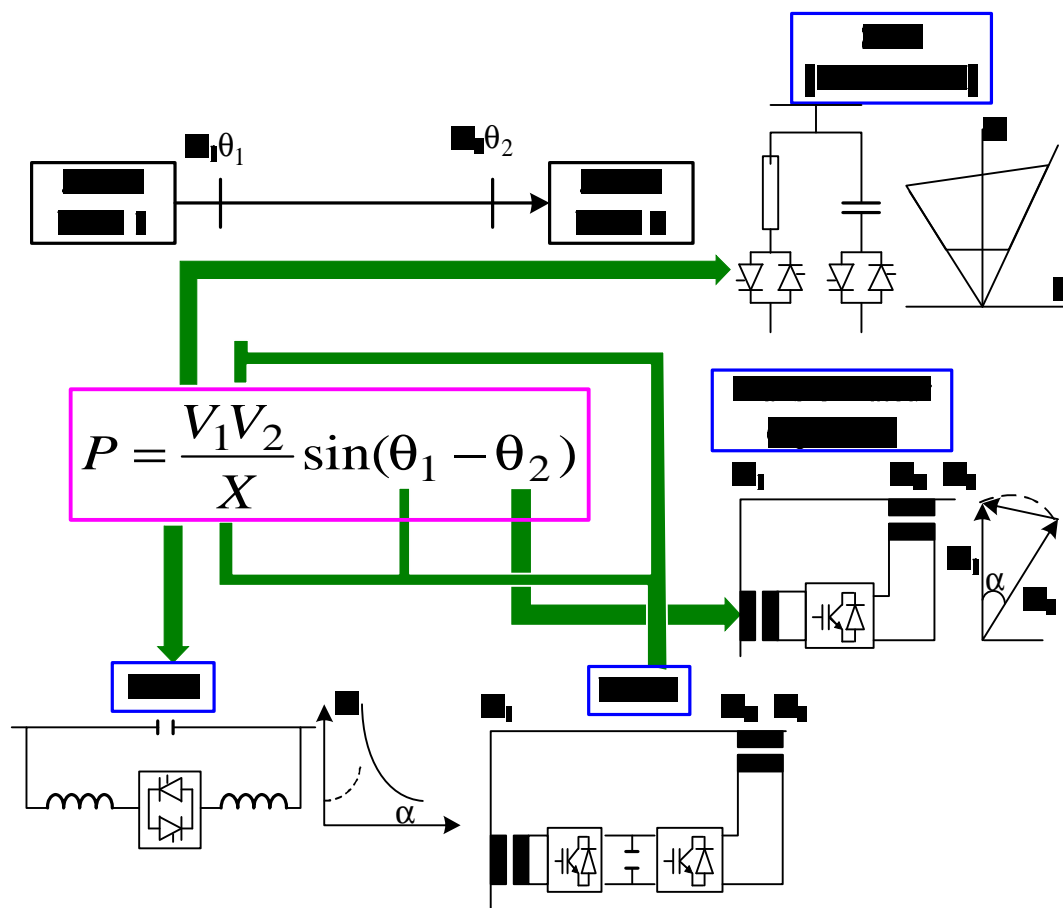


Fig.1.12 action possible sur le flux de la puissance.

Le mode automatique ne peut être accomplis par de compensateurs conventionnel. Pour montrer comment l'UPFC peut affecter le flux de puissance dans ce mode l'UPFC est connecté au point de départ **S** Fig.1.13. L'impédance de la ligne est néglige. L'UPFC est représenté par deux sources de tension idéales. Les bus **S** et **R** représentent l'entrée et la sortie de l'UPFC respectivement [5], [7], [9], [16].

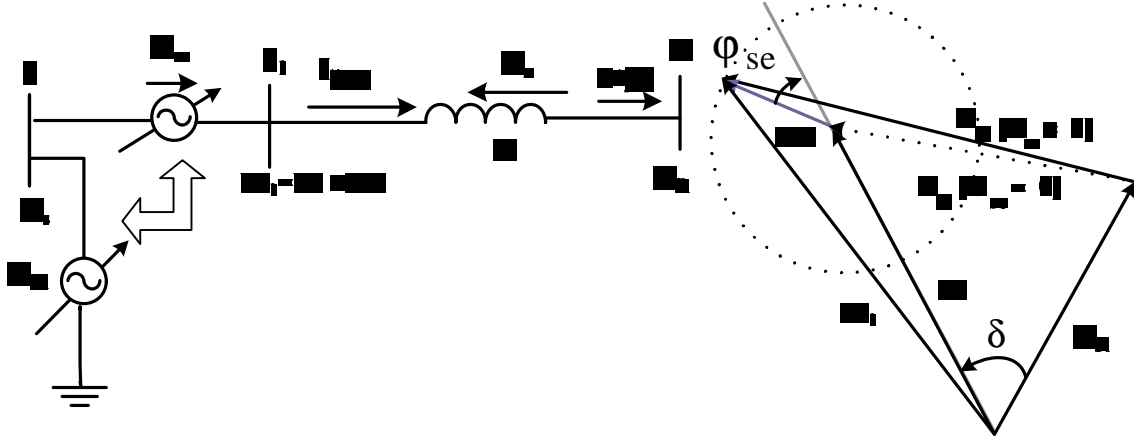


Fig.1.13 une ligne de transmission avec UPFC.

Dans ce cas là la puissance au point S est donné par :

$$S = \bar{V}_R \bar{I}_{\text{ligne}}^* = \bar{V}_R \left(\frac{\bar{V}_S + \bar{V}_{se} - \bar{V}_R}{jX} \right)^* \quad (1.2)$$

$$\text{Avec : } \bar{V}_{se} = V_{se} \angle (\delta_s - \phi_{se})$$

Le conjugué de cette puissance est

$$S^* = P - jQ = \bar{V}_R \bar{I}_{\text{ligne}} = \bar{V}_R \left(\frac{\bar{V}_S + \bar{V}_{se} - \bar{V}_R}{jX} \right) \quad (1.3)$$

Une simple transformation de ces deux relations nous amène à tirer la composante réelle et imaginaire de (1.3). Les expressions suivantes représentent les puissances active et réactive au point d'arrivée de la ligne [9].

$$P = \frac{V_S V_R}{X} \sin \delta + \frac{V_R V_{se}}{X} \sin(\delta - \phi_{se}) = P_0(\delta) + P_{se}(\delta, \phi)$$

$$Q = -\frac{V_R^2}{X} + \frac{V_S V_R}{X} \cos \delta + \frac{V_R V_{se}}{X} \cos(\delta - \phi_{se}) = Q_0(\delta) + Q_{se}(\delta, \phi) \quad (1.4)$$

Pour $V_{se} = 0$ le système d'équation précédent est identique à l'équation (I) représentant les puissances active et réactive d'un système de puissance non compensé. Il a été déjà

prescrit que l'amplitude de la tension série de l'UPFC V_{se} peut être réglé de 0 jusqu'à V_{semax} , et son angle de phase est réglable entre 0 et 360 degrés à n'importe quel angle de transmission δ . De (1.4) on voit que les puissances active et réactive reçu au point d'arrivée **R** d'une ligne de transmission avec un UPFC sont contrôlable entre :

$$\begin{aligned} P_{min}(\delta) &\leq P \leq P_{max}(\delta) \\ Q_{min}(\delta) &\leq Q \leq Q_{max}(\delta) \end{aligned} \tag{1.5}$$

ou :

$$\begin{aligned} P_{min}(\delta) &= P_0(\delta) - \frac{V_R V_{semax}}{X} & P_{max}(\delta) &= P_0(\delta) + \frac{V_R V_{semax}}{X} \\ Q_{min}(\delta) &= Q_0(\delta) - \frac{V_R V_{semax}}{X} & Q_{max}(\delta) &= Q_0(\delta) + \frac{V_R V_{semax}}{X} \end{aligned}$$

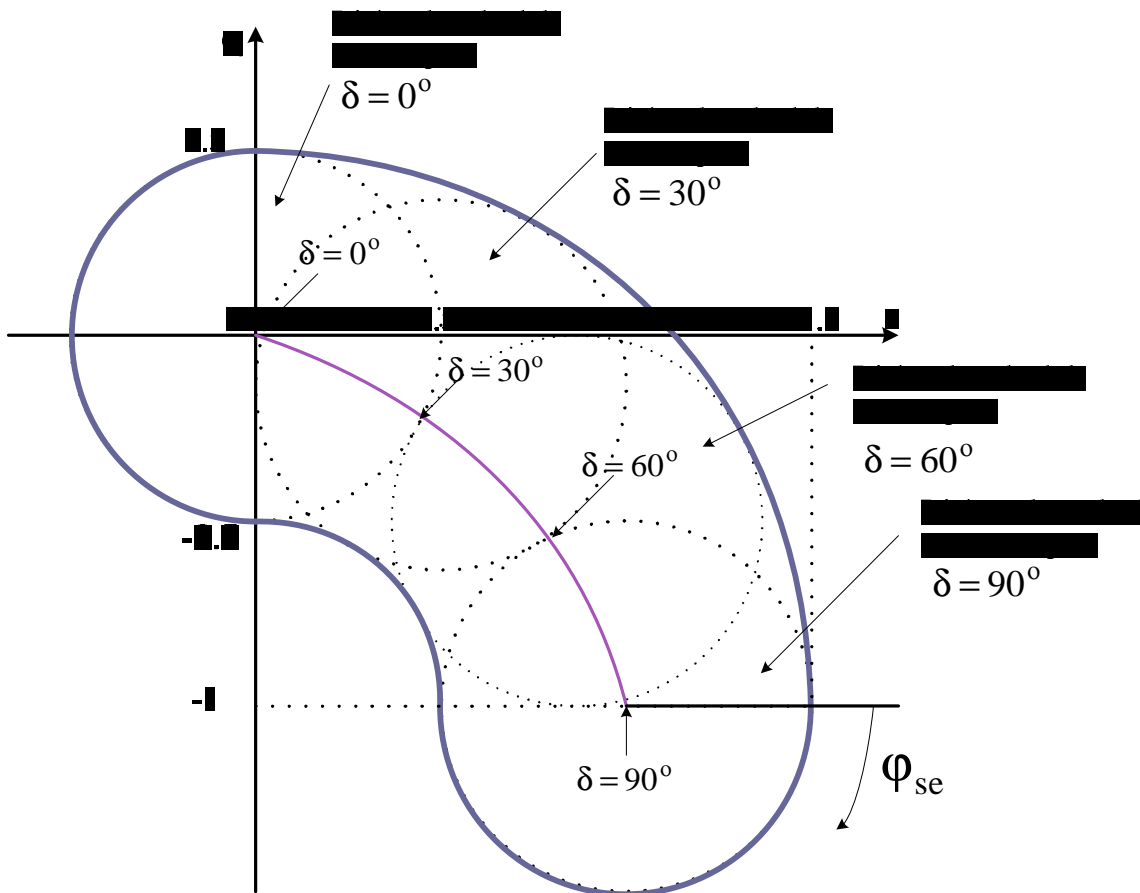


Fig.1.14 la dépendance P-Q pour un système à deux bus avec un UPFC.

La rotation du vecteur de tension série V_{se} avec une amplitude de V_{semax} de 0 à 360 degrés permet le réglage du flux de puissance active et réactive dans les limites d'un cercle

possédant un rayon de $\frac{V_R V_{se \max}}{X}$ et un centre au point $(P_0(\delta), Q_0(\delta))$. ce cercle est défini par l'équation suivante :

$$(P(\delta, \varphi_{se}) - P_0(\delta))^2 + (Q(\delta, \varphi_{se}) - Q_0(\delta))^2 = \frac{V_R V_{se \max}}{X} \quad (1.6)$$

La Fig.1.14 représente la caractéristique de la puissance réactive demandée au bus **S** en fonction de la puissance active (la puissance active est fonction de l'amplitude de la tension V_{se} et de son angle de phase φ_{se}) pour quatre valeurs de l'angle de transmission δ i.e.

$$\delta = 0', 30', 60' \text{ et } 90', \text{ avec } V_s = V_R = V, \frac{V^2}{X} = 1 \text{ et } \frac{V_R V_{se \max}}{X} = 0.5.$$

L'aptitude de l'UPFC à contrôler indépendamment les puissances active et réactive pour n'importe quel angle de transmission δ est illustrée sur la Fig.1.14.

I.7 Conclusion

Les dispositifs FACTS offrent un contrôle rapide et efficace aux différents paramètres du système de puissance pour augmenter leur limite de stabilité. L'UPFC est le dispositif FACTS le plus flexible, offre un contrôle indépendant de la tension, la puissance active et réactive.

L'UPFC fera l'objet d'une étude détaillée au prochain chapitre.

CHAPITRE II

Modèle mathématique
de l'UPFC

II.1 Introduction

L'UPFC est constitué de deux onduleurs à source de tension (VSC) qui sont connectés par une liaison continue [9], l'un est connecté en série et l'autre en parallèle avec la ligne de transmission, comme indiqué sur la Fig. 2.1.

L'étude du comportement des systèmes et la synthèse des lois de commande nécessitent la construction de modèles adéquats.

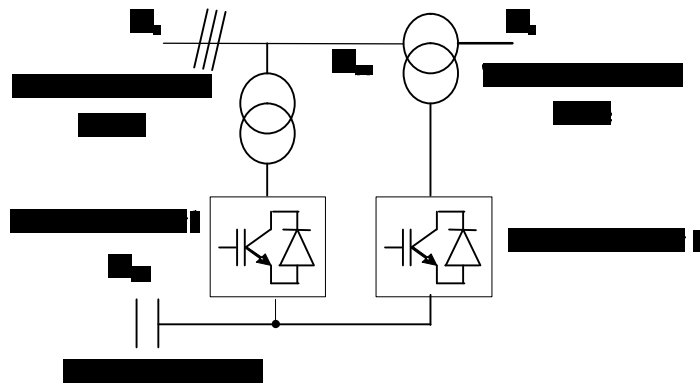


Fig. 2.1 schéma de base de l'UPFC.

II.2 Modèle mathématique de l'UPFC

Le modèle mathématique de l'UPFC est établi dans le but d'étudier les relations entre le réseau électrique et l'UPFC en régime stationnaire. Le schéma de base est donné sur la Fig. 2.1. Cette figure représente un schéma unifilaire d'un UPFC installé dans une ligne de transmission ou le convertisseur série et shunt sont représentés par des sources de tension V_{se} et V_{sh} respectivement [5], [7], [8]. La modélisation de ce circuit est basée sur les hypothèses suivantes :

- § Tous les interrupteurs sont supposés idéals.
- § Les trois tensions de la source alternative sont équilibrées.
- § Toutes les chutes de tension dans le compensateur série sont présentées par la résistance R_{se} .
- § Toutes les chutes de tension dans le compensateur parallèle sont présentées par la résistance R_{sh} .

- § Les harmoniques causées par l'action d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont négligées.
- § L'inductance de la ligne plus l'inductance de fuite du transformateur série sont représentées par l'inductance L_{se} .
- § L'inductance de fuite du transformateur shunt est présentée par l'inductance L_{sh} .

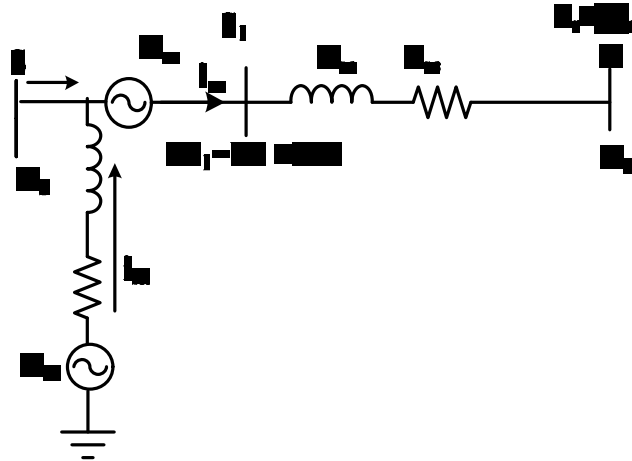


Fig.2.2 circuit équivalent de l'UPFC

Les équations dynamiques de l'UPFC sont divisées en trois systèmes d'équation : les équations du compensateur série, les équations du compensateur shunt et celle du circuit continu.

II.3.1 L'équation dynamique du compensateur série et parallèle :

La partie série de l'UPFC est l'équivalent d'un SSSC, les équations représentant le compensateur série peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}
 V'_{sa} - V'_{sea} - V'_{Ra} &= R'_{sa} I'_{sa}(t) + L'_{se} \frac{d}{dt} I'_{sa}(t) \\
 V'_{sb} - V'_{seb} - V'_{Rb} &= R'_{sb} I'_{sb}(t) + L'_{se} \frac{d}{dt} I'_{sb}(t) \\
 V'_{sc} - V'_{sec} - V'_{Rc} &= R'_{sc} I'_{sc}(t) + L'_{se} \frac{d}{dt} I'_{sc}(t)
 \end{aligned} \tag{II.1}$$

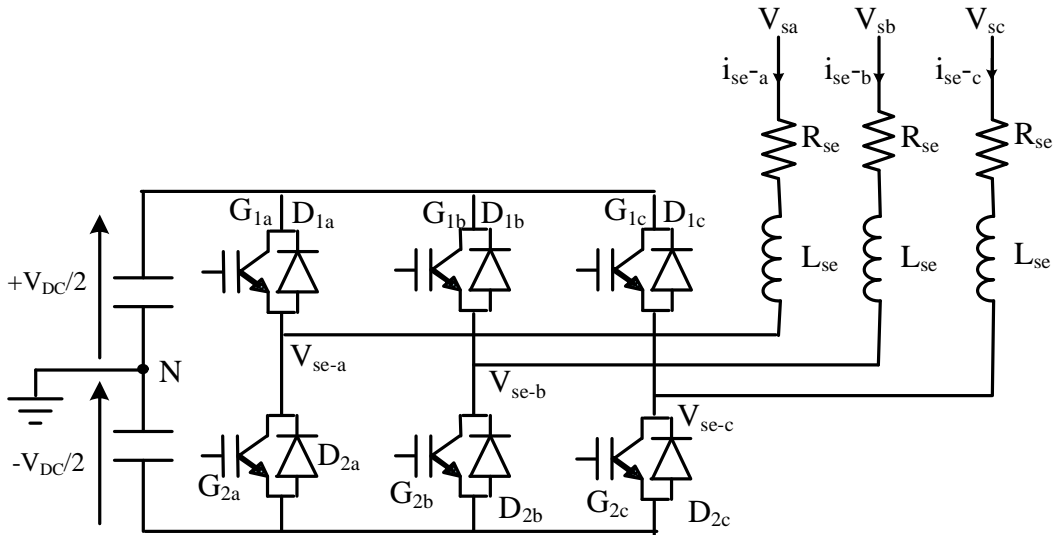


Fig.2.3 schéma simplifié de la partie série de l'UPFC.

II.3.2 Les équations dynamiques du compensateur shunt :

Le compensateur shunt peut être aussi représenté par le système d'équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 V'_{sha} - V'_{sea} - V'_{Ra} &= R'_{sa} I'_{sha}(t) + L'_{sh} \frac{d}{dt} I'_{sha}(t) \\
 V'_{shb} - V'_{seb} - V'_{Rb} &= R'_{sb} I'_{shb}(t) + L'_{sh} \frac{d}{dt} I'_{shb}(t) \\
 V'_{shc} - V'_{sec} - V'_{Rc} &= R'_{sc} I'_{shc}(t) + L'_{sh} \frac{d}{dt} I'_{shc}(t)
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

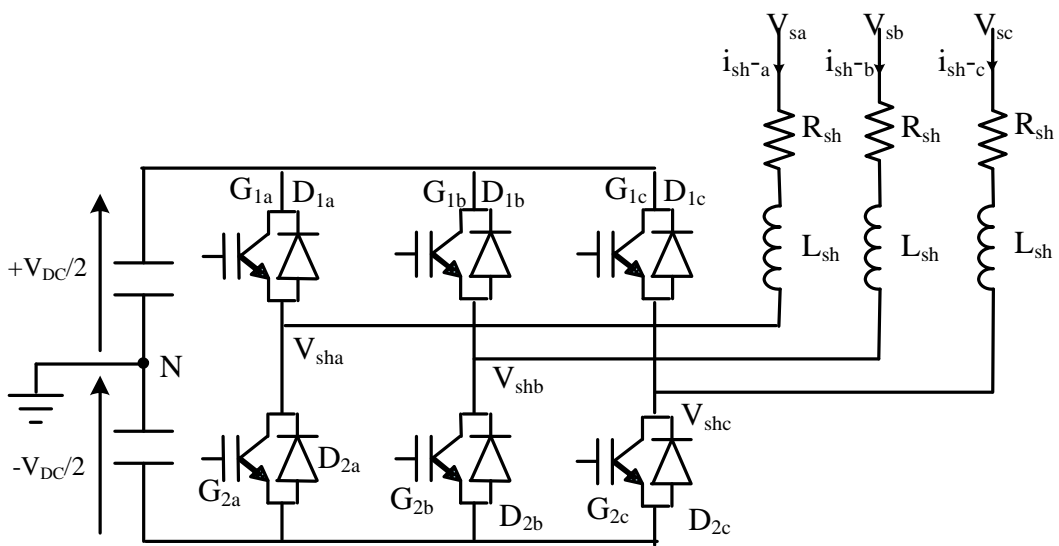


Fig.2.4 schéma simplifié de la partie parallèle de l'UPFC.

Ou sous forme matricielle :

Les équations dynamiques du compensateur série :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I'_{sa} \\ I'_{sb} \\ I'_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'_{se}}{L'_{se}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R'_{se}}{L'_{se}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R'_{se}}{L'_{se}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{sa} \\ I'_{sb} \\ I'_{sc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L'_{se}} \begin{bmatrix} V'_{sa} - V'_{sea} - V'_{Ra} \\ V'_{sb} - V'_{seb} - V'_{Rb} \\ V'_{sc} - V'_{sec} - V'_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Les équations dynamiques du compensateur shunt

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I'_{sha} \\ I'_{shb} \\ I'_{shc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'_{sh}}{L'_{sh}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R'_{sh}}{L'_{sh}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R'_{sh}}{L'_{sh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{sha} \\ I'_{shb} \\ I'_{shc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L'_{sh}} \begin{bmatrix} V'_{sha} - V'_{sea} - V'_{Ra} \\ V'_{shb} - V'_{seb} - V'_{Rb} \\ V'_{shc} - V'_{sec} - V'_{Rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ou :

V'_s : la tension de départ.

V'_{se} : la tension injecté par le convertisseur série.

V'_R : la tension d'arrivée.

V'_{sh} : la tension injecté par le convertisseur shunt.

I'_{sh} : le courant passant dans la branche shunt.

En utilisant la transformation de Park (voir annexe A), l'équation (II.1) s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I'_{sd} \\ I'_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'_{se}}{L'_{se}} & \omega' \\ -\omega' & -\frac{R'_{se}}{L'_{se}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{sd} \\ I'_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L'_{se}} \begin{bmatrix} V'_{sd} - V'_{sed} - V'_{Rd} \\ V'_{sq} - V'_{seq} - V'_{Rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

De même l'équation de la partie shunt est exprimée par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I'_{shd} \\ I'_{shq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'_{sh}}{L'_{sh}} & \omega' \\ -\omega' & -\frac{R'_{sh}}{L'_{sh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I'_{shd} \\ I'_{shq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L'_{sh}} \begin{bmatrix} V'_{shd} - V'_{sed} - V'_{Rd} \\ V'_{shq} - V'_{seq} - V'_{Rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

On adapte un système d'unité relative définie par :

$$\begin{aligned} I &= \frac{I'_x}{I_b} ; \\ V &= \frac{V'_x}{V_b} ; \\ R &= \frac{R'_x}{Z_b} ; \\ X &= \frac{\omega_b L'_x}{Z_b} ; \\ Z_b &= \frac{V_b}{I_b} ; \\ L &= \frac{\omega_b L'_x}{Z_b} \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

x : signifie d, q, o

ω_b : Fréquence de base

I_b : courant de base

V_b : tension de base

Avec : $\omega_b = 2\pi f_b$

f_b la fréquence de la tension du point de départ V_s .

Les équations (II.5) et (II.6) s'écrivent dans ce cas comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{sd} &= -\omega_b \frac{R_{se}}{X_{se}} I_{sd} + \omega I_{sq} + \frac{\omega_b}{X_{se}} (V_{sd} - V_{sed} - V_{Rd}) \\ \frac{d}{dt} I_{sq} &= -\omega_b \frac{R_{se}}{X_{se}} I_{sq} - \omega I_{sd} + \frac{\omega_b}{X_{se}} (V_{sq} - V_{seq} - V_{Rq}) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

De même pour l'équation de la branche parallèle :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{shd} &= -\omega_b \frac{R_{sh}}{X_{sh}} I_{shd} + \omega I_{shq} + \frac{\omega_b}{X_{sh}} (V_{shd} - V_{sed} - V_{Rd}) \\ \frac{d}{dt} I_{shq} &= -\omega_b \frac{R_{she}}{X_{she}} I_{shq} - \omega I_{shd} + \frac{\omega_b}{X_{she}} (V_{shq} - V_{seq} - V_{Rq}) \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

II.3.3 Equation du circuit continu :

Les convertisseurs série et shunt sont couplés par un circuit continu (dc link). L'équation de la puissance du circuit continu est donnée par :

$$P_{dc} = P_{se} + P_{sh} \quad (\text{II.10})$$

Avec p_{se} et p_{sh} représentant les puissances injectées par le convertisseur série et shunt respectivement.

P_{se} et p_{sh} sont exprimées par :

$$\begin{aligned} p_{se} &= \frac{3}{2} [V_{se}^d i_{se}^d + V_{se}^q i_{se}^q] \\ p_{sh} &= \frac{3}{2} [V_{sh}^d i_{sh}^d + V_{sh}^q i_{sh}^q] \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Négligeant les pertes dans le circuit continu, la puissance absorbée par la capacité est exprimé par:

$$P_{dc} = v_{dc} i_{dc} = -v_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} \quad (\text{II.12})$$

En utilisant l'équation (II.10) on obtient

$$\frac{d}{dt} v_{dc} = \frac{1}{c v_{dc}} (p_{se} + p_{sh}) \quad (\text{II.13})$$

A partir de l'équation (II.10) il est clair que v_{dc} augmente quant $(p_{se}+p_{sh})>0$ et diminue lorsque $(p_{se}+p_{sh}) <0$. Il faut noter que (II.13) est une équation différentielle non linéaire.

La dérivé de v_{dc}^2 s'écrit par :

$$\frac{d}{dt} v_{dc}^2 = 2v_{dc} \frac{d}{dt} v_{dc} \quad (\text{II.14})$$

De (II.13) et (II.14) la dérivé de v_{dc}^2 s'exprime par :

$$\frac{d}{dt} v_{dc}^2 = \frac{2}{c} (p_{se} + p_{sh}) \quad (\text{II.15})$$

L'équation (II.15) est une équation différentielle linéaire facile à implanter que (II.13)

II.4 Calcul des puissances instantanées de l'UPFC

Le calcul des puissances active et réactive instantanées générées et absorbées par l'UPFC se fait par la formule classique [2], [5].

Les puissances active et réactive générées sont données par :

$$\begin{aligned} p_s &= \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \\ q_s &= \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

Les puissances active et réactive absorbées sont également données par :

$$\begin{aligned} p_r &= \frac{3}{2}(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \\ q_r &= \frac{3}{2}(v_{rq}i_{rd} - v_{rd}i_{rq}) \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

II.5 Control de l'UPFC

Le control de l'UPFC se décompose en deux parties séparées, celle de la partie série et celle de la partie shunt. La possibilité de cette séparation est justifié par le fait que le couplage entre les deux convertisseurs sur la ligne de transmission est assez faible [2], [13], [14], [15] ; et que la variation dynamique de la tension côté continu DC est dominée par le convertisseur parallèle [2]. Ceci est justifié par le fait que la variation de la tension du côté DC est beaucoup moins sensible au contrôle du convertisseur série [2].

II.6 Identification de paramètre

Il existe plusieurs méthodes d'identification de références parmi les quelles on peut citer :

- Méthode basée sur le principe du courant actif
- Méthode basée sur les puissances active et réactive
- Méthode Watt-Var Découplé

Ces méthode sont détaillées dans [23], dans notre travail on a choisit la méthode Watt-Var Découplé à la commande de l'UPFC.

Afin de comprendre le principe de cette commande dans le cas général, nous

considérons un onduleur connecté au réseau, via la résistance \mathbf{R} et l'inductance \mathbf{L} (qui représentent le modèle simplifié d'un transformateur), comme indiqué sur la Fig.2.5.

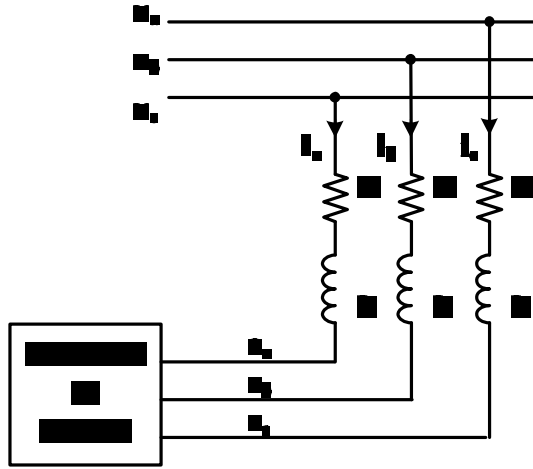


Fig.2.5 schéma d'un onduleur lié au réseau.

Nous avons l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_a - e_a \\ V_b - e_b \\ V_c - e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

En passant par la transformation de Park, l'équation (II.18), s'écrit de la manière suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ I \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_d - e_d \\ V_q - e_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Pour connaître les avantages du système de commande, l'algorithme watt-var découplé classique est présenté brièvement.

Les deux nouvelles variables présentées en (II.20), sont les sorties du système de commande constitué de deux contrôleurs PI :

$$X_1 = \frac{1}{L}(V_d - V_q) \quad \text{et} \quad X_2 = \frac{1}{L}(V_q - e_q) \quad (\text{II.20})$$

Les valeurs i_d^{ref} et i_q^{ref} et i sont les références des courants actif et réactif [19] :

$$\begin{aligned} X_1 &= \left(k_p + \frac{k_I}{s}\right) (i_d^{ref} - i_d) - \omega i_q \\ X_2 &= \left(k_p + \frac{k_I}{s}\right) (i_q^{ref} - i_q) - \omega i_d \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Nous appliquons la transformation de Laplace à l'équation (II.19). Nous transformons ainsi les équations (III.25) et (III.26). Nous obtenons les fonctions de transfert (II.22) :

$$F(s) = \frac{i_d}{i_d^{ref}} = \frac{i_q}{i_q^{ref}} = \frac{K_I + sK_P}{K_I + s\left(\frac{R}{L} + K_P\right) + s^2} \quad (\text{II.22})$$

Le contrôle est optimal si les gains K_P et K_I sont maximaux [19].

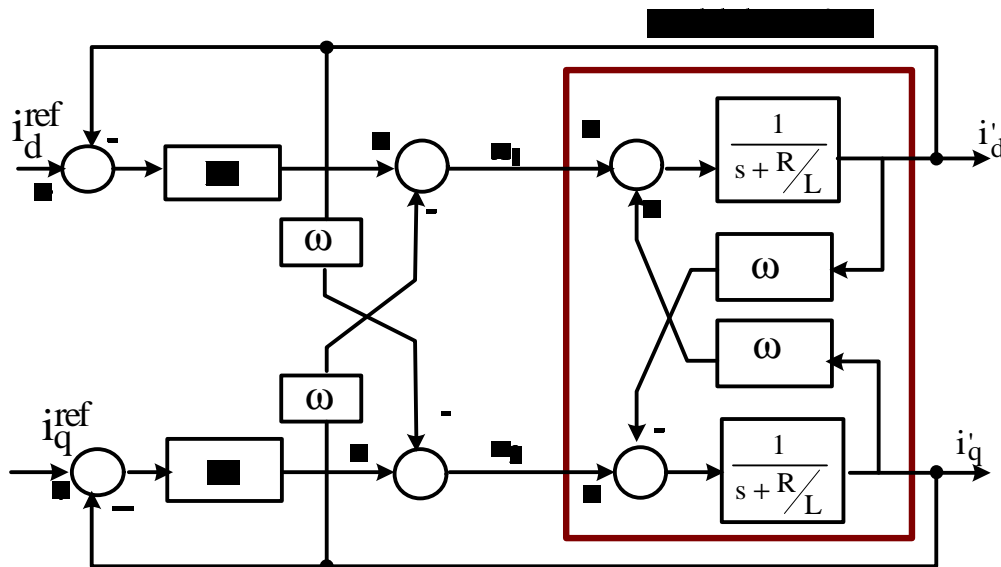


Fig.2.6 schéma bloc de la méthode Watt-Var découplée

Le schéma global de l'identification des références et de régulation du courant pour cette méthode est indiqué sur la Fig.2.7.

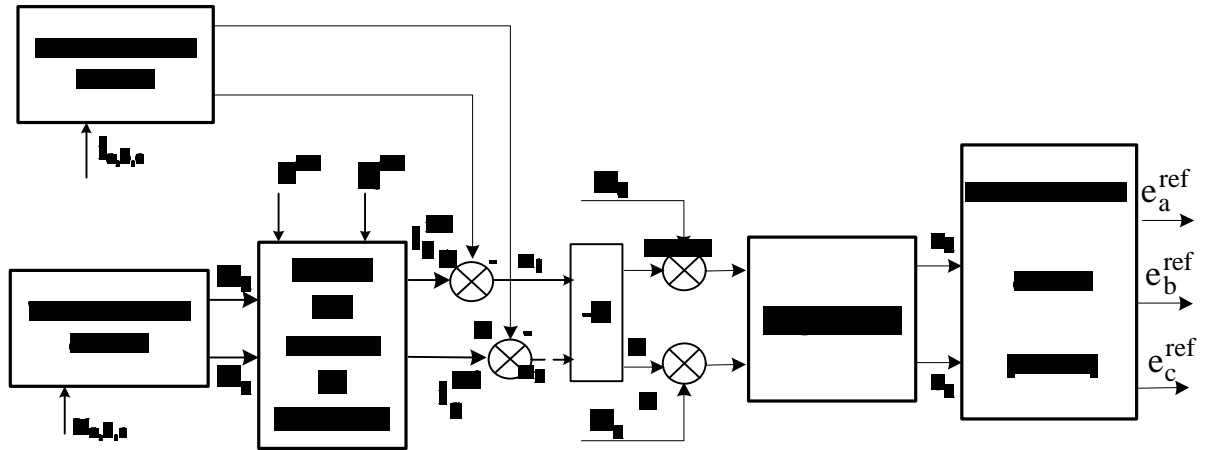


Fig.2.7 schéma global du control par la méthode Watt-Var Découplé.

II.7 Conclusion

Le contrôle de l'écoulement de puissance par cette méthode pour forcer les courants à suivre leurs références. L'objectif est d'améliorer le temps de réponse de l'UPFC. Les régulateurs utilisés sont :

Réglage proportionnel-intégral PI.

Réglage PI-floue.

CHAPITRE III

Réglage proportionnel
Intégrale de l'UPFC

III.1 Introduction

Dans le cas général, la partie parallèle de l'UPFC compense la puissance réactive au point de raccordement et régule la tension aux bornes du condensateur. La régulation de la tension continue compense la puissance active demandée par la partie série. Il faut déterminer les références pour commander le dispositif.

La Fig.3.1 montre le schéma de principe des circuits de réglage complets composé d'un système de réglage de l'onduleur série, un système de réglage de l'onduleur shunt et le régulateur de la tension continue.

III.2 Identification de paramètres

Le principe est de transformer les grandeurs mesurées du courant et de la tension des trois phases sur les deux axes d-q en utilisant la transformation de Park [12], [19]. En suite on impose les valeurs des puissances active et réactive et on calcule les courants de références à partir de ces valeurs et les valeurs des tensions mesurées, par les deux équations :

$$i_{sd}^* = \frac{2(p_s^* v_{sd} - q_s^* v_{sq})}{3(v_{sd}^2 + v_{sq}^2)} \quad (III.1)$$

$$i_{sq}^* = \frac{2(p_s^* v_{sq} - q_s^* v_{sd})}{3(v_{sd}^2 + v_{sq}^2)}$$

Les puissances active et réactive (p_{ref}^* , q_{ref}^*) sont des références de courant de la partie parallèle, déterminées comme suit :

Le control de l'écoulement de puissance est réalisé en utilisant cette méthode pour forcer les courants de la ligne à suivre leurs références correctement.

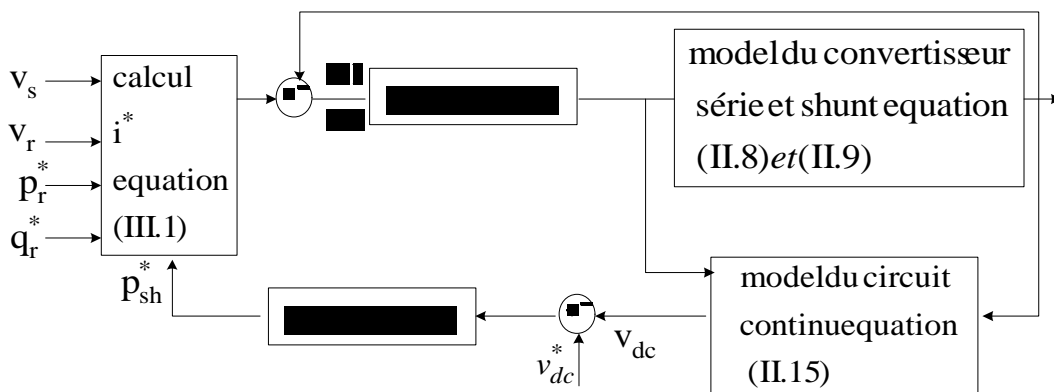


Fig.3.1 circuit de réglage de l'UPFC.

III.3 Réglage proportionnel- intégral avec découplage :

D'après les systèmes d'équation (II.8) et (II.9) on voit qu'il y a un couplage entre les deux composantes du courant. Pour pouvoir aboutir à une commande aisée du système, il est indispensable de procéder à un découplage des deux composantes.

Une investigation de toutes les équations du système (II.8), nous mène directement à la règle qui nous fournira une commande par découplage des courants i_{sd} et i_{sq} et ainsi le vecteur des tensions de sortie de l'onduleur série peuvent être commandées de la manière suivante [6], [12], [20], [21]:

$$\begin{aligned} \text{On pose : } \quad x_1 &= \frac{1}{L}(v_{sd} - e_{sed} - v_{rd}); \\ x_2 &= \frac{1}{L}(v_{sq} - e_{seq} - v_{rq}); \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

x_1 et x_2 sont définis d'après l'équation (II.21) comme suit :

$$\begin{aligned} x_1 &= (k_p + \frac{ki}{p})(i_{sd}^* - i_{sd}) - \omega i_{sq} \\ x_2 &= (k_p + \frac{ki}{p})(i_{sq}^* - i_{sq}) + \omega i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Les deux nouvelles variables x_1 et x_2 , sont les sorties du système de commande constitué de deux contrôleurs PI.

Les valeurs de i_d^{ref} et i_q^{ref} sont les références des courants actif et réactif [12].

Nous appliquant la transformation de Laplace à l'équation (III.2). Nous transformant ainsi le système d'équations (III.3) nous obtenons les fonctions de transfert suivantes :

$$F_1(s) = \frac{i_d}{i_d^{ref}} = \frac{k_I + sk_P}{k_I + s(\frac{R}{L} + k_P) + s^2} \quad (\text{III.4})$$

$$F_2(s) = \frac{i_q}{i_q^{ref}} = \frac{k_I + sk_P}{k_I + s(\frac{R}{L} + k_P) + s^2}$$

Le control est optimal si les gains k_p et k_I sont optimaux [12], [19], [20].

En introduisant la condition liant les paramètres du régulateur

$$k_I = \frac{R}{L} k_P \quad (\text{III.5})$$

Nous obtenant la fonction de transfert du premier ordre avec une constante de temps

$$T = 1/k_P$$

$$F(s) = \frac{k_P}{k_P + s} \quad (\text{III.6})$$

La détermination de la constante de temps dépend des changements maximaux admissibles des grandeurs de contrôle. Étant donnée les équations (III.5) et (III.6) est un choix convenable de la valeur de T ($T \geq 5\text{ms}$) [12], [19] les gains k_P et k_I peuvent être obtenu comme suit :

$$k_P = \frac{1}{T}; \quad k_I = \frac{R}{L} \frac{1}{T} \quad (\text{III.7})$$

III.4 résultat de simulation

La stratégie de control a été testé sous l'environnement SIMULINK/MATLAB pour les paramètres suivant [17] :

$$V_s = 1 \angle 0^\circ \text{ (pu)}$$

$$V_r = 1 \angle 0^\circ \text{ (pu)}$$

$$R_{se} = 0.0075 \text{ (pu)}$$

$$X_{se} = 0.075 \text{ (pu)}$$

$$R_{sh} = 0.15 \text{ (pu)}$$

$$X_{sh} = 0.01 \text{ (pu)}$$

$$V_{dref} = 3.4 \text{ (pu)}$$

La Fig.3.2 montre un exemple typique. A l'instant $t=0.2\text{s}$, la puissance réactive q_s , comme grandeur de perturbation varie de 0 pu à 0.5. Cela provoque une variation de la puissance p_s avec un régime transitoire qui est dû à l'interaction entre les deux puissances. Ce dernier provoque une variation du courant de source i_s avec un régime transitoire correspondant à celui de la Fig.3.3.

A l'instant $t=0.5\text{s}$, la consigne pour la puissance active change de -0.5 (pu) à 0.5 (pu). Cela provoque une variation de la puissance réactive q_s . Cette fois-ci, c'est la composante de courant i_{sq} qui varie de -0.25 (pu) à 0.25 (pu).

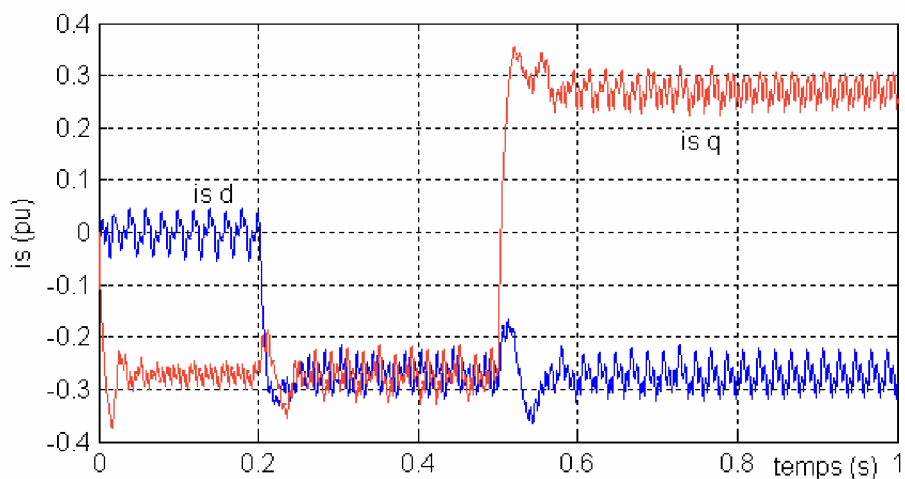


Fig.3.2 courant du compensateur série.

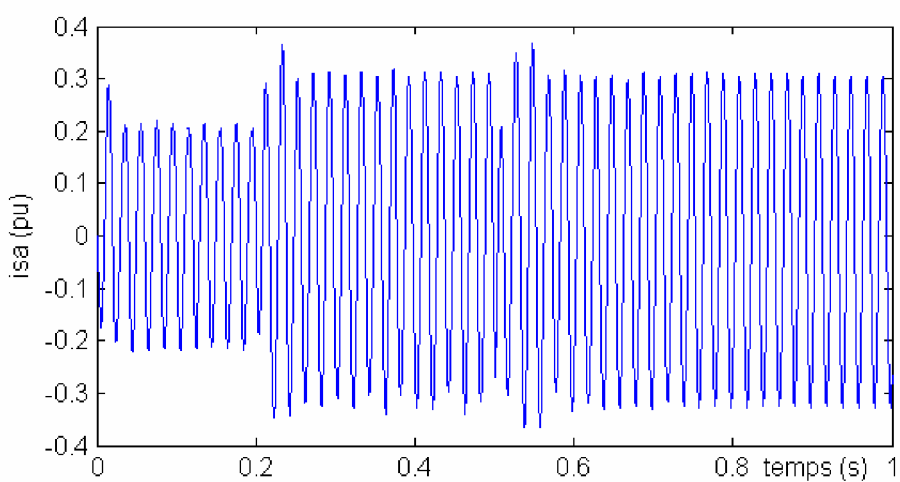
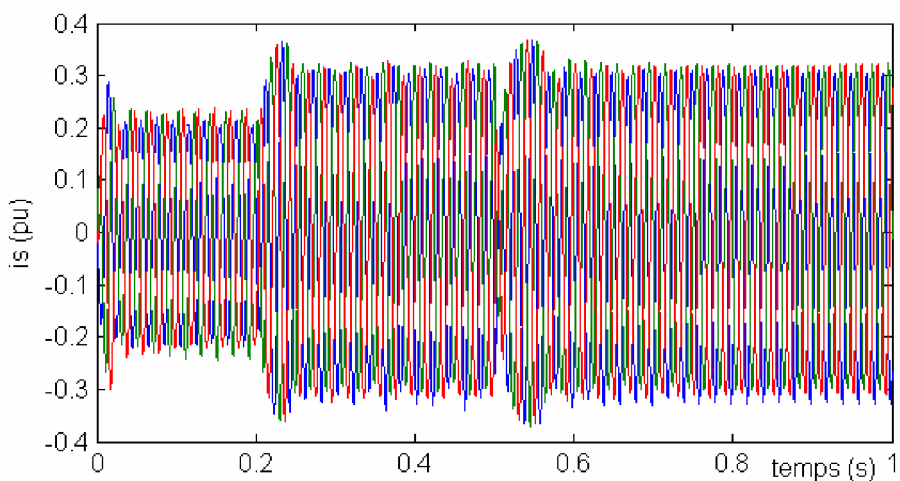


Fig.3.3 changement du courant i_s .

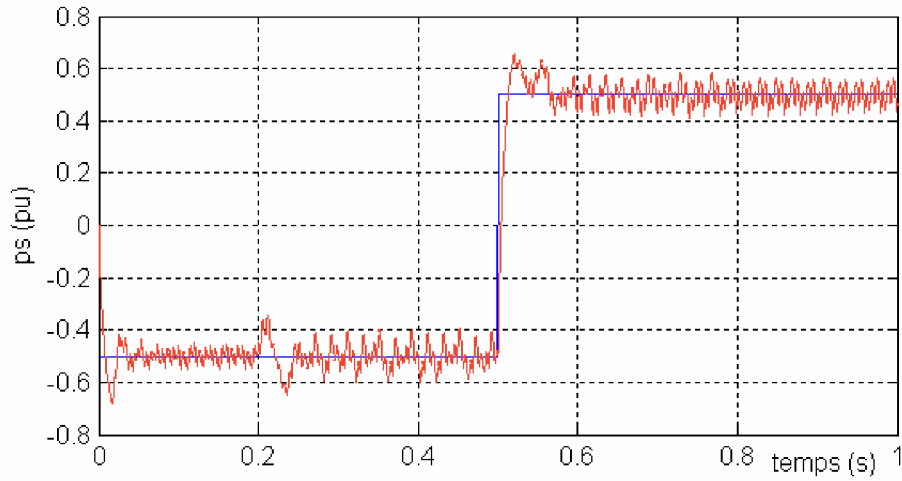


Fig.3.4 réponse de la puissance p_s au changement de la référence de -0.5 pu à 0.5 pu.

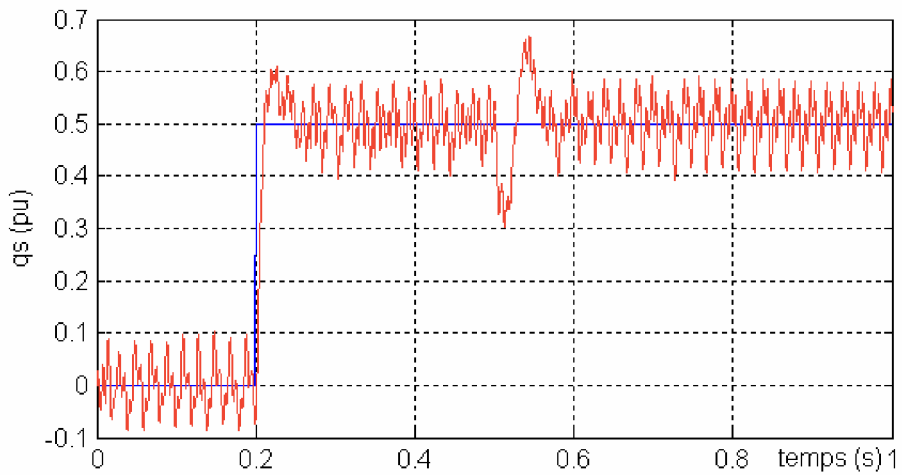


Fig.3.5 réponse de la puissance q_s au changement de la référence de -0.5 pu à 0.5 pu.

Les figures 3.5, 3.6 montre le comportement transitoire du compensateur shunt, on remarque qu'il est similaire au comportement du compensateur série représenté aux figures 3.2, 3.3.

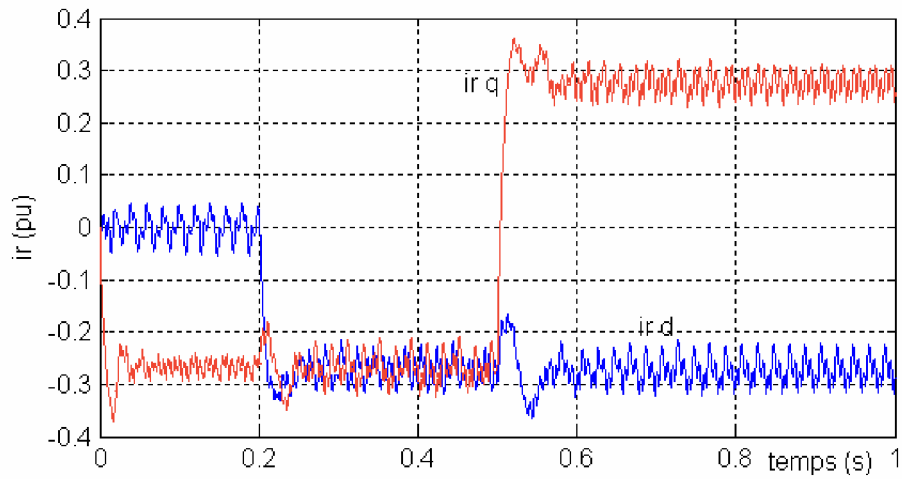


Fig.3.6 les deux composantes du courant de récepteur i_r

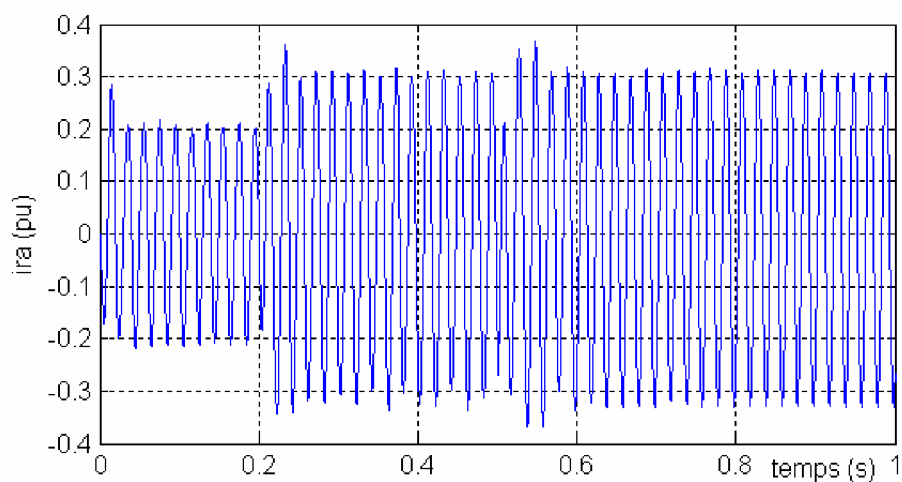
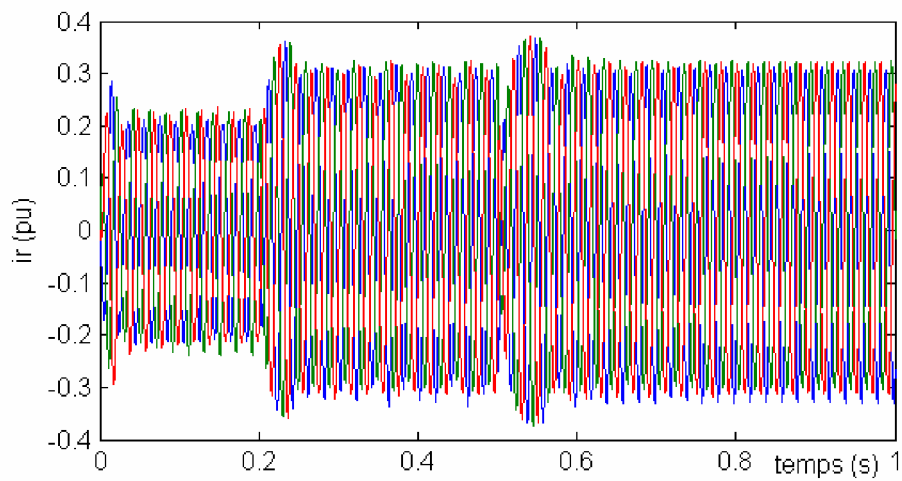


Fig.3.7 courant du récepteur i_r .

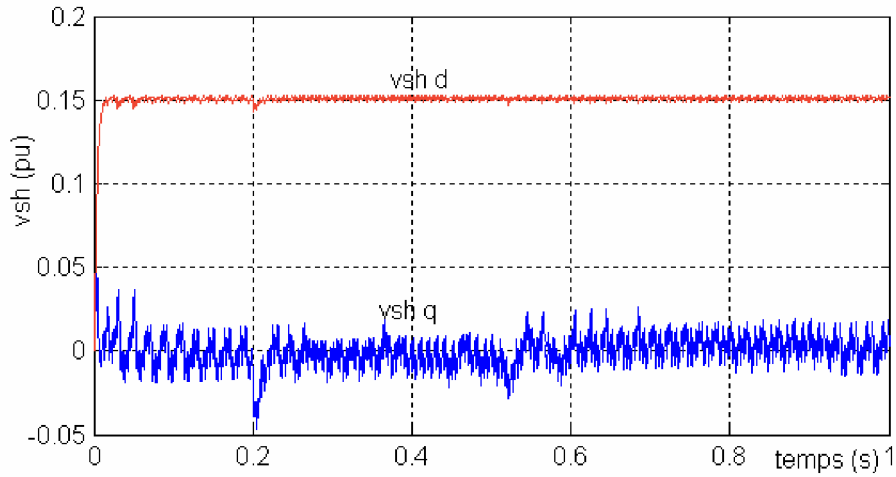


Fig.3.8 tension de sortie du compensateur shunt.

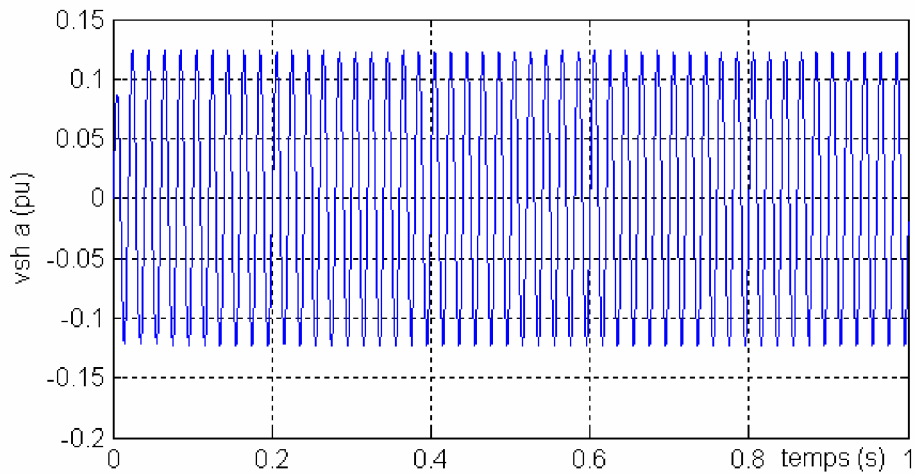


Fig.3.9 tension de la phase (a) du compensateur shunt.

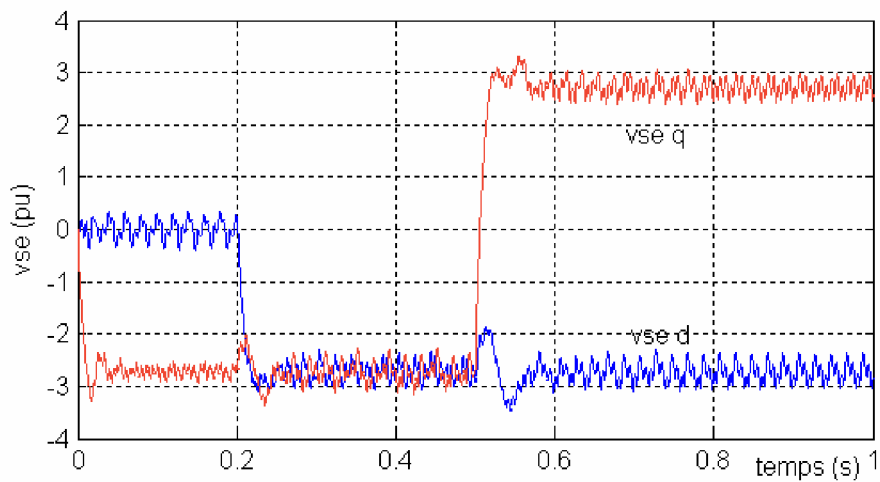


Fig.3.10 tension de sortie du compensateur série.

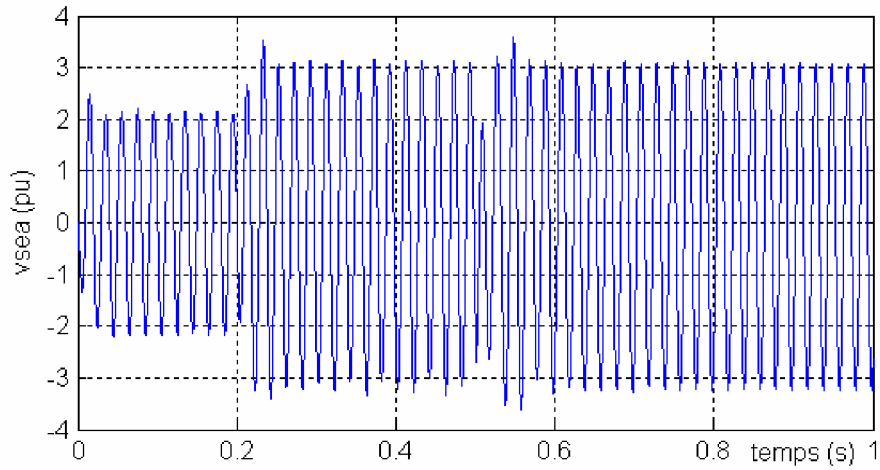


Fig.3.11 tension de la phase (a) du compensateur série.

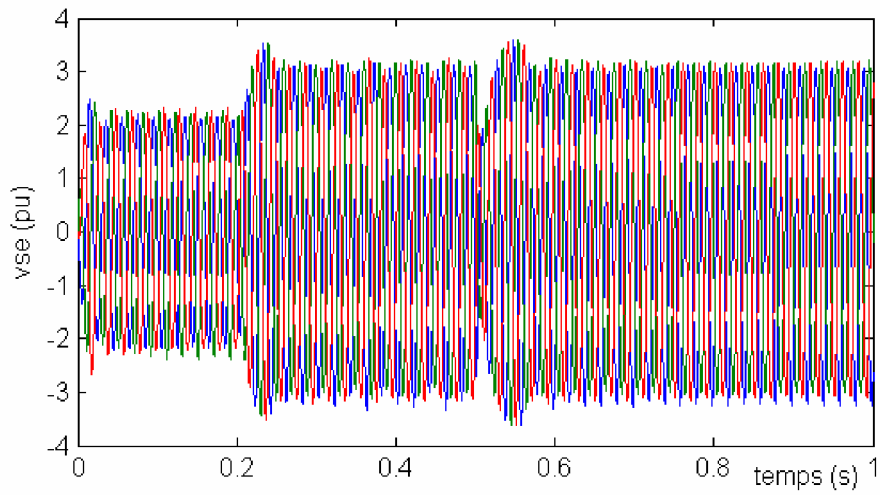
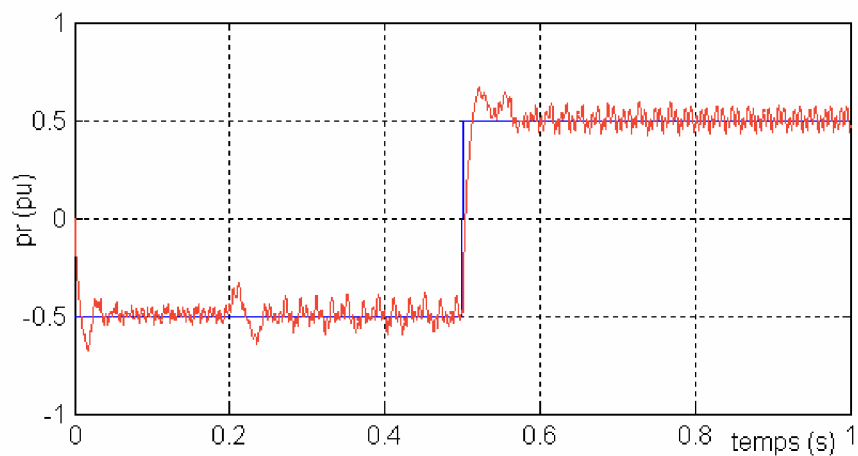


Fig.3.12 tension du compensateur série.

Fig.3.13 réponse de la puissance p_R du récepteur au changement de la référence de -0.5 pu à 0.5 pu.

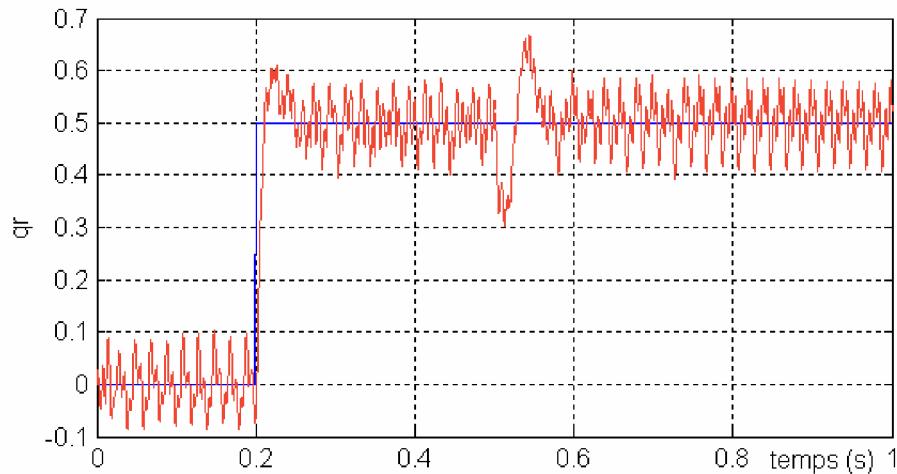


Fig.3.14 réponse de la puissance q_r du récepteur au changement de la référence de -0.5 pu à 0.5 pu.

III.5 conclusion

Dans ce chapitre nous avons identifié les références du système de commande pour la partie parallèle et série de l'UPFC. Nous avons utilisé la méthode basée sur la MLI pour contrôler les onduleurs de tension. Nous avons choisi le régulateur **PI** pour la partie parallèle ainsi que pour la partie série. Enfin nous avons fait des simulations avec le logiciel SIMULINK/MATLAB.

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.

CHAPITRE IV

Réglage par Logique
Floue de l'UPFC

IV.1 Introduction

Commander un processus par les méthodes classiques (régulation à action proportionnelle, intégrale et dérivée par exemple) implique la connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur celui-ci et agir en conséquence afin de contraindre le système l'objectif fixé. Seulement cette connaissance est souvent entachée d'erreurs et d'imprécision qui accompagne toute modélisation de processus. De plus le couplage existant entre les variables du système (interaction entre les variables à commander) rend le control plus difficile. Il est possible de résoudre ce problème en utilisant des méthodes de commandes dites robustes et la logique floue en est une.

Ce concept permet de considérer des classes d'objets dont les frontières ne sont pas clairement déterminées, par l'introduction d'une fonction caractéristique (fonctions d'appartenance des objets à la classe) prenant des valeurs courantes entre 0 et 1, contrairement aux ensembles «booléens», dont la fonction caractéristique ne prend que deux valeurs possibles 0 et 1.

Ces ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance.

Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative).

IV.2 Intérêt et utilisation de la logique floue pour le contrôle

IV.2 .1 Intérêt

La logique floue trouve ses origines dans un certain nombre de constatations :

- ∅ La connaissance que l'être humain a d'une situation quelconque est généralement imparfaite,
 - 🚩 elle peut être incertaine (il doute de sa validité),
 - 🚩 ou imprécise (il a du mal à l'exprimer clairement).
- ∅ L'être humain résout souvent des problèmes complexes à l'aide de données approximatives : la précision des données est souvent inutile ; par exemple pour choisir un appartement, il pourra prendre en compte la surface, la proximité de

commerces, la distance du lieu de travail, le loyer, sans pour autant avoir besoin d'une valeur très précise de chacune de ces données.

- ∅ Plus la complexité d'un système augmente, moins il est possible de faire des affirmations précises sur son comportement.

De ces constatations viennent naturellement les déductions suivantes :

- ∨ plutôt que de modéliser le système, il est souvent intéressant de modéliser le comportement d'un opérateur humain face au système ;
- ∨ plutôt que par des valeurs numériques précises, le fonctionnement doit être décrit par des qualificatifs globaux traduisant l'état approximatif des variables.

IV.2 .2 Utilisation pour le contrôle

La logique floue est bien connue des automaticiens pour ses applications dans le contrôle-commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique, le contrôleur flou s'insère dans la boucle de régulation et calcule la commande à appliquer au procédé suivant une ou plusieurs consignes et une ou plusieurs mesures effectuées sur celui-ci.

Les bases de règles floues sont intéressantes en commande car elles permettent :

- ∅ de prendre en compte une expertise existante de nature qualitative,
- ∅ de prendre en compte des variables que l'on sait difficilement intégrer dans la boucle,
- ∅ d'améliorer le fonctionnement de contrôleurs classiques, par :
 - Û autoréglage hors ligne ou en ligne des gains de ces contrôleurs,
 - Û modification de leur sortie (feed forward) en fonction d'événements qui ne peuvent pas être pris en compte par une technique classique.

IV.3 Notions de bases

IV.3.1 Univers de discours

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs que prend une variable.

IV.3.2 Ensembles flous, variables linguistiques et degré d'appartenance

Le concept de la logique floue vient de la constatation que la variable booléenne ne prend que deux valeurs (vraie ou faux) et de ce fait elle est mal adaptée pour la représentation de la plupart des phénomènes courants.

On présente un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles «jeune», «entre deux âges », « âgé ». Selon la logique classique (logique de Boole), qui n'admet pour les variables que les deux valeurs 0 et 1, une telle classification pourrait se faire comme la figure 4.1. Toutes les personnes âgées de moins de 25 ans sont alors considérées des jeunes et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme des vieux.

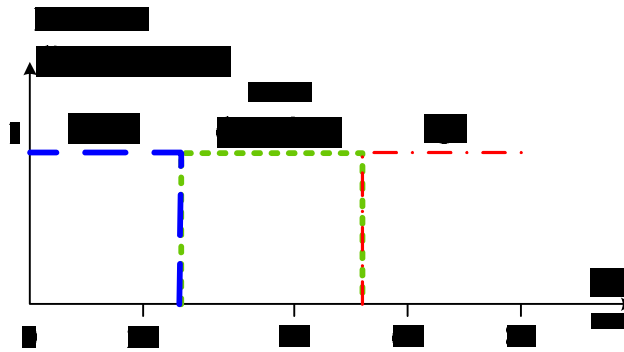


Fig.4.1 Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

Cependant, une telle logique de classification n'est même pas logique. Pourquoi une personne, lorsqu'elle a eu 50 ans, doit-elle être considéré comme appartenant à l'ensemble âgés? En réalité, un tel passage se fait progressivement et individuellement. La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1, permet de tenir compte de cette réalité. Les limites ne varient pas soudainement, mais progressivement. La Fig.3.2 montre une classification possible pour l'exemple précédent, cette fois-ci à l'aide de la logique floue. Ainsi une personne de 25 ans appartient à l'ensemble «jeune» avec une valeur $\mu=0.75$ de la fonction d'appartenance et à l'ensemble «entre deux âges» avec $\mu=0.25$. Par contre une personne âgée de 65 ans appartient avec une valeur $\mu=1$ de la fonction d'appartenance à l'ensemble «âgé».

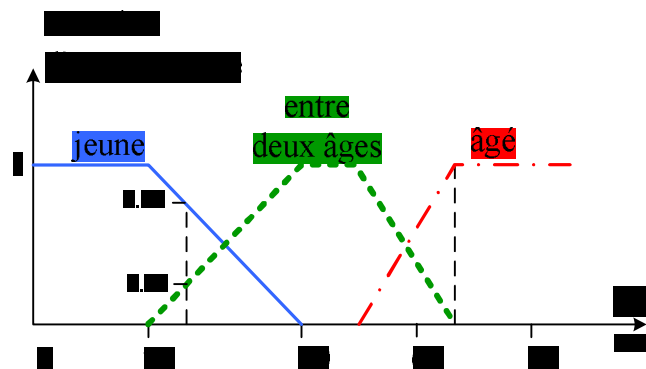


Fig4.2 Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

IV.3.3 Fonction d'appartenance

Les variables jeune, entre deux ages et âgé sont dites variables linguistiques, l'ensemble qui représente une variable linguistique est dit nombre floue.

Un ensemble flou est défini par sa « fonction d'appartenance », qui correspond à la notion de « fonction caractéristique » en logique classique.

IV.3.3.1 Les différentes formes des fonctions d'appartenance

Il existe plusieurs types de fonctions d'appartenances et pour chaque problème on choisira une fonction appropriée pour la représentation d'une variable.

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenances des formes trapézoïdales ou triangulaires. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. L'allure est complètement par des points A, B et C pour la forme triangulaire (Fig.4.3.a), voire 4 points A, B, C et D pour la forme trapézoïdale (Fig.4.3.b). Le triangle peut être considéré comme un cas particulier du trapèze lorsque deux points coïncident ($B=D$). Même la forme rectangulaire (pour représenter la logique classique) est comprise dans le trapèze si les deux premiers points (A, B) et les deux derniers points (C, D) se trouvent sur une verticale. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous.

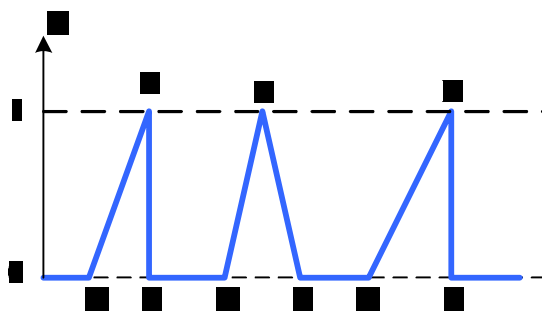


Fig4.3. (a) Fonctions d'appartenance de forme triangulaire

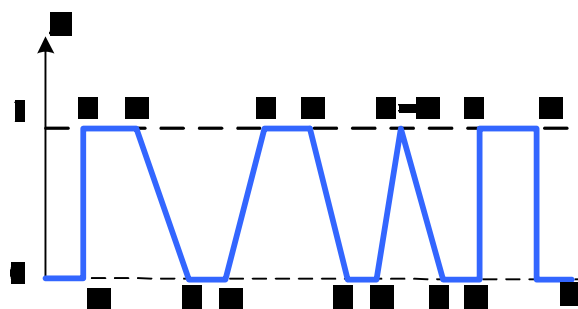


Fig4.3. (b) Fonctions d'appartenance de forme trapézoïdale

Il existe d'autres formes de fonctions d'appartenances, appelées des formes de cloches. Elle est représentée à la Fig.4.4. Dans ce cas, x_0 détermine la position du sommet $\mu=1$, tandis que le paramètre β impose la largeur du domaine. A noter que cette fonction d'appartenance s'annule seulement pour x tend vers plus ou moins l'infini.

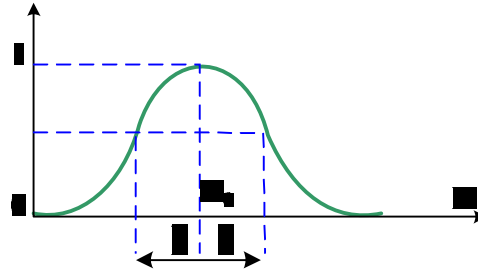


Fig4.4 Fonction d'appartenance en forme de cloche.

IV.3.3.2 Considérations générales sur les fonctions d'appartenances:

Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques et distribuées de manière équidistante, comme la montre la Fig.4.5 (a). Une forme est définie symétrique lorsque les fonctions d'appartenance sont symétriques par rapport $x=0$. Par contre, la forme est définie équidistante lorsque les maxima des fonctions d'appartenances des différents ensembles sont écartés de manière équidistante.

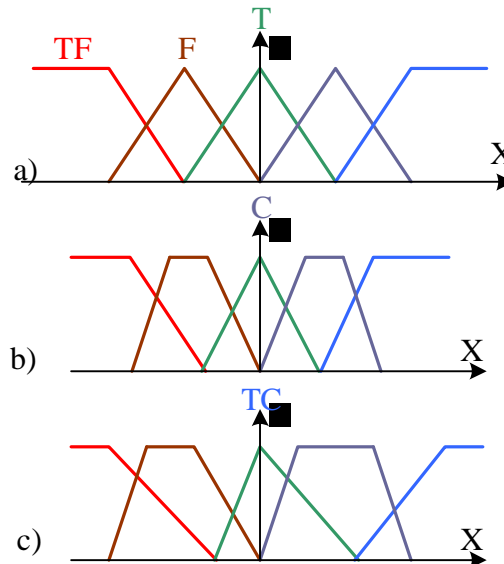


Fig.4.5 (a) Fonction d'appartenance symétrique et équidistante.
 (b) Fonction d'appartenance symétrique et non équidistante.
 (c) Fonction d'appartenance non symétrique et non équidistante.

IV.4 Raisonnement flou

Le contrôleur flou est basé sur ensemble d règles du type si... alors... (Comme en logique classique) établies en général de manière empirique.

Exemple :

Si la température est faible **alors** le courant est grand.

Ainsi, **si** la température est faible à 60%, le courant doit être grand à 60%.

Dans l'exemple cité il n'y a qu'une seule grandeur d'entrée c'est la température, Il arrive qu'il existe plusieurs variable d'entrées ; en générale, pour la conception d'un régulateur flou on se base sur l'erreur et la variation de l'erreur ou l'intégral de l'erreur,

L'erreur étant la différence entre la référence et la grandeur régulée. On peut, utiliser des connecteurs **et**, **ou** et **non**.

Pour l'élaboration des règles, il existe plusieurs méthodes élaborées de manières empiriques pour l'exécution de ces règles, la méthode de MAMDANI par exemple consiste à prendre le minimum parmi les conditions liées par l'opérateur « **et** » et à prendre le maximum des conditions liées par l'opérateur « **ou** ».

On retrouve dans les règles utilisées des connecteurs dits de précision du type **environ**, **exactement**... Leur définition précise, peut varier, mais on peut par exemple pour traduire un **exactement**, utiliser la fonction d'élévation au carré. La variable étant comprise entre 0 et 1, sa valeur va diminuer, sauf si elle est proche de 1. De même, pour un **environ**, on peut utiliser la fonction racine carrée.

Les règles floues sont en général du type

Si X est A **et** y est B **alors** Z est C

Tel que A, B et C sont respectivement des ensembles flous représentant les variables x, y et z. Elles portent le nom de variables linguistiques. Ces variables linguistiques sont du type grand, petit, positif grand, négatif petit. C'est là, où réside l'un des avantages de la logique floue. Elle permet d'exploiter directement l'expérience de l'opérateur pour l'élaboration des règles en utilisant un langage semblable à celui utilisé entre les humains pour converser. Par exemple

Si x est grand **et** y est grand **alors** z est petit.

Exemple :

La Fig.4.6 illustre un exemple de représentation floue, la variable x est représenté par cinq variables linguistiques négatif grand, négatif moyen, presque nulle, positif moyen et positif grand l'ensemble représentant une variable linguistique est dit nombre flou.

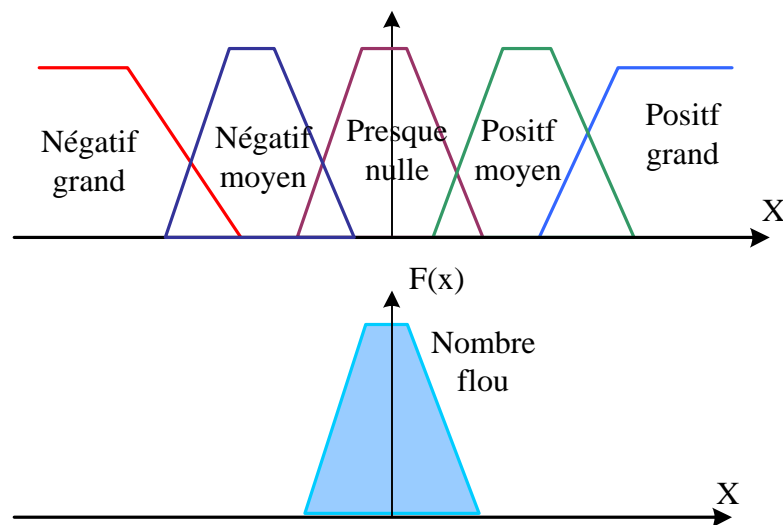


Fig.4.6 représentation floue d'une variable.

IV.5 Inférences

Cette opération consiste à déterminer les mécanismes de :

- exécution des différences règles floue.
- faire la synthèse des résultats de toutes les règles.

IV.5.1 Méthode d'inférences

Toutes les méthodes d'inférences ont été élaborées d'une manière empirique, parmi elle nous retrouvons :

IV.5.2 La méthode de MAMDANI

La méthode de MAMDANI consiste à prendre le minimum parmi les conditions liées par l'opérateur **et** et à prendre le maximum des conditions liées par l'opérateur **ou**, ensuite prendre en tout point de l'ensemble représentant la condition, le minimum entre la valeur de cet ensemble et celle du maximum des conditions. L'ensemble représentant la commande s'obtient en choisissant en tout point le maximum des ensembles flous résultants de l'exécution des règles.

Exemple

Soit les deux règles suivantes :

- 1- si X est A1 et Y est B1 alors Z est C1
- 2- si X est A2 et Y est B2 alors Z est C2

Pour un couple (x_0, y_0) on aura les variables X et Y sont représentées chacun par deux nombres flous, respectivement A_1, B_1 , et A_2, B_2 la variable Z est représentée par deux nombres flous C_1, C_2 tel que spécifié sur la Fig.4.7

L'exécution des deux règles pour un couplé x_0, y_0 est données par la Fig.4.7.

$$\alpha_1 = \min(\mu_{A_1}(x_0), \mu_{B_1}(y_0)), \quad \alpha_2 = \min(\mu_{A_2}(x_0), \mu_{B_2}(y_0))$$

$$C'_1 = \min(C_1, \alpha_1), \quad C'_2 = \min(C_2, \alpha_2), \quad C = \max(C'_1, C'_2)$$

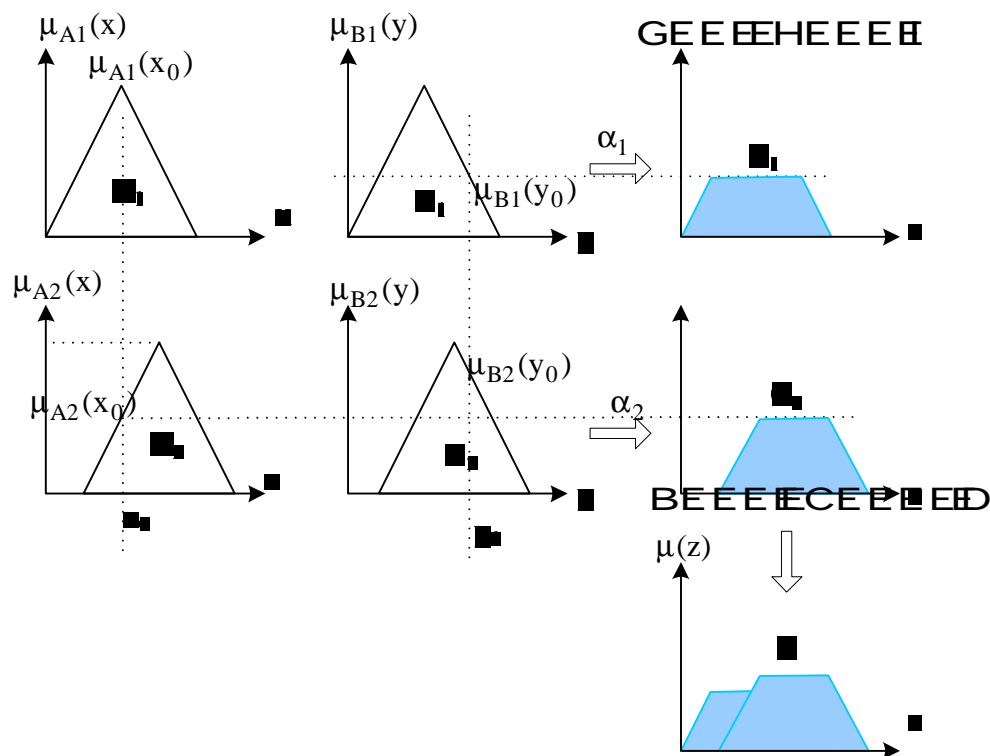


Fig.4.7 inférence par la méthode de MAMDANI.

Il existe une multitude de méthode pour exemple prod-somme, ici l'opérateur produit remplace l'opérateur min et la somme le l'opérateur max

IV.6 Commande par logique floue

IV.6.1 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.

IV.6.2 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 [24] .

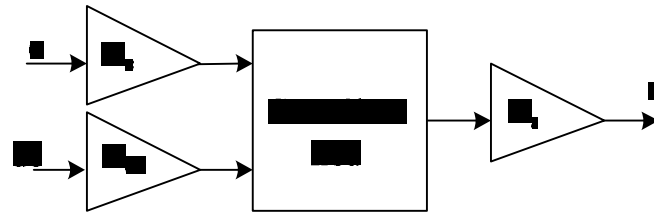


Fig.4.8 schéma principe d'un contrôleur flou de type P.D

Par contre, si la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI [24].

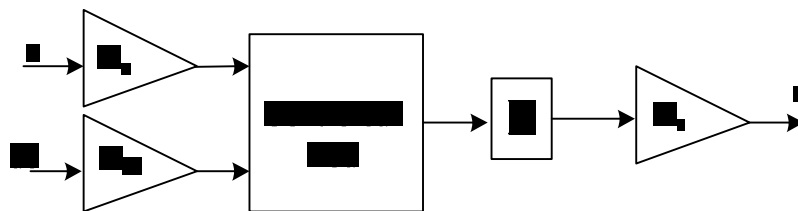


Fig. 4.9 schéma principe d'un contrôleur flou de type PI

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.4.10.

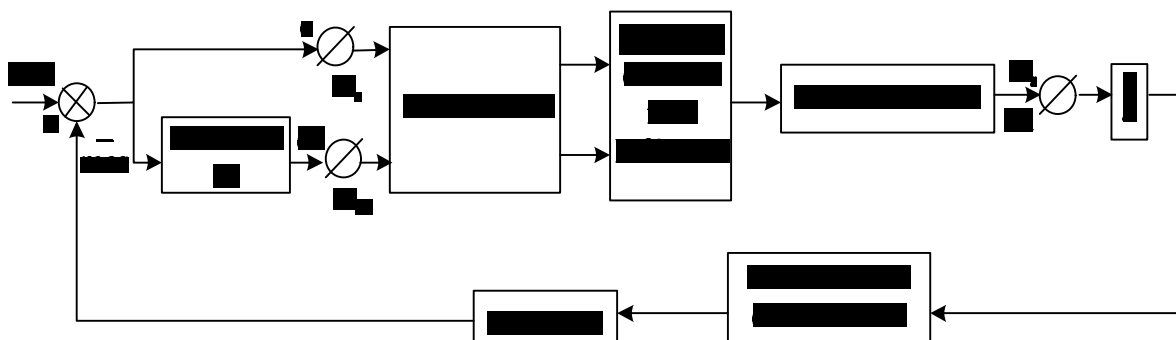


Fig. 4.10 structure d'une régulation par logique floue.

IV.7 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 qu leurs fonction d'appartenance.

IV.8 Influence des ensembles sur la régulation

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

IV.9 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 inférieur à la distance entre les deux sommets, cela produira une discontinuité au niveau de la sortie.

IV.10 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 se traduit par des oscillations amorties à la sortie.

IV.11 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.

IV.12 La défuzzification

Les méthodes d'inférence fournissent un ensemble flou résultant un $\mu_{res}(x_R)$ pour la variable de sorte x_R . L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de cette dernière la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus.

On distingue trois méthodes différentes : celle des maximum, celle des hauteurs pondérées et celle du centre de gravité (ou centroïde).

Ø Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour les quelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence.

Ø Méthode du centre de gravité

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôles flous, elle génère le centre de gravité de la surface délimité par l'ensemble flou résultant. L'abscisse du centre de gravité est déterminée à l'aide de la relation suivante [24]:

$$X_{res} = \frac{\int X\mu(x)dx}{\int \mu(X)dx} \quad (IV.1)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

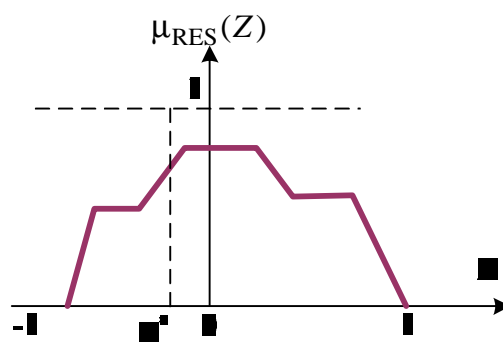


Fig.4.11 méthode des centres de gravité

Ø Méthode des hauteurs pondérées :

Au fond de cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, nous choisissons des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres, et nous aboutissons à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité [24].

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

$$X_{res} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(x_i) x_i}{\sum_{i=1}^m \mu(x_i)} \quad (IV.2)$$

Où :

m est le nombre de règles, μ_i est le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i et X_{res} est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée R_i .

IV.13 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 :

$$u_{i+1} = u_i + k_{de} du_{i+1} \quad (IV.3)$$

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 sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_e = k_e e \\ X_{de} = k_{de} de \end{cases} \quad (IV.4)$$

IV.14 Application du régulateur PI- flou au système UPFC

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

$$\Delta u_K = K_p (\varepsilon_K - \varepsilon_{K-1}) + K_p \frac{T}{\tau_i} \varepsilon_K \quad (4.5)$$

Où :

K_p et τ_i sont les composantes proportionnelles et intégrales choisies;

Δu_K est l'incrément de commande;

Les paramètres K_p et τ_i sont choisis en fonction des prédicats associés à ε 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 4.12, 4.13 présentent l'allure de ces différents sous-ensembles flous [11], [26].

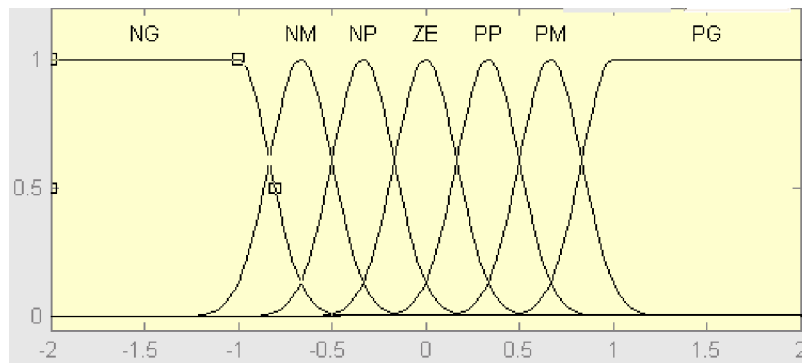


Fig.4.12 fonction d'appartenance de e et de.

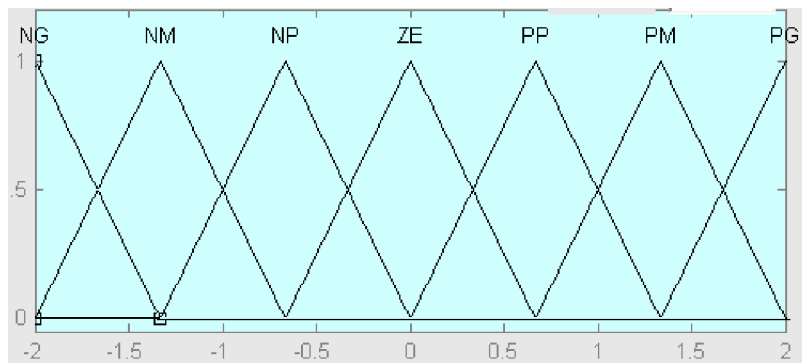


Fig. 4.13 fonction d'appartenance de du.

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

IV.15 Base de règles

Le modèle de l'UPFC est multivariable avec deux entrées et deux sorties. Le découplage entre les deux composantes du courant utilisant un régulateur PI-flou est illustré sur la Fig.4.14

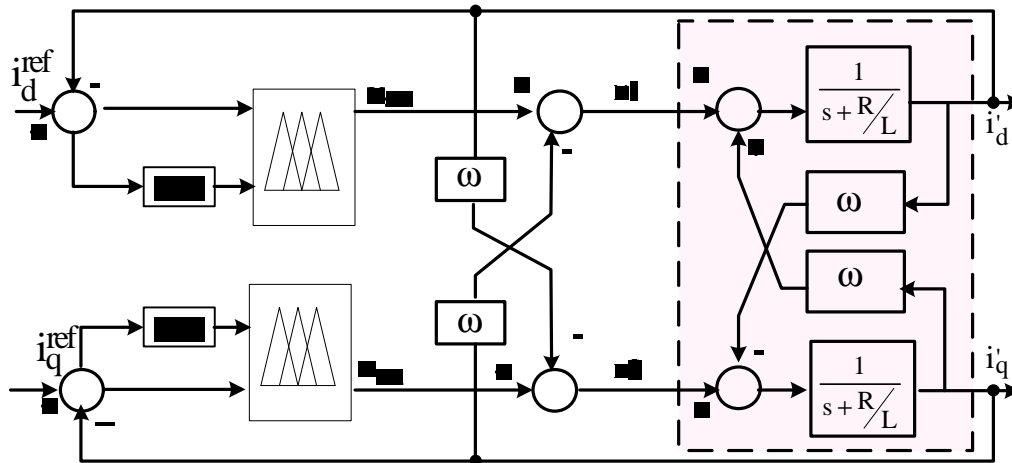


Fig.4.14 régulation par PI-flou.

Pour réaliser le découplage entre les deux composantes du courant on utilise la base de règles définie dans le tableau IV.1.

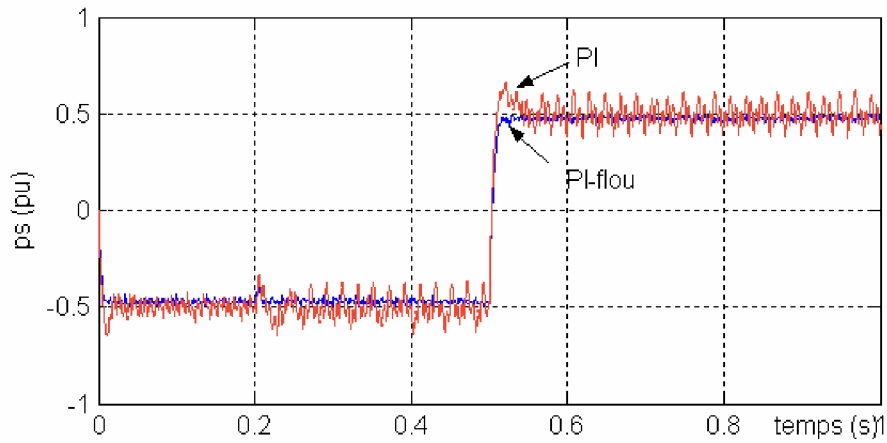
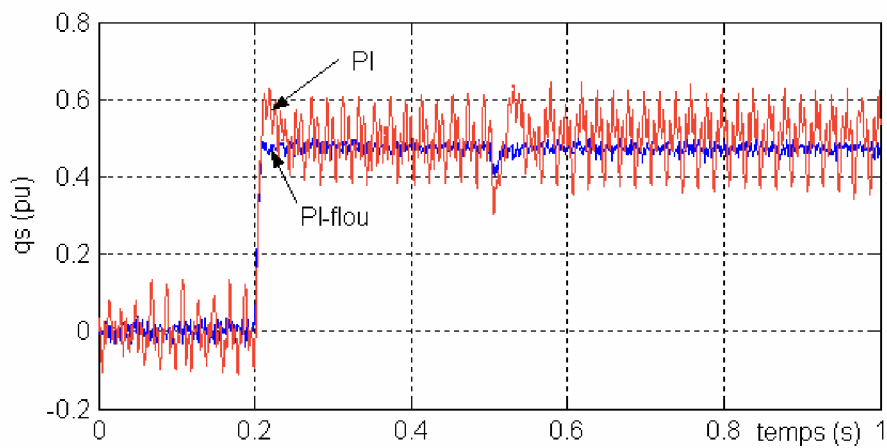
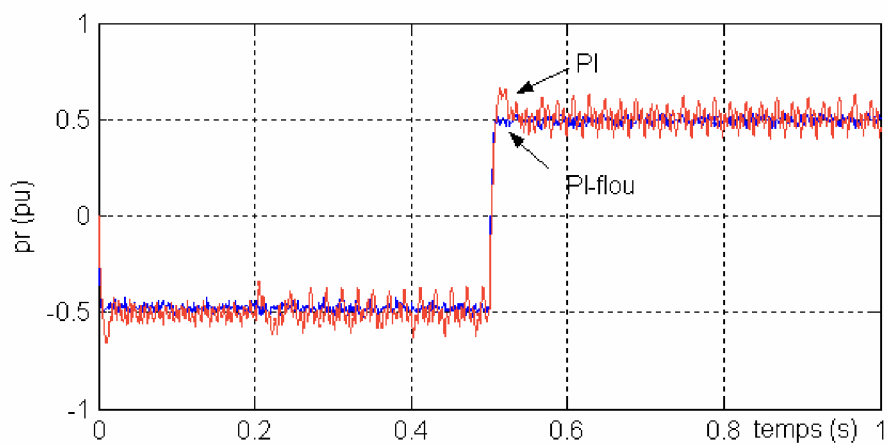
Le nombre de règles tirées à partir du plan de phase est égale à $7*7=49$.

Tableau 4.1 table des règles à sept classes.

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

IV.16 Résultats de simulation

Les figures 4.15, 4.16, 4.17 et 4.18 montrent la réponse des puissances active et réactive pour un contrôleur classique PI et un contrôleur PI-flou. On remarque que le contrôleur PI-flou donne une meilleure réponse transitoire par rapport au PI et un dépassement réduit. Il en est de même pour les deux composantes i_{sd} et i_{sq} du courant comme le montre les figures 4.19, 4.20.

Fig.4.15 réponse de la puissance active p_s .Fig.4.16 réponse de la puissance réactive q_s .Fig.4.17 réponse de la puissance active p_r .

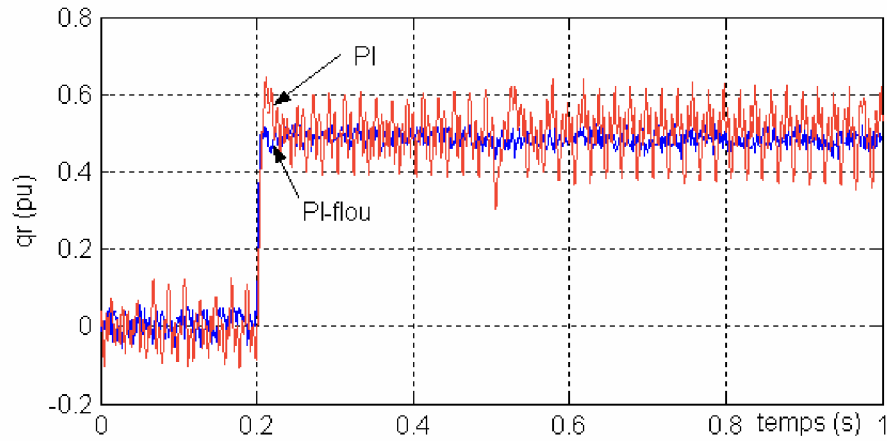


Fig.4.18 réponse de la puissance réactive q_r .

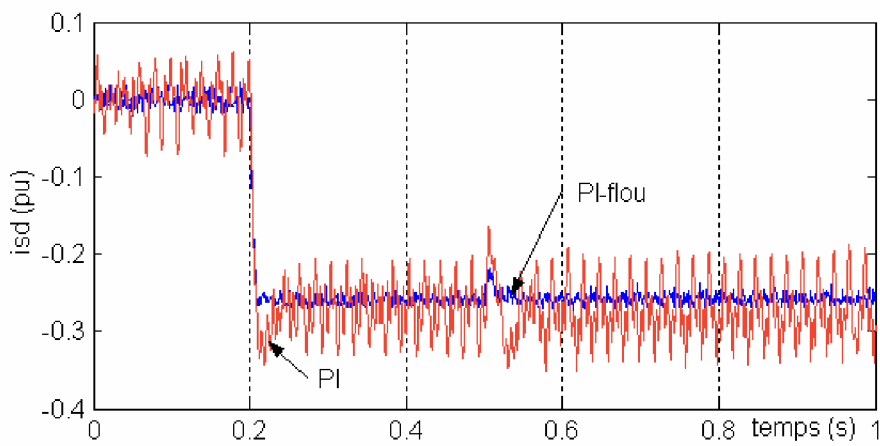


Fig.4.19 réponse de la composante du courant i_{sd} .

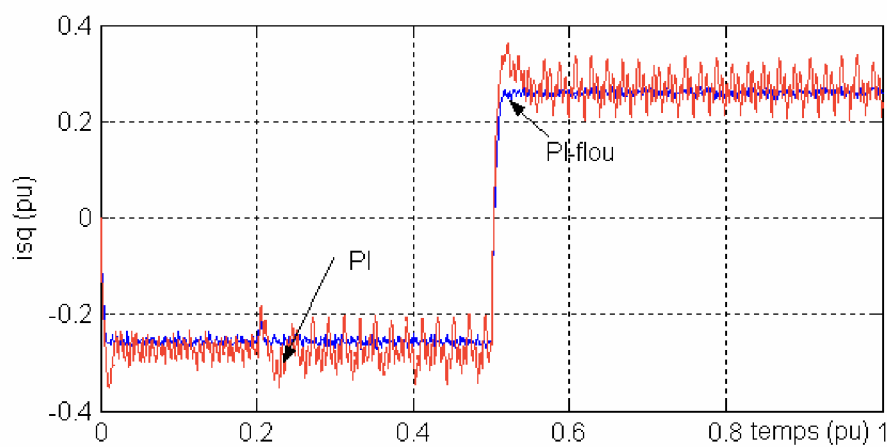


Fig.4.20 réponse de la composante du courant i_{sq} .

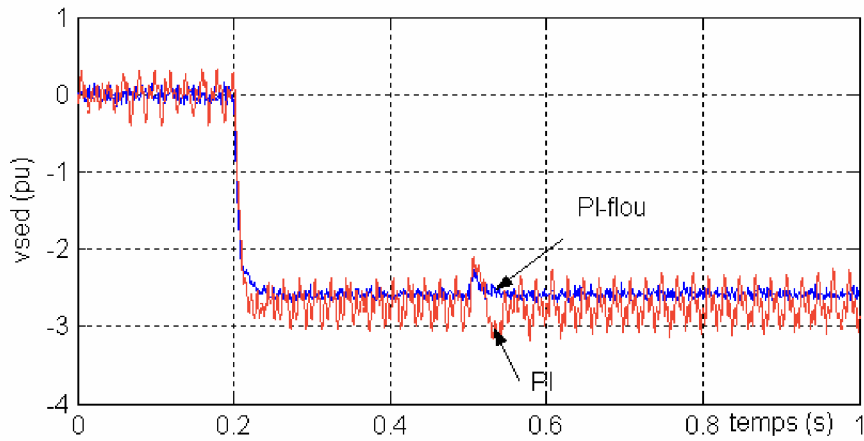


Fig.4.21 (a) réponse de la tension du convertisseur série v_{sed} .

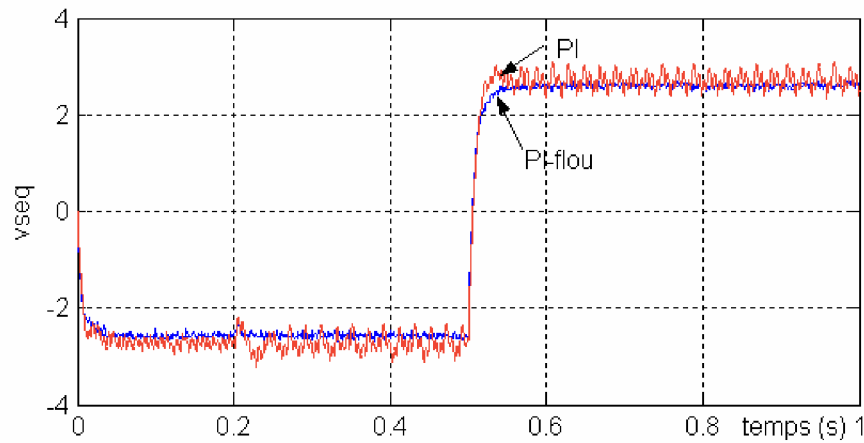


Fig.4.21 (b) réponse de la tension du convertisseur série v_{seq} .

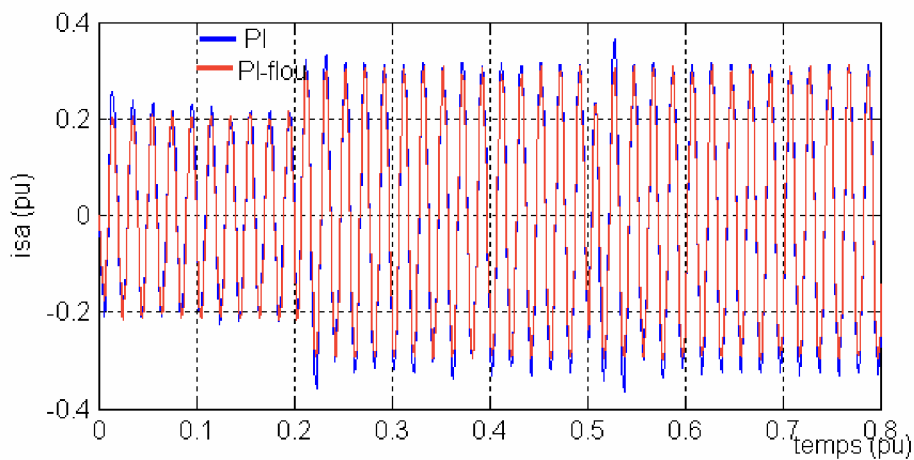
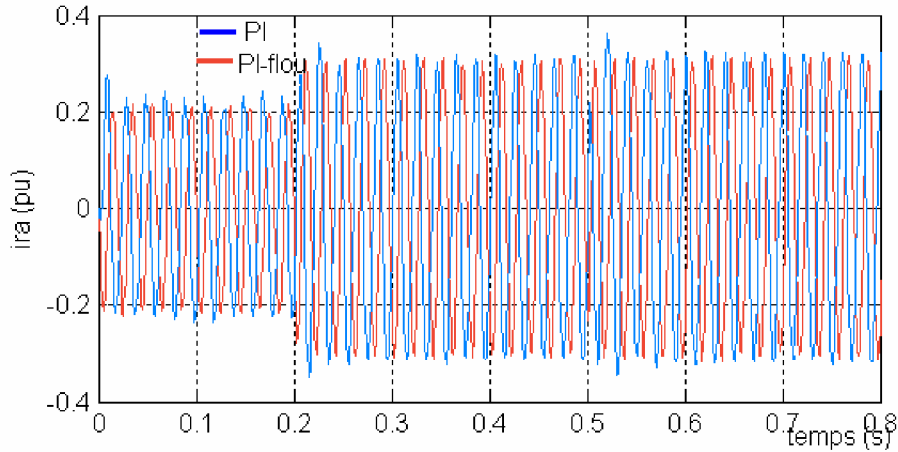


Fig.4.22 courant de la première phase i_{sa} .

Fig.4.22 courant de la première phase i_{ra} .

IV.17 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté rapidement la théorie de la logique floue afin de l'utiliser pour contrôler le système. Nous avons choisi le régulateur **PI-flou** pour la partie parallèle ainsi que pour la partie série. Enfin nous avons fait des simulations avec le logiciel SIMULINK/MATLAB.

A partir des résultats obtenus nous pouvons dire que le problème de l'interaction est résolu en utilisant un régulateur PI-flou et la réponse des paramètres du système est améliorée.

conclusion Générale

Conclusion Générale

L'UPFC est une combinaison entre STATCOM et SSSC couplés par une liaison DC (dc link) pour un flux bidirectionnelle de la puissance active entre les bornes de sorties AC de l'SSSC et shunt du STATCOM.

Notre travail de recherche a été consacré à la modélisation, l'identification des références et l'élaboration de la commande de l'UPFC dans le but de contrôler l'écoulement de puissance sur une ligne électrique.

Dans la partie modélisation, nous avons présenté le modèle mathématique d'un UPFC inséré sur une ligne électrique. Afin d'analyser l'influence de l'UPFC sur la ligne, nous avons démontré les relations entre les différentes variables de cette dernière en fonction des paramètres du contrôle de l'UPFC.

Nous avons opté pour la commande MLI (Modulation à Largeur d'Impulsion), car les puissances mises en jeu sont importantes, ce qui nécessite un contrôle de la fréquence des commutations.

Nous avons choisis la méthode dite "Watt-Var Découplé" comme méthode d'identification des références.

Les performances des contrôleurs PI et PI-Flou ont été développés et évaluée sous l'environnement SIMULINK/MATLAB. Les résultats de simulation montrent que le contrôleur PI-Flou donne une meilleure réponse transitoire par rapport au pi avec un dépassement réduit, ce contrôleur minimise l'interaction existante entre les puissances active et réactive.

Sur la base de cette étude nous proposons une réalisation d'un prototype de laboratoire et en espérant que ce modeste travail servira de base de départ pour une mise en œuvre afin de valider les résultats de simulation obtenus dans cette étude.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Gyugui, "A unified power flow control concept for flexible ac transmission systems," *IEEE Proceeding-C.*, Vol. 193, N°4, July 1992, pp.323-331.
- [2] N.G. Hingorani, L. Gyugyi, "Understanding FACTS concept and technology of flexible AC transmission systems", First edition 2001, IEEE Press
- [3] L. Gyugyi, "The Unified Power Flow Controller. A New Approach to Power Transmission Control", *IEEE Trmns on Power DelwJy*", Vol. 10, No.2, April 1995, pp.1085-1093.
- [4] L. Gyugyi T. R Rietman A. Edris , D. R Torgerson C. D. Schauda s. L. williams," the unified power flow controller: a new approach to power transmission control", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 2, April 1995
- [5] Liming Liu, Pengcheng Zhu, Yong Kang, Yonggao Zhang, Jian Chen, "Control Scheme and Implementation of a Unified Power Flow Controller" *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and systems*, 2005. Volume 2, 27-29 Sept. 2005 Page(s): 1170-1175.
- [6] S. D. Rund, Q.YU, L. E.Norum and T.M. Undeland, "Performance of a Unified Power Flow Controller Using a d-q Control System", *Conference publication N°423 of IEE*, sixth International conference on AC and DC power Transmission, London, April-May 1996, pp 357-362.
- [7] H. BÜHLER, *Réglage de systèmes d'électronique de puissance*, Volume 3- Presse Polytechnique Romande 1999.
- [8] Edvina Uzunovic, "EMTP, Transient Stability and Power Flow Models and Controllers of VSC Based FACTS Controllers" these de doctorat présentée à l'université de Waterloo, Ontario, Canada, 2001.
- [9] Azra Hassanovic, Ali Feliachi, "modelling and control of the Unified Power Flow Controller (UPFC)" these pour obtention du degree de master en science de l'ingénieur university de Morgantown, West Virginia, 2000.
- [10] Lijun Cai "Robust Coordinated Control of FACTS Devices in Large Power Systems", these de doctorat university Hebei PR China

- [11] C.M.Yam, M.H. Haque, "A svd based controller of UPFC for power flow Controller", *Electric Power Systems Research* 70(2004) 76_84, Science Direct
- [12] A.Ajamai, S.H.Hosseini, S. Khanmohammadi, G.B. Gharehpetian, "Modelling and control of c-upfc for power system transient studies", *Simulation Modelling and Theory* 14(2006) 564-576, Science Direct
- [13] K. Berrahal, F. Houamel, A. Chaghi, "Modeling and control of a unified power flow controller", in *Proc 2006 CEE'06 4th International Conference on Electrical Engineering Con.*, pp. 335-339, November- 07-08, 2006.
- [14] K. Berrahal, F. Houamel, A. Chaghi, "AC power flow control using a Unified Power Flow Controller", in *Proc 2006 CGE'05 Electrical Engineering Conf.*, April- 16-17, 2007.
- [15] K. Benrehal, A. Chaghi, "Unified Power Flow Control in Power Flow Control", in *Proc2008 CEEE'08 5th International Conference on Electrical Engineering* October 27-29, 2008.
- [16] K. Benrehal, A. Chaghi, "Unified Power Flow Control in Power Flow Control", in *Proc2008 CEE'08 Electrical and Electronics Engineering*, April 21-23, 2008.
- [17] Ch.sudhakara Babu, "control of a unified power flow controller (UPFC)" Master of technology in electrical engineering ; University of Calicut, 2002
- [18] Hideaki Fujita, Yasuhiro Watanabe, Hirofumi Akagi, "Control and Analysis of a Unified Power Flow Controller", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 14, NO. 6 November 1999, pp.1021-1027.
- [19] I. Papic, P. zunko, D. Povh, "Basic Control of Unified Power Flow Controller", *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 12, No. 4, November 1997, pp.1734-1739
- [20] Igor Papić, "UPFC Model for Stability Calculations with Decoupled Watt-Var Control System", 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, MELeCon 2000, Vol. III
- [21] Gholipour, E.; Saadate, S.; "Improving of transient stability of power systems using UPFC" *Transactions on Power Delivery*, IEEE Volume 20, Issue 2, Part 2, April 2005 Page(s):1677-1682

- [22] E.Gholipour Shahraki "Apport De L'UPFC `a l'Amélioration de la Stabilité Transitoire des Réseaux Electriques " These de doctorat de L'Université Henri Poincaré, Nancy I, Octobre 2003.
- [23] I.Etxeberria-Otadui "Sur les Systemes de l'Electronique de Puissance dédiées `a la Distribution Electrique-Appllication `a la Qualité de l'Energie".These de doctorat de l'INPG, Septembre 2003
- [24] Hendti Masdi; Nornian Mariun; Senan Malimud;Azah Mohamcd and Sallehuddin Yusuf," Design of a Prototype D-Statcom for Voltage Sag Mitigation", National Power and Energy Conference (PECon) 2004 proceedings, Kuala Lumpur Malaysia. page(s): 61_66
- [25] H. BÜHLER, Réglage par logique floue, Collection d'Electricité, Presse Polytechnique Romande 1994.
- [26] Tsao-Tsung Ma, Novel Control Schemes Based on Recurrent Fuzzy Neural Networks for the Variable Structure UPFC", IAENG International Journal of Applied Mathematics, 37:1, IJAM_37_1_7
- [27] Robert H. Bishop, "The Mechatronics Hand Book", ISA- The Instrumentation Society, CRC Press, 2002.

ANNEXE

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 :

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

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

La matrice de transformation modifiée s'écrit :

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

La matrice de transformation inverse est :

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

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

$$[V] = [Z] [I] \quad (\text{A-3})$$

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

En appliquant la transformation de PARK :

$$[V_c] = [Z_c] [I_c] \quad (\text{A-4})$$

Avec :

$$[V_c] = [p(\theta)]^{-1} [V] \quad (\text{A-5})$$

$$[Z_c] = [p(\theta)]^{-1} [Z] [p(\theta)] \quad (\text{A-6})$$

A.3 Relation entre les composantes de CONCORDIA et celle de PARK:

La matrice $[p(\theta)]^{-1}$ pour $\theta=0$ a l'expression :

$$p(0)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A-7})$$

La matrice de rotation est définie par :

$$p_1(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A-8})$$

Il est facile de vérifier que :

$$[p(\theta)]^{-1} = [p_1(\theta)]^{-1} [p(0)]^{-1} \quad (\text{A-9})$$

A.4 Matrice de transformation impédance

La matrice est expliquée en considérant un système triphasé simple comme indiqué par la figure suivante :

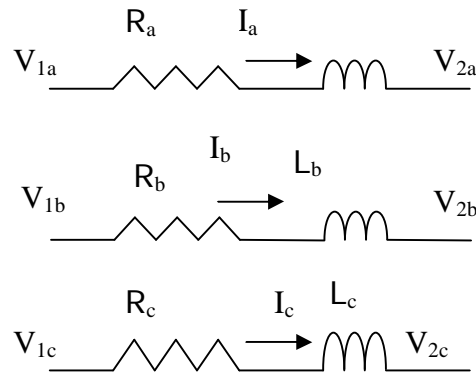


Fig. (A-1) système triphasé équilibré.

Le système triphasé peut être transformé en un système symétrique synchrone

Les équations décrivant le système de la fig. (B-1) sont :

$$\begin{bmatrix} V_{1a} - V_{2a} \\ V_{1b} - V_{2b} \\ V_{1c} - V_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & R + L \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Ou simplement par :

$$[V] = [Z] [I]$$

En introduisant la transformation de PARK on trouve:

$$[p(\theta)][V_c] = [R][p(\theta)][i_c] + \frac{d}{dt} \{ [L][p(\theta)][i_c] \} \quad (\text{A.11})$$

Si on prémultiplie (A-11) par $[p(\theta)]^{-1}$ elle deviennent :

$$[Vc] = [p(\theta)]^{-1} [R][p(\theta)][i_c] + \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} \{ [L][p(\theta)][i_c] \} \quad (\text{A.12})$$

Puisque tous les éléments de $[R]$ sont constants on peut écrire :

$$[p(\theta)]^{-1} [R][p(\theta)] = [\lambda] \quad (\text{A.13})$$

On écrit :

$$[L][p(\theta)] = [\lambda] \quad (\text{A.14})$$

de (A-12) , (A-13) et (A-14) on écrit :

$$[Vc] = [R] [i_c] + [p(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} [\lambda][i_c] \right\} \quad (\text{A.15})$$

$$[Vc] = [R] [i_c] + [p(\theta)]^{-1} [\lambda] \frac{d}{dt} [i_c] + [p(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{d\theta} [\lambda][i_c] \right\} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{A.16})$$

$$[p(\theta)]^{-1} \frac{d}{d\theta} [\lambda] = \lambda \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

on remarque que $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ fréquence de synchronisme.

En indiquant par \mathbf{p} l'opération différentielle, et en remplaçant par (A.17) dans (A-7) on arrive à :

$$\begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL & -\omega L \\ \omega L & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

donc la matrice $[Zc]$ s'écrit :

$$[Zc] = \begin{bmatrix} R+pL & -\omega L \\ \omega L & R+pL \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

B.1 Introduction

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet, de manière réversible, la conversion de tension continue en tension alternative. Vu du réseau, il agit comme une source de tension alternative variable. La capacité d'échange de puissance active de cette source dépend des caractéristiques du système de génération et/ou de stockage d'énergie de la partie continue de l'onduleur. Il peut aussi échanger de l'énergie réactive, la limite étant cette fois-ci fixée par la puissance apparente du convertisseur et la fréquence de commutation des interrupteurs (si l'on veut aussi échanger de l'énergie via les harmoniques).

Étant une source de tension côté alternatif, l'onduleur de tension pourrait être directement raccordé en série avec le réseau, même si dans la plupart des cas, on utilise un transformateur de couplage et un filtre en LC pour filtrer les harmoniques de découpage. Par contre, l'onduleur de tension ne peut pas être directement raccordé en shunt, car le réseau électrique se comporte essentiellement comme une source de tension. Il est donc nécessaire d'ajouter un filtre de couplage (de type L ou LCL) entre l'onduleur de tension et le réseau, et ce, de façon à convertir le système en une source contrôlable de courant alternatif. Dans certains cas, le transformateur éventuel de raccordement fait office de filtre L via ses inductances de fuite.

Les interrupteurs utilisés sont bidirectionnels en courant et bi-commandables, en fait un semi-conducteur bi-commandable en anti-parallèle avec une diode. Le semi-conducteur bi-commandable peut être un IGBT, un GTO, un IGCT ou encore un thyristor muni d'un circuit d'extinction pour les plus hautes puissances.

On constate que ces compensateurs sont capables d'agir non seulement sur les grandeurs fondamentales du réseau (tension ou courant) mais aussi sur les grandeurs harmoniques, à travers d'un échange d'énergie réactive et active.

B.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante pour définir l'état des interrupteurs ($k = a, b, c$) :

- $dk = 1$ quand K_k est fermé et $dk = 0$ quand K_k est ouvert.
- $dk = 0$ quand K'_k est fermé et $dk = 1$ quand K'_k est ouvert.

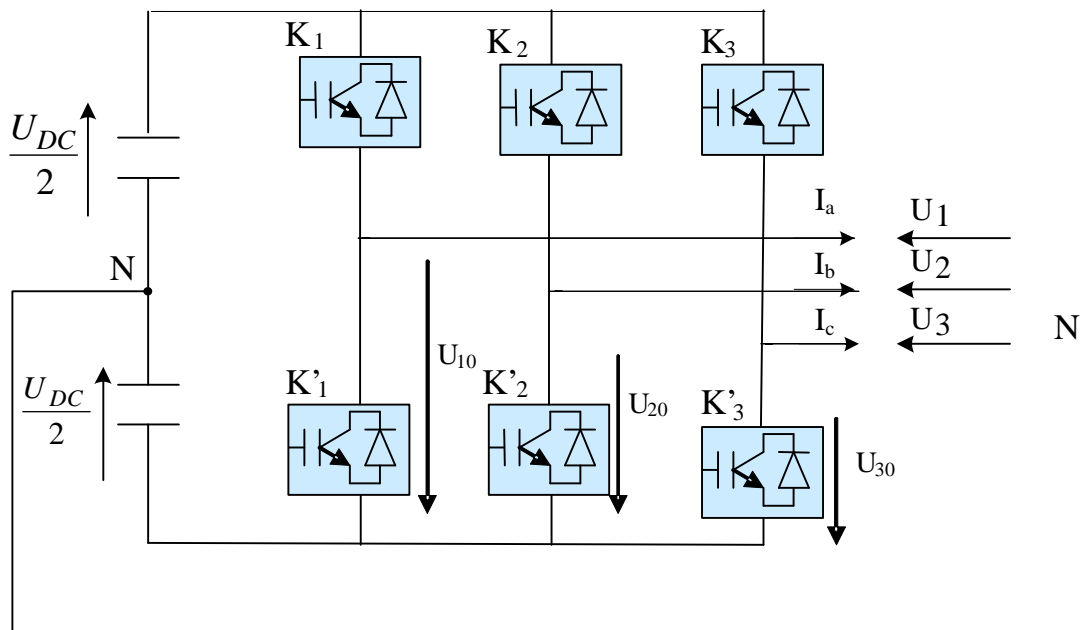


Fig. B.1 structure d'un onduleur de tension

Ainsi, on peut calculer les tensions de la partie alternative de l'onduleur en fonction de ces fonctions de commutation.

$$-U_{10} + U_1 - U_2 + U_{20} = 0 \quad (\text{B.1})$$

$$-U_{10} + U_1 - U_3 + U_{30} = 0$$

En additionnant ces deux équations, on obtient :

$$-2U_{10} + 2U_1 - U_2 - U_3 + U_{20} + U_{30} = 0 \quad (\text{B.2})$$

Si la charge est symétrique et comme le neutre est flottant, la somme des courants de phase i_1, i_2 et i_3 doit être nulle. Il en est de même pour les tensions de phase.

On a donc

$$U_1 + U_2 + U_3 = 0 \quad (\text{B.3})$$

Que l'on peut substituer dans l'équation (B.2) et l'on tire

$$U_1 = \frac{1}{3}(2U_{10} - U_{20} - U_{30}) \quad (\text{B.4})$$

Par analogie, obtient pour les autres tensions de phase :

$$U_2 = \frac{1}{3}(2U_{20} - U_{10} - U_{30}) \quad (\text{B.5})$$

$$U_3 = \frac{1}{3}(2U_{30} - U_{10} - U_{20}) \quad (\text{B.6})$$

Selon la condition des transistors ou des diodes dans une branche de l'onduleur, les tensions peuvent être égales à U_c (valeur de la tension continue) ou à [0].

Dans ce cas on peut écrire les équations (B.4), (B.5) et (B.6) sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = U_C \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

En ce qui concerne la partie continue de l'onduleur, le bus continu est composé en général de deux condensateurs avec leur résistance shunt d'équilibrage (on peut y inclure certaines pertes).

B.3 Commande en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Une fois analysée la relation entre les différentes grandeurs électriques de l'onduleur et les fonctions de commutation, on étudie les techniques pour déterminer ces fonctions de commutation, ou autrement dit, la commande rapprochée.

La commande MLI consiste à adopter une fréquence de commutation (f_m) suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximum du signal de sortie souhaité ($x_{réf}$), et de reproduire la valeur moyenne de ce signal à chaque période de commutation en jouant sur la durée d'application des tensions positives et négatives par rapport au point milieu du bus continu.

La méthode classique pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs (et donc d'application de tensions positives ou négatives) est *la MLI intersective*.

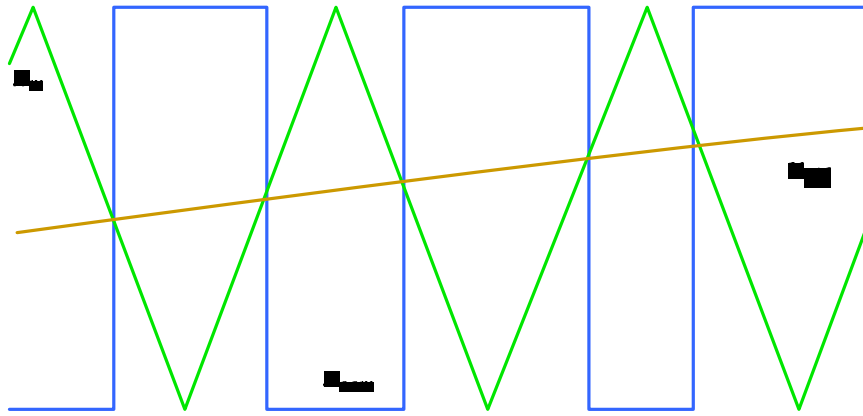


Fig.B.2 Détermination des instants de commutation d'une commande MLI intersective.

Elle se base sur la comparaison d'une onde de modulation (x_m), qui est en général un signal triangulaire de fréquence élevée (f_m) chargée d'imposer les périodes de modulation, avec une onde de référence (x_{ref}), qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation (x_{com}) est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux (voir Fig.B.2). Dans le cas de l'onduleur triphasé on aura 3 signaux de référence (un pour chaque bras de l'onduleur).

B.4 Génération de tensions sinusoïdales :

Dans la plupart d'applications, on travaille avec une onde de référence sinusoïdale de fréquence (f_{ref}) :

$$x_{ref} = (x_{ref})_{\max} \sin(2 \pi f_{ref} t)$$

L'amplitude du fondamental (et des harmoniques aussi) dépend du rapport (m_a) entre les amplitudes des ondes de référence et de modulation :

$$m_a = \frac{(x_{ref})_{\max}}{(x_m)_{\max}}$$

Si $m_a \leq 1$, **on travail dans la zone linéaire** et la relation entre l'amplitude du signal de référence et du fondamental de la tension de branche est linéaire :

$$(v_{k0})_{1-\max} = m_a \frac{V_{DC}}{2}$$

La fréquence des harmoniques de découpage dépend du rapport (m_f) entre les fréquences des ondes de référence et de modulation :

$$m_f = \frac{f_m}{f_{ref}}$$

Si on choisit un rapport m_f impair, la tension de sortie contient seulement des harmoniques impairs, centrés autour des multiples de la fréquence de commutation. De plus, si ce rapport est aussi un multiple de 3, les harmoniques multiples de 3 qui sont présents sur les tensions de branche disparaissent de la tension de phase.