

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIERA
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**ETUDE D'UN CONVERTISSEUR AC/DC A ABSORPTION
SINUSOÏDALE DE COURANT
COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE**

Proposé et dirigé par :

Monsieur: **KESSAL Abdelhalim**

Présenté par :

HOUD NOUREDDINE
OULD EL HACEN AHMED

Année Universitaire : 2008 / 2009

REMERCIEMENT

Nous tenons à remercier premièrement le dieu tout puissant, qu'il nous a donné la santé la patience et la volonté durant toutes ces longues années d'étude. Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur Monsieur A. KESSAL enseignant au département de l'électrotechnique à L'université de m'sila, pour nous avoir encadré durant notre projet de fin d'études et nous conseillé tout le long de notre travail.

Nous remercions chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'évaluer notre travail.

Enfin, nos remerciements vont à toute personne ayant contribué, de près ou de loin, à réaliser ce travail.

DEDICACE

Je dédie ce travail à ma mère que le dieu lui offre la paix et le paradis, à tous **mes parents**, et une dédicace spéciale pour la famille ENNAA

A tous les membres de ma famille et mes amis.

Ahmed

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

*A mon cher **Père***

*A ma très chère **Mère***

*A mes **frères** et mes **sœurs** et toute ma **famille***

*Ainsi a mes **amis***

Noureddine

NOTATIONS UTILISEES

V_e :	tension d'entrée.
V_s :	tension de sortie.
T :	période du signal d'entrée.
R :	Résistance Electrique.
V_{th} :	tension de thyristor.
i_g :	courant de gâchette.
C :	capacité du condensateur.
A :	gain proportionnel.
K_i :	gain intégral.
T_i :	inverse de gain intégral.
P :	opérateur de Laplace.
V_{red} :	tension redressée.
V_{ref} :	tension de référence.
I_{red} :	courant redressée.
I_{ref} :	courant de référence.
I_e :	courant d'entrée.
$C(t)$:	commande transistor.
V_T :	tension de transistor.
L :	valeur de l'inductance.
ΔI :	l'erreur du courant.
F_d :	la fréquence de découpage.
f :	la fréquence de réseau.
FP :	facteur de puissance.
THD :	distorsion harmonique globale.
e :	l'erreur de la tension
Δi :	la variation de courent référence
Δe :	la variation d'erreur de tension

$K_{\Delta i}$: gain variation d'erreur courant

$K_{\Delta e}$: gain variation d'erreur tension

K_e : gain d'erreur tension

V_D : tension diode

i_{AK} : courant anode cathode

TABLE DE MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I.....	3
I.1 INTRODUCTION	3
I.2 OBJECTIF	3
I.3 REDRESSEUR MONOPHASE NON COMMANDE.....	4
I.3.1 Composant utilisé pour le redressement : la diode	4
I.3.2 Caractéristique d'une diode parfaite	4
I.3.3 Redresseur simple alternance monophasé	5
I.3.4 Redresseur double alternance	6
I.3.4.1 Analyse du fonctionnement	7
I.3.5 Simulation de fonctionnement de redresseur double alternance (charge résistive).....	10
I.4 REDRESSEMENT MONOPHASE COMMANDE.....	11
I.4.1 Objectif.....	11
I.4.2 Le thyristor.....	11
I.4.3 Simulation de fonctionnement d'un Redresseur simple-alternance commandé (charge résistive) :	13
I.4.4 Redresseur commande double-alternance.....	14
I.4.4.1 Pont de Graëtz commandé	14
I.4.5.1 Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie :	14
I.4.5.2 Calcul du facteur de puissance de la source :	15
I.4.5.3. Simulation de fonctionnement d'une redresseuse monophasée double alternance commande	15
I.5 LE FILTRAGE	16
I.5.1 Filtrage par condensateur : lissage de la tension.....	16
I.5.1.1 Avantage :	17
I.5.1.2 Inconvénients :	17

I.5.1.3 Simulation du fonctionnement de redressement et filtrage par condensateur (Lissage de la tension) :	17
I.5.2 Débit sur charge inductive : lissage du courant	19
I.5.2.1 Simulation du fonctionnement de Redressement double alternance Avec Filtrage par inductance : lissage du courant.....	21
I.6 CONCLUSION :	22
CHAPITRE II.....	23
II.1 INTRODUCTION	23
II.2 DEFINITION DE FACTEUR DE PUISSANCE.....	23
II.2. ENERGIES ACTIVE, REACTIVE, APPARENTE	24
II.2.1. Composantes active et réactive du courant.....	24
II.2.1. Composantes active et réactive de la puissance	25
II.3. FACTEUR DE PUISSANCE EN REGIME SINUSOÏDAL DE COURANT.....	26
II.3.1. Effet du facteur de puissance	26
II.3.2. Facteur de puissance et facteur de qualité	28
II.4. FACTEUR DE PUISSANCE EN REGIME NON-SINUSOÏDAL DE COURANT.....	28
II.4. 1. Définitions	28
II.4.2.la différence entre le Facteur de puissance et $\cos \varphi$:	29
II.5. LES HARMONIQUES.....	31
II.5.1. introduction.....	31
II.5.2. Définition :	31
II.5.3. Rappel du théorème de Fourier	32
II.5.4. Les rangs pairs ou impairs	33
II.5.5. Symptômes et conséquences des harmoniques :	34
II.5.6. Présence d'harmoniques :	35
II.6. TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE :	35
II.7. LA RELATION ENTRE LE FACTEUR DE PUISSANCE ET LE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE :	36

II.8. LES EFFETS INDESIRABLES ET LES RETOMBÉES ECONOMIQUES DES HARMONIQUES SUR LES INSTALLATIONS	37
II.9.CONCLUSION	39
CHAPITRE III	40
III.1 INTRODUCTION :.....	40
III .2 L'ORIGINE DU PROBLEME :	40
III.3. LES TYPES DE CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE.....	42
III .3.1 Correction passive du facteur de puissance :	42
III .3.2 Correction active du facteur de puissance.....	44
III.4 RECHERCHE D'UNE SOLUTION TECHNICO ECONOMIQUE :	49
III.5 LES TECHNIQUES ACTIVE DE CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE : ..	51
III .6 SIMULATION D'UNE ALIMENTATION AC/DC A ABSORPTION SINUSOÏDALE DE COURANT.....	52
III .6.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR	53
III .6.2. BOUCLE DE COURANT	54
III .6.3 ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION.....	60
III .7 SIMULATION.....	65
III .7.1.Etude statique	66
III .7.2.TUDE DYNAMIQUE : charge variable $R=328\Omega$ à $R=656\Omega$	71
III .7.3.Interprétation de résultats	75
III .8 CONCLUSION	77
CHAPITRE IV	78
IV.1. INTRODUCTION	78
IV. 2.VARIABLE LINGUISTIQUE	78
IV. 3.STRUCTURE DES SYSTEMES FLOUS.....	79
IV.3.1.Base des règles	81
IV.3.2. MOTEUR D'INFERENCE.....	81
IV.3.3.INTERFACE DE FUZZIFICATION	82

IV.3.4.INTERFACE DE DEFUZZIFICATION	82
IV.4.COMMANDE FLOUE DES CONVERTISSEURS AC-DC A FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE	84
IV.4.1.Principe et structure de la commande	84
IV.4.2.Description du régulateur flou	85
IV.5. SIMULATION.....	88
VI.5.1.RESULTATS DE SIMULATION :	90
IV.5.1.1.ETUDE DYNAMIQUE :	91
IV.5.2.L'ETUDE STATIQUE	96
IV.5.3.INTERPRETATION DES RESULTATS	101
IV.6.COMPARAISON ENTER LES DEUX TECHNIQUES DE COMMANDE DE PFC	101
IV.7.CONCLUSION :	104
CONCLUSION GENERALE	105
LISTE DE FIGURES	106
REFERENCE.....	112

INTRODUCTION GENERALE

La forme du courant d'entrée dans les convertisseurs AC-DC conventionnels utilisant un redresseur et un filtre à condensateur en tête est fournie en impulsions étroites. Le facteur de puissance (FP) est donc faible en raison de la distorsion harmonique élevée de l'onde de courant (perturbations).

Il est nécessaire de mettre au point des solutions permettant de réduire les perturbations du convertisseur AC-DC classique. Ces solutions regroupées sous le vocable "correction du facteur de puissance" (power factor correction ou PFC), doivent permettre d'absorber sur le réseau un courant le plus sinusoïdal possible avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension secteur.

Le redresseur est l'un des convertisseurs de l'électronique de puissance qui a fait l'objet de nombreux travaux de recherche intéressants, ces dernières années, vue des avantages qu'il présente, à savoir :

- le contrôle de sa tension de sortie
- le faible THD des courants d'entrée
- son facteur de puissance élevé

Dans ce travail on présente les techniques de commande du redresseur monophasé, basée sur le contrôle du courant de source par les régulateurs (PI et floue), afin d'assurer l'absorption de courant sinusoïdale et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

La logique floue qui est une technique de l'intelligence artificielle a été utilisée avec succès pour contrôler les convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Son point fort c'est sa robustesse, étant donné que la décision floue est basée sur des appréciations vagues, qui ne nécessitent même pas une connaissance précise du modèle du système à commander.

Cette thèse est organisée en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la définition des redresseurs monophasés et leurs concepts fondamentaux nous avons aussi présenté les techniques de filtrage.

Dans le second chapitre, on présentera la définition de facteur de puissance et la définition d'énergie active et réactive et apparente, on a discute sur le facteur de puissance en régime sinusoïdale et en régime non sinusoïdale de courant, nous avons aussi présenté la définition des harmoniques et leur Symptômes et conséquences et leur effets et en suite le Taux de distorsion harmonique et son relation avec le facteur de puissance.

Dans le troisième chapitre on présentera la modélisation et la stratégie de commande du redresseur monophasé, qui est basée sur la comparaison du courant redressé et un courant de référence, ces deux courants agrée à une boucle à hystérésis.

On présentera une autre stratégie de commande du redresseur monophasé, basée sur l'asservissement en boucle fermé de la tension de sortie par l'utilisation d'un régulateur PI, nous présentera les résultats de simulation obtenus par les deux techniques de commande.

Le quatrième chapitre est commande par logique floue d'un PFC. Nous exposerons au début les principales notions de logique floue et l'application de ces notions à la représentation des expressions linguistiques ainsi que l'application de la logique floue à la commande. Ensuite, on a cité les différentes parties d'un régulateur flou ainsi que ces paramètres, qui nécessitent un expert ou une expérience pour les déterminer. Nous avons vu La structure et les étapes constituant l'algorithme d'un régulateur flou, et son application au réglage de facteur de puissance, nous présentera les résultats de simulation obtenus par ces techniques de commande , en fin on faire un comparaison entre les deux technique de commande (commande par régulateur PI et commande floue)

REDRESSEUR MONOPHASE

I.1 INTRODUCTION

Les montages redresseurs, souvent appelés simplement redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la tension alternative d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes.

I.2 OBJECTIF

Le redressement est la conversion d'une tension alternative en une tension continue. On utilise un convertisseur alternatif-continu pour alimenter un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif.

Symbole synoptique :

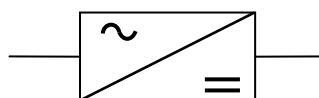


Figure I.1. Symbole synoptique d'un convertisseur alternatif-continu

I.3 REDRESSEUR MONOPHASE NON COMMANDE

I.3.1 Composant utilisé pour le redressement : la diode

La diode est un dipôle passif polarisé. En électrotechnique, la diode est équivalente à un interrupteur unidirectionnel non commandé.

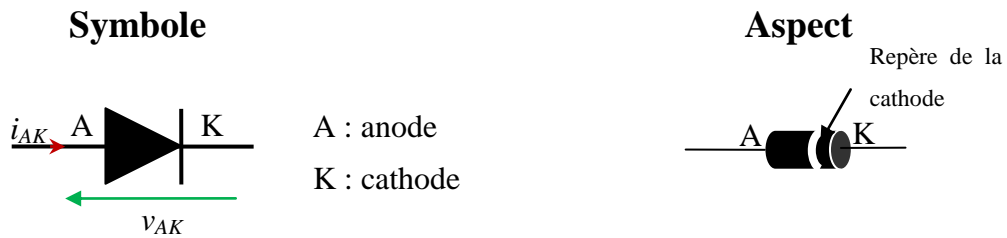


Figure I.2 le symbole et l'aspect réel d'une diode

I.3.2 Caractéristique d'une diode parfaite

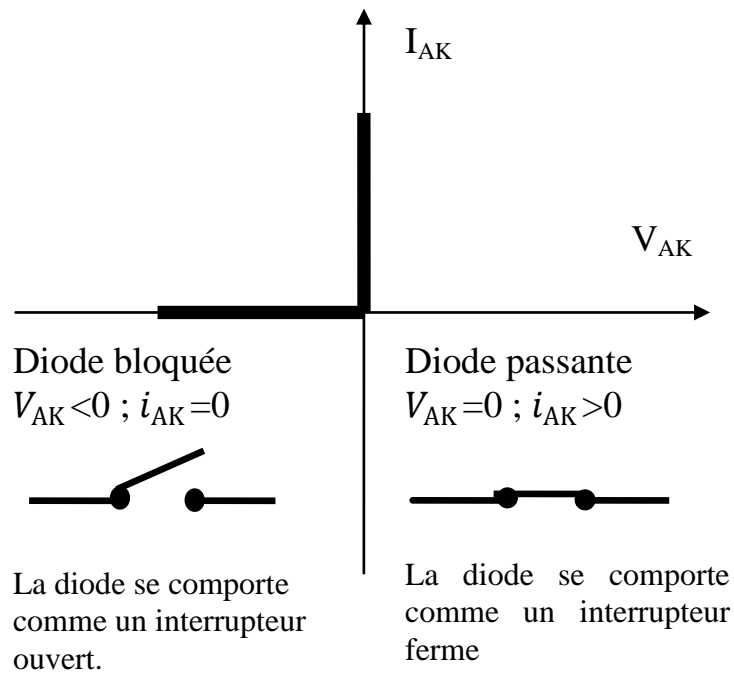


Figure I.3. Caractéristique de fonctionnement d'une diode parfaite

La diode sera bloquée si la tension V_{AK} est négative

Si la diode est passante, alors la tension V_{AK} est nulle

Remarque :

Cette caractéristique parfaite est utilisée pour comprendre le fonctionnement de principe des convertisseurs statiques en électrotechnique. Elle ne convient pas en électronique.

I.3.3 Redresseur simple alternance monophasé

Une redresseuse simple alternance monophasée est un redresseur supprimant les alternances négatives et conservant les alternances positives d'une entrée monophasée. La fréquence en sortie du redresseur est alors égale à la fréquence d'entrée.

Si $v(t)$ est la tension d'entrée et $v_s(t)$ la tension en sortie du redresseur, on obtient alors une tension de sortie qui ressemble à la suivante :

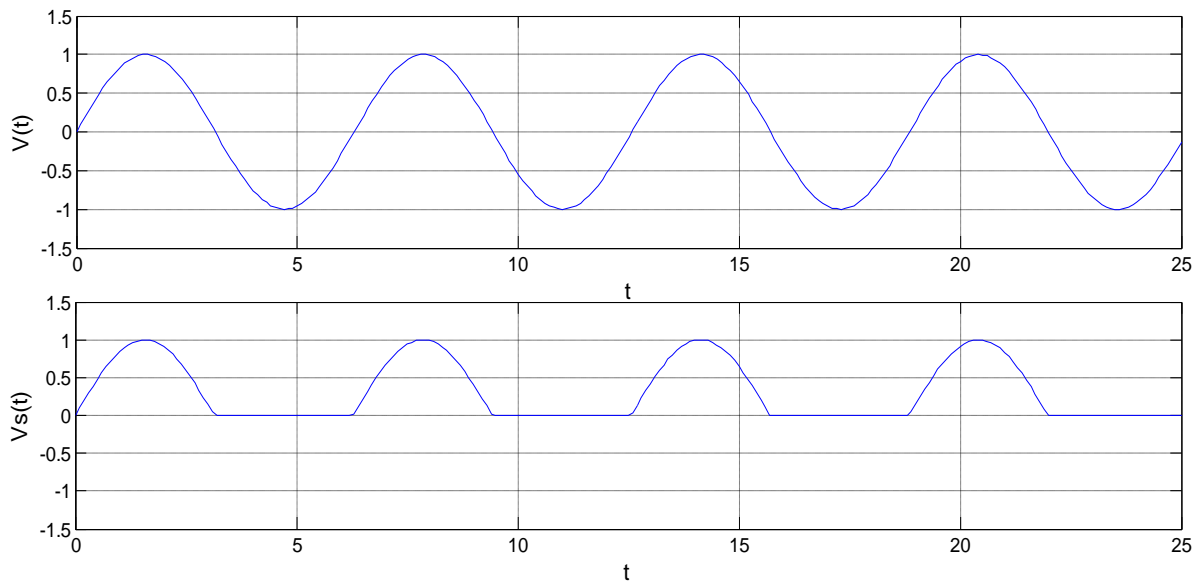


Figure I.4. suppression de l'alternance négative de signal sinusoïdal

La tension d'entrée utilisée pour illustrer le chapitre est une tension sinusoïdale. En effet, la tension à redresser est souvent le réseau monophasé domestique (le réseau 50Hz en Algérie, par exemple).

Ce type de redresseur est réalisé en mettant simplement une diode en série avec la charge comme le montre le schéma suivant :

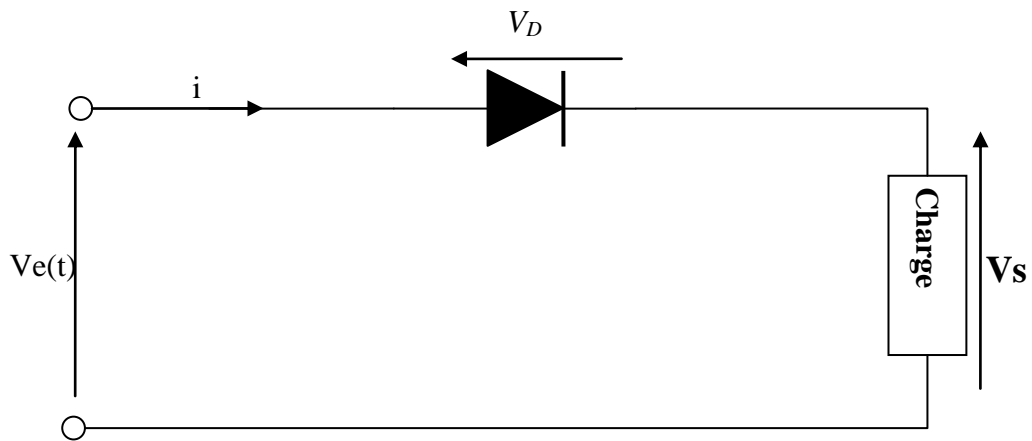


Figure I.5. redresseur monophasé simple-alternance non-commandé (1 diode)

Les redresseurs monophasés simple alternance non commandés conservent la partie positive du signal d'entrée et coupent la partie négative. Leur comportement dépend cependant du type de charge.

I.3.4 Redresseur double alternance

Redresseur double alternance monophasée est un redresseur redressant les alternances négatives et conservant les alternances positives d'une entrée monophasée. La fréquence en sortie du redresseur est alors le double de la fréquence d'entrée. Ce type de redresseur est réalisé en utilisant un montage en pont de Graëtz avec des diodes figure (I-5)

I.3.4.1 Pont de Graëtz :

Le pont de Graëtz est constitué de quatre(4) diodes, Dans ce chapitre, les diodes sont assimilées à des interrupteurs.

v : est la tension d'entrée du pont.

V_S : est la tension de sortie.

R : est la charge résistive.

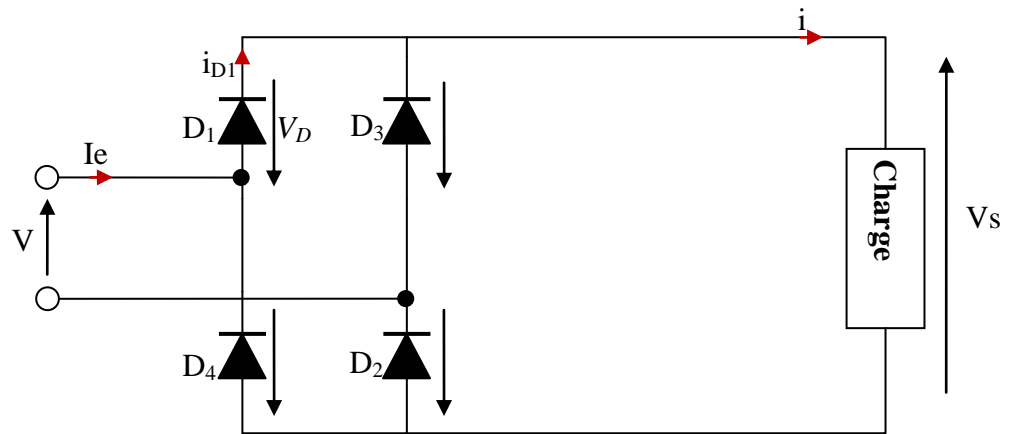


Figure I.6. redresseur avec pont de Graëtz

I.3.4.1 Analyse du fonctionnement

Alternance positive

D_1 et D_3 sont passantes $\Rightarrow V_{D1} = 0$ et $V_{D3} = 0$

(Interrupteurs fermés)

$$\text{Loi des mailles : } V - V_{D1} - V_s - V_{D3} = 0 \quad (1.1)$$

$$\Rightarrow V - V_s = 0$$

$$\Rightarrow V_s = V > 0$$

$$\text{Loi des nœuds : } i = i_{D1} = I_e = \frac{V_s}{R} \quad (1.2)$$

Alternance négative

D_2 et D_4 sont passantes $\Rightarrow V_{D2} = 0$ et $V_{D4} = 0$

(Interrupteurs fermés)

$$\text{Loi des mailles : } V + V_{D2} + V_s + V_{D4} = 0 \quad (1.3)$$

$$\Rightarrow V + V_s = 0$$

$$\Rightarrow V_s = -V > 0$$

Loi des nœuds : $i = -i_e = \frac{V_s}{R}$ (1.4)

Loi des mailles D1 : $v_{D1} + v_{D4} + v = 0 \Rightarrow v_{D1} = -V_s = v < 0$ (1.5)

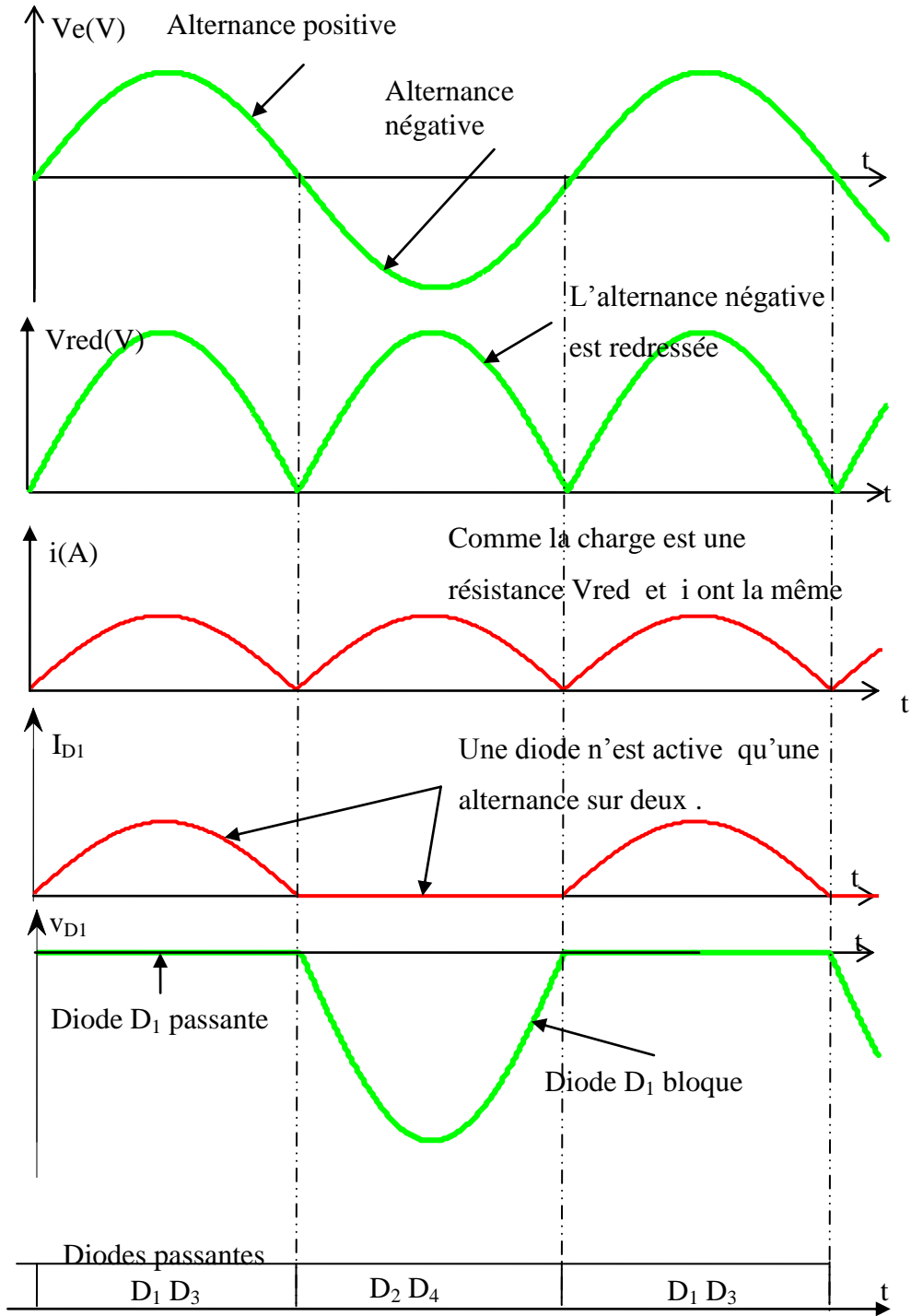


Figure I.7. Fonctionnement d'un redresseur avec pont de Graëtz


Grandeurs caractéristiques

• **Période** $T = \frac{T}{2}$ $f = 2f$ (1.6)

• **Valeurs instantanées** $V = \hat{V} |\sin(\omega t)|$ $V = \frac{\hat{V}}{R} |\sin(\omega t)|$ (1.7)

• **Valeurs moyennes** $\langle V \rangle = \frac{2\hat{V}}{\pi}$ $\langle I \rangle = \frac{\langle V \rangle}{R} = \frac{2\hat{V}}{\pi R}$ (1.8)


La valeur moyenne se mesure avec :

- un voltmètre analogique (à aiguille) magnétoélectrique (symbole : )
- un voltmètre numérique sur la position DC (continue, =)

• **Valeurs efficaces** $V_{eff} = \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}}$ (1.9)

$I_{eff} = \frac{V_{eff}}{R} = \frac{\hat{V}}{R\sqrt{2}}$ (1.10)

La valeur efficace se mesure avec :

- un voltmètre analogique ferromagnétique (symbole : )
- un voltmètre numérique dit **RMS** capable de mesurer la valeur efficace d'une tension de forme quelconque. RMS : Root (racine carré) Mean (valeur moyenne) Square (carré)
Ce qui veut dire que l'appareil mesure la vraie valeur efficace en utilisant sa définition mathématique : $V_{eff} = \sqrt{\langle V^2 \rangle}$

• **Puissance absorbée par la charge** $P = R I^2 = \frac{V_{eff}^2}{R} = \frac{V^2}{R}$ (1.11)

• **Pour les diodes** Courant moyen $\langle i_D \rangle = \frac{\langle i \rangle}{2}$ Tension inverse $\hat{V}_D = \hat{V}$ maximum

I.3.5 Simulation de fonctionnement de redresseur double alternance (charge résistive)

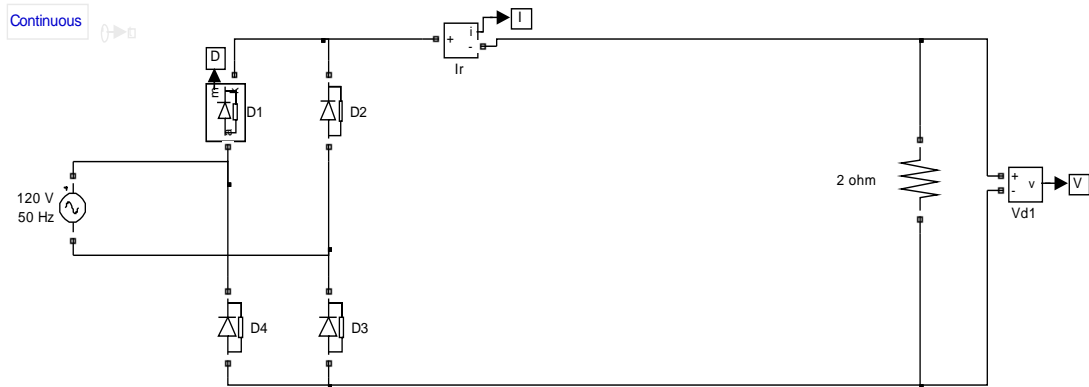


Figure I.8. Schéma de simulation (pont de Graëtz)

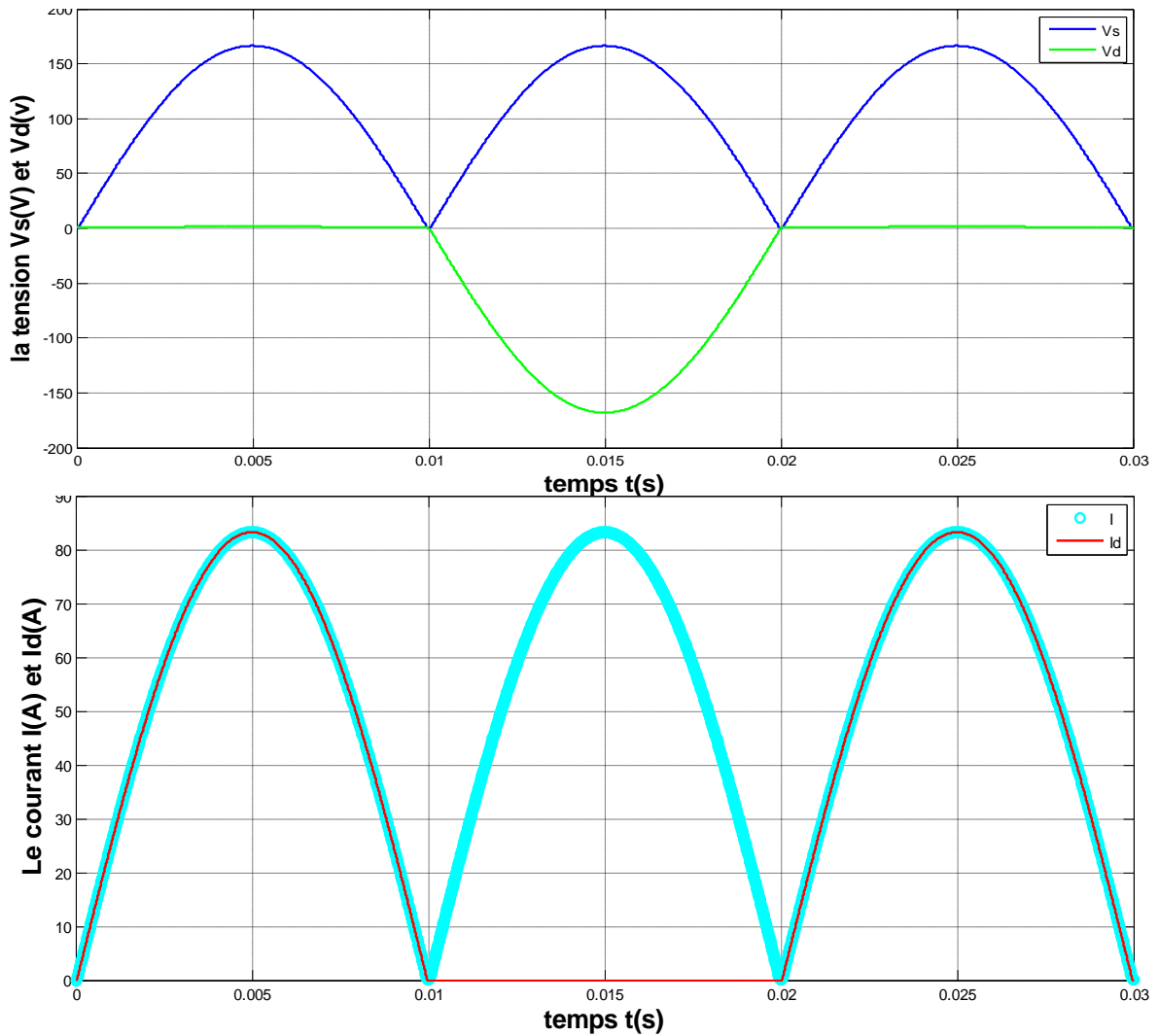


Figure I.9. Résultats de simulation (courant de charge i (A), tension de sortie V_s , tension inverse (tension de diode) V_D et courant de diode I_D)

I.4 REDRESSEMENT MONOPHASE COMMANDE

1.4.1 Objectif

Le redressement commandé est la conversion d'une tension alternative en une tension continue de valeur moyenne réglable.

Symbole synoptique :

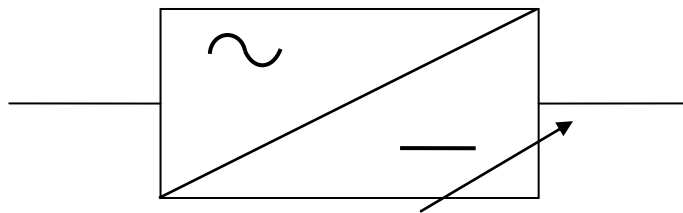


Figure I.10. schéma synoptique d'un un convertisseur alternatif-continu de valeur moyenne réglable.

I.4.2 Le thyristor

En électrotechnique, le thyristor est équivalent à un interrupteur unidirectionnel commandé à la fermeture

Symbole :

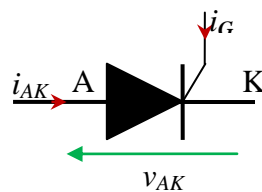


Figure I.11. symbole de thyristor

Aspect :


Il comporte 3 broches. Il faut se référer à un catalogue pour connaître l'ordre du brochage

Pour amorcer un thyristor


Il faut :

- que la tension V_{AK} soit positive ;

- un courant de gâchette suffisant le temps qu' i_{AK} s'établisse.

Le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé. 

Pour bloquer le thyristor il faut annuler le courant i_{AK} .

Le thyristor se comporte comme un interrupteur ouvert. 

I.4.3 redressement commandé mono-alternance

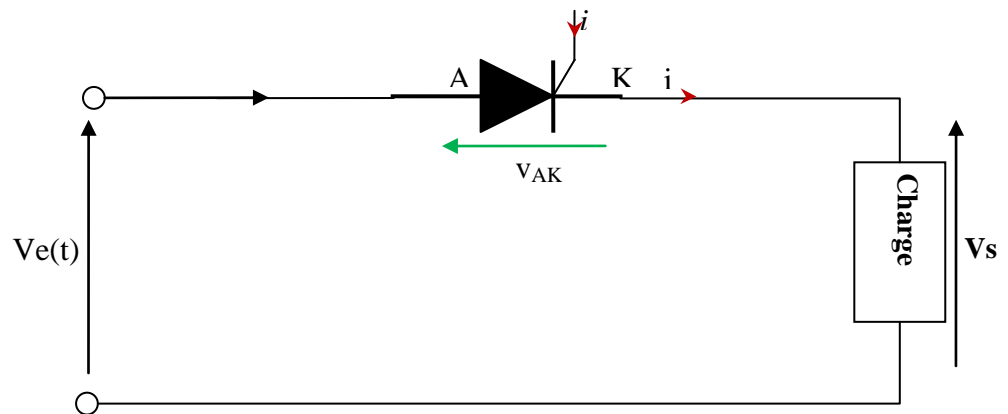


Figure I.12. redresseur simple-alternance commandé a thyristor

Le thyristor est passant qu'à partir du moment où l'on envoie le signal de gâchette et à la condition que la tension v_{AK} soit positive

l'amorçage s'effectue avec le retard t_0 après chaque début de période T .

le signal de gâchette doit être synchronisé avec celui de la tension v .

l'angle α s'appelle l'angle de retard à l'amorçage.

I.4.3 Simulation de fonctionnement d'un Redresseur simple-alternance commandé (charge résistive) :

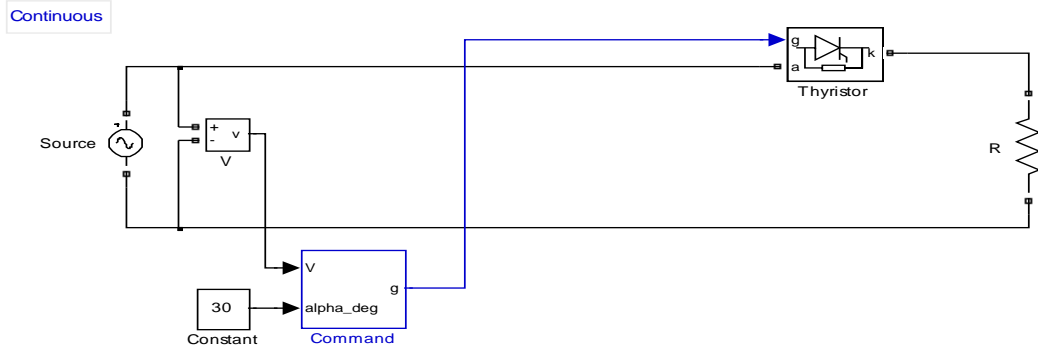


Figure I.13. simulation d'un redresseur simple-alternance commandé ($\alpha = 30^\circ$)

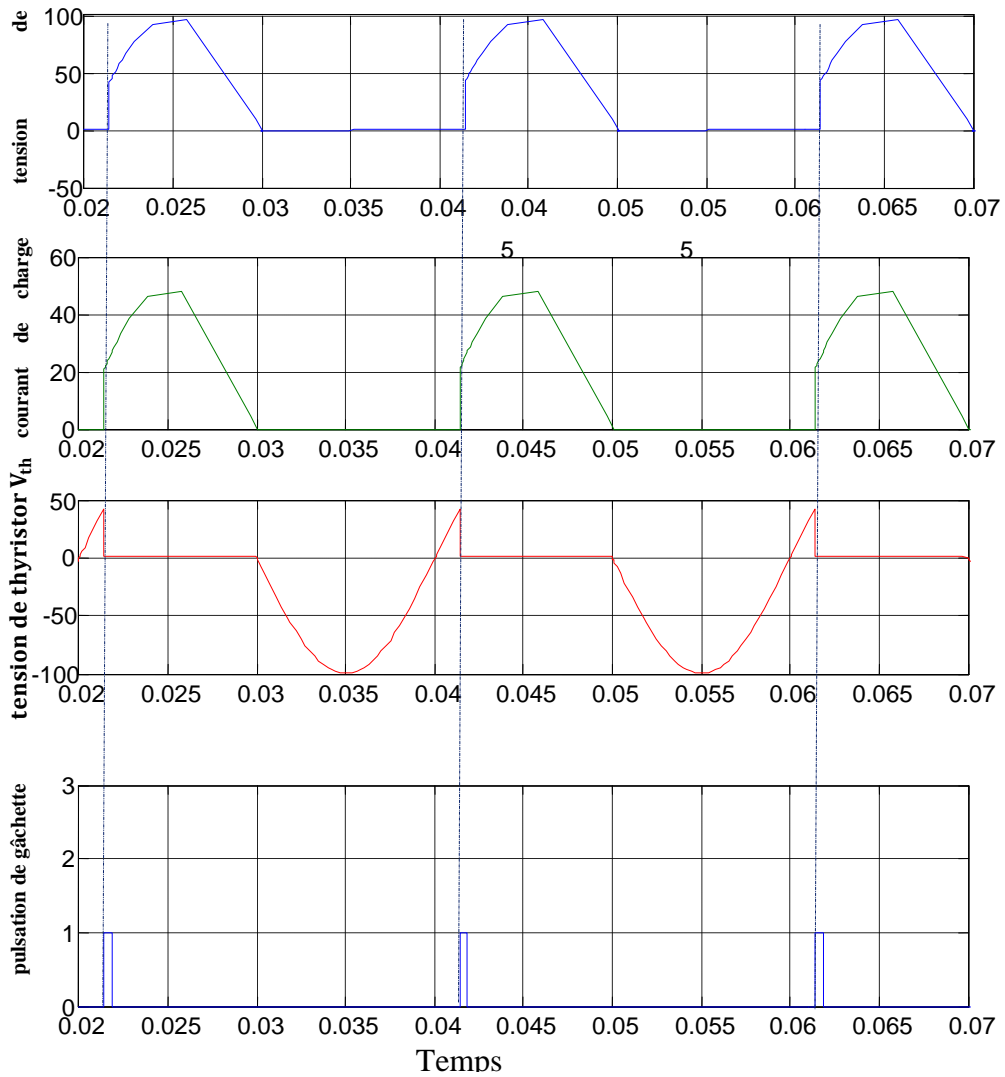


Figure I.14. Résultats de simulation (courant de charge $i(A)$, tension de charge V_s , la tension de thyristor V_{th} avec la pulsation de gâchette)

I.4.4 Redresseur commande double-alternance

I.4.4.1 Pont de Graëtz commandé

Ce type de redresseur est réalisé en utilisant un montage en pont de Graëtz avec des thyristors comme le montre le schéma suivant :

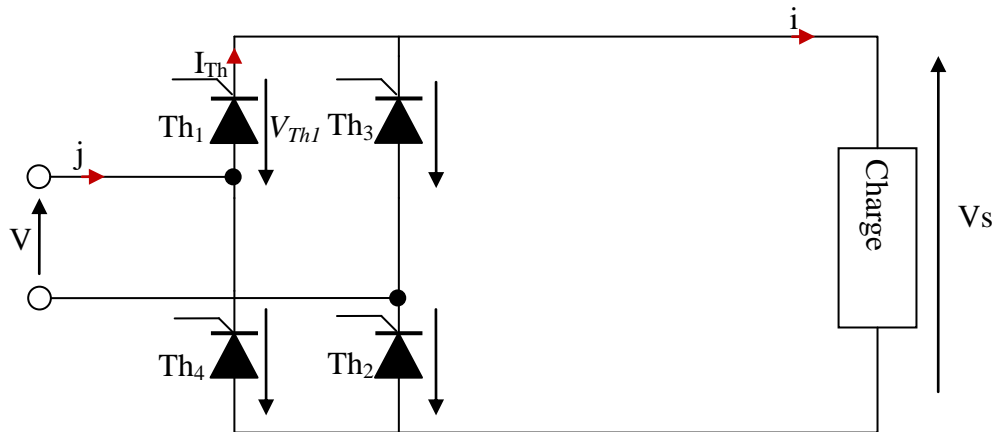


Figure I.15. montage en pont de Graëtz avec des thyristors

En effet, les thyristors Th_1 et Th_2 conduisent quand $V(t)$, la tension d'entrée est positive. Les thyristors Th_3 et Th_4 conduisent quand V_e est négative.

Supposons que la tension d'entrée est de la forme :

$$V(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t) \quad \text{avec} \quad \omega = \frac{2\pi}{T}$$

I.4.5.1 Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie :

Entre $\frac{\alpha}{\omega}$ et $\frac{T}{2} + \frac{\alpha}{\omega}$ Th_1 et Th_2 conduisent, on a alors $V_s(t) = V(t)$. Entre $\frac{T}{2} + \frac{\alpha}{\omega}$ et $T + \frac{\alpha}{\omega}$, Th_3 et Th_4 conduisent, on a alors $V_s(t) = -V(t)$.

La tension de sortie est donc périodique de période $\frac{T}{2}$. La valeur moyenne de la tension de sortie est : Finalement,

$$\langle V_s(t) \rangle = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cos(\alpha) \quad (1.12)$$

L'angle α peut varier entre 0 et π :

entre 0 et $\frac{\pi}{2}$ la tension moyenne délivrée à la charge est positive. La source fournit de l'énergie à la charge, on est en fonctionnement redresseur.

entre $\frac{\pi}{2}$ et π , la tension moyenne délivrée à la charge est négative. La charge renvoie de l'énergie à la source, on est en fonctionnement onduleur.

I.4.5.2 Calcul du facteur de puissance de la source :

La puissance moyenne consommée par la source est :

$$p = \langle V_s(t) \rangle \cdot I_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cdot I_0 \cos(\alpha) \quad (1.13)$$

La puissance apparente de la source d'alimentation est :

$$S = V_{eff}(t) \cdot I_{eff}(t) = V \cdot I_0 \quad (1.14)$$

$$\text{Donc, } f_p = \frac{P}{S} = \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \cdot I_0 \cos(\alpha)}{V \cdot I_0}$$

$$\text{Finalement, } f_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha) \approx 0.9 \cos(\alpha) \quad (1.15)$$

I.4.5.3. Simulation de fonctionnement d'une redresseuse monophasée double alternance commande

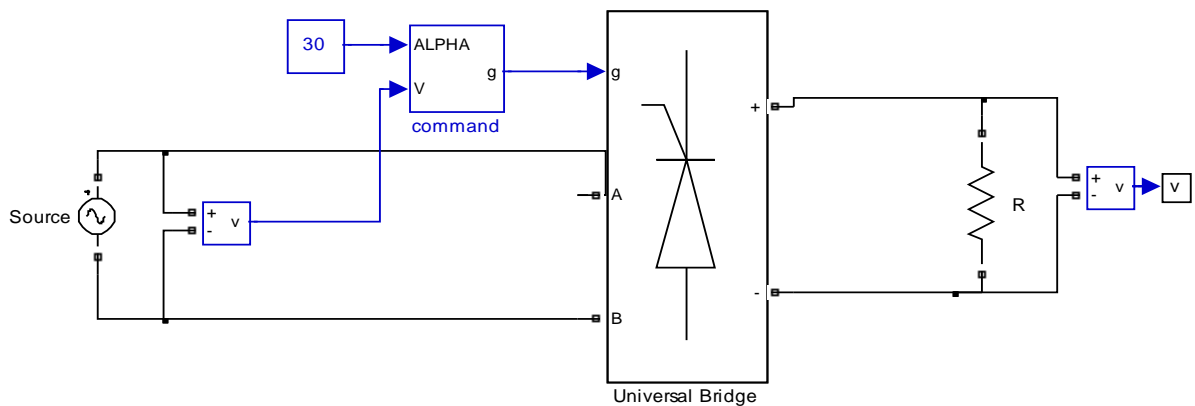


Figure I.16. simulation d'un redresseur simple-alternance commandé avec $(\alpha = 30^\circ)$

Figure I.17. Résultats de simulation (la tension de sortie V_s , la tension de thyristor V_{th} et le courant de thyristor $i_{thl}(A)$ avec la pulsation de gâchette)

Remarque : Les thyristors permettent de régler la valeur moyenne de la tension de sortie.

I.5 LE FILTRAGE

I.5.1 Filtrage par condensateur : lissage de la tension

Pour filtrage de tension a la sortie de redresseur On place en parallèle avec la charge un condensateur de capacité C .

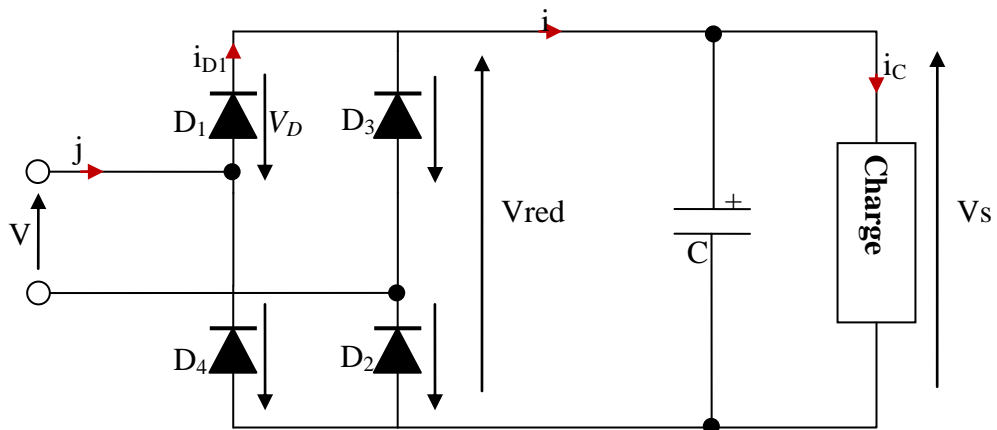


Figure I.18. Redresseur double-alternance non commandé filtré par condensateur

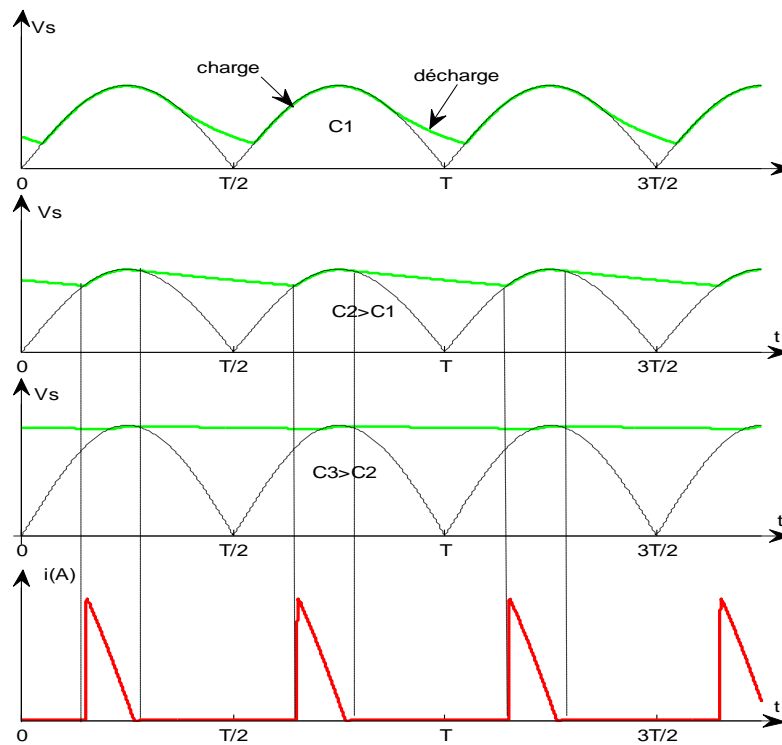


Figure I.19. le courant redresse et la forme tension filtrée

I.5.1.1 Avantage :

On constate que la présence d'un condensateur diminue l'ondulation Δu de la tension redressée

I.5.1.2 Inconvénients :

L'apparition de pointes de courant fait que le transformateur et les diodes fonctionnent dans de mauvaises conditions.

Pour cette raison, ce mode de fonctionnement n'est utilisé qu'avec des montages fournissant des courants faibles tels que le petit électroménager.

Remarque : si la capacité du condensateur est suffisante, l'ondulation Δu devient négligeable

I.5.1.3 Simulation du fonctionnement de redressement et filtrage par condensateur (Lissage de la tension) :

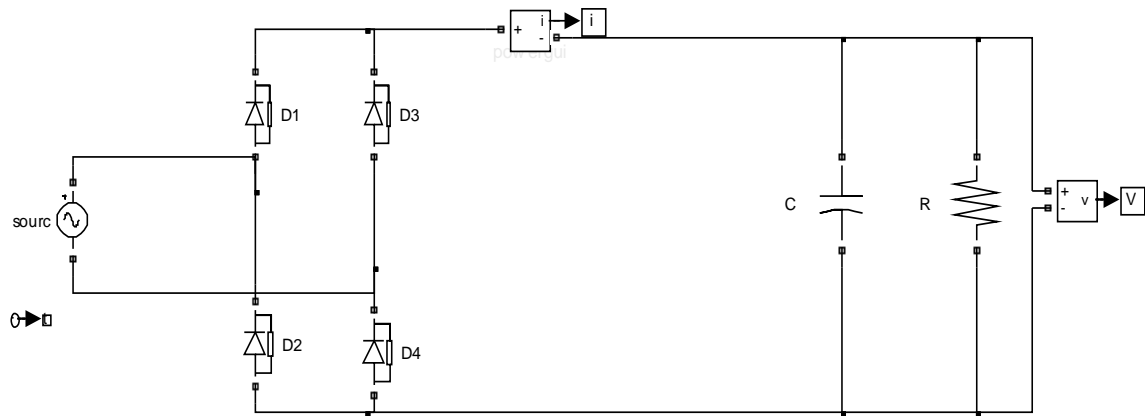


Figure I.20. Filtrage par condensateur (lissage de la tension)

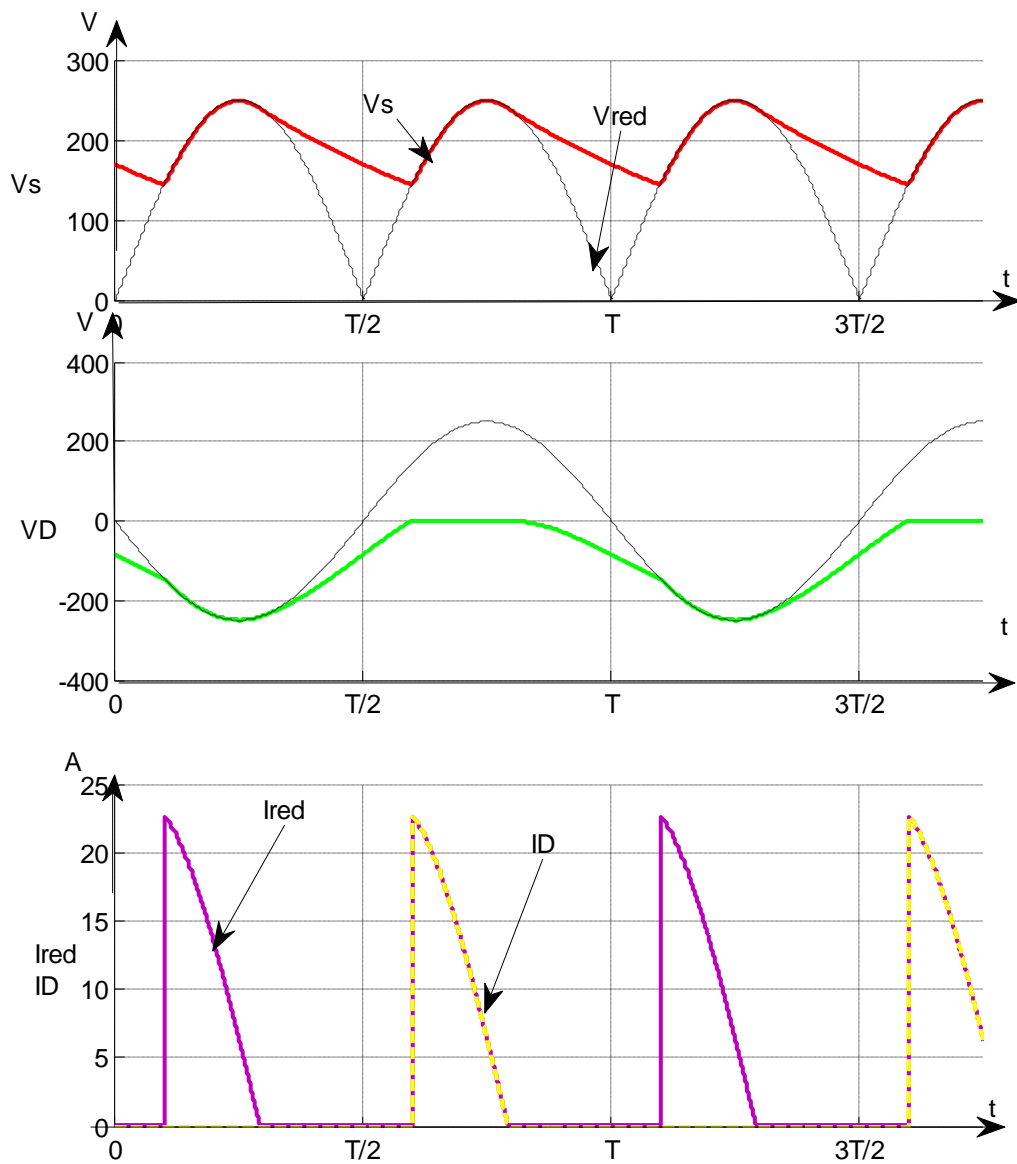


Figure I.21. Résultats de simulation des : (courant de sortie $I_s(A)$, tension de sortie V_s , et tension inverse (tension de diode) V_d

I.5.2 Débit sur charge inductive : lissage du courant

Pour filtrage de courant a la sortie de redresseur On place en série avec la charge une inductance L.

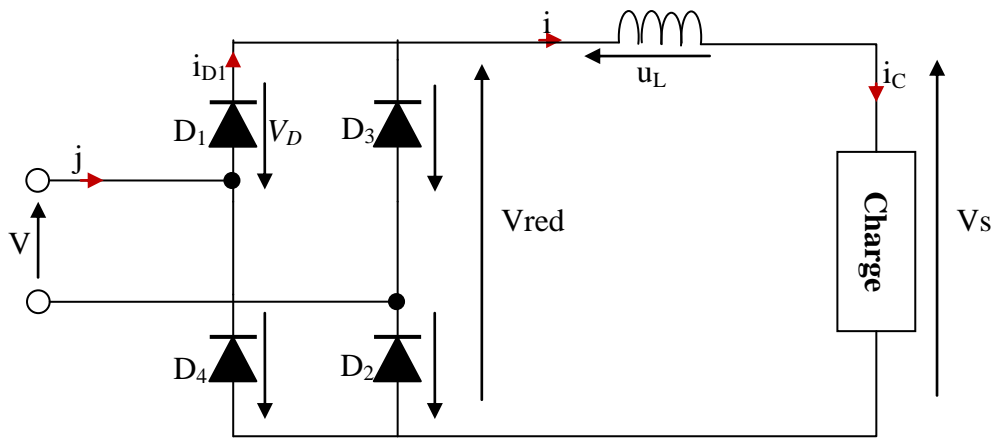


Figure I.22. redresseur double-alternance non commandé filtré par inductance

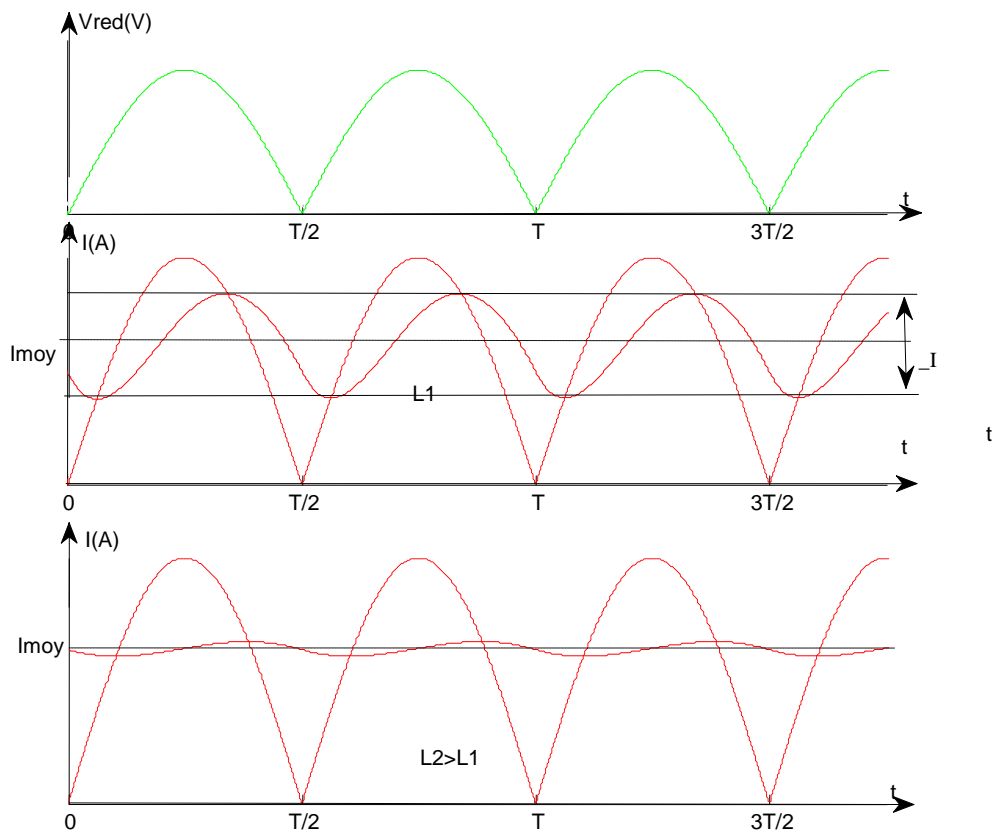


Figure I.23. la tension redressée et la forme de courant filtrée

Observation :

L'ondulation du courant est diminuée. Le courant ne passe plus par zéro.

Remarque :

-Le lissage du courant par une inductance est utilisé pour de forts débits en électronique de puissance.

-Si l'inductance est assez grande, on peut considérer le lissage comme parfait : le courant i est constant

I.5.2.1 Simulation du fonctionnement de Redressement double alternance Avec Filtrage par inductance : lissage du courant

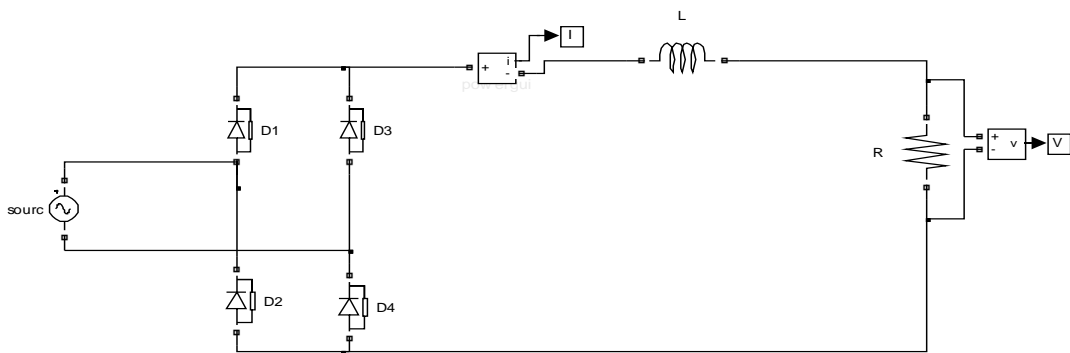


Figure I.24. Schéma de simulation de Filtrage par inductance (charge résistive)

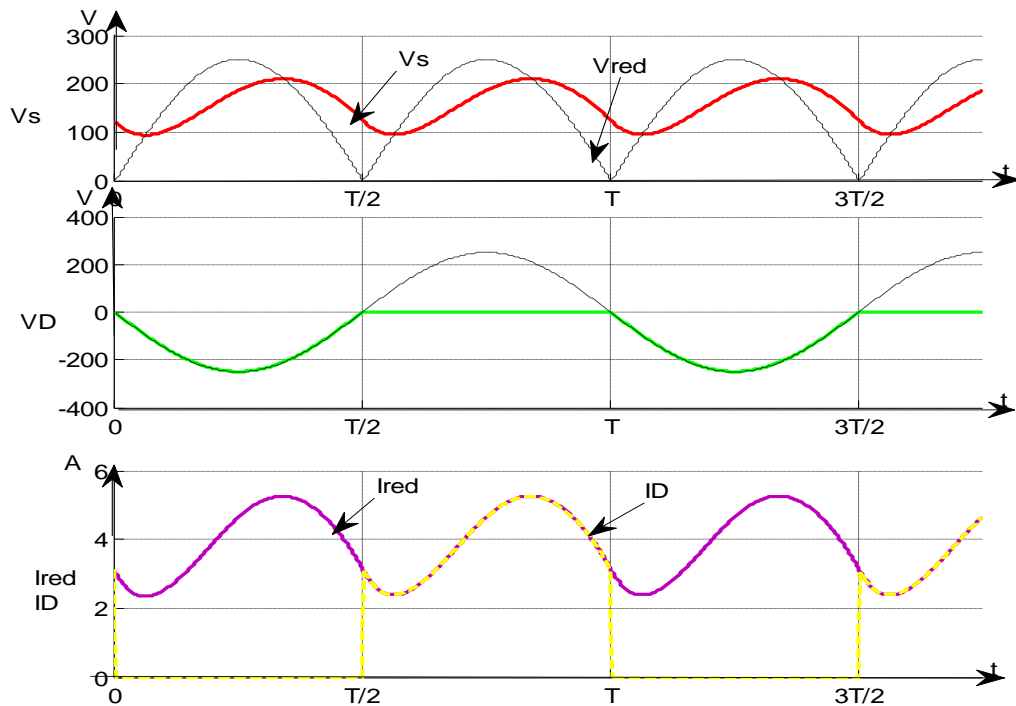


Figure I.25. Résultats de simulation des : (courant de sortie $I_s(A)$, tension de sortie V_s , et tension inverse (tension de diode) V_d

I.6 CONCLUSION :

Les redresseurs sont des éléments très essentielles dans les applications de l'électronique de puissance, mais ils restent toujours moins robustes à cause de l'influence des harmoniques, ces dernières provoquent la diminution du facteur de puissance (FP), ce problème peut être résolu par plusieurs méthodes.

FACTEUR DE PUISSANCE

II.1 INTRODUCTION

L'énergie électrique est essentiellement distribuée aux utilisateurs sous forme de courant alternatif par des réseaux en haute, moyenne et basse tension.

L'énergie consommée est composée d'une partie "active", transformée en chaleur ou mouvement, et d'une partie "réactive" transformée par les actionneurs électriques pour créer leurs propres champs électromagnétiques.

L'utilisateur ne bénéficie que de l'apport énergétique de la partie "active" ; la partie "réactive" ne peut pas être éliminée, mais doit être compensée par des dispositifs appropriés. L'énergie totale soutirée au réseau de distribution sera ainsi globalement réduite.

Les économies d'énergie réalisées se chiffrent par dizaines de pour cent de la consommation globale, situant les procédés de compensation d'énergie réactive en première ligne du combat pour la réduction de l'impact des activités humaines sur l'écosystème de notre planète.

II.2 DEFINITION DE FACTEUR DE PUISSANCE

Est un paramètre qui représente l'efficacité du circuit. Le facteur de puissance a été proposé par l'ingénieur allemand F.Buchholz en 1922 et en 1933 a été expliqué par l'ingénieur américain W.M.Goodhue

$$F_p = \frac{P}{S} \quad (2.1)$$

Pour alléger les notations, on notera FP pour Facteur de Puissance. Le FP est un terme qui décrit les caractéristiques des signaux en entrée d'un appareil électrique utilisant du courant alternatif. Il faut savoir qu'en alternatif, tous les calculs et raisonnements sont plus compliqués qu'en continu car il y a une multitude de facteurs et de nouvelles puissances qui apparaissent.

Le facteur de puissance est une caractéristique d'un récepteur électrique. Pour un dipôle électrique alimenté en régime de courant variable au cours du temps (sinusoïdal ou non), il est égal à la puissance active consommée par ce dipôle divisée par le produit des valeurs efficaces du courant et de la tension. Il est toujours compris entre 1 et 0.

Globalement, le FP est défini par le rapport entre la puissance active P (en watts) et la puissance apparente S (en voltampères). Il varie entre 0 et 1 et n'a pas d'unité :

$$FP = \frac{\text{puissance active}}{\text{puissance apparente}} \quad (2.2)$$

$$Fp = \frac{P}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{P}{S} \quad (2.3)$$

II.2. ENERGIES ACTIVE, REACTIVE, APPARENTE

Toute machine électrique utilisant le courant alternatif (moteur, transformateur) met en jeu deux formes d'énergie : l'énergie active et l'énergie réactive.

L'énergie active consommée (kWh) résulte de la puissance active P(kW) des récepteurs.

Elle se transforme intégralement en puissance mécanique (travail) et en chaleur (pertes).

L'énergie réactive consommée (kvarh) sert essentiellement à l'alimentation des circuits magnétiques des machines électriques.

Elle correspond à la puissance réactive Q(kvar) des récepteurs.

L'énergie apparente (kVAh) est la somme vectorielle des deux énergies précédentes. Elle correspond à la puissance apparente S(kVA) des récepteurs, somme vectorielle de P(kW) et Q(kvar).

II.2.1. Composantes active et réactive du courant

A chacune des énergies active et réactive, correspond un courant. Le courant actif (I_a) est en phase avec la tension du réseau. Le courant réactif (I_r) est déphasé de 90° par rapport au courant actif, soit en retard (récepteur inductif), soit en avance (récepteur capacitif).

Le courant apparent (I_t) est le courant résultant qui parcourt la ligne depuis la source jusqu'au récepteur.

Si les courants sont parfaitement sinusoïdaux, on peut utiliser la représentation de Fresnel.

Ces courants se composent alors vectoriellement comme représenté à la figure II.1 :

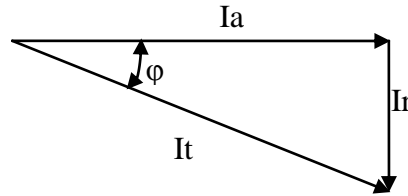


Figure II.1. Composition vectorielle des courants

$$\begin{cases} It = \sqrt{Ia^2 + Ir^2} \\ Ia = I \cdot \cos \varphi \\ Ir = I \cdot \sin \varphi \end{cases} \quad (2.4)$$

II.2.1. Composantes active et réactive de la puissance

Le diagramme précédent (**Figure II.1**) établi pour les courants est aussi valable pour les puissances, en multipliant chacun des courants par la tension commune V .

On définit ainsi (**Figure II.2**):

La puissance apparente S est celle qui est appelée par l'appareil sur le réseau. Elle se calcule en faisant $V \cdot I$ en valeurs efficaces et s'exprime en Voltampères (VA)

La puissance active P est la puissance utile : c'est celle qui produit un travail utile suivant la fonction de l'appareil électrique. Elle se calcule en faisant $V \cdot I \cdot \cos(\varphi)$ en régime sinusoïdal, V étant la tension, I étant le courant (tous les 2 en valeurs efficaces) et φ est le déphasage entre tension et courant. C'est celle que l'on consomme réellement, ce qu'un wattmètre mesure en watts et c'est ce qu'on paye en tant que particulier grâce au compteur de la maison.

Puissance réactive Q n'est en moyenne pas consommée par le système et elle s'exprime en Voltampères réactifs (VAR). Elle se calcule en faisant $V \cdot I \cdot \sin(\varphi)$ en régime sinusoïdal. Elle sert à magnétiser des bobinages par exemple.

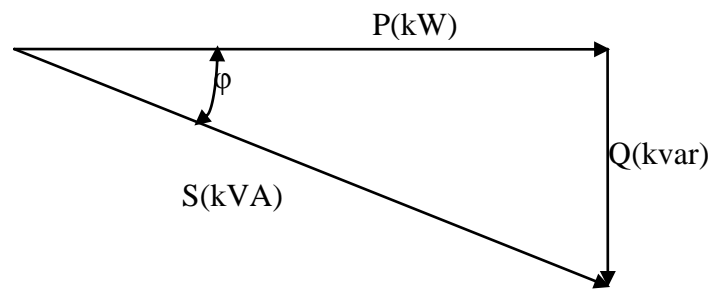


Figure II.2 Composition vectorielle des puissances

II.3. FACTEUR DE PUISSANCE EN REGIME SINUSOÏDAL DE COURANT

II.3.1. Effet du facteur de puissance

Le schéma ci-dessous représente la puissance instantanée (produit de la tension et du courant instantanés) consommée par un dipôle soumis à une tension V et traversé par un courant de A dans 3 cas :

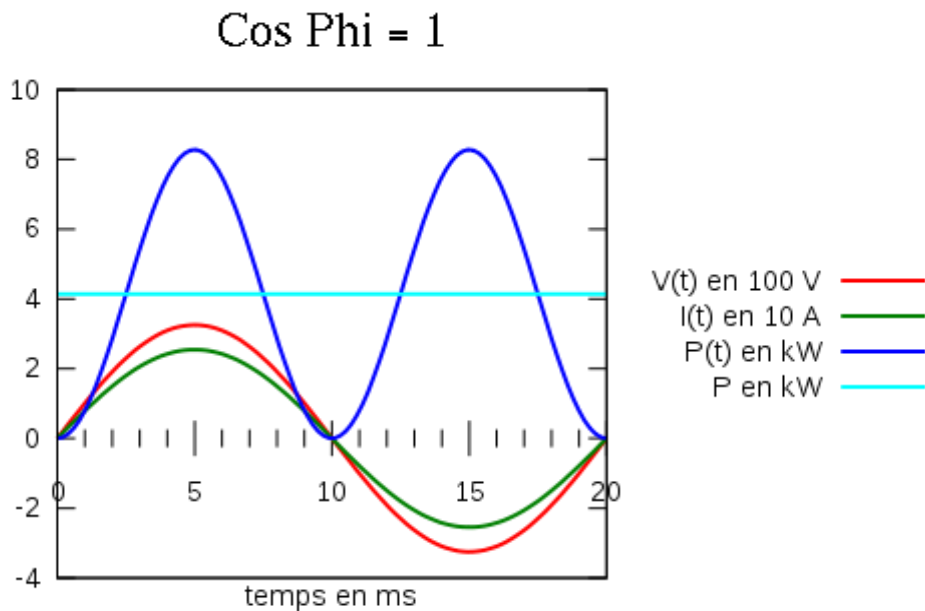


Figure. II.3. les formes de courant et la tension et la puissance instantané $\cos(\phi)=1$

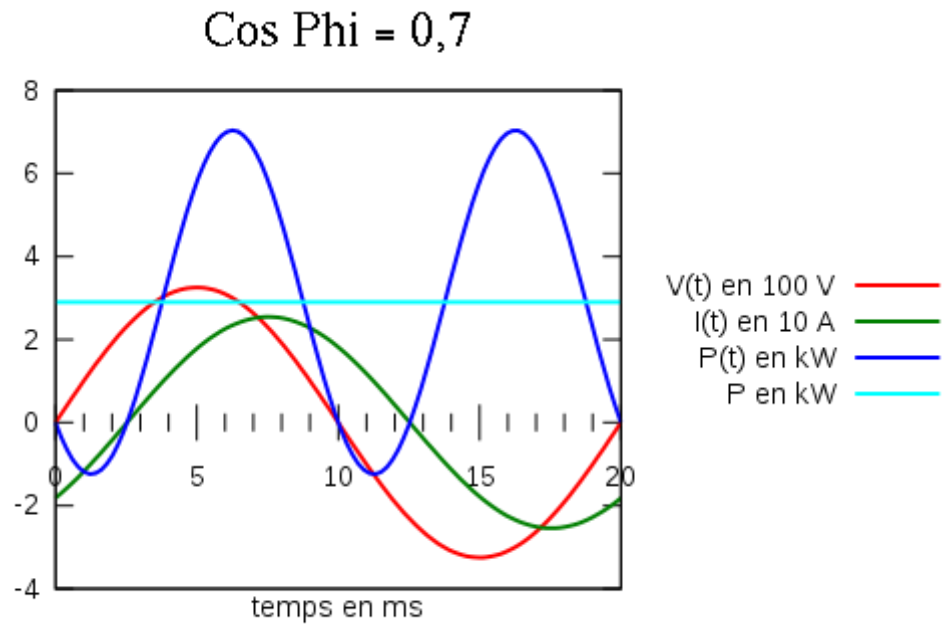


Figure. II.4. les formes de courant et la tension et la puissance instantané $\cos(\varphi)=0.7$

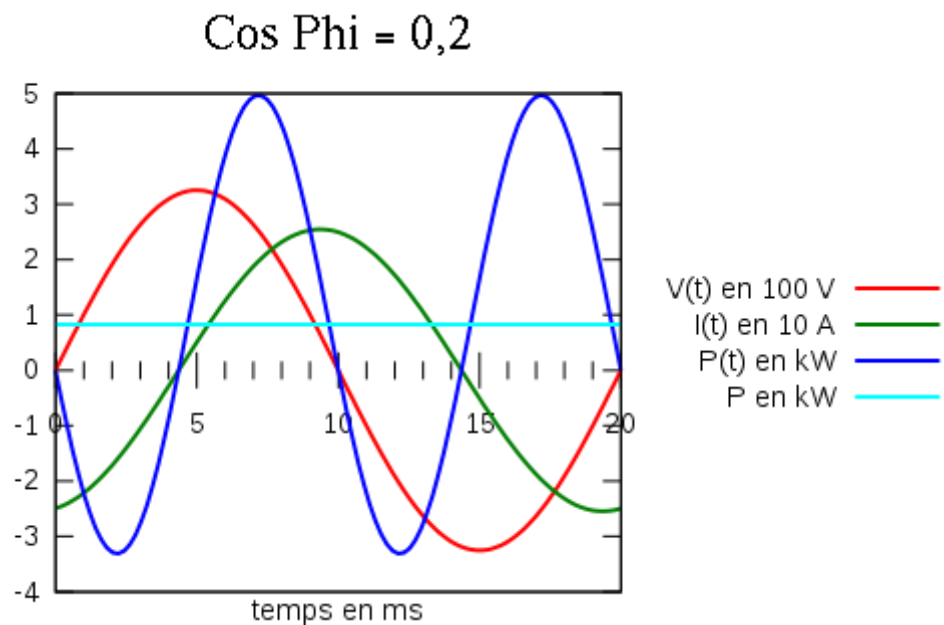


Figure. II.5. les formes de courant et la tension et la puissance instantané $\cos(\varphi)=0.2$

- le facteur de puissance est égal à 1: valeur maximale. La tension et le courant sont *en phase* (ils sont nuls aux mêmes instants), la puissance instantanée est toujours positive et la puissance moyenne est maximale
- le facteur de puissance est égal à 0,7(par exemple) : valeur intermédiaire

le facteur de puissance est égal à 0.2(par exemple) : valeur faible : le courant est le même, la puissance instantanée fluctue avec la même amplitude, mais elle est fortement décalée vers le bas par rapport aux courbes précédentes. La puissance moyenne est faible : 20 % de la puissance mise en jeu lorsque le facteur de puissance est unitaire.

II.3.2. Facteur de puissance et facteur de qualité

En électronique on définit un facteur de qualité pour les dipôles oscillants qui est d'autant plus grand que le facteur de puissance est faible. La raison en est que la perspective n'est pas la même en électronique et en électrotechnique.

- Pour l'électrotechnicien le but ultime est d'utiliser l'énergie électrique en la convertissant soit en chaleur, soit en lumière, soit en énergie mécanique.
- En électronique, lorsque l'on cherche à obtenir des oscillations, la transformation d'énergie en chaleur est perçue comme une perte et non comme une efficacité.

II.4. FACTEUR DE PUISSANCE EN REGIME NON-SINUSOÏDAL DE COURANT

Dans le cas où le courant absorbé n'est pas sinusoïdal, le problème est plus complexe : même si le courant est en phase avec la tension (le facteur de déplacement est nul), la puissance n'est pas égale au produit des valeurs efficaces

II.4. 1. Définitions

Le calcul de la puissance active donne comme résultat :

$$P = V.I_1 \cos\varphi \quad (2.5)$$

D'autre part la puissance apparente S peut s'écrire :

$$p = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.6)$$

Avec les définitions des intermédiaires de calcul suivants :

- La puissance réactive :

$$Q = V.I.\sin \varphi \quad (2.7)$$

- La puissance déformante: D telle que

$$D^2 = V_1^2 (I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2) = V_1^2 \cdot I_h^2 \quad (2.8)$$

et :

- I_1 : la valeur efficace du fondamental du courant
- I_h : la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques de rang supérieur à 1 du courant
- φ : la valeur du déphasage de l'harmonique $i_1(t)$ par rapport à la tension.
- $\cos \varphi$: facteur de déplacement

Détail des calculs

on a : $S^2 = V^2 \cdot I^2$

avec :

$$V^2 = V_1^2$$

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots$$

d'où :

$$S^2 = V^2 \cdot I_1^2 + V^2 \cdot I_2^2 + \dots + V^2 \cdot I_n^2 + \dots$$

$$S^2 = (V \cdot I_1 \cos \varphi_1)^2 + (V \cdot I_1 \sin \varphi_1)^2 + V^2 \cdot I_2^2 + \dots + V^2 \cdot I_n^2 + \dots$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 + V^2 \cdot (I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots)$$

$$S^2 = P^2 + Q^2 + V^2 \cdot I_h^2 \quad (2.9)$$

II.4.2. la différence entre le Facteur de puissance et $\cos \varphi$:

Le facteur de puissance est égal par définition à :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\text{puissance active (kW)}}{\text{puissance apparente (kVA)}} \quad (2.10)$$

Si les courants et tensions sont des signaux parfaitement sinusoïdaux, le facteur de puissance est égal à $\cos \varphi$.

Il faut faire attention car il y a souvent confusion entre ce que l'on appelle le $\cos \varphi$ et le facteur de puissance, ça n'est pas la même chose. Le seul cas très exceptionnel où $FP = \cos \varphi$ c'est quand la tension et le courant tirés du réseau sont purement sinusoïdaux, autrement dit jamais (il y a toujours déformation, même minime).

Voici les différences avec les 4 cas possibles :

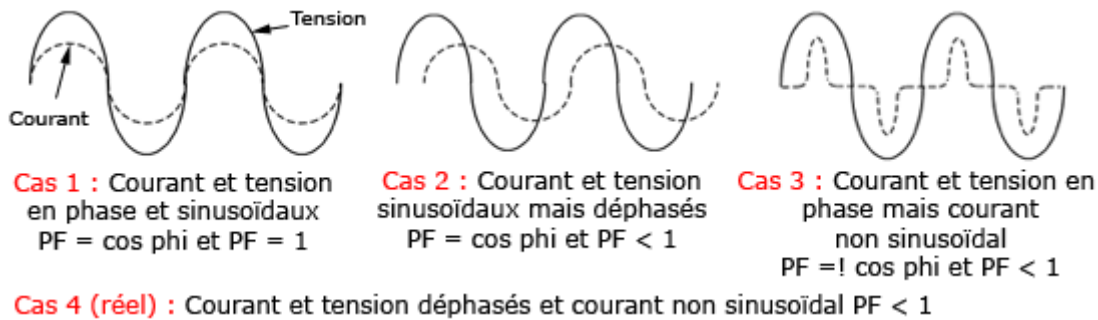


Figure II.6. les différents cas possibles pour facteur de puissance

Cas 1 : c'est celui vers lequel on veut tendre avec un PFC. C'est celui qu'on obtient si l'on branche une résistance pure sur le réseau, elle n'engendre aucune déformation ni déphasage (avance ou retard du courant sur la tension).

Cas 2 : c'est celui obtenu quand la charge est purement inductive, elle ne déforme pas le courant, mais elle le retarde de 90° . Dans le cas d'une charge purement capacitive, le courant sera aussi non déformé, mais en avance sur la tension cette fois de 90° .

Cas 3 : c'est un cas rare où le courant est très déformé, mais il reste en phase avec la tension. On a donc $\cos(\varphi) = 1$ car les 2 fondamentaux sont en phase, mais FP est inférieur à 1 à cause de la déformation du courant.

Cas 4 : c'est le mélange des cas 2 et 3 (non représenté). Le courant est à la fois déformé et déphasé, dans un sens ou dans l'autre, par rapport à la tension. C'est ce qu'on obtient avec une alimentation sans PFC et plus globalement avec un système réel (non linéaire).

II.5. LES HARMONIQUES

II.5.1. introduction

Depuis quelques années, il y a une forte augmentation des charges non linéaires connectées au réseau électrique : ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, onduleurs, alimentations électroniques...

Les conséquences sur le système d'alimentation électrique deviennent préoccupantes du fait d'une utilisation croissante de ces équipements, mais aussi de l'application de l'électronique à presque toutes les charges électriques. En effet, une charge non linéaire appelle du réseau un courant important, déformé, décomposables en harmoniques.

Les courants harmoniques ont des effets négatifs sur le quasi totalité des composantes du système électrique, en créant de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et/ou mécaniques.

II.5.2. Définition :

Une charge non linéaire appelle du réseau électrique un courant déformé, lequel va modifier l'allure de la tension sinusoïdale. Les charges non linéaires génèrent des courants harmoniques qui circulent à partir de la charge vers l'alimentation en empruntant le chemin de la moindre impédance. Les courants harmoniques sont des courants dont la fréquence est un multiple entier de la fondamentale (celle de l'alimentation électrique).

La superposition des courants harmoniques sur le courant fondamental provoque les formes d'onde non sinusoïdales associées aux charges non linéaires.

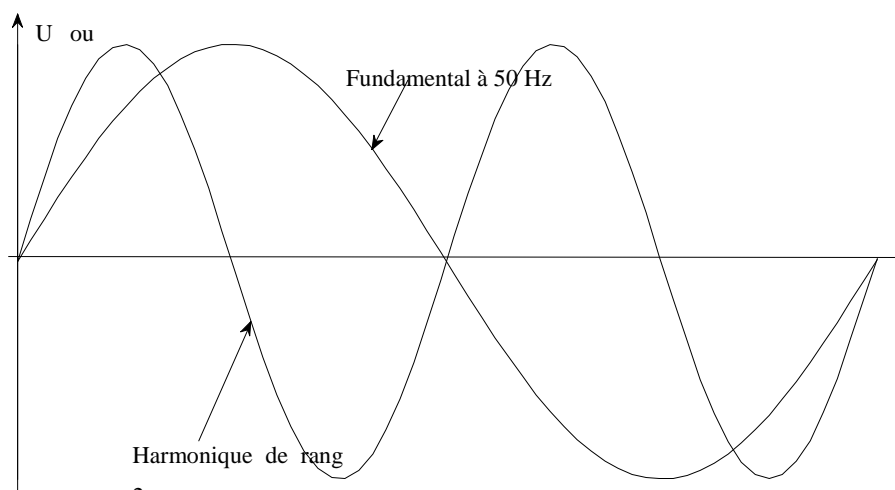


Figure II.7. le signal fondamental et le 2^{eme} harmonique

La courbe ci-dessus nous montre le signal original, fondamental à 50 Hz, ainsi que son harmonique de rang 2 à 100 Hz. Ainsi la fréquence de l'harmonique de rang 3 sera égale à 3 fois la fréquence du fondamental, c'est à dire égal à 150 Hz.

II.5.3. Rappel du théorème de Fourier

Toute fonction périodique de fréquence f peut être représentée sous la forme d'une somme composée :

- d'un terme sinusoïdal à la fréquence f de valeur efficace Y_1 (fondamental)
- de termes sinusoïdaux dont les fréquences sont égales à :
 - n fois la fréquence du fondamental et de valeurs efficaces Y_n (harmonique)
 - n multiple entier étant le rang de chaque harmonique
- d'une éventuelle composante continue de valeur Y_0

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n \sin(nt - \varphi_n) + y_0 \quad (2.11)$$

Y_0 = valeur de la composante continue

Y_1 = valeur efficace du fondamental

Y_n = valeur efficace de l'harmonique de rang n

n_0 = pulsation de la fréquence fondamentale

φ_n = déphasage de la composante harmonique

Ayant chacun leur fréquence (décomposition de Fourier). Le principe de base est illustré sur le schéma suivant :

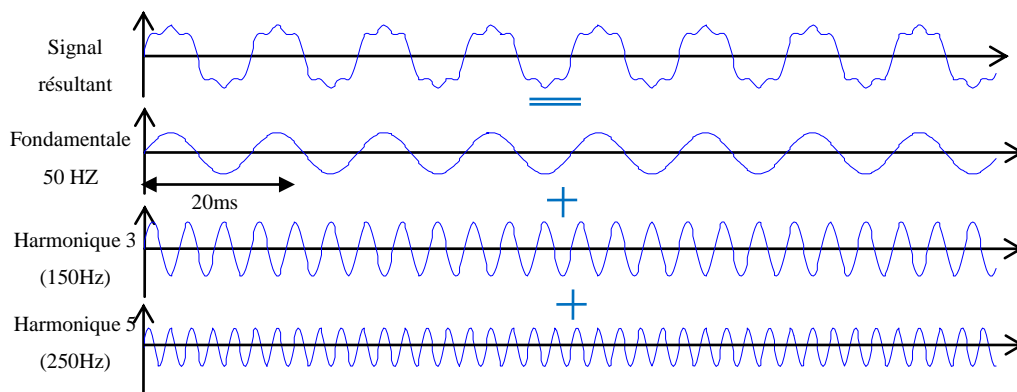


Figure II.8. Schéma présente Le principe de base de décomposition de Fourier

II.5.4. Les rangs pairs ou impairs

Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair. Les harmoniques de rang pair (2, 4, 6, 8...), très souvent négligeables en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique.

Exemple :

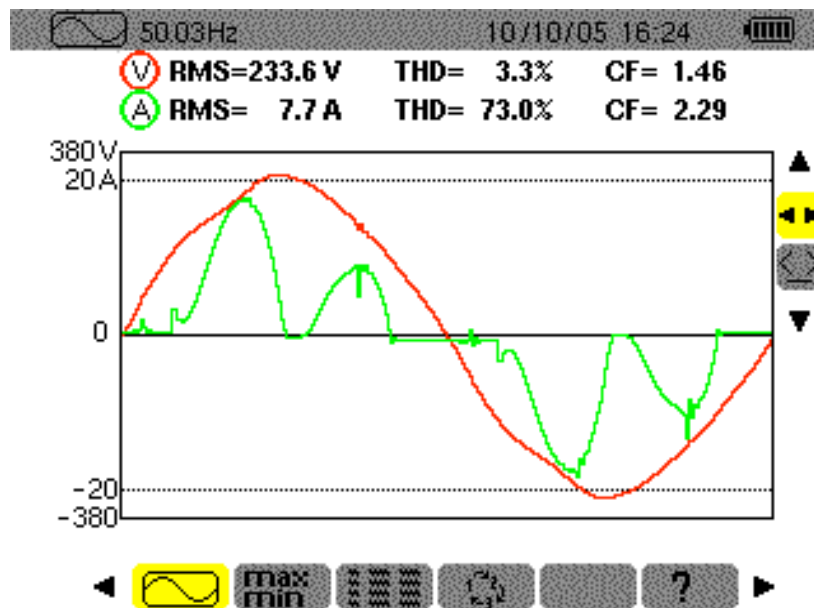


Figure II.9. signal déformé de la tension du réseau et la somme des harmoniques présents

Sur l'écran ci-dessus, la courbe verte correspond à la somme des harmoniques présents. La courbe rouge montre un signal déformé de la tension du réseau. Il est nettement visible que lorsque le signal harmonique atteint des amplitudes élevées, cela entraîne une chute de tension.

La représentation spectrale des harmoniques est possible grâce à une décomposition en série de Fourier.

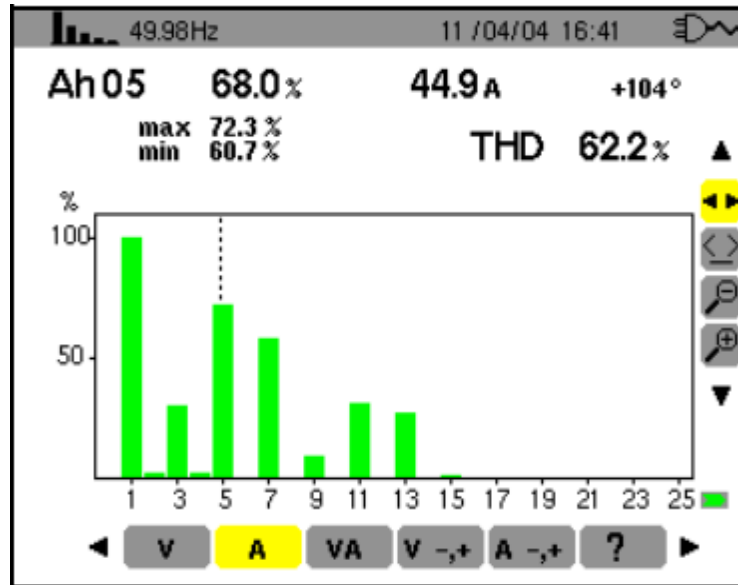


Figure II.10. l'ensemble des harmoniques

Le spectre d'harmonique ci-dessus représente l'ensemble des harmoniques, du rang 1 au rang 25. Remarque : Les harmoniques supérieurs au rang 25 sont dans une majorité des cas négligeables.

II.5.5. Symptômes et conséquences des harmoniques :

La présence d'harmoniques perturbe les autres charges, même linéaires, connectées aux bornes de la même source de tension. En effet, ces charges risquent de ne plus être alimentées dans des conditions satisfaisant aux références de tension exigées.

Les autres conséquences possibles sont :

- Echauffement du câble de neutre : les courants de fréquence harmonique de rang 3 et multiples de trois se somment dans le conducteur de neutre ; le courant de neutre valant fréquemment 120 à 130 % des courants de phase
- Disjonctions principales intempestives, dues aux surintensités
- Disjonctions différentielles intempestives dues aux fréquences des harmoniques, associées aux capacités parasites du réseau.
- Valeurs des courants efficaces plus élevées que celles nécessaires pour les besoins énergétiques de la charge.
- Sur échauffement des installations (transformateur, câbles...) par effet pelliculaire

- Résonance en tension sur un système composé de condensateurs destinés à relever le facteur de déplacement.

II.5.6. Présence d'harmoniques :

Les courants harmoniques circulant à travers les impédances du système électrique provoquent des baisses de tension harmonique, observées sous forme de distorsion harmonique en tension. L'une des solutions destinées à déceler la présence d'harmoniques est le calcul du THD, taux de distorsion harmonique. Il en existe 2 sortes : en tension (apparaît à la source) ou en courant (dû aux charges). Lorsque le THD est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau.

II.6. TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE :

Taux de distorsion harmonique correspond au rapport entre la réelle valeur efficace de l'harmonique d'un signal (V ou I) et sa valeur efficace à la fréquence du fondamental

$$THD\% = \frac{\text{valeur efficace des harmoniques}}{\text{valeur efficace du fondamental}} * 100 \quad (2.12)$$

Par exemple, pour un harmonique de rang N, le taux de distorsion individuel, par harmonique, en courant se calcule comme suit :

$$\tau_N = \frac{I_{eff1}}{I_{effN}} \quad (2.13)$$

Pour connaître la déformation globale de ce signal, il est nécessaire de tenir compte de tous les harmoniques présents. Il existe 2 méthodes de mesure : le THD_f (distorsion harmonique totale par rapport au fondamental) ou le THD_r (distorsion harmonique totale par rapport à la valeur efficace vraie du signal).

Les expressions suivantes permettent de définir ces deux valeurs du THD :

$$THD_F = \frac{\sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2)}}{I_1} \quad (2.14)$$

$$THD_R = \frac{\sqrt{(I_0^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2)}}{\sqrt{(I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_n^2)}} \quad (2.15)$$

Les 2 formules peuvent être utilisées indifféremment. La seule contrainte : utiliser une formule unique pendant toute la durée d'une même campagne de mesure.

L'une des caractéristiques permettant d'identifier un signal déformé est son facteur de crête ().

Dans le cas d'un signal sinusoïdal, non déformé, ce dernier correspond à :

$$\frac{I_{max}}{I_{eff}} = \sqrt{2} = 1.414 \quad (2.16)$$

Lorsque le courant est déformé, le facteur de crête est supérieur à cette valeur.

II.7. LA RELATION ENTRE LE FACTEUR DE PUISSANCE ET LE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V.I \cos \varphi_1}{V.I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_{HM}^2}} \cos \varphi_1$$

(2.17)

$$FP = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + \left[\frac{THD_i(en \%)}{100} \right]^2}} \quad (2.18)$$

Quand le taux de distorsion harmonique du courant (THDi) augmente, le facteur de puissance diminue.

Le facteur de puissance ne peut en aucun cas dépasser :

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{THD_i(en \%)}{100} \right]^2}} \quad (2.19)$$

THD_i	Facteur de puissance maximum ($\cos \varphi_1$)
10%	0.995
20%	0.981
50%	0.994
100%	0.707
150%	0.555

Tableau II.1. THD_i et facteur de puissance maximum ($\cos \varphi_1$)

On retiendra que les charges déformantes dégradent le facteur de puissance.

Ainsi, pour une ampoule basse consommation (dipôle fortement non linéaire), le facteur de puissance est de l'ordre de 0,6 ...

Pour une ampoule à filament (dipôle linéaire), le facteur de puissance est pratiquement égal à 1.

Mais l'ampoule basse consommation a le gros avantage de consommer 5 fois moins de puissance active (en watts) que l'ampoule à filament

II.8. LES EFFETS INDESIRABLES ET LES RETOMBÉES ÉCONOMIQUES DES HARMONIQUES SUR LES INSTALLATIONS

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés.

Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- soit des effets instantanés,
- soit des effets à terme dus aux échauffements.

Les effets instantanés

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les liaisons et les équipements “courants faibles”,

Vibrations, bruits

Par les efforts électrodynamiques proportionnels aux courants instantanés en présence, les courants harmoniques généreront des vibrations, des bruits acoustiques, surtout dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances).

Des couples mécaniques pulsatoires, dus aux champs tournants harmoniques, donneront des vibrations dans les machines tournantes. Ils peuvent entraîner une destruction du matériel.

Perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle-commande)

Des perturbations surviennent lorsqu’une ligne à courants faibles chemine le long d’une canalisation de distribution électrique avec courants et tensions déformés.

II.9.CONCLUSION

Le facteur de puissance C'est le rapport entre la puissance active absorbée par la charge et la puissance apparent totale débitée par la source d'alimentation,

le facteur de puissance et le $\cos \varphi$ ça n'est pas la même chose. Le seul cas très exceptionnel où $FP = \cos \varphi$ c'est quand la tension et le courant tirés du réseau sont purement sinusoïdaux, autrement dit jamais (il y a toujours déformation, même minime). A cause les harmonique qui sont crée la déformation de la signale.

Le taux de distorsion harmonique C'est la mesure du degré de ressemblance entre le terme fondamentale et de l'onde de courant d'entrée produite.si il est élevée le facteur de puissance(FP) est donc faible.

COMMANDE DE PFC

III.1 INTRODUCTION :

Depuis plusieurs années, on observe sur les réseaux électriques une augmentation des charges non linéaires liées aux équipements d'informatique et des télécommunications. Or ces charges contribuent à la dégradation de la tension d'alimentation. Elles nuisent ainsi au fonctionnement optimal des équipements et matériels électrotechniques. Les alimentations continues de ces équipements sont généralement connectées au réseau électrique via un convertisseur alternatif-continu, ceci en monophasé pour les puissances faibles et moyennes (<3kW) et généralement en triphasé pour les puissances supérieures. Cet étage alternatif continu, non isolé, est généralement constitué d'un redresseur à pont de diodes débitant sur une charge capacitive.

Ces alimentations associées à ce redresseur engendrent, sur le réseau électrique, des perturbations BF et RF qui peuvent être quantifiées par le facteur de puissance (FP), le spectre du courant absorbé et par le spectre des ondes électromagnétiques rayonnées.

Pour limiter les effets néfastes des perturbations BF, la norme IEC 61000-3-2 régit, depuis août 95, les harmoniques du courant absorbé sur le réseau pour des courants n'excédant pas 16A par phase soit environ 3,7 kVA en monophasé.

En conséquence, il est nécessaire de mettre au point des solutions permettant de réduire les perturbations BF du convertisseur AC-DC classique.

Ces solutions, regroupées sous le vocable "correction du facteur de puissance" (**P**ower **F**actor **C**orrection ou PFC), doivent permettre d'absorber sur le réseau un courant le plus sinusoïdal possible avec un minimum de déphasage entre le fondamental du courant absorbé et la tension secteur.

Nous étudierons dans ce travail les convertisseurs AC-DC monophasés accompagnés de la fonction de la correction du facteur de puissance.

III.2 L'ORIGINE DU PROBLEME :

Une source continue destinée à alimenter l'étage de découpage. Cette source continue n'est pas constante et doit donc être lissée grâce à un ou deux gros condensateurs pour alimenter au mieux et ne pas stresser les transistors. Pour expliquer l'origine du problème

posé, on prend l'exemple d'une alimentation à un seul condensateur réservoir C et sans PFC évidemment :

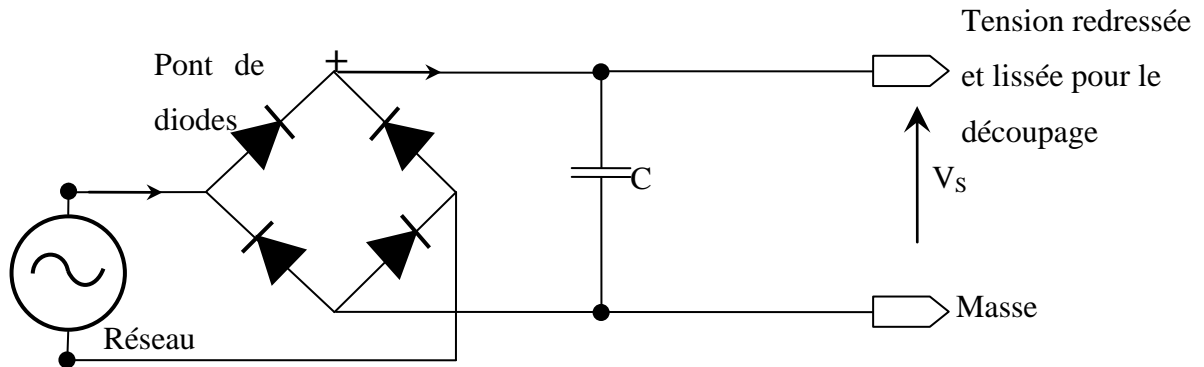


Figure III.1. schéma de redresseur monophasé un seul condensateur réservoir C

Comme on l'a vu précédemment, le condensateur C fournit l'énergie nécessaire au découpage, donc la tension à ses bornes va décroître au fur et à mesure qu'il libère l'énergie emmagasinée. Comme la fréquence du réseau (50 Hz) est très petite devant celle du découpage (32-100 kHz), il faut un condensateur suffisamment gros pour assurer l'approvisionnement en énergie d'un grand nombre de cycles de découpage en attendant que la tension sinusoïdale du réseau ne remonte suffisamment haut pour le recharger à 100 kHz, on a 100000 impulsions par seconde à générer, or la tension redressée mettra 10 ms à revenir à un niveau identique pour recharger le condensateur. Celui-ci doit donc fournir l'énergie pour environ 1000 impulsions en complète autonomie (en fait c'est un peu moins car lors du rechargement on pourra tirer du réseau directement). Voici ce qu'il se passe une fois connecté au réseau :

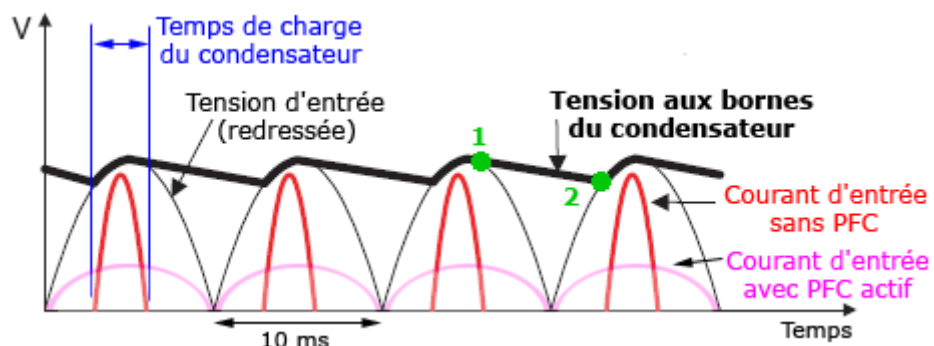


Figure III.2. courant d'entrée avec et sans PFC

Chargé initialement, le condensateur se décharge lentement dans l'étage de découpage à partir du moment où la tension d'entrée commence à diminuer (point n°1). Quand la tension redressée remonte à l'alternance suivante, il aura peut être perdu quelque volt juste avant de se recharger (point n°2). Entre ces 2 points, le condensateur est autonome et c'est à lui seul de fournir l'énergie à l'étage de découpage. Il doit donc être bien dimensionné pour pouvoir tenir la pleine charge pendant qu'il est coupé du réseau et pendant un certain temps. Avant ce point n°2, la tension d'entrée n'est pas supérieure à celle aux bornes du condensateur, il ne se passe rien, mais dès qu'elle la dépasse, le condensateur se charge à très grande vitesse. Puisqu'il n'est jamais entièrement déchargé, la tension doit grimper très haut (quasiment au maximum) pour commencer son rechargement. Celui-ci dure alors très peu de temps, la tension du réseau redescend très vite et le cycle recommence.

Ces cycles de charge très brefs provoquent des appels de courants brutaux sous forme de pics (en rouge). Ces pics représentent l'allure du courant tiré du réseau. Il n'est plus du tout sinusoïdal, ni même en phase avec la tension. Cette déformation devra donc être corrigée par un module PFC pour retrouver un courant d'allure sinusoïdale et en phase (en rose).

Ces appels brutaux de courant génèrent de la pollution électrique avec l'apparition des courants harmoniques. Ça engendre aussi des interférences électromagnétiques car les variations et les transitions des signaux sont extrêmement rapides. Par rapport à une solution avec PFC actif, ça provoque un peu plus de pertes sur les éléments situés avant le condensateur car le courant est élevé lors des pics, or on sait que les pertes évoluent en I^2 . Et enfin, ça stresse le réseau car on appelle un courant élevé, ce qui implique de surdimensionner les installations électriques. Ça pose surtout des problèmes dans le cas où on a plein d'ordinateurs sans PFC dans un bureau par exemple. A chaque alternance, le pic de courant total sera très grand puisqu'il se fait en même temps sur toutes les machines. Si l'on disposait de PFC actifs sur toutes ces machines, la demande de courant serait plus faible et bien plus étalée dans le temps.

III.3. LES TYPES DE CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE

III .3.1 Correction passive du facteur de puissance :

C'est la solution la plus simple et la moins chère d'entre toutes, mais également la moins performante. Comme son nom l'indique, elle utilise des éléments purement passifs pour tenter d'améliorer l'allure du courant. Et quoi de mieux qu'une bonne vieille inductance (simple bobine ici) encore une fois pour agir sur ce courant ! A noter qu'il existe de

nombreuses variantes entièrement passives, on n'en étudie qu'une très courante ici. Avec la LC Power, on a un condensateur en parallèle de la bobine pour en faire un filtre passe-bande (dit "résonant parallèle") et améliorer encore un peu plus la forme du courant par rapport à une simple bobine. Cet assemblage est normalement calculé pour atténuer la 3ème harmonique entre autre, la plus intense après le fondamental. Le module se place juste à l'entrée de la manière suivante :

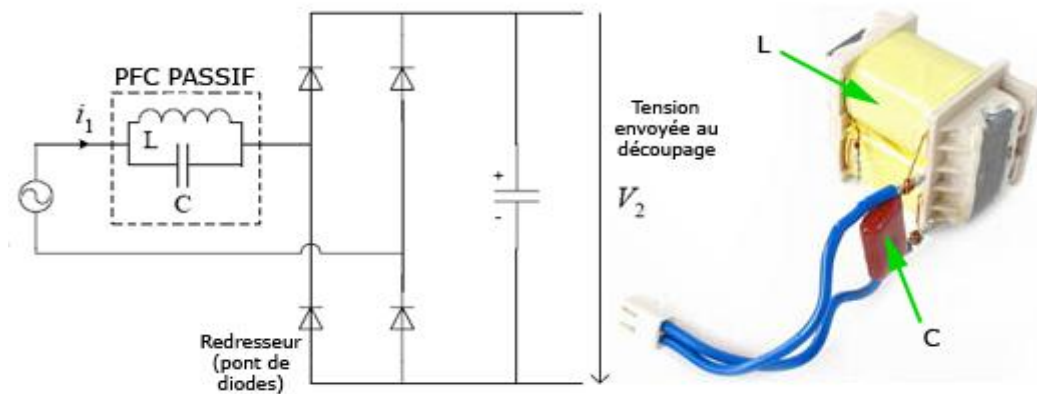


Figure III.3. schéma de PFC passif

Cette bobine va générer une contre-réaction à la variation brutale du courant lors des cycles de charge du condensateur. Le courant induit dans la bobine, à cause du champ magnétique créé lors du passage du courant issu du réseau, va s'opposer à la variation du courant qui lui a donné naissance, autrement dit le courant tiré du réseau. En atténuant la déformation créée par les harmoniques, et notamment celle de rang 3, ça a pour conséquence de lisser son allure et de le remettre un peu en phase avec la tension. On atténue la raideur des fronts de montée du courant grâce à l'inductance en stockant un peu d'énergie puis en la redistribuant. On peut espérer obtenir un facteur de puissance entre 0.6 et 0.8 suivant la charge :

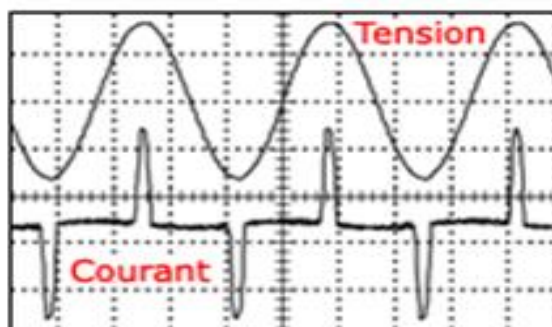


Figure III.4. pas de PFC courant très déformé pics de grande intensité

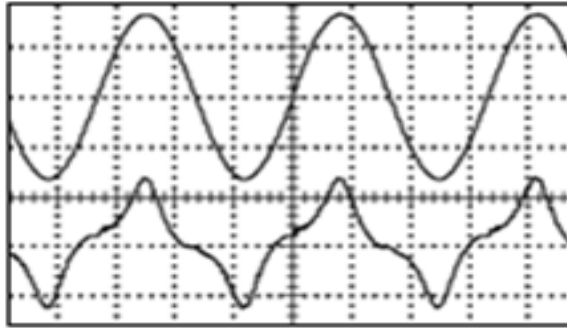


Figure III.5. PFC passif pics atténués courant non sinusoïdal

Un PFC passif a comme avantage d'être très simple, très fiable puisque c'est juste un fil enroulé autour d'un noyau métallique, robuste, insensible aux pointes de courants ou au bruit électrique, peu dissipatif et ça ne génère pas d'interférences électromagnétiques (ça joue même un peu le rôle de filtre).

De l'autre côté, il a quand même de sérieux inconvénients. C'est un système encombrant et lourd car la bobine doit avoir une certaine valeur d'inductance sous une fréquence de 50 Hz. Le comportement dynamique n'est pas génial car son efficacité dépend de la charge. En règle générale, le facteur de puissance s'effondre au fur et à mesure qu'on demande de la puissance car ça introduit de plus en plus de déphasage sur le courant, malgré la réduction d'intensité des harmoniques. Il se peut aussi qu'à partir d'une certaine charge, la bobine du PFC passif se mette à grésiller à cause des efforts électrodynamiques entre les fils qui se renforcent car ils sont mal noyés dans le vernis. Contrairement au transformateur qui travaille à une haute fréquence qu'on ne peut pas entendre, la bobine PFC travaille avec du 50 Hz, et plus globalement entre 0 et 1 kHz avec les harmoniques, donc directement dans le domaine des fréquences audibles par l'homme. La LC Power montrera d'ailleurs un très fort grésillement quand on commence à lui demander de la puissance (prochain dossier).

Néanmoins, un PFC passif c'est mieux que rien, mais ça ne vaudra jamais un module actif qui se charge des corrections d'une manière beaucoup plus pointue. Les normes en vigueur se basent sur l'intensité des différentes harmoniques, ça n'impose pas d'avoir une allure parfaite pour le courant. Il faut principalement un déphasage minimum et tant pis si le taux de distorsion est un peu élevé, du moment que les courants harmoniques soient suffisamment atténués. Evidemment, si on corrige tout, c'est encore mieux et c'est ce que va faire un module actif.

III .3.2 Correction active du facteur de puissance

Un PFC actif est un petit module intercalé à l'entrée de l'alimentation et géré par un contrôleur intégré qui analyse et corrige en temps réel l'allure du courant par rapport à la

tension. Il en déduit les erreurs de forme par comparaison avec la sinusoïde redressée de la tension et il les corrige en contrôlant le flot d'énergie grâce à un découpage haute fréquence et un stockage d'énergie dans une inductance. Son rôle est d'obtenir un courant non déphasé et le plus sinusoïdal possible en entrée de l'alimentation.

Il est capable de s'adapter à quasiment n'importe quelle situation en entrée car c'est lui qui gère l'énergie envoyée vers l'étage de découpage. On peut par exemple se passer du switch 115/230 V présent sur certaines alimentations sans PFC ou à PFC passif car c'est utilisable partout dans le monde (95-260 V). On pourrait dire qu'il y a quasiment découplage entre le réseau et l'alimentation.

Là aussi, il existe d'innombrables manières de concevoir un PFC actif avec des topologies dites dévolteur, survolteur, (ordre 2) et jusqu'à des modèles complexes d'ordre 4. La topologie survolteur (montage élévateur) est la plus répandue pour nos alimentations. On la retrouve dans les Tagan par exemple et celle que l'on va étudier. Voici le module PFC démonté d'une Tagan et son schéma de principe :

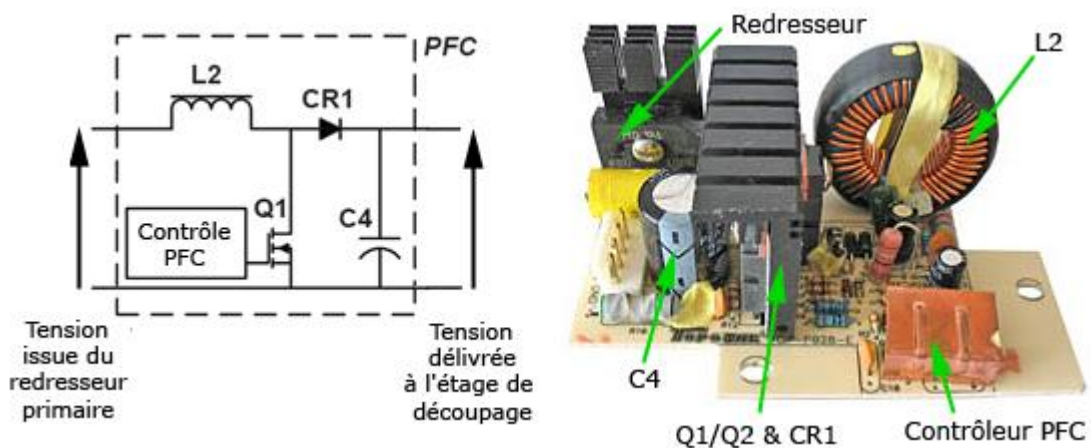


Figure III.6. schéma de PFC active

Ce module est simplement composé d'une inductance L2, d'un MOSFET qui sert d'interrupteur piloté Q1 (le module présenté en utilise 2 en parallèle), d'une diode rapide CR1, d'un condensateur C4 et d'un contrôleur PFC intégré (sous la feuille de cuivre) avec sa circuiterie.

Le mosfet travaille à haute fréquence pour limiter la taille des composants et faire des corrections de forme extrêmement précises. On utilisera encore une fois les propriétés des inductances sur la continuité obligatoire des courants en leur sein. Au moment où l'on interrompt le courant qui la traverse, on obtient aussi une tension à ses bornes qui devient très élevée (le fameux $U=L \cdot di/dt$) et qui vient s'ajouter à la tension d'entrée.

Au final avec ce montage, on va pouvoir générer des tensions plus élevées en sortie très facilement (d'où le terme "survolteur") par rapport à l'entrée. Ça permet de travailler plus efficacement avec l'étage de découpage entre 350-400 V DC tout en ayant moins de pertes par conduction car le courant qui circule est plus faible. Le condensateur en sortie du PFC se chargera grâce à l'inductance quand Q1 sera bloqué et il fournira l'énergie nécessaire pour maintenir le niveau de tension par rapport à la charge quand Q1 sera passant pour charger L2.

En contrôlant le chargement de l'inductance et le relâchement de l'énergie emmagasinée dans cette inductance, on va modifier l'allure du courant tiré sur le réseau. On va imposer son allure suivant l'état du transistor Q1, qui définit le comportement de l'inductance L2. Le contrôleur régule aussi la tension en sortie du PFC en même temps (suivant la charge). Si l'on exagère très fortement l'allure de ce courant, voici à quoi il ressemble sur une période de 10 ms :

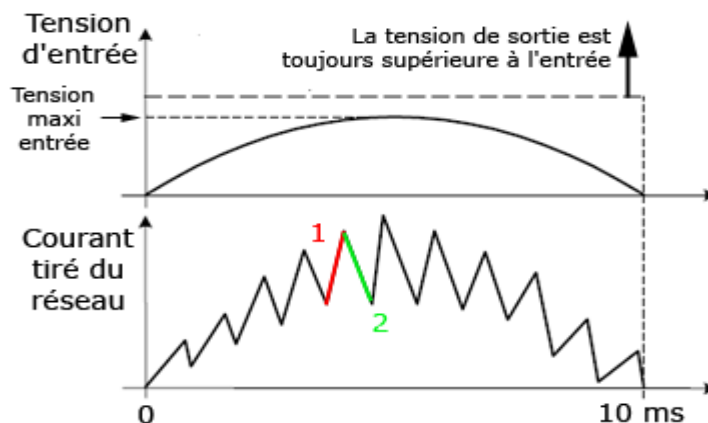


Figure III.7. la tension d'entrée et de sortie et la forme de courant tire du réseau

Le courant est en forme de dent de scie, elle même portée par une sinusoïde bien calée (en phase) par rapport à la tension. Quand le transistor Q1 devient passant, la diode CR1 se bloque et la tension aux bornes de L2 fait croître linéairement un courant qui la charge en énergie magnétique ; on est alors sur une phase montante (n°1 en rouge). Quand Q1 se bloque, l'énergie emmagasinée dans l'inductance fait naître un courant qui va se diriger vers la charge et le condensateur pour le charger, en traversant la diode CR1 devenue passante ; on est alors sur la phase descendante (n°2 en vert).

En jouant sur le temps de conduction-blocage du transistor, on fera varier la quantité d'énergie stockée dans l'inductance. Il suffit maintenant d'imaginer des dents de scie infiniment plus petites (ouverture-fermeture rapides de Q1) et l'on comprend aisément que

l'allure du courant tiré du réseau tend vers une sinusoïde parfaite avec une valeur crête à crête bien plus faible qu'une alimentation sans PFC. On a étalé la demande de courant dans le temps et le facteur de puissance peut maintenant aller de 0.8 à 0.999 suivant la charge demandée :

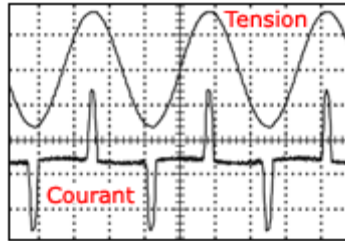


Figure III.8. pas de PFC courant très déformé pics de grande intensité

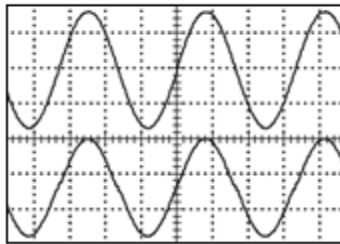


Figure III.9. PFC actif courant sinusoïdal plus de déformations

Finalement, ce PFC actif agit comme si l'alimentation était une résistance pure vue de l'extérieur, c'est à dire que le courant est en phase avec la tension et il est sinusoïdal sans déformations. L'efficacité du transport énergétique est alors maximale. On ne fait pas circuler de courants inutiles et on ne pollue pas le réseau avec un tas d'harmoniques. C'est beaucoup plus efficace qu'un PFC passif. De plus, le facteur de puissance ne s'effondre pas quand on augmente la charge, et au contraire il ne fait que se rapprocher de 1 s'il est bien conçu.

Les avantages d'un PFC actif sont nombreux. Sa mise en place évite la surcharge des installations électriques et permet de faire des économies d'électricité pour ceux qui doivent payer la puissance réactive (entreprises notamment). Il améliore le fonctionnement de l'alimentation lors des microcoupures ou des petites variations de tension sur le réseau car le contrôleur PFC analyse tout (courant et tension), fait office de tampon et stocke de l'énergie dans son condensateur de sortie. Le temps de maintien (hold-up time) est généralement un peu meilleur. Il délivre une tension continue et bien régulée à sa sortie pour alimenter l'étage de découpage, sans stress excessif.

Néanmoins, il possède aussi quelques inconvénients. Comme son nom l'indique, c'est un module actif donc il occasionne des pertes (MOSFET et diode notamment). Un module PFC actif seul a un rendement électrique d'environ 94 %, alors qu'un PFC passif est à environ 97 %. L'ajout d'un module actif tend donc à réduire le rendement d'une alimentation de 1 à 5 % suivant la charge qu'on lui demande. On peut le remarquer avec les alimentations sans PFC, destinées au marché US, qui ont toujours un meilleur rendement que les modèles européens dans des conditions identiques. Néanmoins, un PFC actif permet d'avoir un convertisseur DC-DC un peu plus efficace grâce à la tension élevée donc ça compense un peu les pertes qu'il produit, mais en partie seulement. Un PFC n'a rien à voir avec le rendement et il ne l'améliore pas ! En augmentant le nombre de composants, on augmente aussi statistiquement le nombre de pannes. On augmente enfin le coût et la complexité, même si les contrôleurs sont de plus en plus souples à utiliser. Du fait du découpage, il génère des parasites (harmoniques) et il est alors nécessaire de bien dimensionner les filtres en ligne à l'entrée pour éviter de les renvoyer sur le réseau.

Ci-dessous, voici l'exemple pris d'une alimentation qui ne dispose d'aucun PFC. On s'intéresse uniquement à l'allure du courant tiré du réseau :

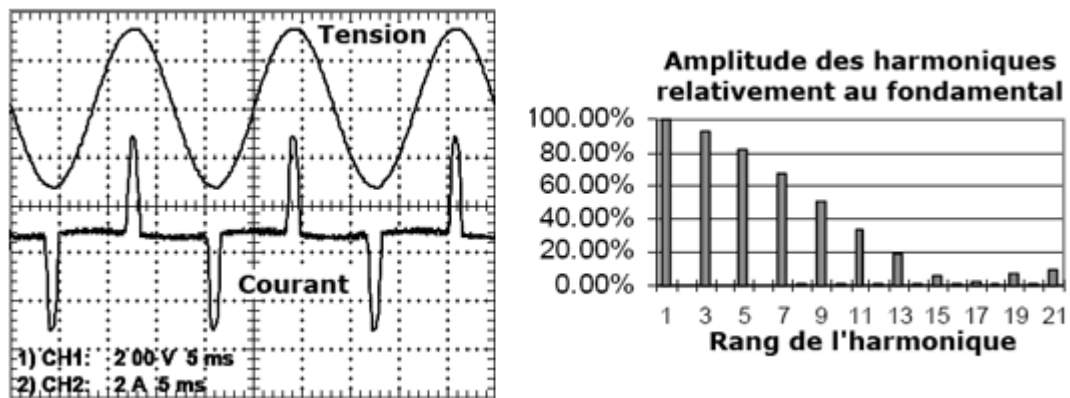


Figure III.10. alimentation qui ne dispose d'aucun PFC

Le courant est très déformé (on expliquera pourquoi ensuite) et, de ce fait, il contient beaucoup d'harmoniques. La décomposition spectrale de l'allure du courant permet de connaître l'amplitude des courants harmoniques par rapport au courant issu du fondamental (celui qui nous intéresse). C'est ce que le graphe de droite montre avec des harmoniques d'amplitude très élevées. Le fondamental (rang 1) est à 100 % puisque c'est la référence et l'on voit que l'harmonique de rang 3 (notée H3) représente 90 % du fondamental. C'est à dire que si le fondamental fait transiter un courant maximum de 2 A, la H3 fait $2 \times 0.9 = 1.8$ A. Vous

superposez le tout et vous obtenez un courant de crête très élevé par rapport à ce qu'il faudrait si le courant était purement sinusoïdal.

Ci-dessous, c'est la même chose mais avec un PFC passif qui rectifie déjà bien l'allure du courant et lui permet de contenir moins d'harmoniques. Sa forme est beaucoup plus proche d'une sinusoïde et c'est beaucoup mieux pour le réseau, le niveau des harmoniques a déjà bien diminué (H3 à 35 %) :

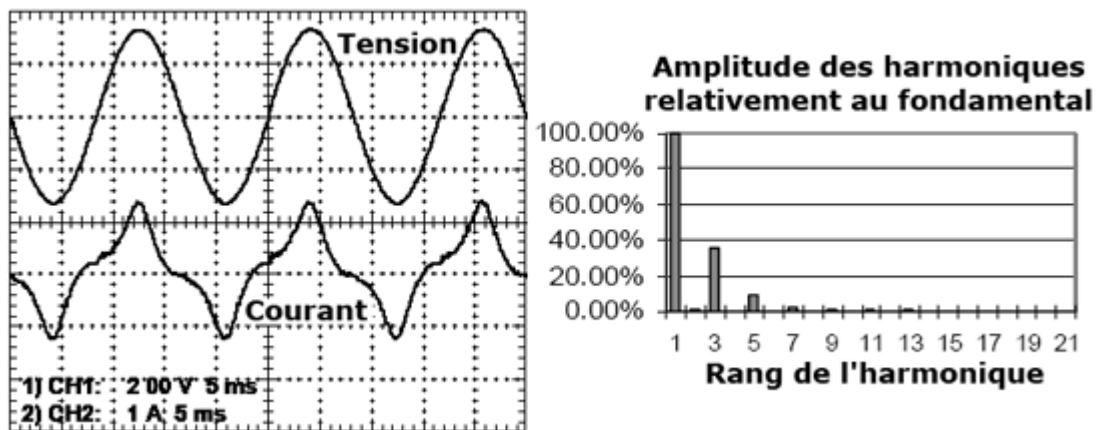


Figure III.11. alimentation avec PFC passif

Tout l'art d'un bon module PFC sera principalement d'éliminer ces déformations sur le courant absorbé pour éviter l'apparition de courants harmoniques néfastes au réseau. Il aura aussi pour rôle de mettre le courant et la tension bien en phase (qu'ils montent et descendent en même temps en passant par 0 en même temps). Autrement dit, un PFC fera en sorte que le réseau voit l'alimentation comme une résistance pure (le seul élément électrique qui ne déforme rien ni ne déphase le courant) et non pas comme une charge non linéaire.

III.4 RECHERCHE D'UNE SOLUTION TECHNICO ECONOMIQUE :

Il s'agit d'imaginer un dispositif d'étude capable de maîtriser la forme du courant fourni par le redresseur et la forme de la tension appliquée à la charge. La figure 5 exprime de façon générale le cahier des charges du dispositif

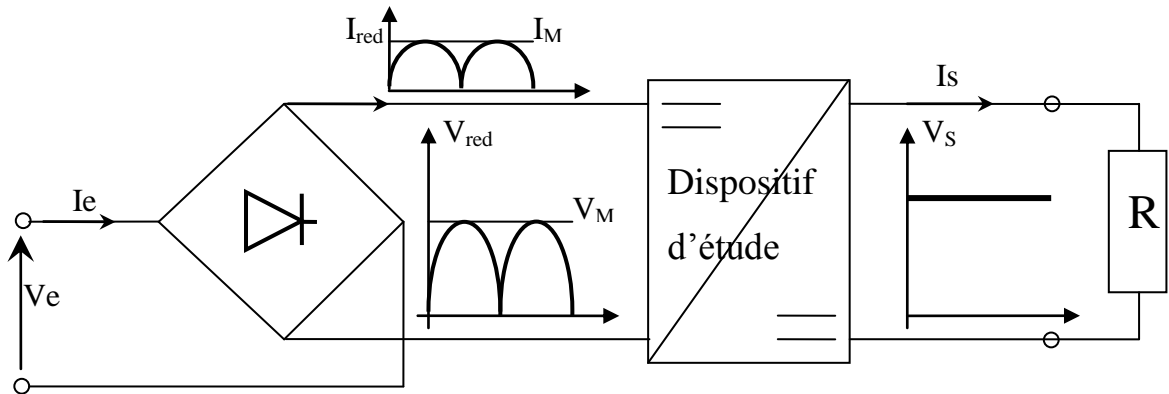


Figure III.12. façon générale , le cahier des charges du dispositif

L'objectif étant de prélever un courant "quasi-sinusoïdal", le redresseur fournit une puissance qui varie de 0 à $V_M \cdot I_M$ à chaque demi période secteur, tandis que la charge absorbe (pour une tension V_s continue) une puissance continue égale à V_s^2 / R . cette remarque sous-entend la nécessité d'un condensateur de stockage d'énergie mais découplé du redresseur pour laisser libre la conduction des diodes.

pour respecter les règles d'interconnexion des sources, le redresseur doit être chargé par une inductance (cette condition n'était pas respectée) -le réglage du transfert de puissance, pour satisfaire la forme du courant recherchée nécessite un convertisseur réduit à une seule cellule de commutation pour des raisons évidentes de coût de ces équipements destinés au grand public. la loi de commande doit permettre le réglage de la puissance fournie par le redresseur depuis 0 jusqu'à $V_m \cdot I_m$ selon une loi en sinus.

Les hacheurs éleveurs, abaisseur, à stockage magnétique se révèlent de bons candidats au respect de ce cahier des charges. En pratique, on s'interdit les discontinuités de courant à la fréquence de découpage en sortie du redresseur et seul le hacheur éleveur voit actuellement un développement industriel conformément à la figure(III-13)

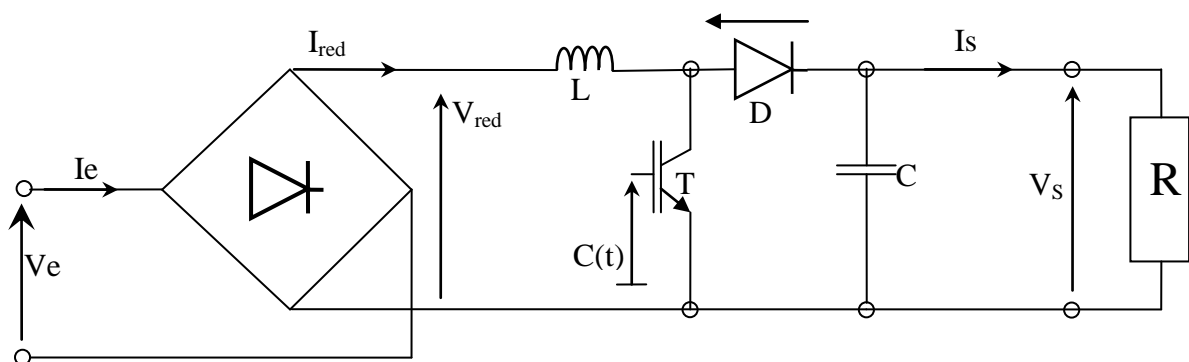


Figure III.13. schéma représente la solution technico économique

III.5 LES TECHNIQUES ACTIVE DE CORRECTION DU FACTEUR DE PUISSANCE :

Les alimentations à commutation conventionnelle génèrent des harmoniques de courant, élevés, et engendrent des perturbations sur le réseau. Ces harmoniques distorsionnent aussi les tensions de ligne. Si l'utilisation du condensateur de filtrage réduit l'ondulation de la tension secteur redressée, il réduit également l'angle de conduction des diodes amenant le courant secteur à une allure impulsionnelle.

Différentes alternatives sont proposées, dans la littérature, pour améliorer la qualité des formes d'onde d'entrée des convertisseurs de puissance, tels que les filtres actifs et/ou passifs.

En général, les circuits actifs sont plus efficaces, plus légers et moins chères que les circuits passifs. La Technique Active de Correction du Facteur de Puissance (TACFP) devient de plus en plus demandée dans la plus part des applications industrielles. Plusieurs structures et techniques sont proposées et analysées pour améliorer la forme de l'onde du courant de ligne pour des structures monophasées

Le montage Survolteur (Boost) Figure (III.14) est l'une des topologies les plus utilisées. Cette topologie fonctionne en Mode de Conduction Continu (MCC) en contrôlant le courant dans l'inductance pour suivre un courant de référence sinusoïdal proportionnel au courant de ligne, pour des applications de fortes puissances, ou en Mode de Conduction Discontinu (MCD), en contrôlant le temps de conduction (t_{on}) de l'interrupteur, pour des applications de faibles puissances en sortie.

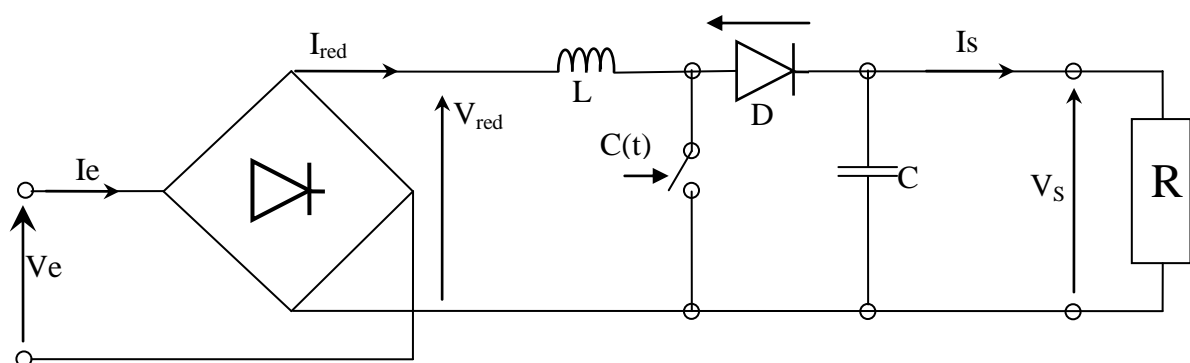


Figure III.14. Schéma de base du convertisseur Survolteur

La topologie Dévolteur (Buck) (Figure (III.15)) peut être utilisée, pour le même but, mais avec moins d'efficacité comparée à la topologie survolteur. Le problème majeur du

dévolteur est la distorsion du courant lorsque la tension d'entrée, instantanée, est inférieure à la tension de sortie, ce qui dégrade le niveau du facteur de puissance par la génération des harmoniques d'ordre supérieur.

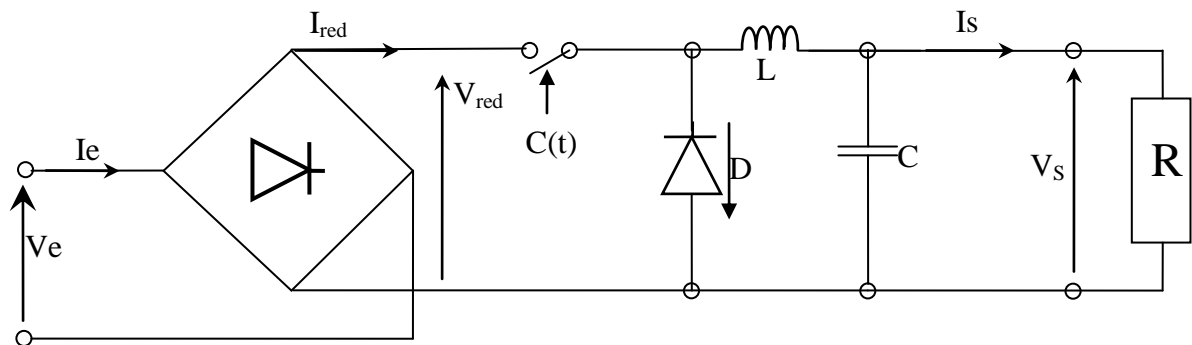


Figure III.15. Schéma de base du convertisseur Dévolteur

III .6 SIMULATION D'UNE ALIMENTATION AC/DC A ABSORPTION SINUSOÏDALE DE COURANT

En préambule à l'étude détaillée du dispositif, quelques remarques de base sur les spécificités du fonctionnement s'imposent.

lorsque le transistor T est passant [C(t)=1], la diode D est bloquée ($V_D = -V_S$) et l'on écrit

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L} > 0 \quad (3-1)$$

lorsque le transistor T est bloqué [C(t)=0], la diode D est passante ($I_D = I_{red}$) et l'on écrit

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_S}{L} > 0 \quad (3-2)$$

Ces deux relations montrent que tant que $V_S < V_m, \frac{dI_{red}}{dt} > 0$ quelque soit l'état du transistor. Pendant cette phase heureusement transitoire, le convertisseur ne gouverne pas le fonctionnement et I_{red} croît strictement jusqu'à ce que la charge du condensateur atteigne la valeur $V_S = V_m$. L'état ON/OFF du transistor ne pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition : $V_S > V_m$. Ce procédé opère donc un contrôle indirect du courant par action sur sa pente selon l'état 0/1 du signal de commande C(t). Le réglage du rapport durée à l'état 1 / durée à l'état 0 de la commande, permet globalement d'augmenter ou de diminuer I_{red} . Sur chaque demi-période secteur, le rapport cyclique C_x du signal de commande variera en conséquence.

3.2 au départ de chaque demi-période secteur, la croissance du courant I_{red} est commandée par la mise à l'état ON du transistor. La vitesse de croissance de I_{red} est alors imposée par la tension V_{red} , la valeur de l'inductance L , et ceci sans rapport direct avec celle souhaitée. Il en résulte pendant un certain temps, une loi d'évolution du courant I_{red} imposée et non corrigible par la commande.

3.3 la puissance fournie varie sinusoïdalement de 0 à $V_m \cdot I_m$ autour d'une valeur moyenne $V_m \cdot I_m / 2$. En admettant le dispositif sans pertes, cette puissance moyenne correspond à celle consommée par la charge. Pour que cette puissance consommée soit continue, le condensateur de stockage doit cycliquement absorber puis restituer l'écart avec la puissance fournie par le redresseur. La capacité de stockage nécessaire au maintien de la tension V_s devra tenir compte de ces variations de charge à 100Hz en vue de son dimensionnement.

III .6.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR

Soit $C(t)$ la commande du transistor T,

$$\begin{array}{ll} \text{Lorsque } C(t) = 1; & \text{T est à l'état ON} \rightarrow V_T = 0 \\ & \text{D est à l'état OFF} \rightarrow I_D = 0 \\ \text{Lorsque } C(t) = 0; & \text{D est à l'état ON} \rightarrow I_D = I_{red} \\ & \text{T est à l'état OFF} \rightarrow V_T = V_s \end{array}$$

Il vient les 4 relations du convertisseur:

$$V_T = [1 - C(t)] \cdot V_s \quad (3-3)$$

$$I_D = [1 - C(t)] \cdot I_{red} \quad (3-4)$$

$$L \frac{dI_{red}}{dt} = V_{red} - V_d \quad (3-5)$$

$$I_d = C \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} \quad (3-6)$$

Bien que les multiplications intervenant dans les équations (3.3) et (3.4) donnent un caractère non linéaire au modèle du convertisseur, nous utiliserons pour des commodités de représentation l'opérateur P permettant d'établir le schéma fonctionnel de la figure .

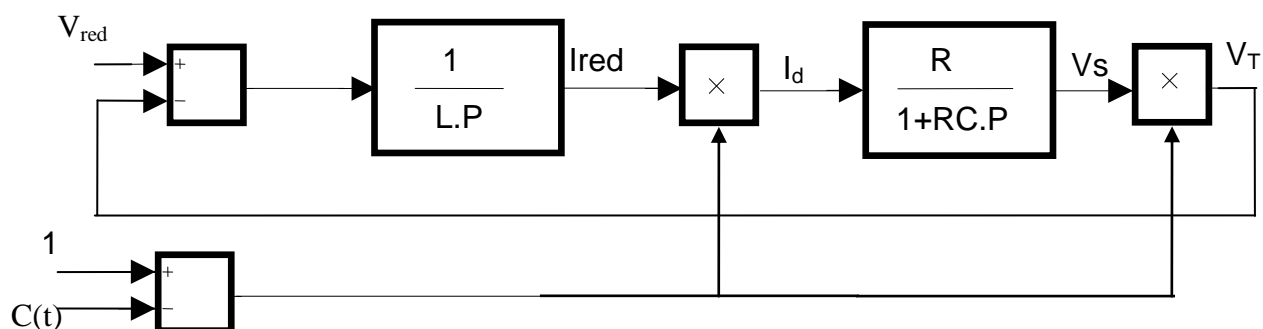


Figure III.16.model du convertisseur

III .6.2. BOUCLE DE COURANT

On distingue 2 types de stratégies de commande:

a-) celle à fréquence fixe, connue sous le vocable de commande par modulation de largeur d'impulsions. Le rapport cyclique du signal de commande $C(t)$ peut être déterminé de différentes façons.

b-) celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le vocable de commande par hystérésis ou par fourchette de courant.

Nous retiendrons pour l'étude cette seconde solution car elle a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur ; tâche rendue difficile par le modèle non linéaire du convertisseur. Néanmoins, il convient d'exprimer la fréquence de découpage afin d'établir un dimensionnement de l'inductance L compatible avec nos aptitudes techniques dans la commande des transistors et selon ses possibilités de refroidissement

La tension secteur vaut 230V efficaces. La référence de courant I_{ref} sera de 3A crête. On donne $L = 0.1H$; $C = 10^{-4}F$.

En égalisant les puissances moyennes fournie et reçue, calculer la valeur de la charge R pour avoir $V_s = 400V$ en régime permanent. (On supposera l'ondulation de V_s suffisamment faible pour admettre $V_s = (V_s)_{efficace}$) exprimer le temps correspondant à la distorsion du courant I_{red}

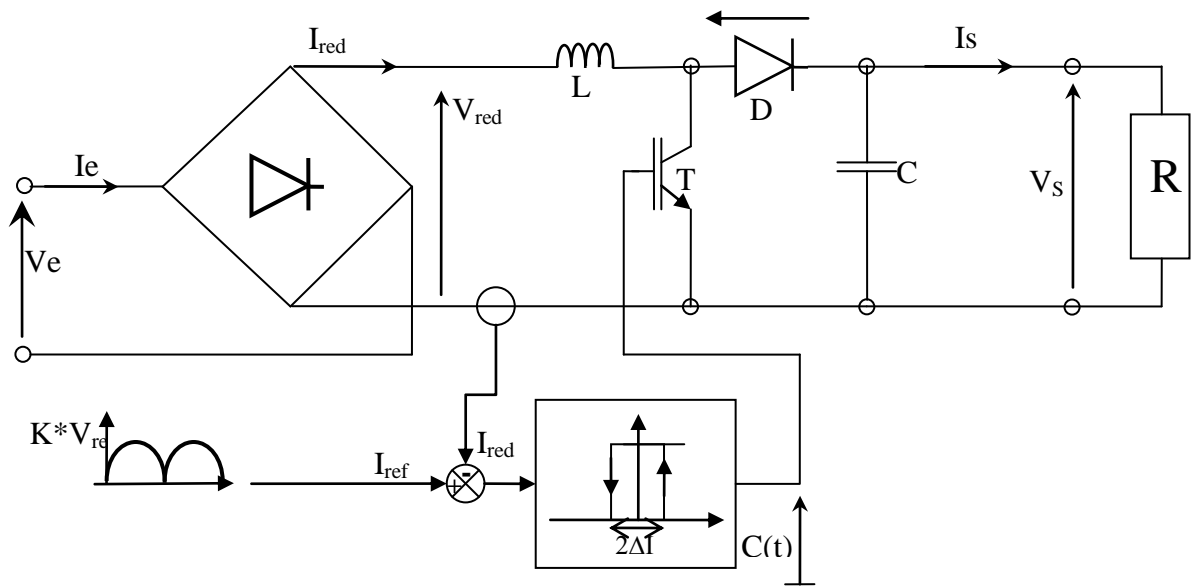


Figure III.17. boucle de courant

pour chaque début de $\frac{1}{2}$ période secteur. Le temps est défini par la première intersection avec sa référence.

Pour la commande en fourchette, utiliser (2 comparateur et bascule S-R) à seuil dont les transitions 0/1 seront déterminées pour une erreur en courant de 0.1A.

Les paramètres de simulation sont un pas de calcul de 10^{-6} sec et un horizon de 0.3. Une source sinus et un bloc valeur absolue permettent simplement de simuler le redresseur à diodes dans le cas de l'absorption sinus, car la conduction discontinue n'existe pas.

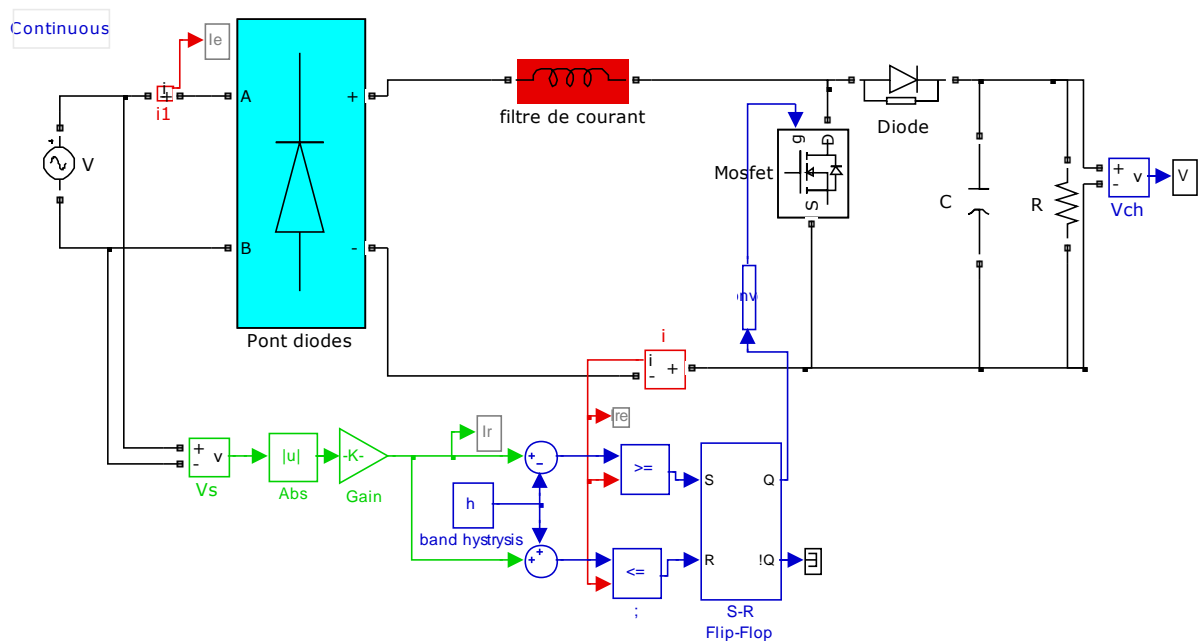


Figure III.18. schéma de simulation

Une simulation sous Simulink, donne le résultat de la figure III-20, avec $L=0.01H$, $I_{ref}=3$ * $I_{sin}(wt)$, $\Delta I=\pm 0.1A$.

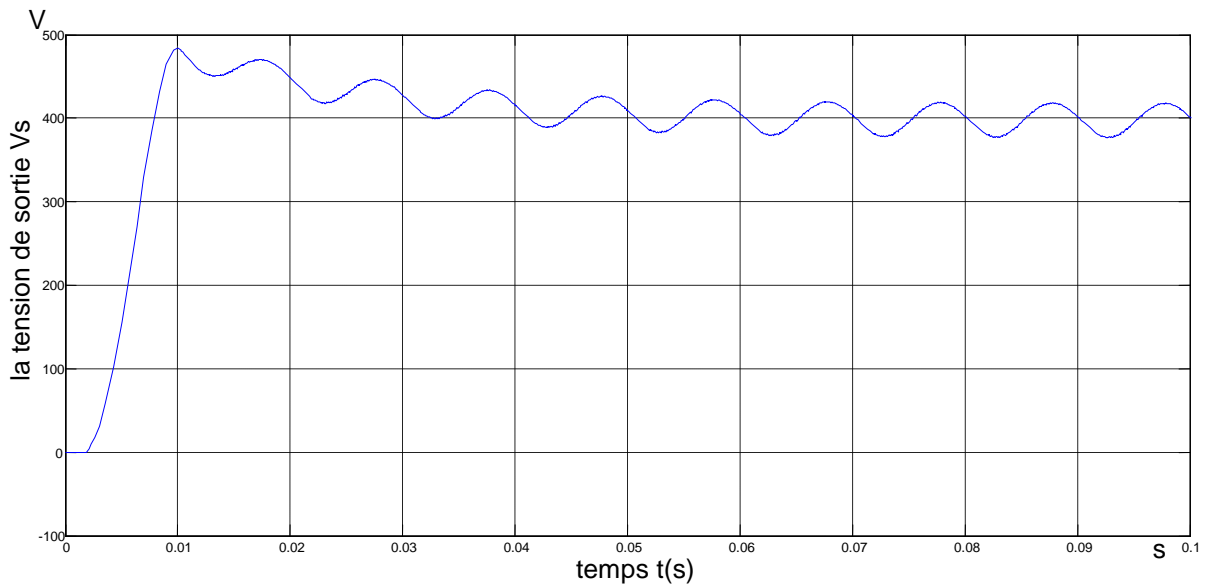


Figure III.19. la tension de sortie (V_s)

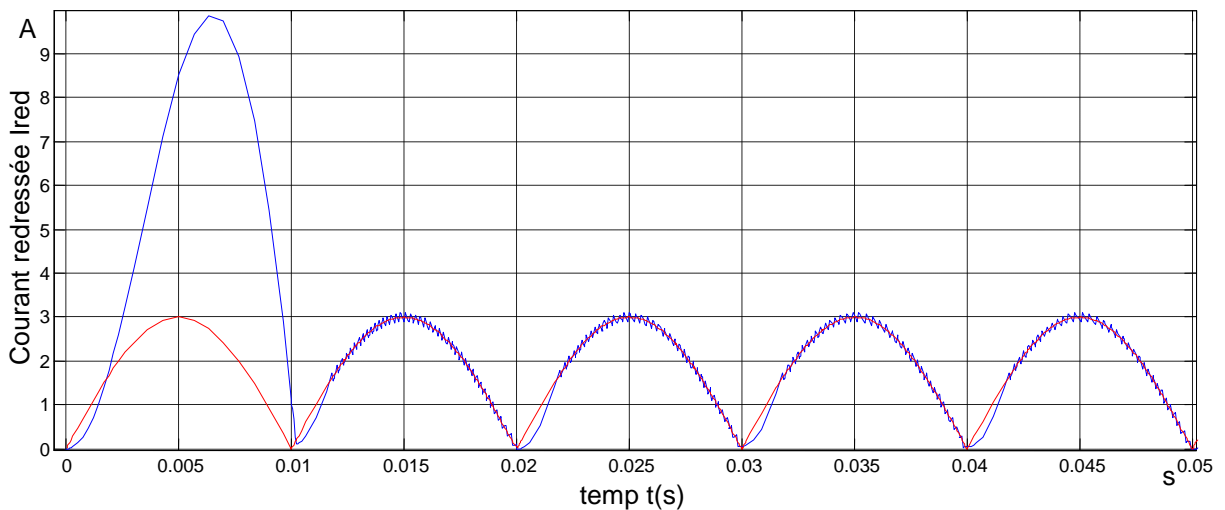


Figure III.20. courant redressée et sa référence

La consigne I_{ref} doit être en phase avec le secteur pour permettre un facteur de puissance unitaire.

On observe effectivement une poursuite correcte de la consigne dans la bande d'hystérésis imposée. La distorsion de I_{red} est en accord avec la remarque du au départ de chaque demi période secteur, la croissance du courant I_{red} est commandée par la mise à l'état ON du transistor. La vitesse de croissance de I_{red} est alors imposée par la tension V_{red} , la valeur de l'inductance L , et ceci sans rapport direct avec celle souhaitée. Il en résulte pendant

un certain temps, une loi d'évolution du courant I_{red} imposée et non corrigible par la commande.

$$P_{red} = V_M I_M / 2 \quad (3.7)$$

$$P_{ch} = V_s^2 / R \quad (3.8)$$

$$R = \frac{2\sqrt{V_s^2}}{V_M I_M} = \frac{2 \cdot 400^2}{230 \cdot 3\sqrt{2}} = 328 \Omega \quad (3.9)$$

pour t pour $0 \leq t \leq \tau$, on a la relation : $V_{red} = \frac{dI_{red}}{dt}$ (le transistor T reste à l'état ON car

$I_{red} < I_{ref}$) on en déduit $I_{red} = \frac{V_M}{L\omega} [1 - \cos(\omega t)]$

$$\tau = \frac{2}{\omega} \arctg \frac{L\omega I_M}{V_M} = 1.8m \quad (3.10)$$

d'où à l'instant $t = \tau$ tel que $(I_{red}) = (I_{ref}) = I_M \cdot \sin(\omega t)$

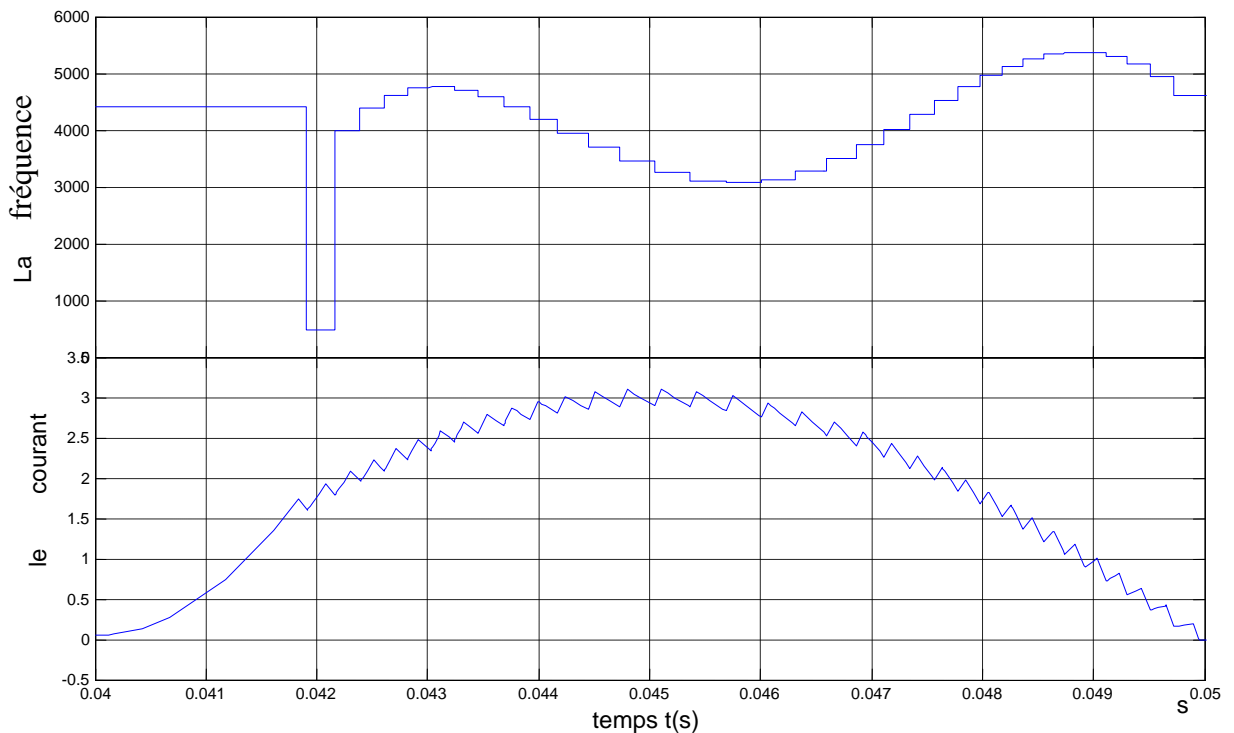


Figure III.21 .la fréquence et le courant redressée

Fréquence à la sortie du comparateur à hystérésis et relever l'évolution de la fréquence de découpage sur une $\frac{1}{2}$ période secteur. Comparer avec l'abaque du cours $(f_d)_{max} = f(L)$.

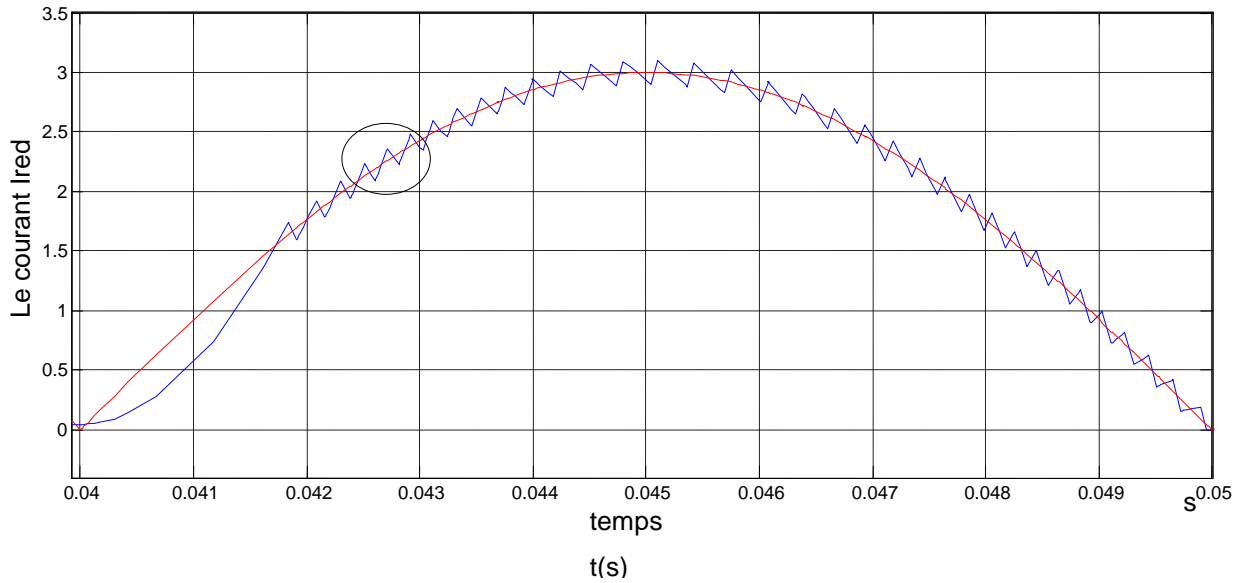


Figure III.22. le courant redresse I_{red} poursuite la consigne I_{ref} dans la bande d'hystérésis

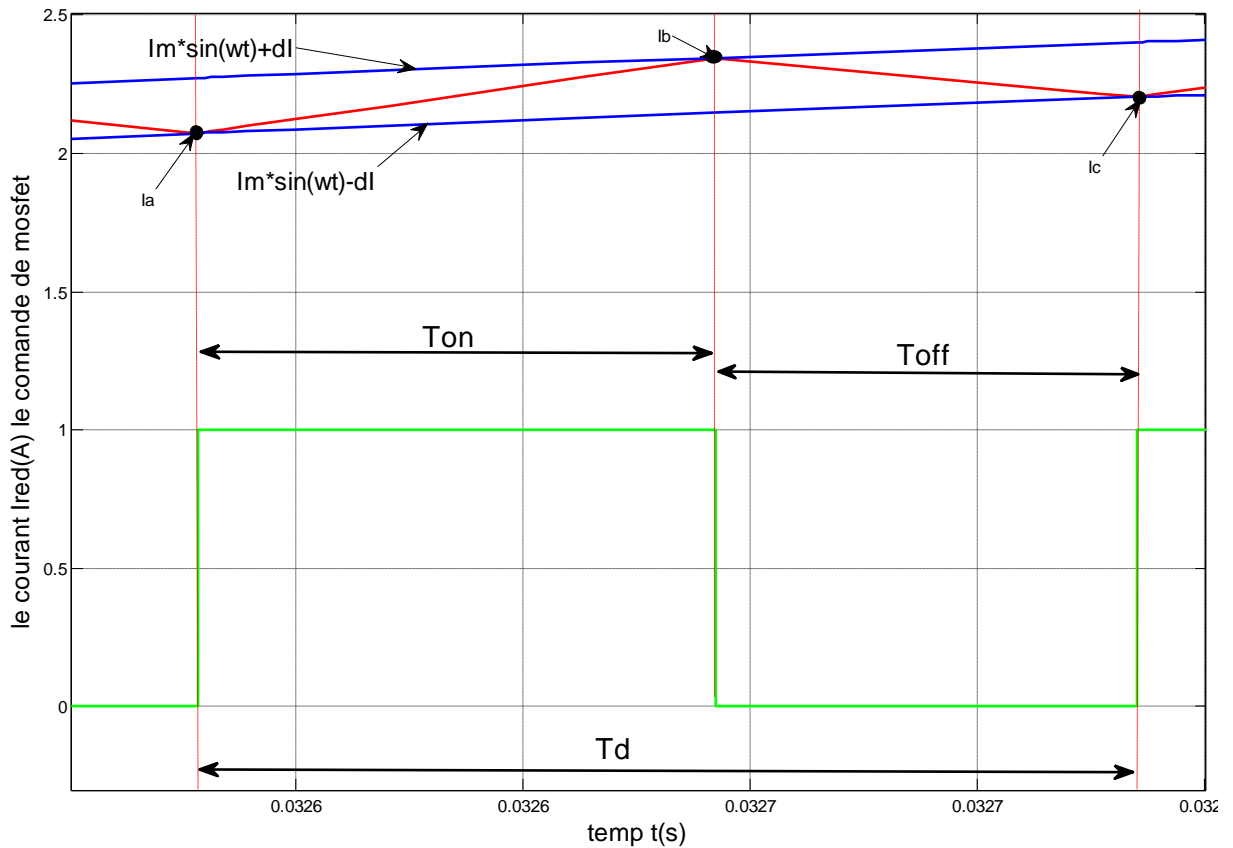


Figure III.23 fonctionnement de commande par hystérésis

La figure 23 explicite l'effet de la commande $C(t)$ du transistor sur l'évolution du courant I_{red} . Les changements d'état du signal $C(t)$ se produisent aux instants pour lesquels le courant I_{red} atteint par excès ou par défaut la référence I_{ref} à I près.

En considérant V_s constant et V_{red} constant sur une période de découpage, on peut écrire :

$$t_{on} = \frac{L}{V_{red}}(I_b - I_a) \quad (3.11)$$

$$t_{off} = \frac{L}{V_{red} - V_S}(I_c - I_b) \quad (3.12)$$

Avec :

$$V_{red} = V_M \sin(t)$$

$$I_a = I_M \sin(t) - I$$

$$I_b = I_M \sin(t + t_{on}) + I$$

$$I_c = I_M \sin(t + T) - I$$

On en déduit la fréquence de découpage :

Soit,

$$F_d = \frac{(V_M \sin(\omega t) - L\omega I_M \cos(\omega t)) * (V_S - V_M \sin(\omega t) + L\omega I_M \cos(\omega t))}{2 * L * V_S * \Delta I} \quad (3.13)$$

De l'égalité $\frac{d(F_d)}{d(\omega t)} = 0$ on en déduit l'expression d'un maximum de la fréquence en fonction de l'inductance L.

La figure (III.24) donne un exemple de courbe représentative pour : $V_M = 230\sqrt{2}$; $I_M = 3$; $V_S = 400V$; $I = 0.1A, 0.2A, 0.3A$.

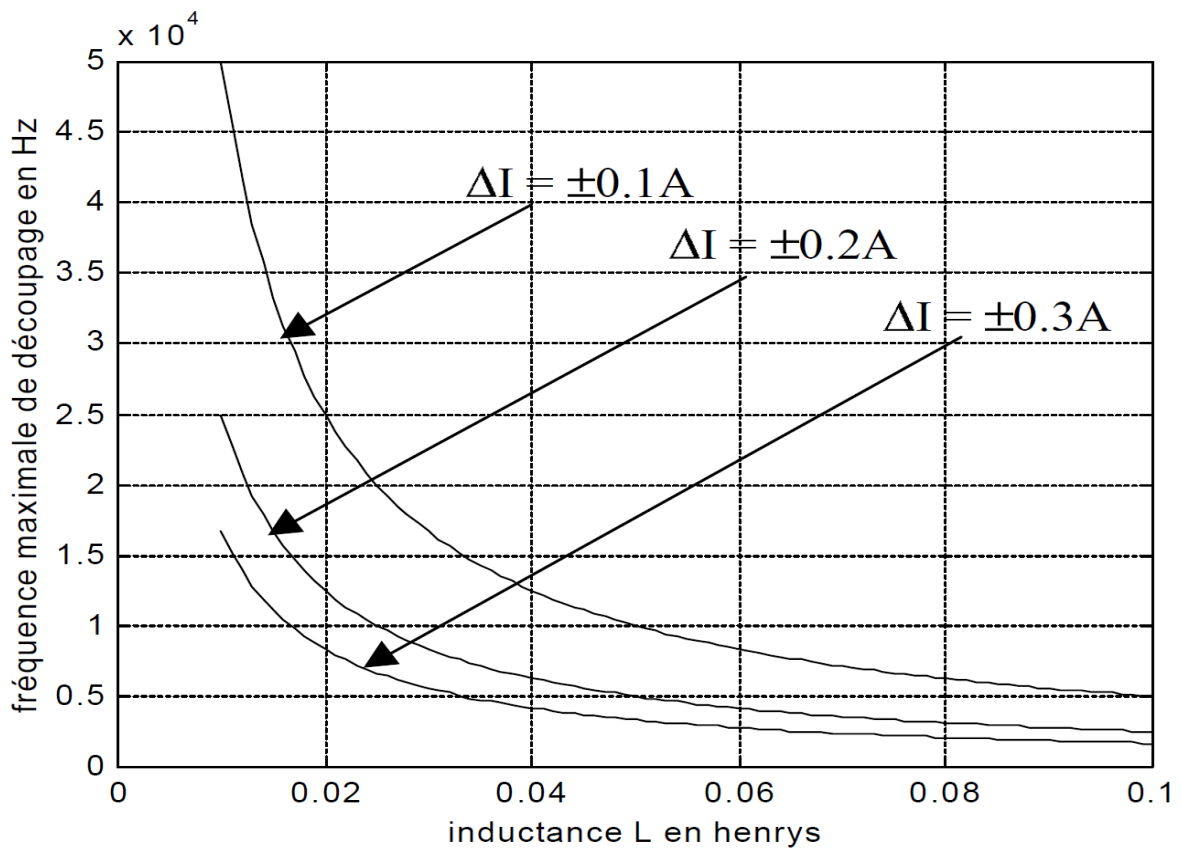


Figure III.24 fréquence maximale de découpage en HZ en fonction de l'inductance

Le réseau de courbes $(Fd)_{MAX}=f(L)$ de paramètre **I**, nous renseigne sur la valeur de **L** à choisir afin de limiter l'excursion en fréquence à une valeur compatible avec un savoir faire. Avec 0.1H la fréquence maximale est de 5 kHz. Cette fréquence relativement basse montre bien le contrôle par hystérésis sur la figure III.24 . Une simulation plus réaliste avec $L=0.02H$ et donc une fréquence maximale de 25 kHz permettrait des variations plus rapides du courant I_{red} autour de sa référence. Pour la suite de l'étude, nous supposons ces conditions satisfaites et feront alors l'hypothèse que à tout instant, $I_{red} \approx I_{ref}$.

III .6.3 ETUDE DE LA BOUCLE DE TENSION

Principe : la commande en courant impose la puissance moyenne $\frac{V_M \times I_M}{2}$ transmise à la charge. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension V_s d'évoluer selon la charge **R** dans le rapport $\frac{V_s^2}{2}$

En général, les utilisateurs demandent des générateurs de tension. Il s'en suit la nécessité d'une adaptation automatique de la puissance fournie à la charge selon ses variations pour maintenir V_s . Nous venons de dresser le cahier des charges d'une boucle de tension V_s dont le signal de commande agira sur l'amplitude du courant I_{ref} avec une contrainte de forme sinusoïdale. Le schéma de principe complet devient celui de la figure (III-25).

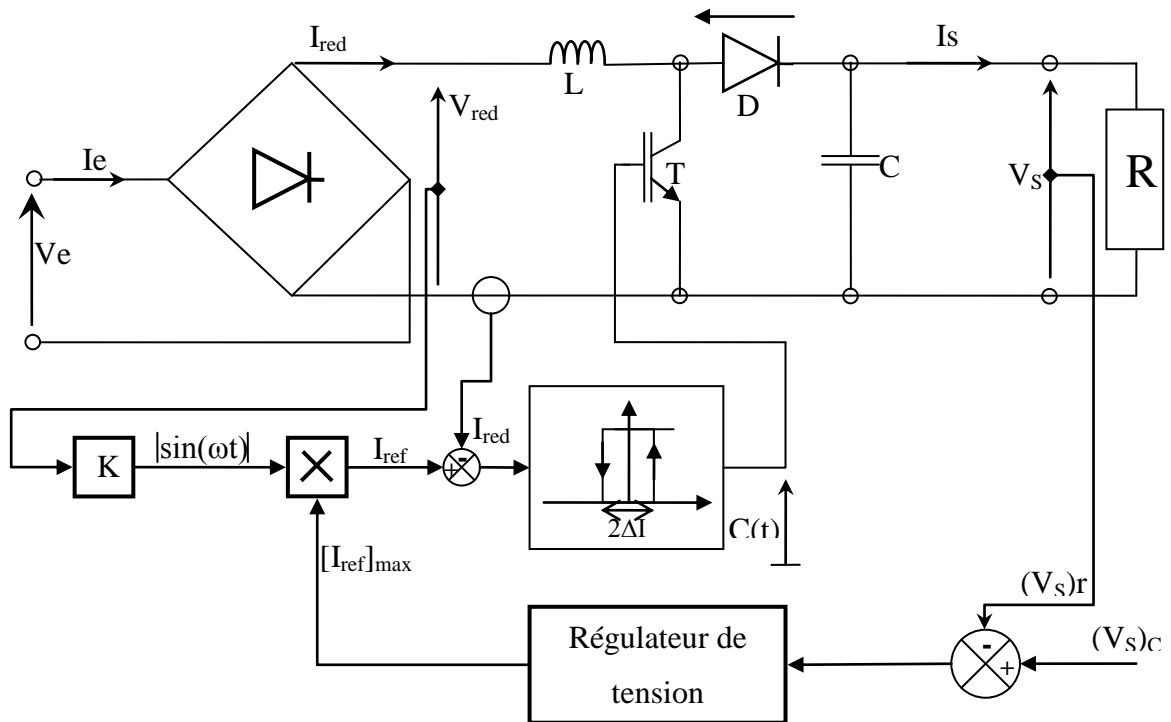


Figure III.25 boucle de tension

Une première remarque s'impose. La dynamique de réponse du régulateur de tension devra être suffisamment lente par rapport au 100Hz pour ne pas dégrader la contrainte de forme (quelque Hz en pratique).

Une seconde remarque concerne l'ondulation à 100Hz de V_s . Etant justement due à l'absorption sinusoïdale, il paraît illusoire que le régulateur cherche à la combattre en espérant maintenir cette absorption sinus. Trois solutions s'offrent à nous :

prélever V_s au travers d'un filtre éjecteur de fréquence centrale 100 Hz accroître la capacité de filtrage échantillonner/bloquer à 100 Hz la sortie du régulateur de tension filtrer la mesure.

Modélisation par bilan de puissances : faire l'approximation $I_{red} \approx I_{ref}$ est tout à fait légitime. En effet, une inductance L suffisamment faible pour réduire la durée de la distorsion du courant I_{red} et une fenêtre d'hystérésis très serrée font qu'au prix d'un accroissement de $(F_d)_{MAX}$, $I_{red}(t) \rightarrow I_{ref}(t)$. Cependant, poser $I_{red} = I_{ref}$ présente un inconvénient important pour la suite de l'étude car le signal de commande $C(t)$ n'est plus déterminé. L'état du transistor T et celui de la diode D ne peuvent plus s'exprimer. Nous perdons le lien mathématique entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

REMARQUE : les grandeurs électriques réelles telles que V_T , I_T , V_D , I_D , par nature discontinues, ne peuvent plus s'exprimer directement. Par contre on peut exprimer des grandeurs continues équivalentes dans leurs effets, sur le réglage du courant I_{red} et de la tension V_s . Pour éviter toute confusion avec les grandeurs réelles, nous leurs assignerons l'indice e pour équivalent.

Nous devons établir une relation qui ne prend pas en compte le fonctionnement du convertisseur. Cette relation procède de la remarque suivante :

Le transistor et la diode étant considérés parfaits, la puissance instantanée qu'ils dissipent est nulle (tension nulle à l'état passant, courant nul à l'état bloqué, commutations instantanées).

Sous cette hypothèse, un bilan de puissance sera indépendant de la présence du convertisseur.

Soit:

$$(P)_{red} = V_{red_e} * I_{red_e} = (V_L * I_{red_e}) + (V_{Te} * I_{red_e}) = (P)_{inductance} + V_{Te} * (I_{Te} + I_{De}) \quad (3.14)$$

$$(P)_{red} = (P)_{ind} + 0 + (V_{De} + V_{Se}) * I_{De} = (P)_{ind} + 0 + 0 + V_{Se} * I_{de} \quad (3.15)$$

$$(P)_{red} = (P)_{ind} + (P)_{charge} \quad (3.16)$$

avec $I_{red_e} = I_M \sin(\omega t)$, la relation devient :

$$V_M I_M \sin^2(\omega t) = V_M I_M (1 - \cos(2\omega t)) / 2 = L (I_M)^2 \sin(\omega t) \cos(\omega t) + (P)_{charge}$$

Soit :

$$\frac{V_M I_M}{2} - \frac{I_M}{2} [V_M \cos(2\omega t) + L\omega I_M \sin(2\omega t)] = (p)_{charge} \quad (3.17)$$

pour que la distorsion du courant I_{red} soit réduite, il faut respecter la condition $L\omega I_M \ll V_M$
 Cette condition est censée être satisfaite puisque nous avons posé l'hypothèse d'étude $I_{red} \approx I_{ref}$, d'où :

$$V_M I_M (1 - \cos(2\omega t)) / 2 \approx V_{Se} * I_{De} \quad (3.18)$$

$$\bar{P}(1 - \cos(2\omega t)) = V_{Se} * \left[C \frac{dV_{Se}}{dt} + \frac{V_{Se}}{R} \right] \quad \text{avec} \quad V_{Se} = \bar{V}_S + \delta V_S \quad (3.19)$$

pour la valeur moyenne plus l'ondulation à 100Hz

En pratique, un cahier des charges impose un taux d'ondulation de la tension de sortie. Fixons des valeurs usuelles telles que $\frac{\delta V_S}{\bar{V}_S} < 0.1$. Dans ces conditions la relation se simplifie et devient :

$$\bar{P}(1 - \cos(2\omega t)) \cong \left[C \frac{d\delta V_S}{dt} + \frac{\bar{V}_S}{R} \right] * \bar{V}_S \quad (3.20)$$

Par identification, on obtient :

$$\bar{P} = \frac{\bar{V}_S^2}{R} \quad \text{et} \quad -\frac{\bar{P} \cos(2\omega t)}{\bar{V}_S} = C \frac{d\delta V_S}{dt} \quad (3.21)$$

Ces 2 égalités traduisent le fait que le circuit RC agit comme un véritable séparateur de la composante continue et de la composante à 100Hz du courant I_{de} dans la mesure où la tension V_{se} conserve une valeur moyenne V_S grande devant l'ondulation V_S . On en déduit,

$$\delta V_S = \frac{\bar{P}}{2C\omega \bar{V}_S} \sin(2\omega t) \quad \text{soit} \quad C \geq 10 * \frac{\bar{P}}{2\omega \bar{V}_S^2} \quad (3.22)$$

Le raisonnement par les bilans de puissance fournit une expression utilisable pour modéliser le système et assurer l'asservissement de la tension V_S .

Calcul du correcteur de tension : pour le calculer on peut chercher à simplifier encore le modèle en vue de le linéariser.

La simulation devra permettre de conclure quant à la validité de la démarche. Il est certain que l'ondulation à 100 Hz de la tension de sortie n'intéresse en rien le calcul du correcteur de tension dont la bande passante sera très faible (quelques Hz en pratique), pour satisfaire la contrainte de forme du courant Ired.

On peut donc sans modifier le résultat, considérer que l'équation établie aux puissances instantanées peut être réduite à celle des puissances moyennes. La différence essentielle concernera la disparition des ondulations à 100Hz de cette tension, ondulations dues à la puissance fluctuante.

L'action du correcteur sera de maintenir la valeur moyenne de la tension de sortie et non la valeur instantanée.

Sous cette hypothèse, la relation devient :

$$V_M I_M / 2 \approx V_{S0} \left(C \frac{dV_{S0}}{dt} + \frac{V_{S0}}{R} \right) \quad (3.23)$$

L'indice "o" est utilisé pour rappeler que seule la valeur moyenne de Vs est exprimée dans cette équation. Le réglage de Vso (sortie) est rendu possible par action sur l'amplitude d'Im (entrée) du courant Ired. La contrainte de forme du courant Ired est supposée respectée. On en conclue que le réglage de Vso par IM nécessite des variations très lentes de Im par rapport au 50Hz.

Malheureusement, le calcul du correcteur de tension reste très délicat car l'équation du système reste non linéaire. On peut néanmoins linéariser l'équation autour d'un point de fonctionnement afin de déterminer un correcteur dans le cadre d'une théorie linéaire. L'utilisation de la simulation permettra de vérifier le bien fondé ou non de la méthode en soumettant le système à différentes excitations.

On écrit

$$\frac{V_{S0}^2}{R} + \frac{C}{2} * \frac{dV_{S0}^2}{dt} = \frac{V_M * I_M}{2} \text{ avec } [V_{S0}]^2 = [(V_{S0})_{\text{repos}} + \delta V_{S0}]^2 \text{ pour}$$

$$I_M = (I_M)_{\text{repos}} + \delta I_M \text{ et}$$

$$\frac{(V_{S0})_{\text{repos}}^2}{R} = \frac{V_M * (I_M)_{\text{repos}}}{2}$$

Utilisons de nouveau la bonne règle du 1/10. Si $(\delta V_{S0})^2 \leq \frac{(V_{S0})_{\text{repos}}^2}{10}$ alors :

$$V_{S0}^2 \cong (V_{S0})_{\text{repos}}^2 + 2 * \delta V_{S0} * (V_{S0})_{\text{repos}}$$

On obtient la fonction de transfert du premier ordre suivante :

$$\frac{\delta V_{S0}}{\delta I_M} = \frac{V_M}{4 * (V_{S0})_{repos}} * \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}P} \quad (3.24)$$

Cette fonction de transfert ne nous cantonne pas à des variations microscopiques autour d'un point de repos mais jusqu'à $\frac{1}{\sqrt{10}}(V_S)_{repos}$. Pour $(V_{S0})_{repos} = 400V$, des variations jusqu'à 126V doivent donner une bonne similitude de la réponse à celle d'un premier ordre. La nécessité de fonctionner à $V_{S0} > V_M$, nous permet une modélisation linéaire du dispositif même pour de fortes variations de la tension Vs. On aboutit à un schéma très conventionnel de l'asservissement de tension, soit :

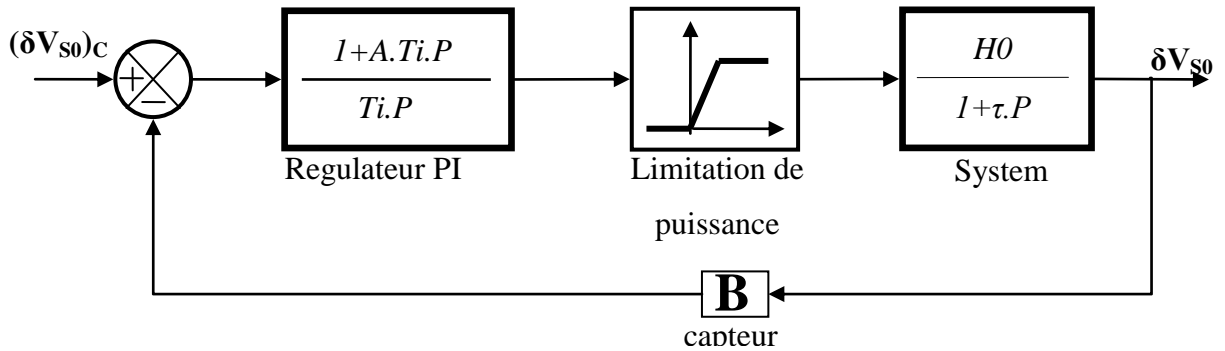


Figure III.26 schéma conventionnel de l'asservissement de tension

Le calcul du correcteur PI peut alors s'opérer de façon classique par compensation du pôle dominant et l'imposition d'une dynamique en boucle fermée, d'où $A * T_i = R * C / 2$.

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\delta V_{S0}}{(\delta V_{S0})_c} = \frac{1}{B} * \frac{1}{1 + \frac{T_i}{H_0 * B} * P} \quad (3.25)$$

de pulsation de coupure :

$$\frac{1}{2 * \pi * f_c} = \frac{T_i}{\frac{V_M * R}{4 * (V_{S0})_{repos}} * B} \quad (3.26)$$

On en déduit les deux paramètres du correcteur, soit :

$$T_i = \frac{B * R * V_M}{8 * \pi * (f_c)_{BF} * (V_{S0})_{repos}} \quad (3.27)$$

$$A = \frac{R * C}{2 * T_i} \quad (3.28)$$

III.7 SIMULATION

La tension secteur vaut 325V max. La référence de courant I_{ref} sera de 3A crête. On donne $L = 0.02H$; $C = 10^{-4}F$. $R=328$, $C=1e^{-4}F$, $B=10/400$, $(V_{s0})_{reps}=400V$

Pour la commande en fourchette, utiliser le relais à seuil (bibliothèque non linéaire de simulink) dont les transitions 0/1 seront déterminées pour une erreur en courant de 0.1A.

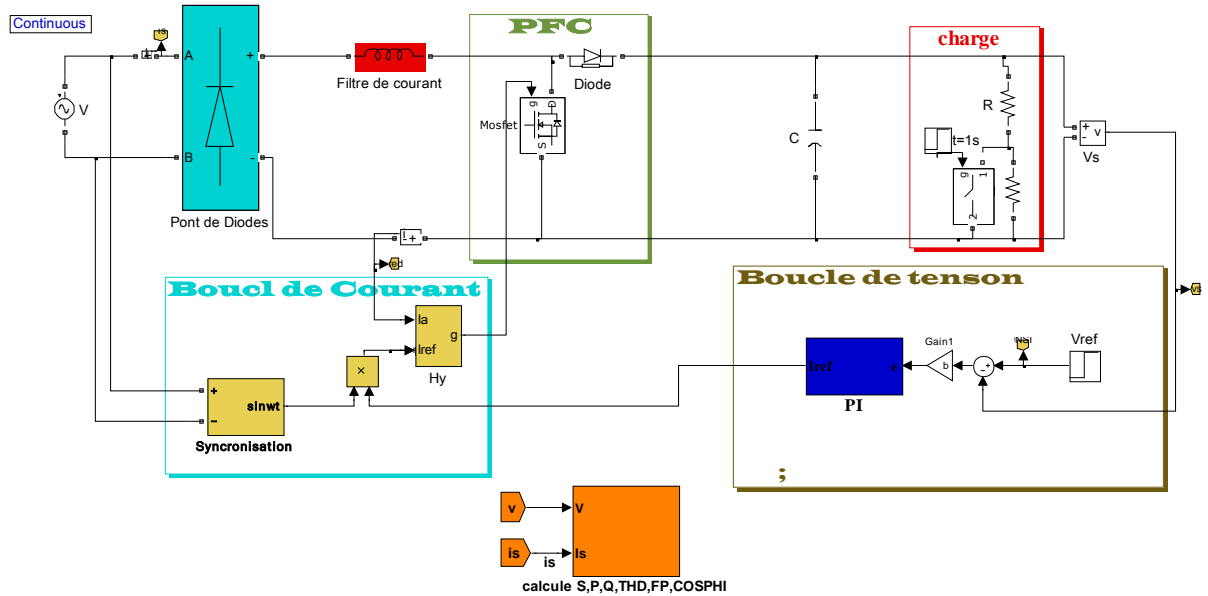


Figure III.27 schéma de simulation d'une poste PFC, régulateur PI

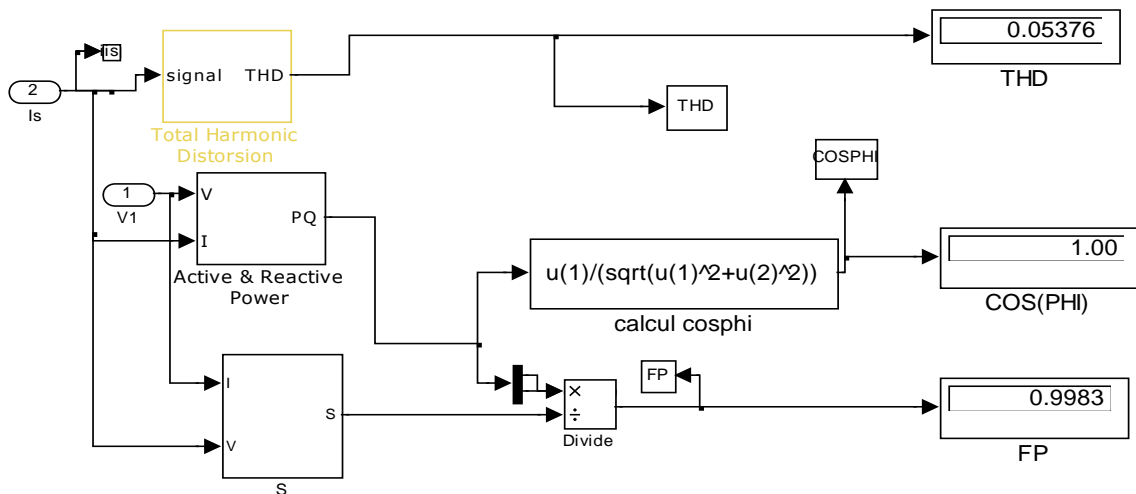


Figure III.28 block de calcul FP cos(phi) THD

On propose deux fréquences de coupure, soit :

- 1) $F_c = 5\text{Hz}$ ($T_i = 53 \times 10^{-3}$ et $A = 0.31$),
- 2) $F_c = 20\text{Hz}$ ($T_i = 13 \times 10^{-3}$ et $A = 1.26$)

III .7.1.Etude statique

Consigne variable $V_s = 400\text{V} \rightarrow 500\text{V}$

1)- $F_c = 5\text{Hz}$ ($T_i = 53 \times 10^{-3}$ et $A = 0.31$)

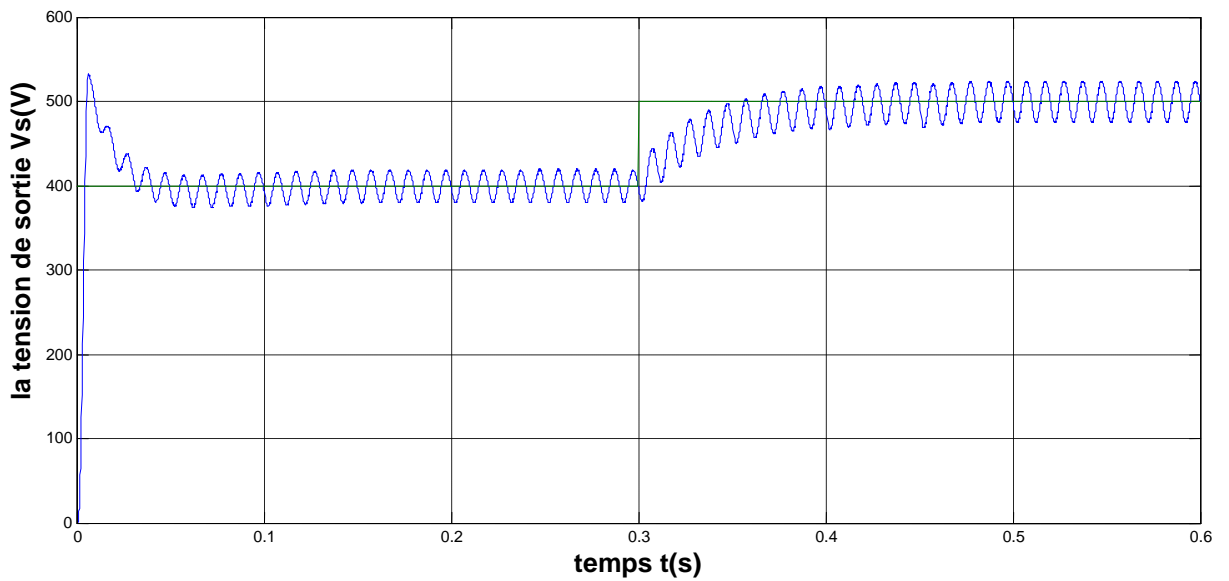


Figure.III.29. réponse indicielle $F_c = 5\text{Hz}$

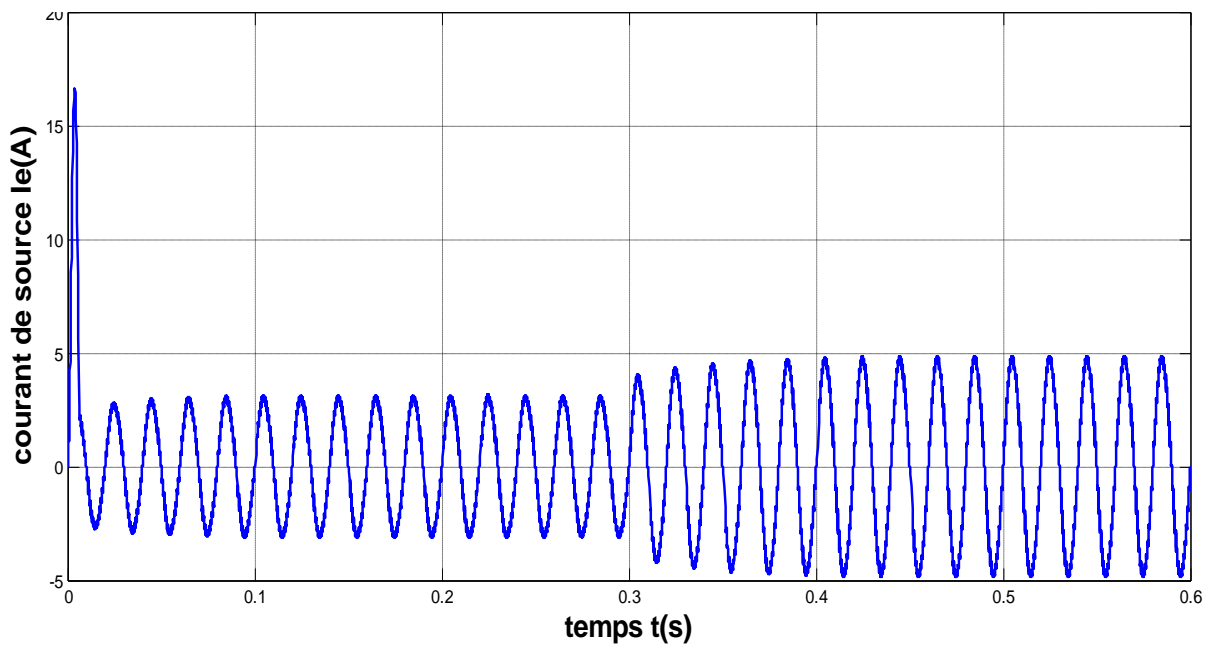


Figure.III.30.le courant de source

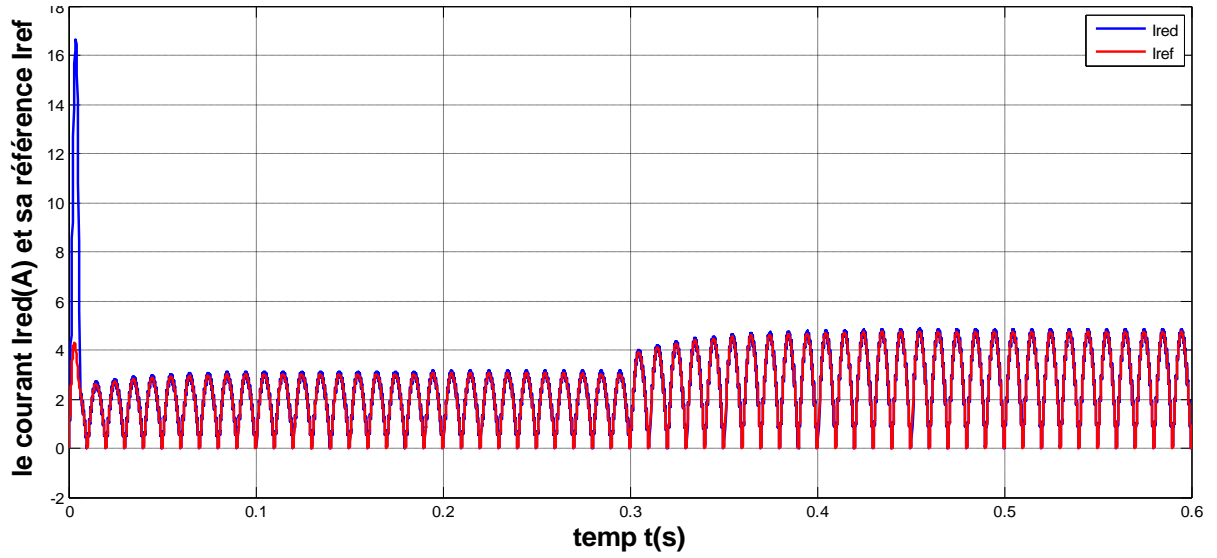


Figure.III.31.le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}

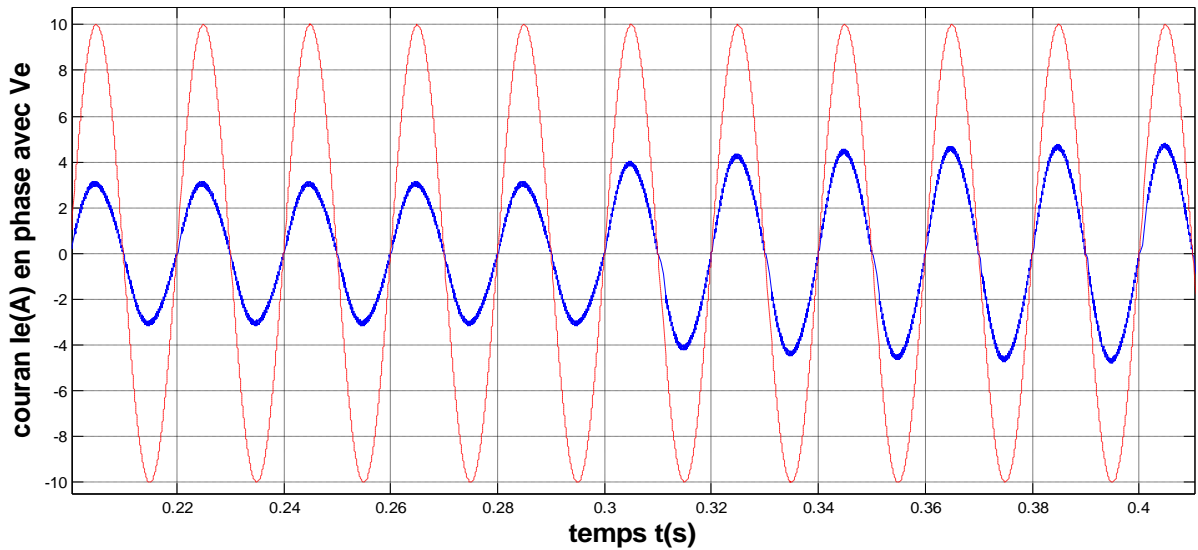


Figure.III.32.le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e

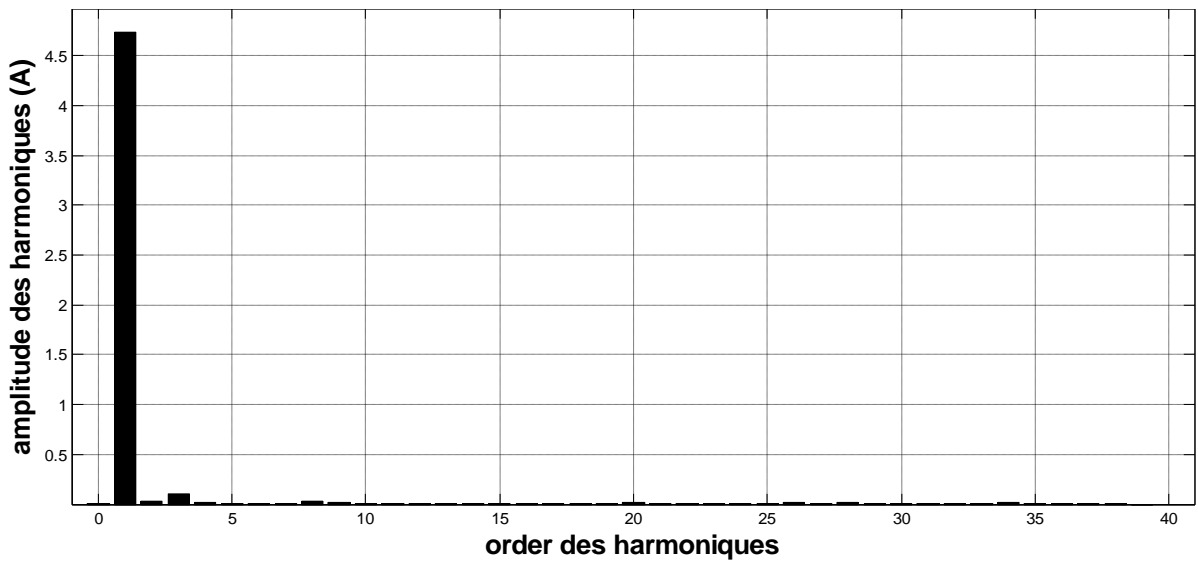


Figure.III.33.les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

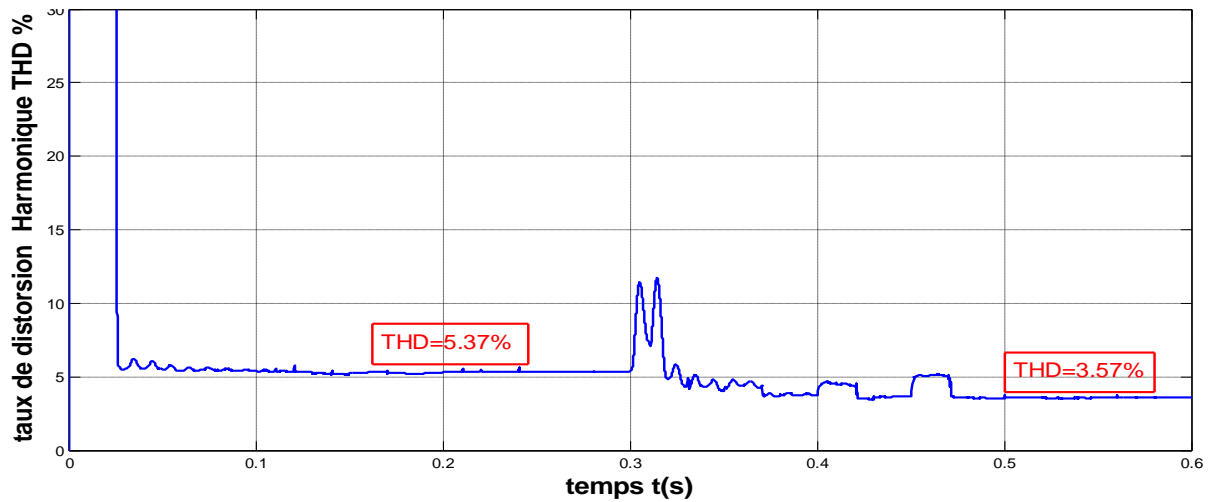


Figure.III.34. la variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps

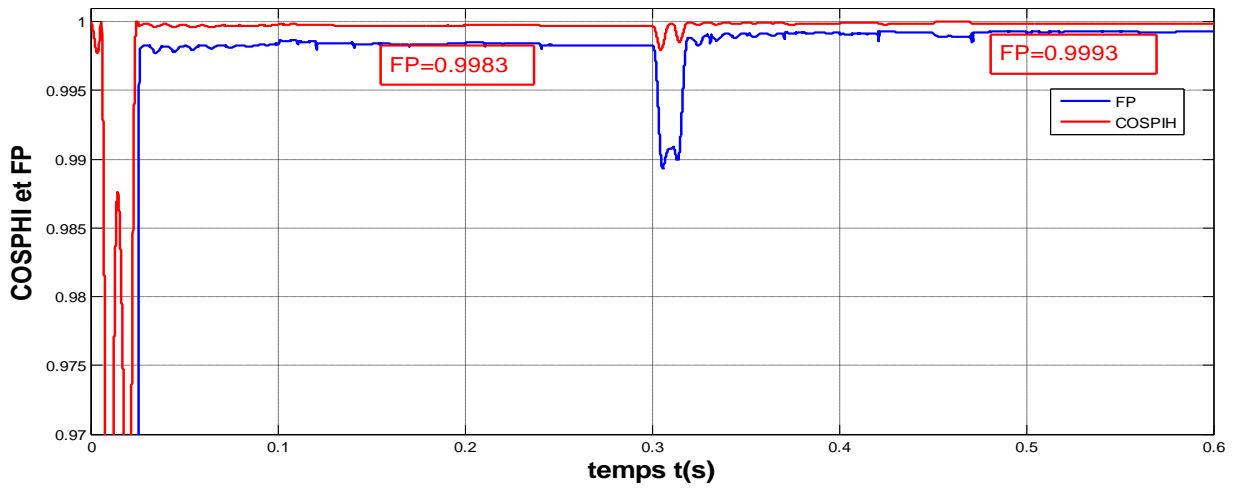


Figure.III.35. la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps

2)- $F_c=20\text{Hz}$ ($T_i=13e-3$ et $A=1.26$),

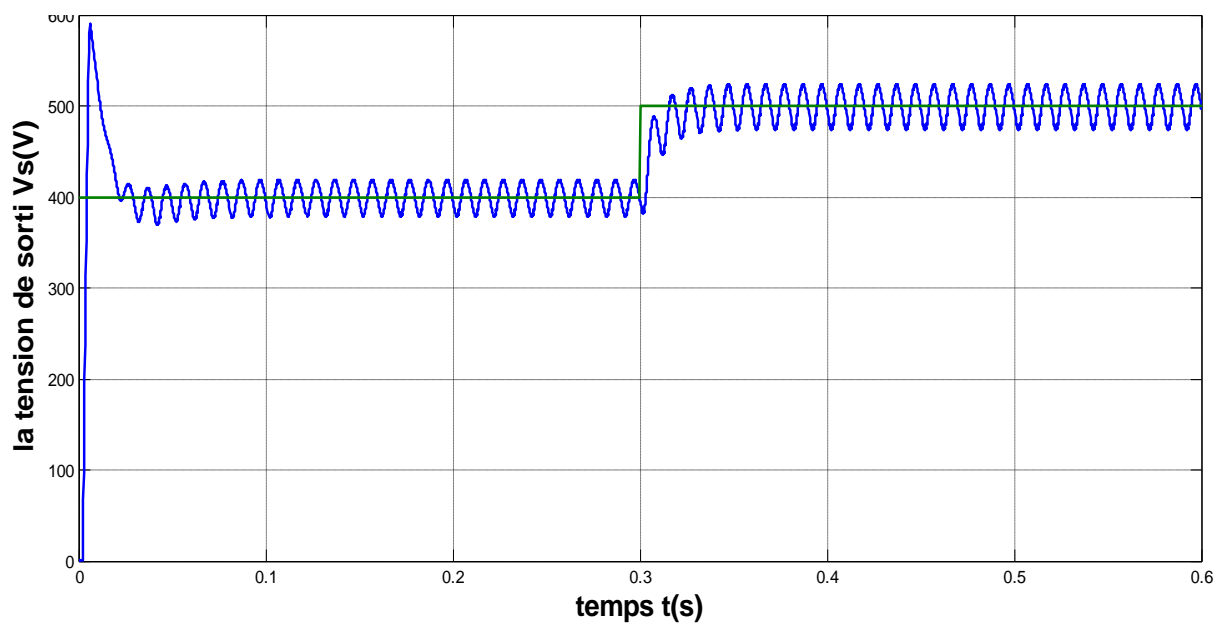


Figure.III.36. réponse indicielle $F_c=20\text{Hz}$

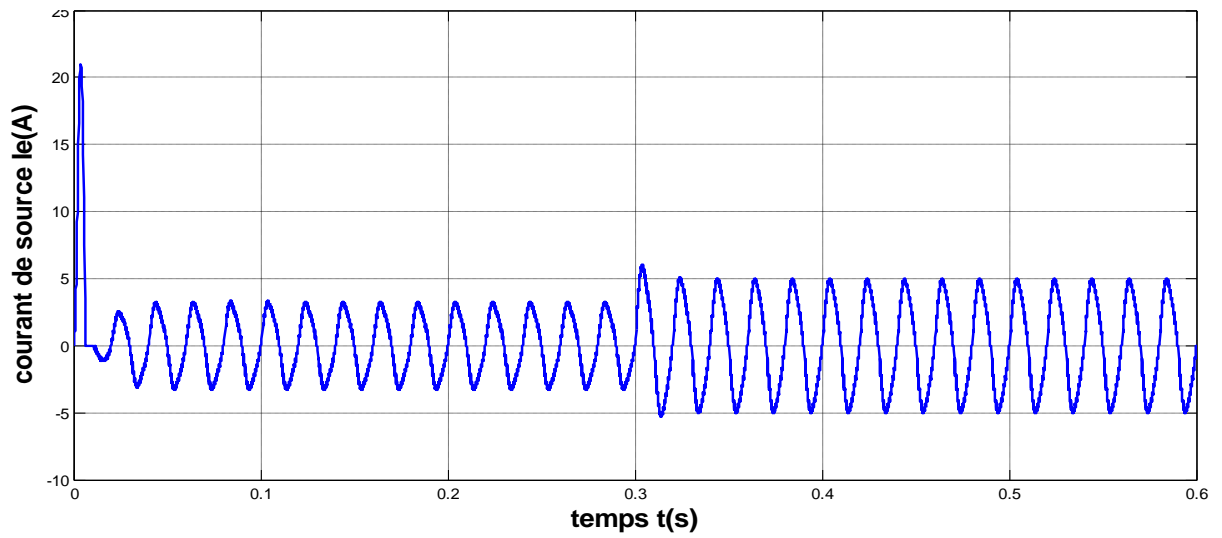


Figure.III.37. le courant de source

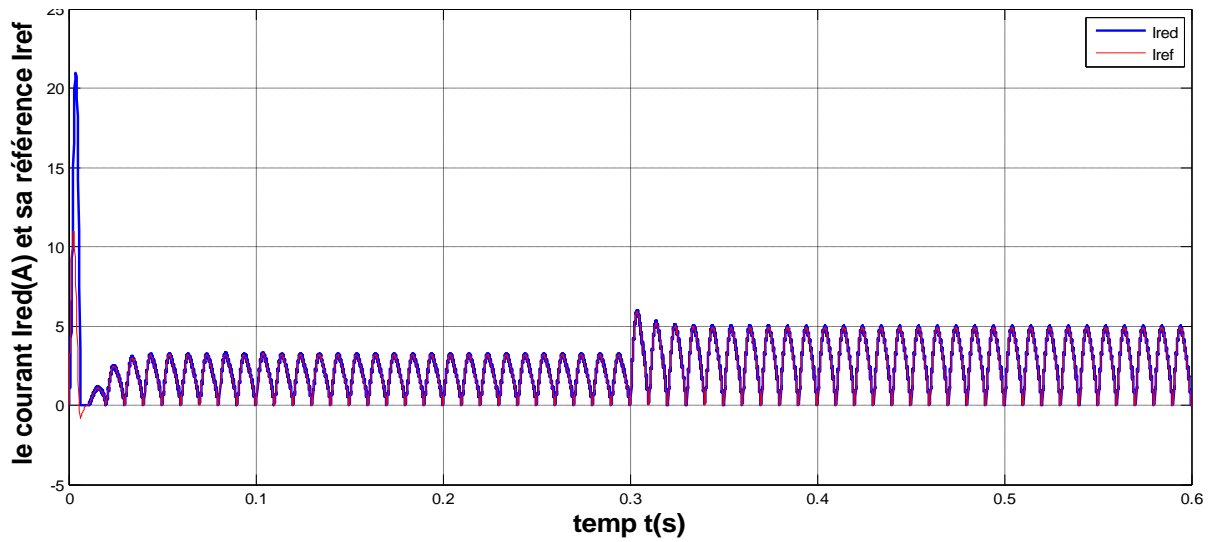


Figure.III.38. le courant redressée Ired avec sa référence Iref

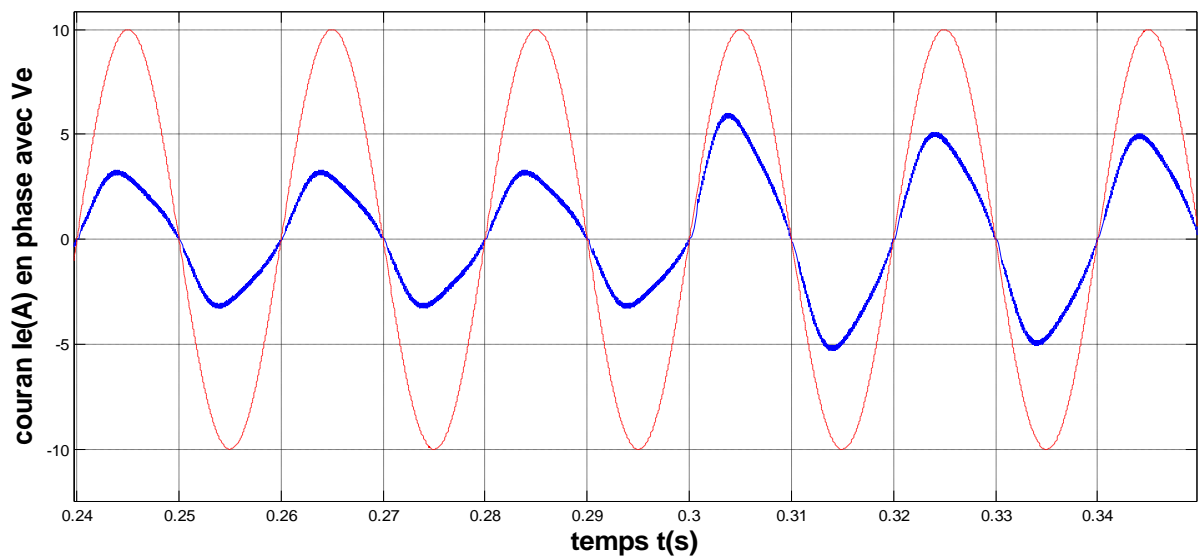


Figure.III.39. le courant de source Ie en phase avec la tension de source Ve

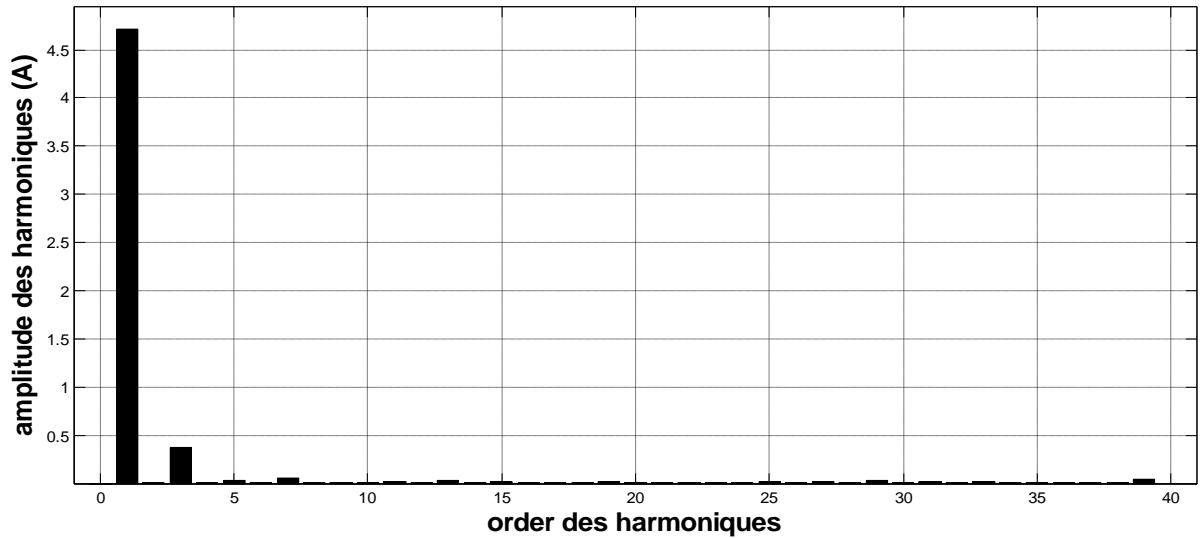


Figure.III.40.les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

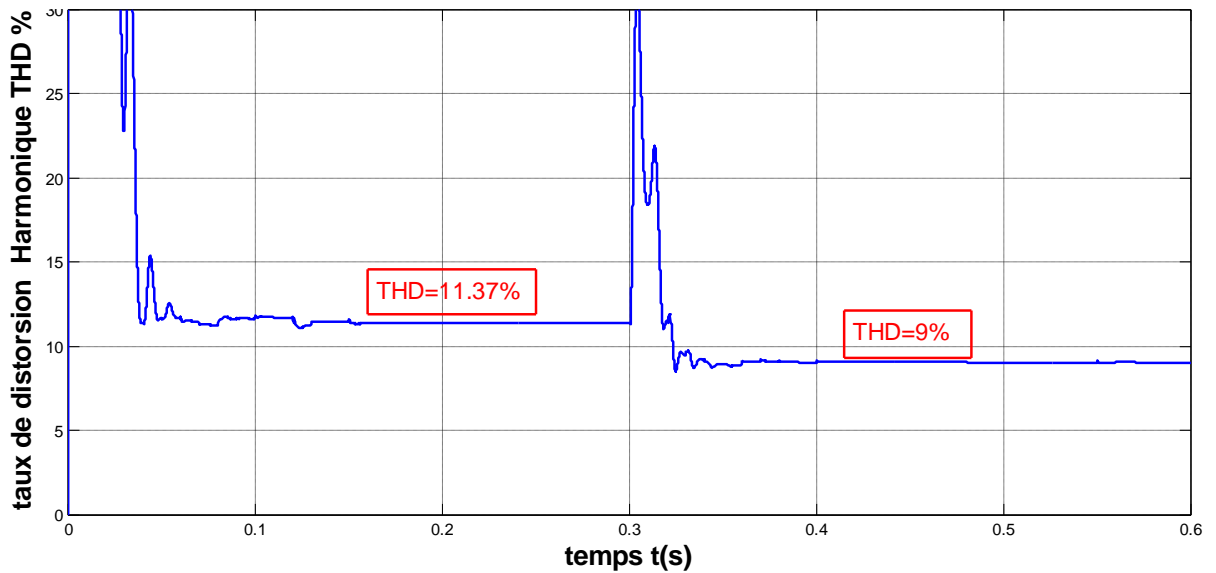


Figure.III.41.le variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps

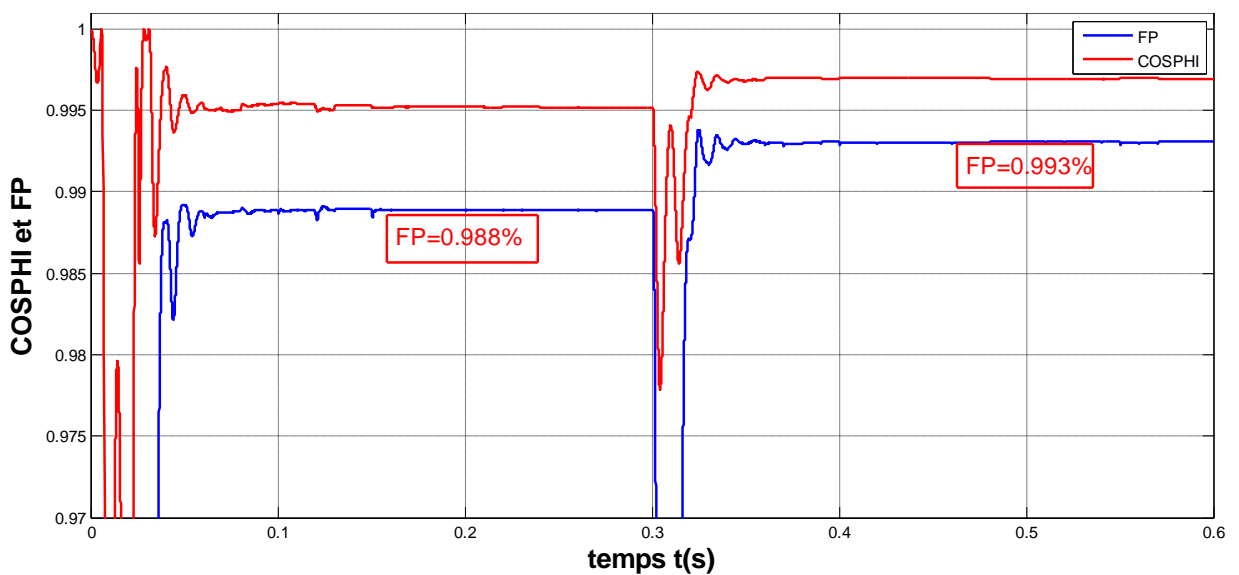


Figure.III.42.la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps

III.7.2.TUDE DYNAMIQUE : charge variable $R=328\Omega$ à $R=656\Omega$

1)- $F_c= 5\text{Hz}$ ($T_i=53\text{e-}3$ et $A=0.31$)

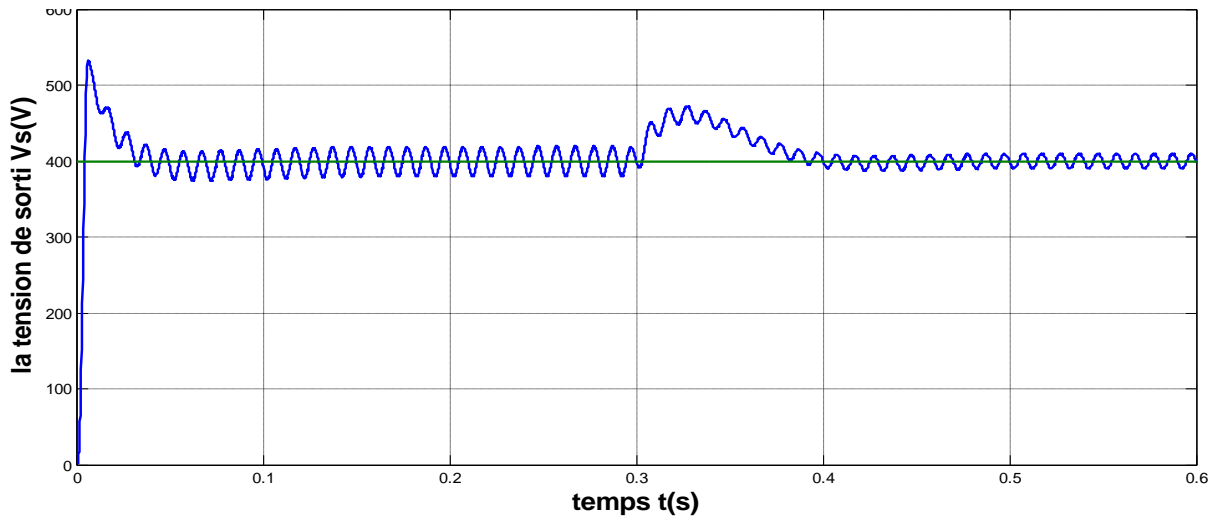


Figure.III.43. réponse indicielle $F_c=5\text{Hz}$

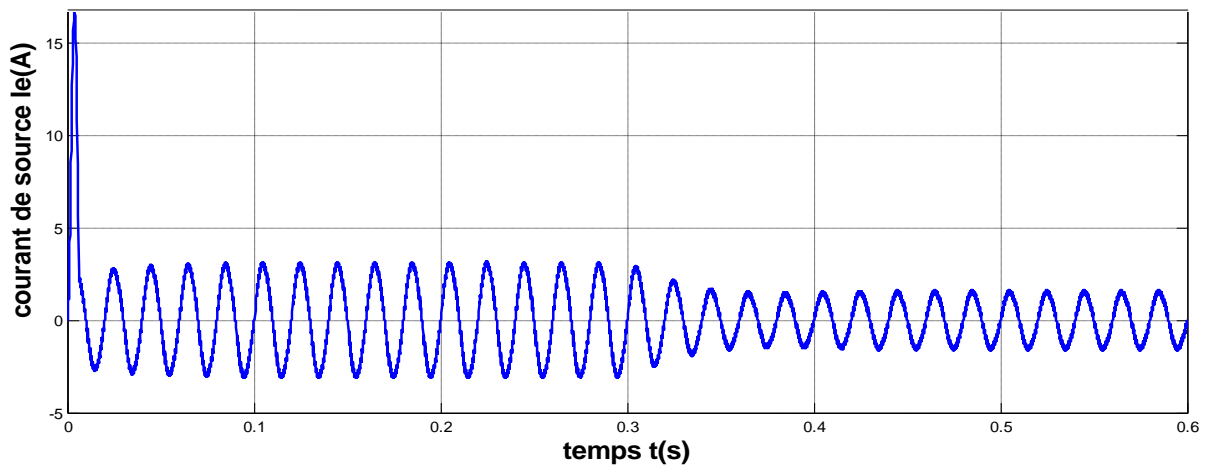


Figure.III.44 .le courant de source

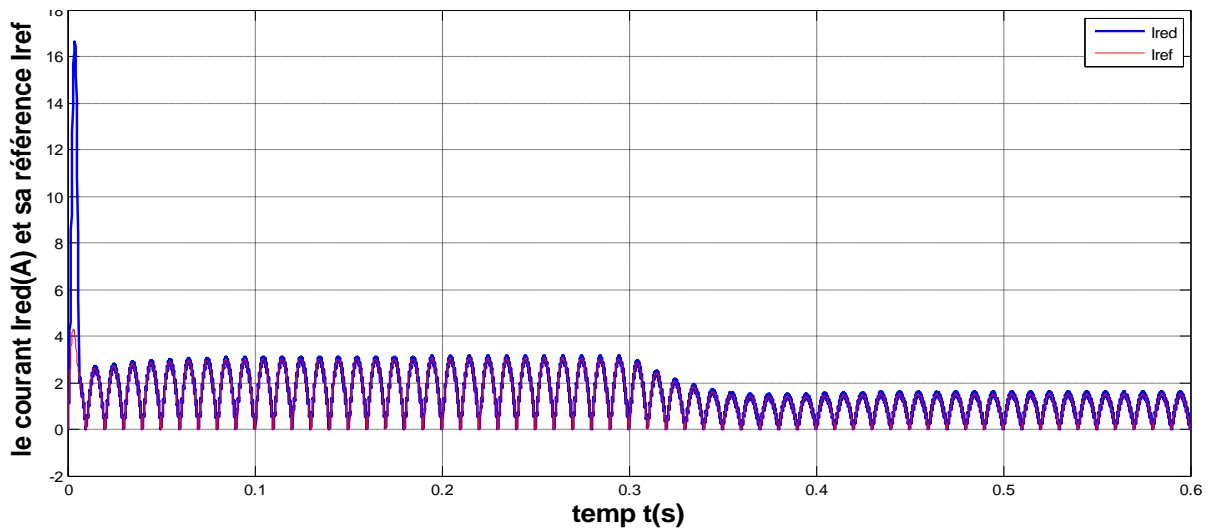


Figure.III.45 le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}

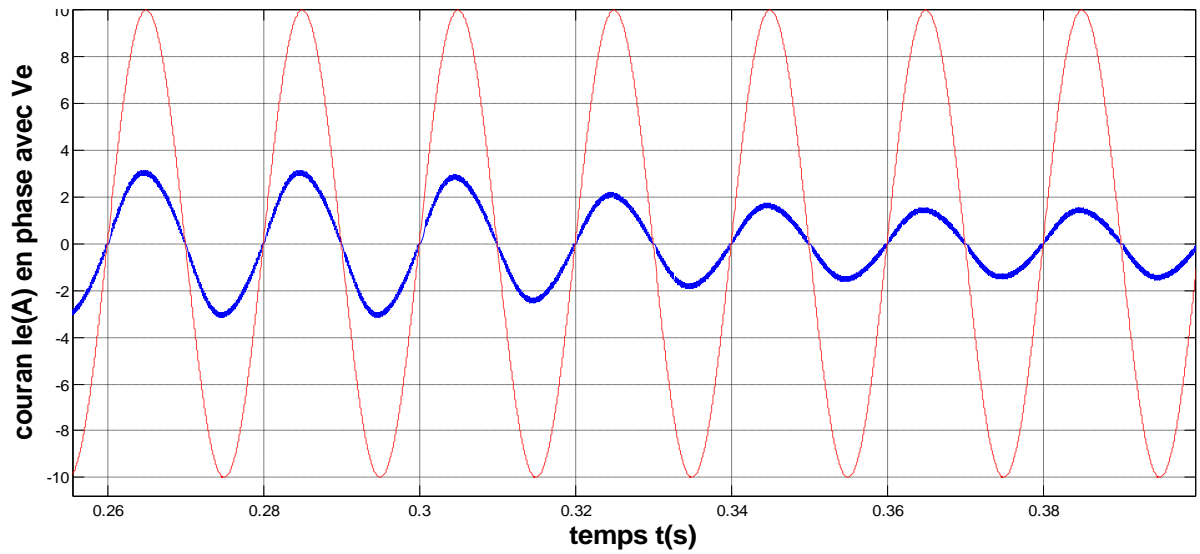


Figure.III.46 .le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e

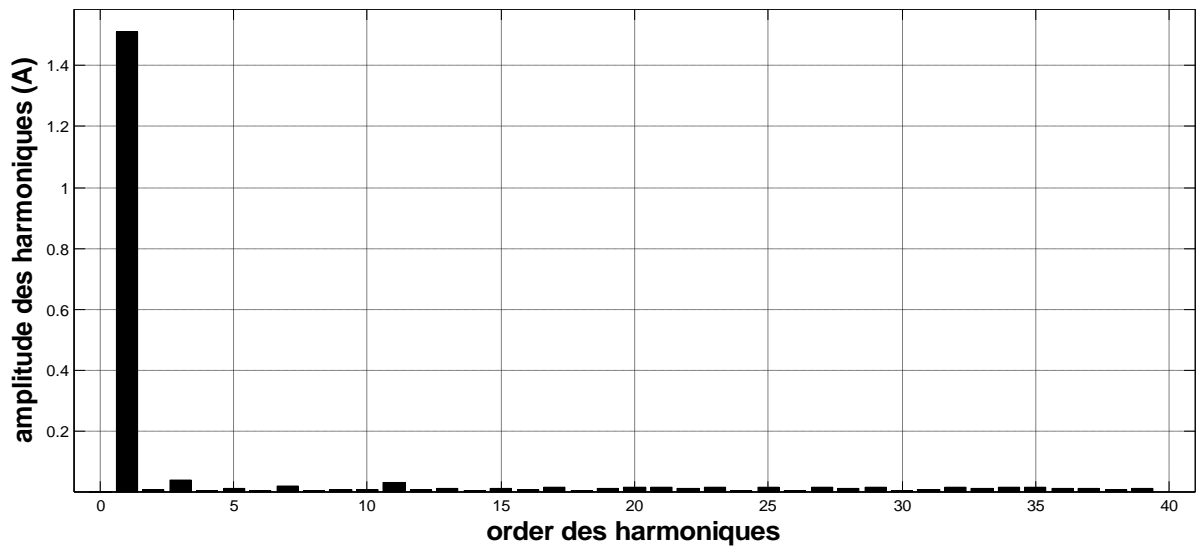


Figure.III.47.les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

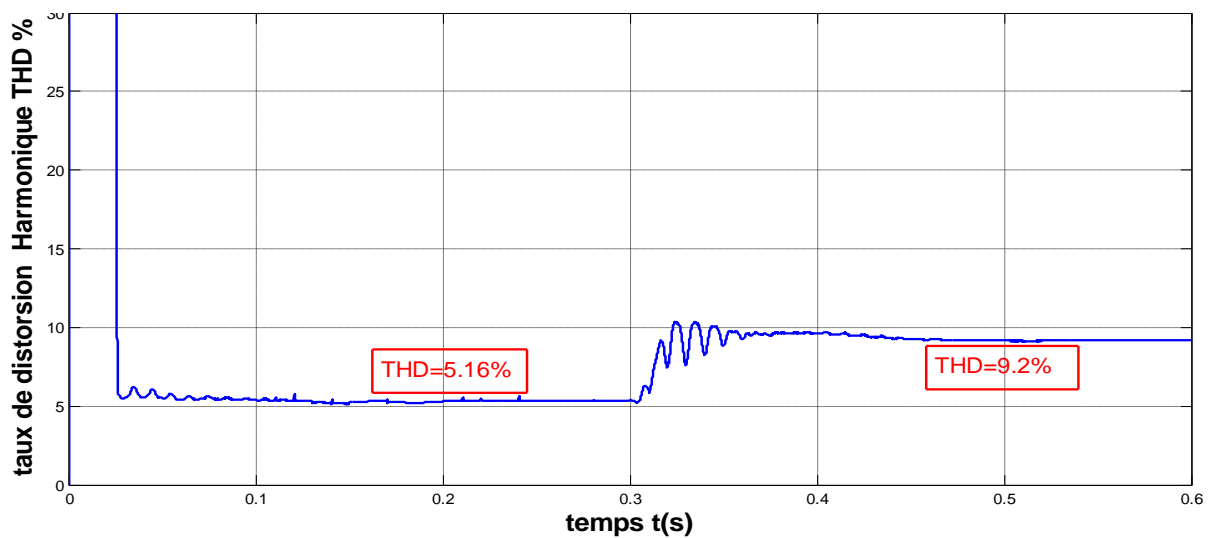


Figure.III.48.le variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps

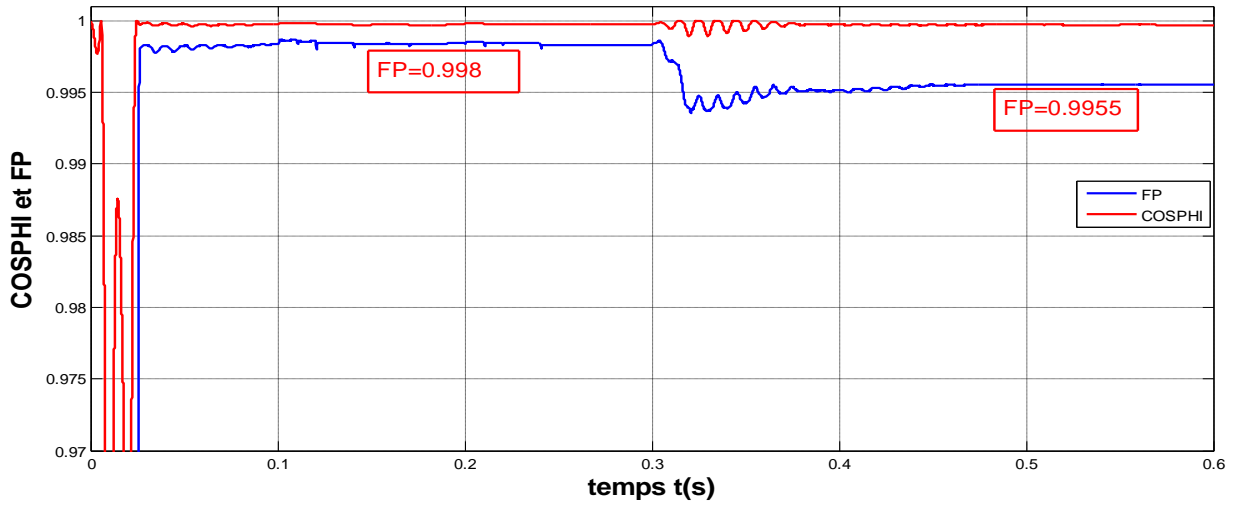


Figure.III.49 la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps

1)- $F_c= 20\text{Hz}$ ($T_i=53e-3$ et $A=0.31$)

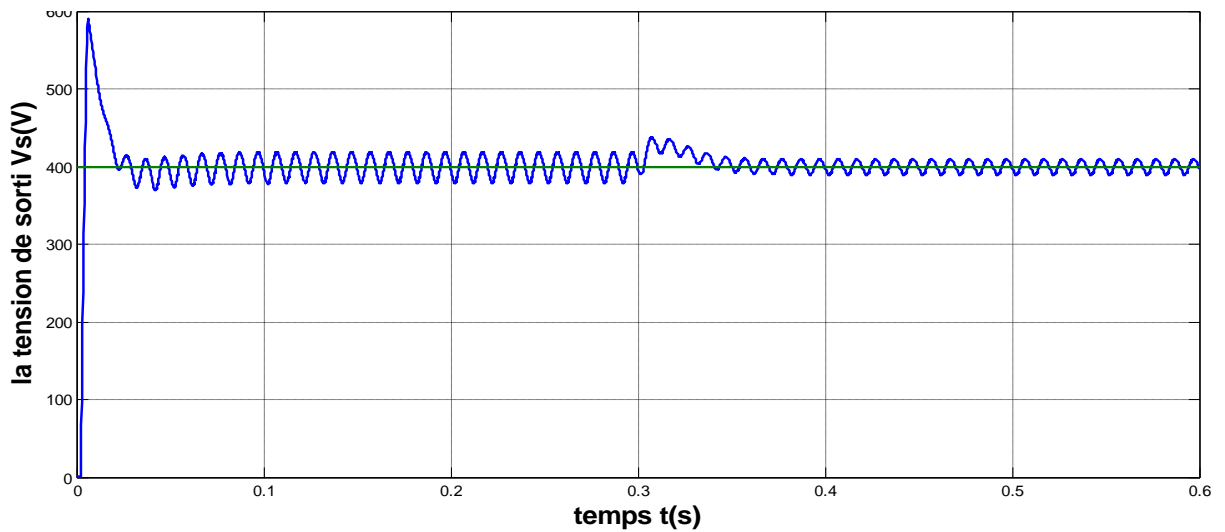


Figure.III.50. réponse indicielle $F_c=20\text{Hz}$

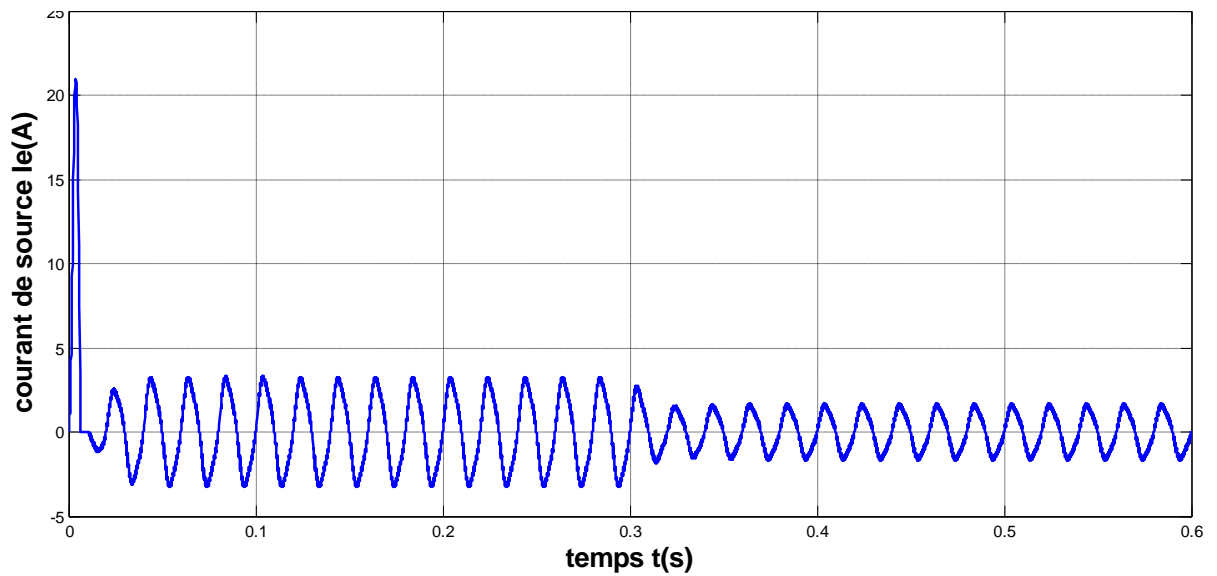


Figure.III.51. le courant de source

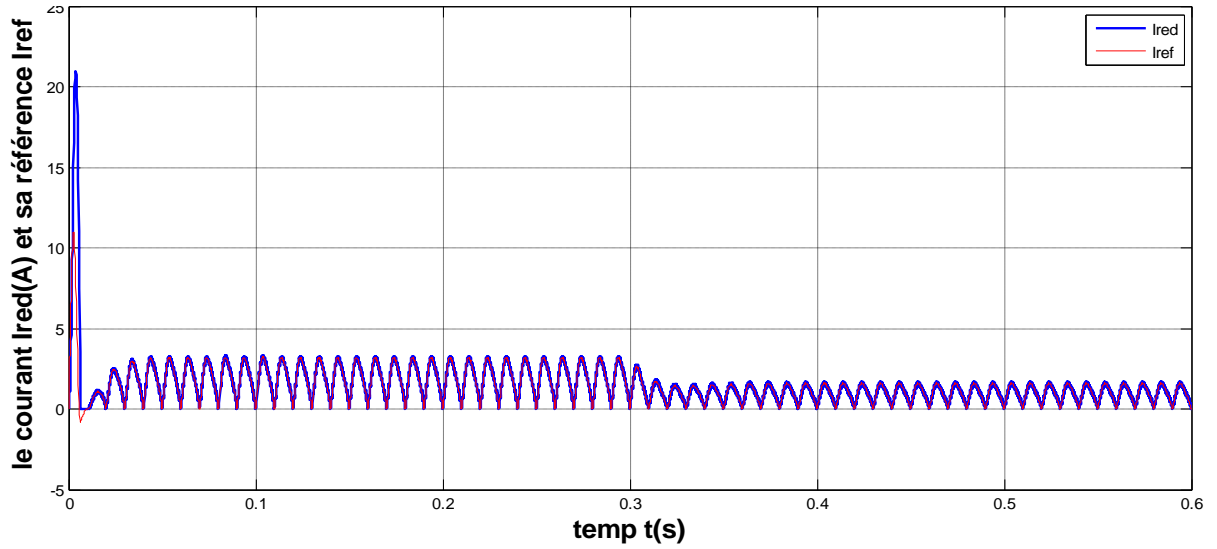


Figure.III.52. le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}

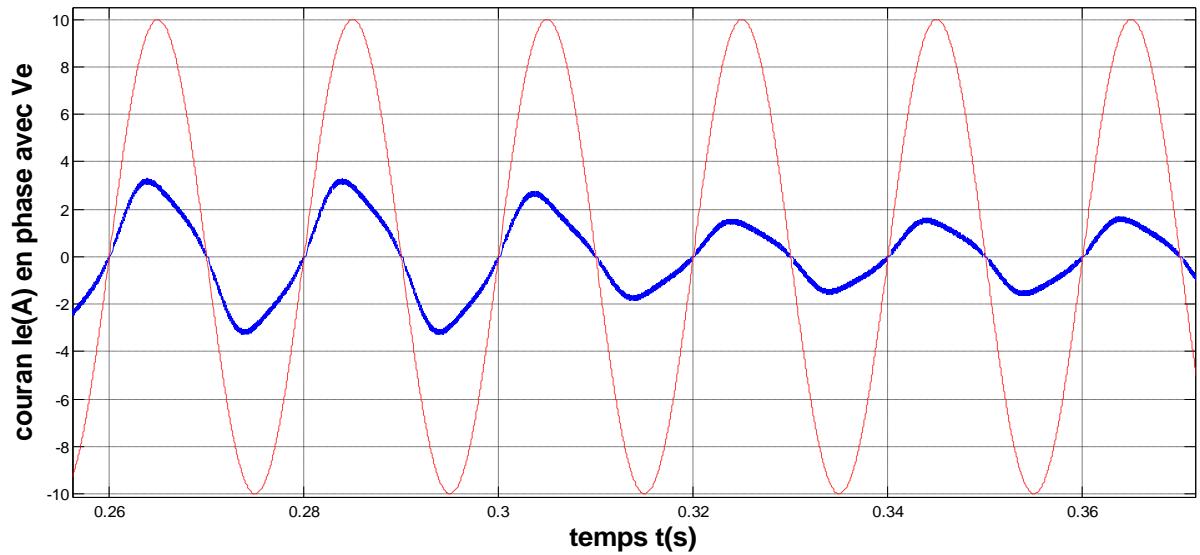


Figure.III.53. le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e

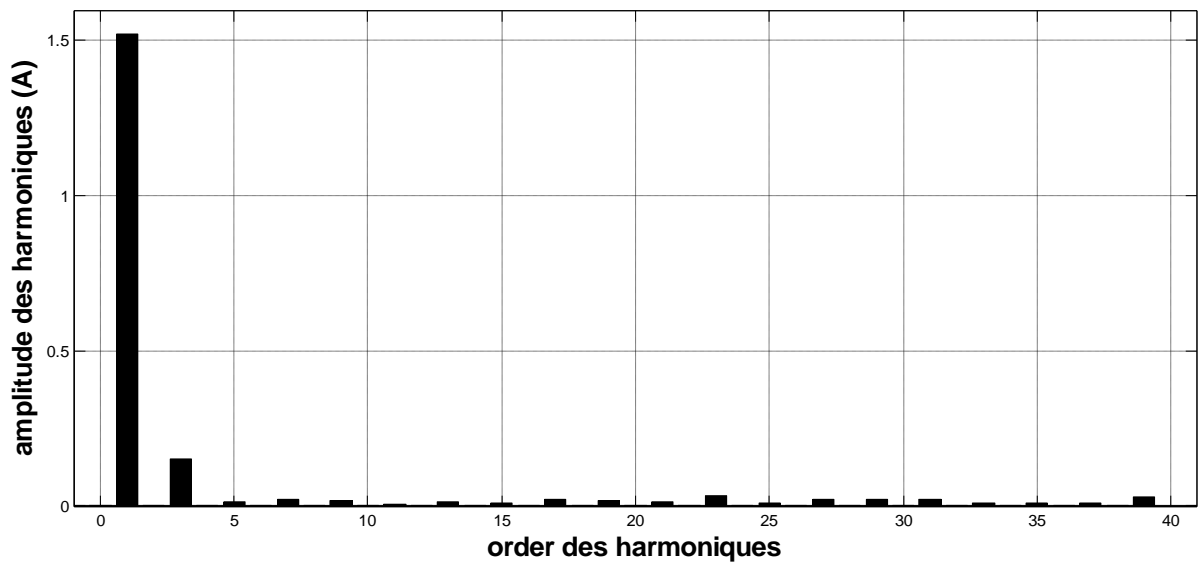


Figure.III.54. les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

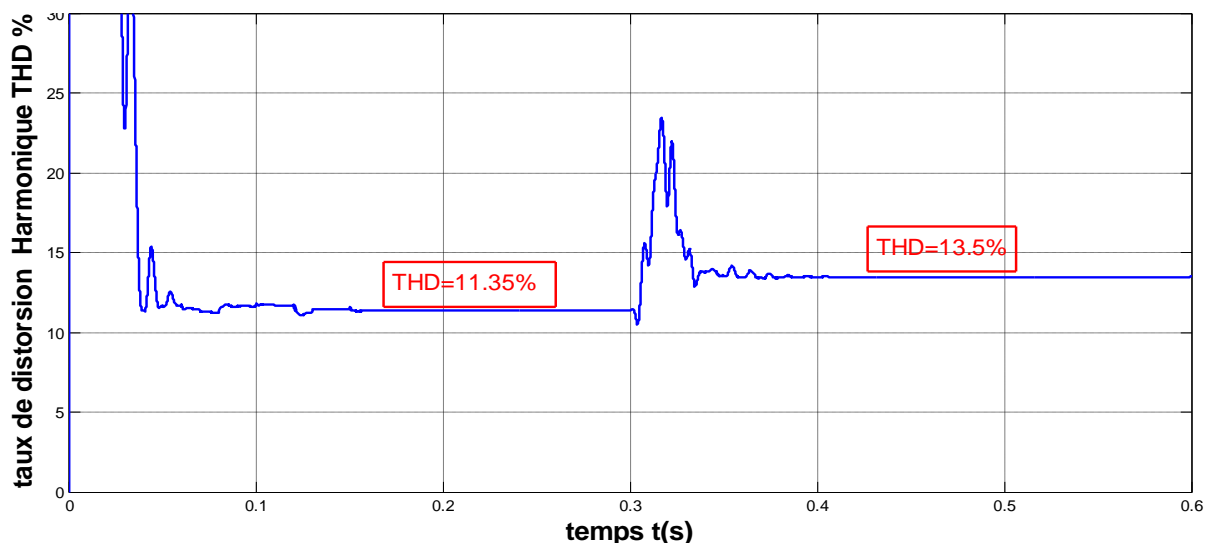


Figure.III.55. la variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps

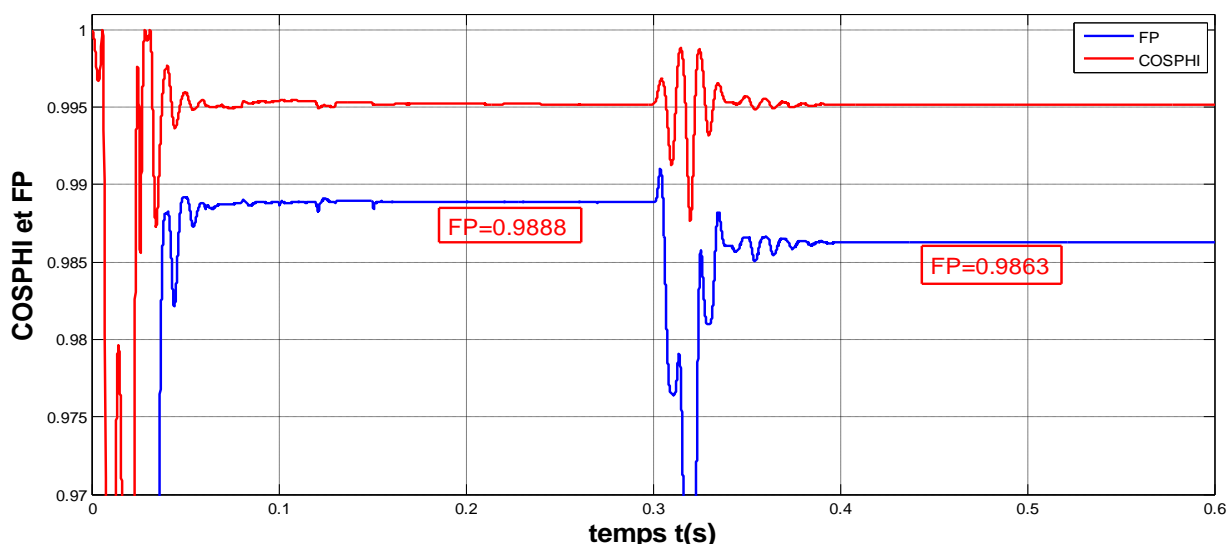


Figure.III.56 la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps

III .7.3. Interprétation de résultats

Les simulations montrent la réponse indicielle à un échelon de consigne 400V à 500V soit une évolution attendue de V_s de 400V à 500V.

La réponse figure (III-30) semble plus satisfaisante et l'on serait tenté d'augmenter davantage la fréquence de coupure de l'asservissement dans les limites imposées par la valeur maximum autorisée du courant I_{red} .

Néanmoins, un zoom de la dernière période des signaux (1.75 à 1sec.) montre que pour une fréquence de coupure = 5Hz (figure III-35) la contrainte de forme du courant I_{red} est respectée tandis que pour un choix = 20Hz (figure III-36) le courant I_{red} est déformé et contient notamment un harmonique 3 dû à la composition d'un terme de correction à la fréquence de 100Hz (ondulation de V_s) avec le 50Hz de la référence de forme du courant

Ired. Pour ces dispositifs, le temps de réponse sera toujours important afin de limiter la fréquence de coupure de la boucle de tension à des valeurs inférieures à 10 Hz environ. Leur champ d'utilisation s'orientera plus vers la pré-régulation de tension.

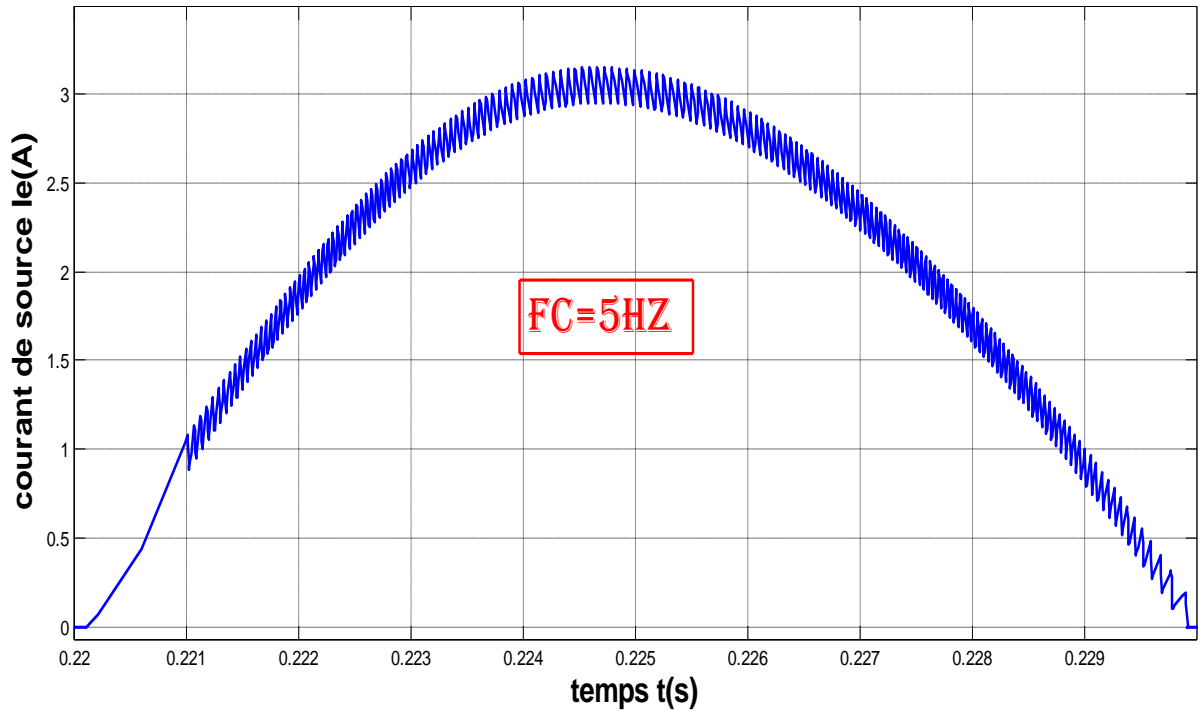


Figure.III.57.demi période de courant I_e $F_c=5\text{Hz}$

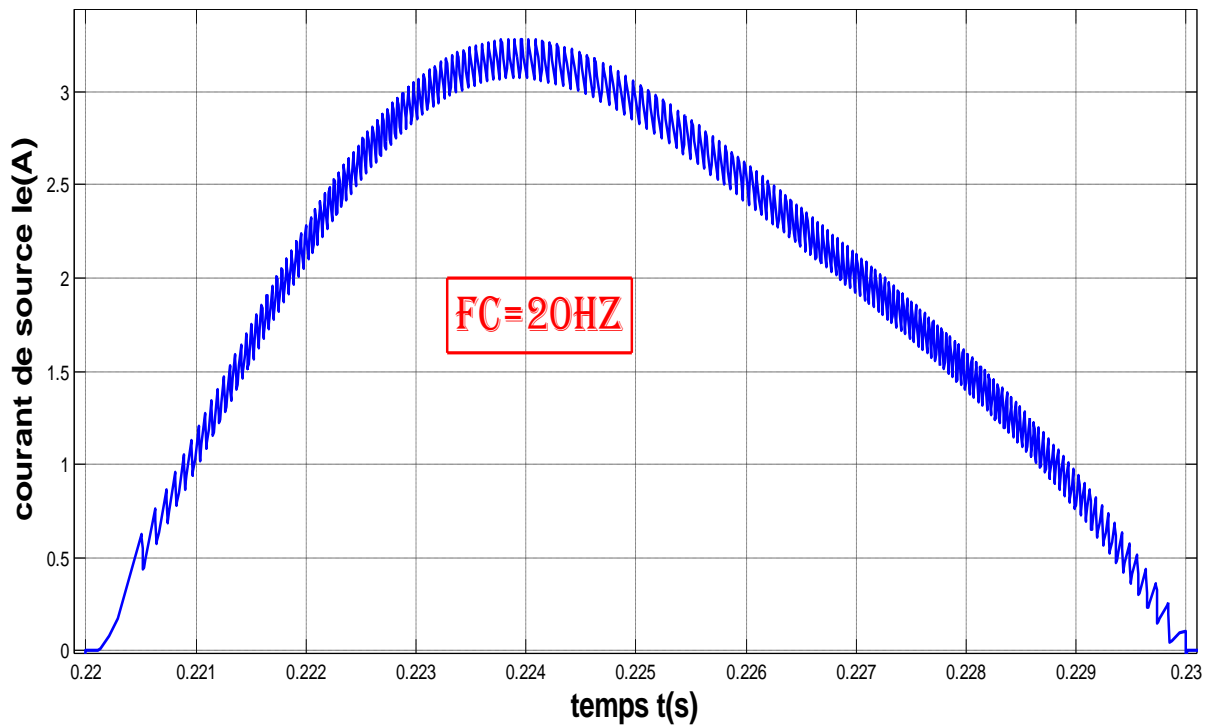


Figure.III.58 demi période de courant I_e $F_c=20\text{Hz}$

III .8 CONCLUSION

En conclusion, l'étude de ces convertisseurs à absorption sinusoïdale de courant doit être conduite en deux temps et pour deux domaines fréquentiels distincts.

Les performances requises de la boucle de courant déterminent le choix de l'inductance de liaison et de la fréquence de découpage.

Nous avons proposé une technique de commande pour laquelle le calcul d'un correcteur a disparu.

La dynamique de cette boucle étant à l'échelle du découpage, sa réponse peut être admise instantanée et sans erreur vis à vis de la boucle de tension.

L'étude de la boucle de tension est théoriquement un problème très délicat car certaines grandeurs sont échantillonnées et les équations non linéaires. Nous avons bâti une méthodologie simple de dimensionnement, basée sur un ensemble d'approximations justifiées pour aboutir à une équation linéaire du premier ordre. Le calcul du correcteur est alors simple et les relevés de simulation sur le système réel sont satisfaisants. L'apport de la simulation en tant qu'outil de validation est essentiel.

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUS D'UN PFC

IV.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on va présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue. Cela englobe des aspects de la théorie des possibilités qui fait intervenir des ensembles d'appartenance appelés ensembles flous caractérisant les différentes grandeurs du système à commander; et le raisonnement flou qui emploie un ensemble de règles floues établies par le savoir faire humain et dont la manipulation permet la génération de la commande adéquate ou la prise de la décision.

Ensuite, on va décrire les notions générales et l'architecture algorithmique et structurelle d'une commande floue, ou nous mettons le point sur:

- la fuzzification;
- les inférences floues
- et la défuzzification.

On termine ce chapitre par l'application de la logique floue à la commande des convertisseurs statiques présentés au chapitre précédent, à savoir les redresseurs AC-DC à facteur de puissance unitaire.

IV. 2.VARIABLE LINGUISTIQUE

Description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme :

- quelque, beaucoup, souvent
- chaud, froid, rapide, lent
- grand, petit, etc....

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue. Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, TV) dans lequel V est une variable (la vitesse, la température ...) définie sur un ensemble de référence X , sa valeur peut être n'importe quel élément de X . On note $TV (A1, A2,...)$ un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de X , qui sont utilisés pour caractériser V .

Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T(\text{VITESSE}) = \{\text{lente, moyenne, rapide ...}\}$ où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou.

Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure. IV.1

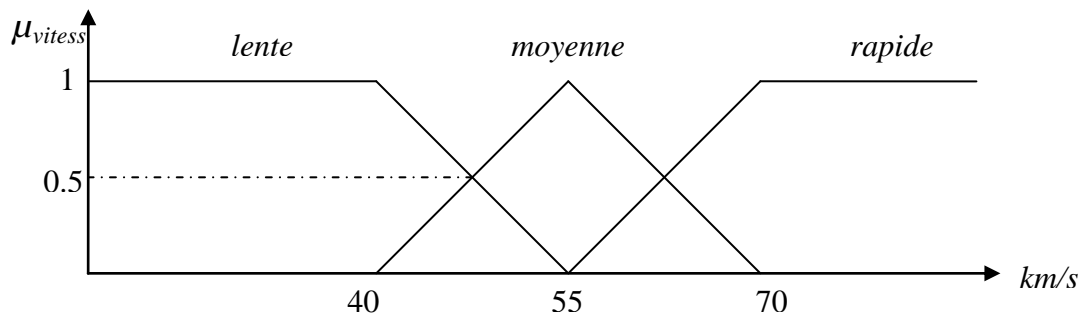


Figure IV.1. représentation graphique des termes linguistiques.

IV. 3. STRUCTURE DES SYSTEMES FLOUS

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux, à savoir : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le courant du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie (figure IV.2) .

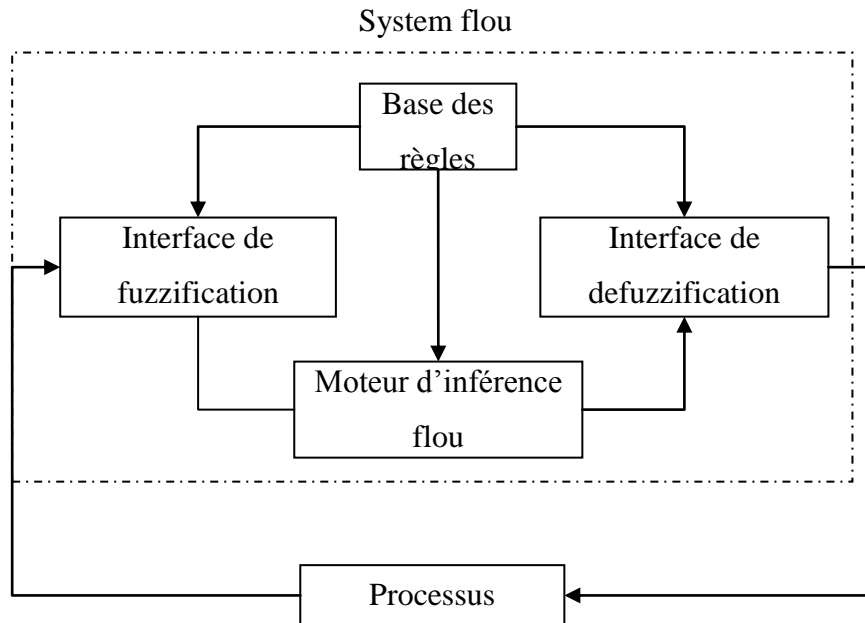


Figure IV.2. Schéma synoptique générale d'un système flou.

En générale on distingue classiquement deux grandes familles de systèmes flous :

Systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) et systèmes flous à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de Takagi-Sugeno)

Ces deux types de systèmes flous sont basés sur une collection de règles "Si ... Alors". Dans les deux cas, les prémisses de règles sont exprimées symboliquement. Seule l'expression des conclusions de règles permet alors de dissocier les deux familles de systèmes.

Les systèmes de Mamdani utilisent en effet des conclusions symboliques de même nature que les prémisses alors que les systèmes de Sugeno exploitent des conclusions numériques. Cette différence dans l'écriture des conclusions de règles permet de distinguer les deux types de systèmes à leur aspect externe.

IV.3.1. Base des règles

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme «SI – ALORS », à titre d'exemple, peut être la suivante :

R_1 : SI X_1 est A_{11} et ...et x_n est A_{1n} Alors y est B_1

ou sous la forme de Sugeno

R_1 : SI X_1 est A_{11} et ...et x_n est A_{1n} Alors $y = f_1(x)$

avec : $f(x)$ est un polynôme

IV.3.2. MOTEUR D'INFERENCE

Le moteur d'inférence est le noyau du système flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Dans les règles floues interviennent les opérateurs «ET» et «OU». L'opérateur «ET» s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur «OU» lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs. Pour le réglage par logique floue, est utilisée en générale une des méthodes suivantes :

- ***Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)***

La méthode d'inférence max-min, réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «Alors», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

- ***Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)***

La méthode d'inférence max-produit réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par «Alors», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

• **Méthode de Sugeno**

L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du produit, la conclusion de chaque règle floue à une forme polynomiale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue

IV.3.3.INTERFACE DE FUZZIFICATION

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes:

- Mesure des variables d'entrée
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

IV.3.4.INTERFACE DE DEFUZZIFICATION

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

• **Méthode du maximum**

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- ***Méthode de la moyenne des maxima***

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- ***Méthode du centre de gravité***

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité y de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{\text{res}}(y) dy}{\int \mu_{\text{res}}(y) dy} \quad (3-1)$$

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

La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

- ***Méthode des hauteurs pondérées***

Au fond, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (rectangles de largeurs étroites), et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

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

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (3-2)$$

Où :

M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle Ri.

\bar{y}_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle Ri.

IV.4.COMMANDE FLOUE DES CONVERTISSEURS AC-DC A FACTEUR DE PUISSANCE UNITAIRE

IV.4.1.Principe et structure de la commande

Le contrôleur flou utilisé pour corriger le facteur de puissance d'un convertisseur AC-DC (monophasé) du côté réseau reçoit comme entrée l'erreur et la variation de l'erreur de la tension de sortie V_s du convertisseur par rapport à sa consigne $(V_s)_c$. A la sortie, il délivre la variation normalisée du courant de référence, calculée suivant les trois étapes du réglage flou présentées précédemment dans ce chapitre

Le régulateur défini au paragraphe (IV.3) de ce chapitre génère une action non linéaire en fonction de l'erreur et la variation de l'erreur de la tension de sortie V_s d'un convertisseur AC-DC (redresseur monophasé), qui est la variation du courant de référence du redresseur.

A partir de cette variation, le courant de référence calculé par sommation, est utilisé pour commander les interrupteurs du convertisseur statique de telle sorte à régler le niveau de la tension de sortie.

Le schéma bloc de la structure de commande par un régulateur flou d'un redresseur à facteur de puissance unitaire est illustré par la figure (IV.7).

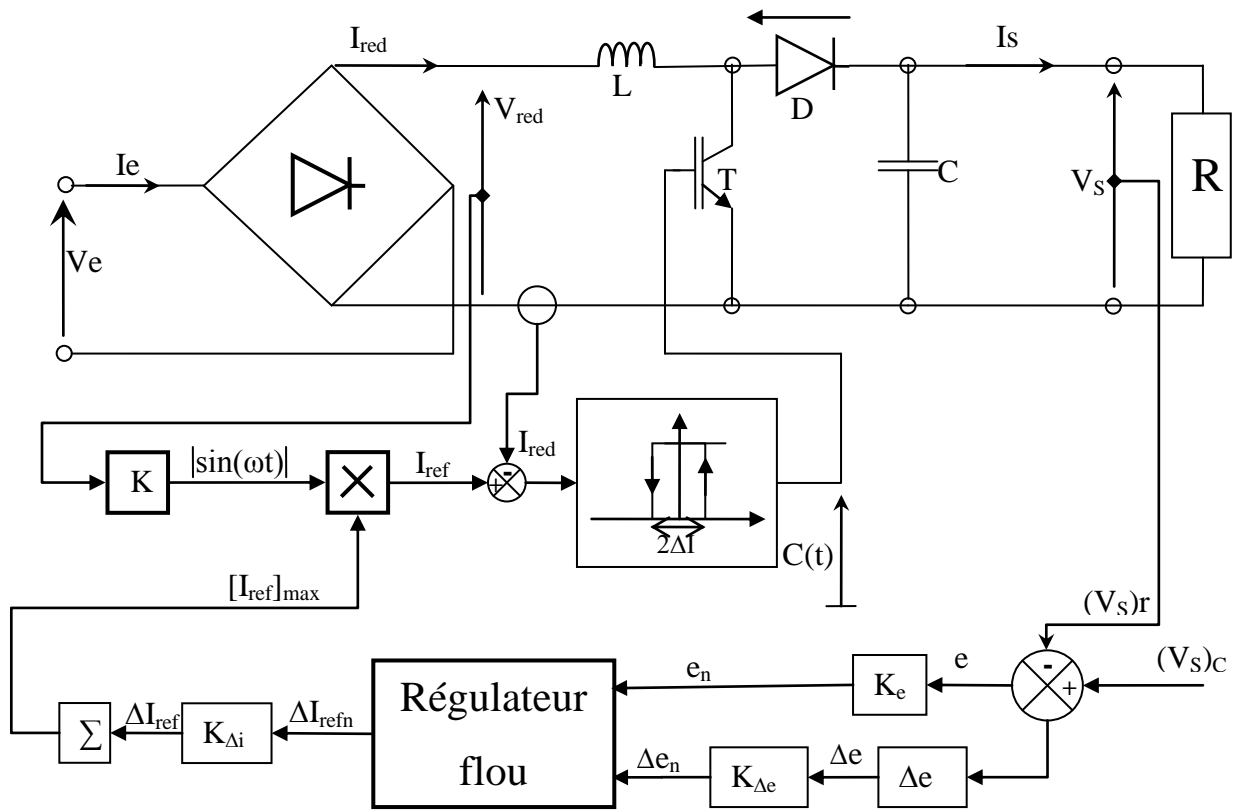


Figure. IV.3. Schéma bloc de la structure de commande d'un redresseur par FLC

IV.4.2. Description du régulateur flou

Les deux entrées du régulateur flou sont l'erreur de la tension de sortie $V_s(t)$ du convertisseur AC-DC $e = (V_s)_c - (V_s)_r$, et sa variation Δe . La sortie c'est la variation de la commande Δi_n ou qui est la variation du courant normalisé, comme on l'a déjà mentionné.

Les trois variables linguistiques e , Δe et Δi sont normalisées et adaptées comme suit.

$$e_n = \frac{e}{k_e} \quad (3-3)$$

$$\Delta e_n = \frac{\Delta e}{k_{\Delta e}} \quad (3-4)$$

$$\Delta i_n = \frac{\Delta i}{k_{\Delta i}} \quad (3-5)$$

Ou K_e , $K_{\Delta e}$, et $K_{\Delta i}$ sont des gains associés à e , Δe et Δi respectivement. En jouant sur ces gains, on assure la stabilité et on établit les performances dynamiques et statiques désirées.

Voici les ensembles flous et les fonctions d'appartenance utilisés pour la fuzzification des trois variables linguistiques en, Δe_n et Δi_n .

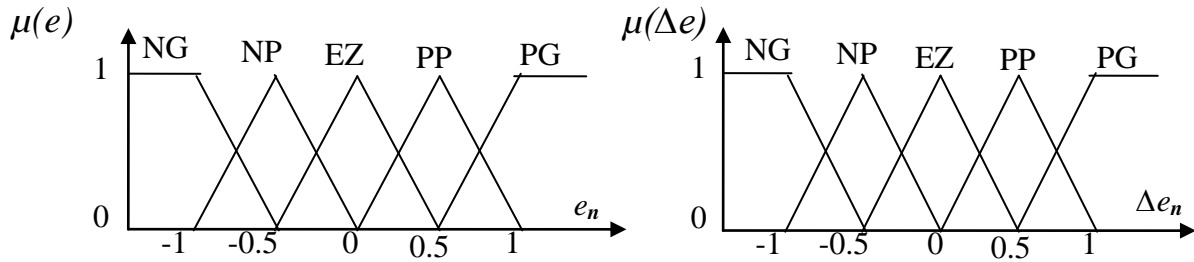


Figure. IV.4. Fonctions d'appartenance des entrées du régulateur flou (erreur de la tension et variation de l'erreur normalisées)

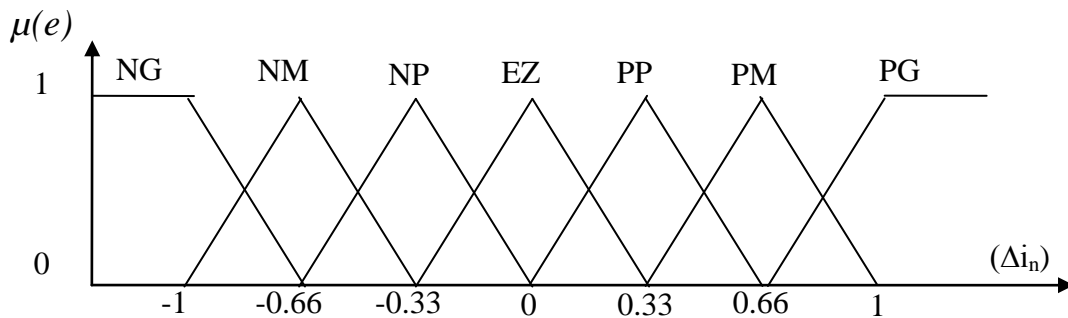


Figure. IV.5. Fonctions d'appartenance de la sortie du régulateur flou (variation du courant de référence normalisée)

Explicitons maintenant les notations des sous-ensembles flous utilisés pour fuzzifier les trois variables précédentes :

EZ : Egal à Zéro

PP : Positif Petit

NP : Négatif Petit

PM : Positif Moyen

NM : Négatif Moyen

PG : Positif Grand

NG : Négatif Grand

Par ailleurs, la matrice d'inférence adoptée est constituée de 25 règles récapitulées dans le tableau suivant:

e_n Δe_n	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NP	NG	NM	NP	EZ	PP
EZ	NM	NP	EZ	PP	PM
PP	NP	EZ	PP	PM	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG

Tableau .IV.1 Matrice d'inférence du régulateur flou

Cette matrice d'inférence est établie par une logique qui tient compte de la physique du système. En effet, il est tout à fait normal de générer une variation du courant de référence négative grande quand l'erreur sur la tension de sortie du convertisseur par rapport à sa consigne et sa variation sont négatives grandes, ...etc.

Donc une parfaite connaissance du comportement du système à régler nous permet d'établir un ensemble de règles floues, contrairement aux méthodes classiques où il nous faut un modèle mathématique.

L'action ou la commande Δi_n , est déduite en tenant compte de l'ensemble des 25 règles de la matrice d'inférence, en effet:

$$\Delta i_n = \{ \text{Si (en est PG ET } \Delta e_n \text{ est PP) ALORS } \Delta i_n \text{ est PG OU;} \\ \text{Si (en est NP ET } \Delta e_n \text{ est EZ) ALORS } \Delta i_n \text{ est NP OU;} \\ \text{etc....} \}.$$

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité présentée précédemment, on obtient :

$$\Delta i_n = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \quad (3-6)$$

Ou μ_{ci} est le facteur d'appartenance de la prémisse ou de la condition de la $i^{\text{ème}}$ règle. Si est l'aire de la fonction d'appartenance de la sortie en liaison avec l' $i^{\text{ème}}$ règle, elle ne dépend pas des entrées. x_{Gi} est l'abscisse du centre de gravité de la surface S_i , On peut écrire enfin que :

$$i_{ref}(k+1) = i_{ref}(k) + k_{\Delta i} \Delta i_n(k+1) \quad (3-7)$$

IV.5. SIMULATION

On présente dans cette section les résultats de simulation d'un réglage flou de la tension de sortie et la correction du facteur de puissance du coté alternatif corrigé d'un convertisseur AC-DC à facteur de puissance du coté alternatif monophasé.

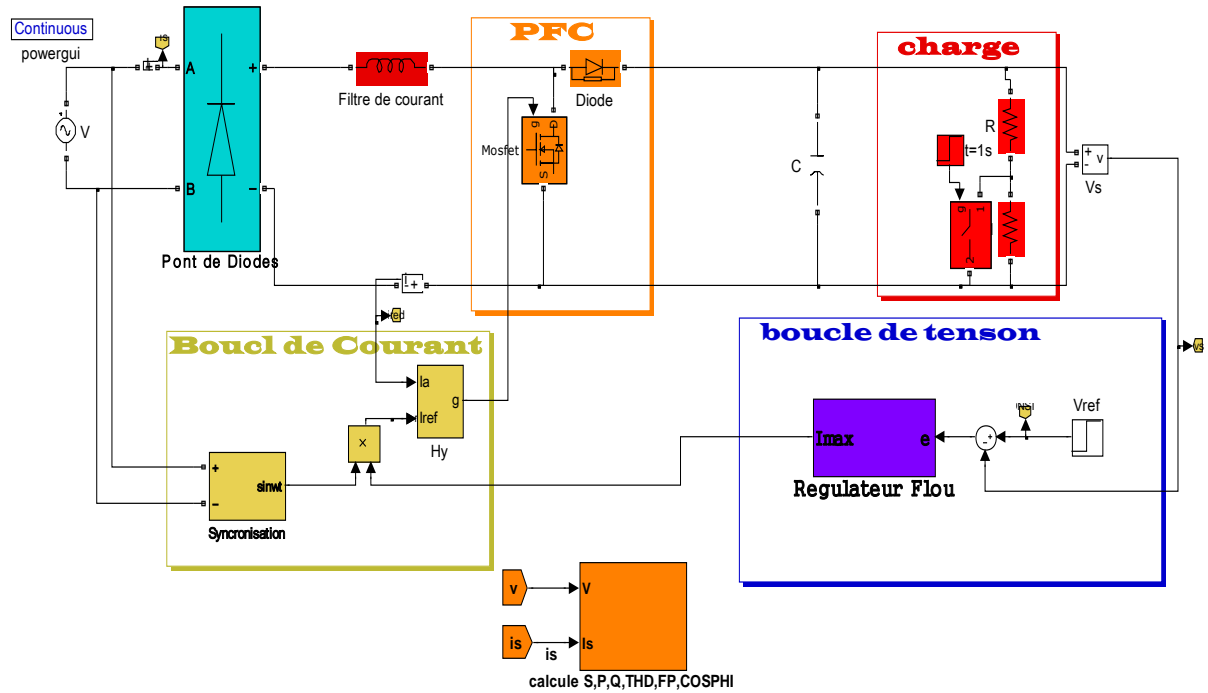


Figure. IV.6. schéma de simulation

Tout comme le PI classique, le régulateur flou est appliqué à la commande de mosfet Le régulateur flou présenté dans ce chapitre permet à partir d'une erreur de tension ($e=(Vs)c-Vs(t)$) et sa variation (Δe), d'estimer le courant de référence ou de commande comme la figure IV.12

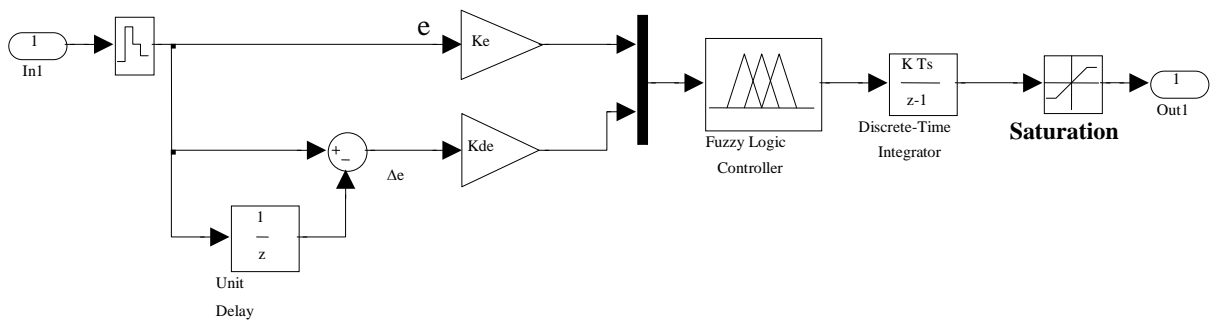


Figure. IV.7. régulateur flou

Le paramétra de régulateur flous dans ce chapitre sont :

- Gain de l'errer $K_e = 0.01$
- Gain de variation de l'errer $K_{\Delta e} = 0.5$
- Gain de variation de courant référence $K_{\Delta I} = 0.03$
- La tempe d'échantillonnage $T_s = 5 \text{ e-}5 \text{ s}$

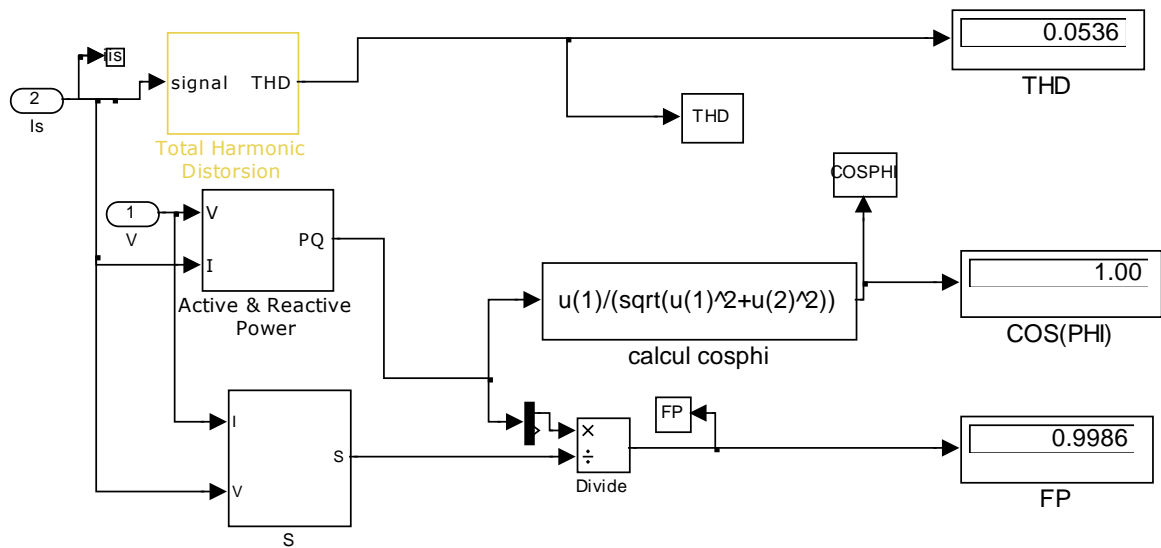


Figure .IV.8. Block de calcule P, Q, S, THD, FP, $\cos(\phi)$

En ajouter le block de simulation montré dans le figure IV.8 pour calculer les grandeurs : taux de distorsion harmonique THD et $\cos(\phi) = P / \sqrt{P^2 + Q^2}$ et facteur de puissance $FP = P / S$ et la puissance active P et réactive Q el la puissance apparent $S = V_{\text{eff}} * I_{\text{eff}}$

VI.5.1.RESULTATS DE SIMULATION :

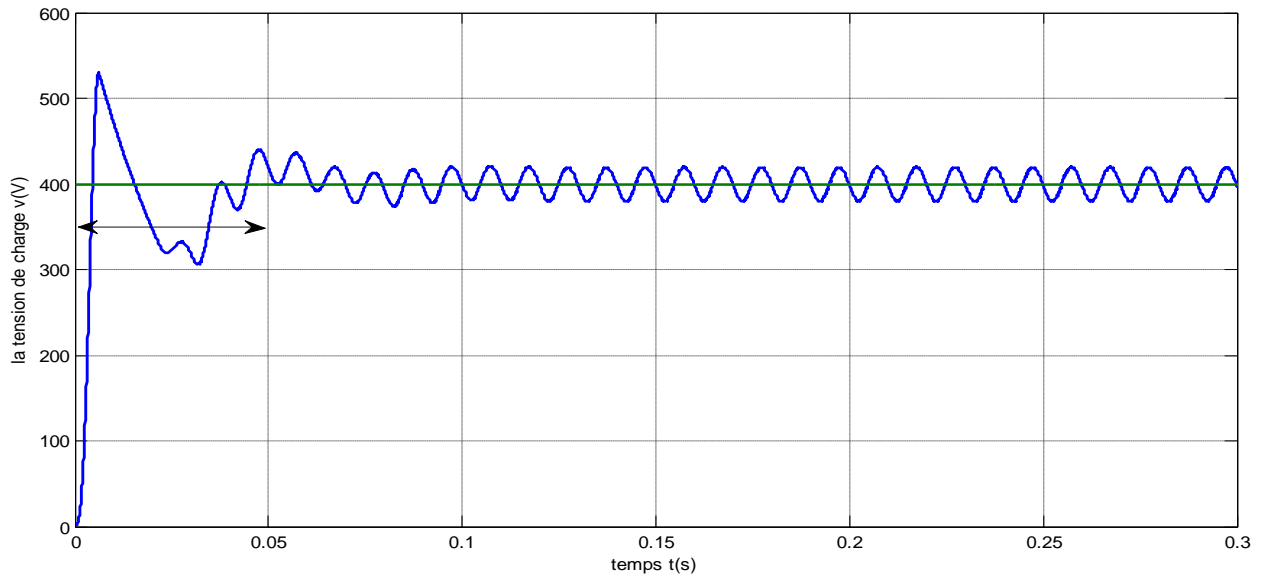


Figure. IV.9.La tension de sortie Vs

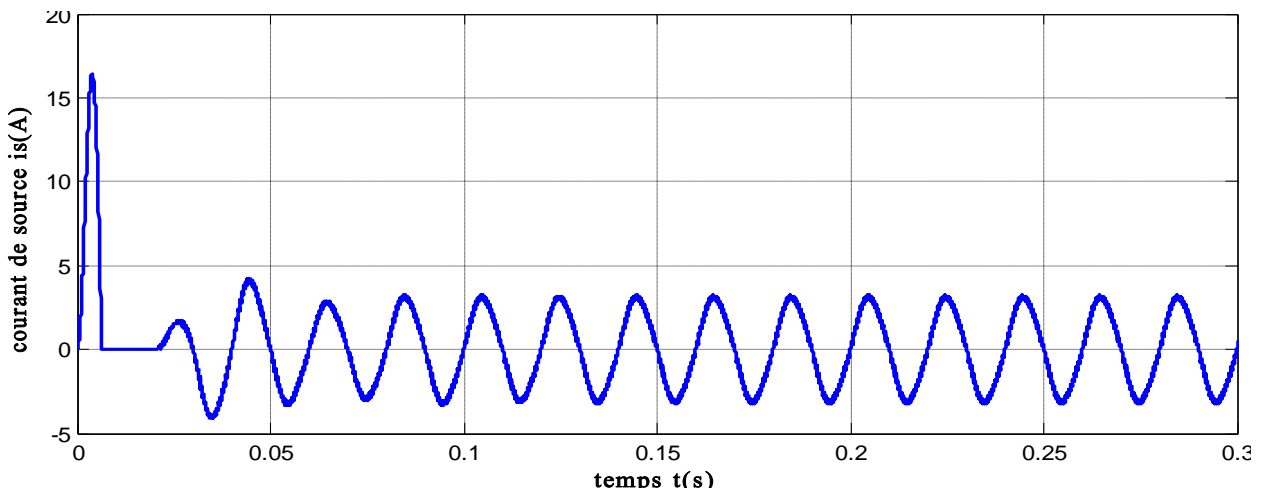


Figure. IV.10:Le courant de source

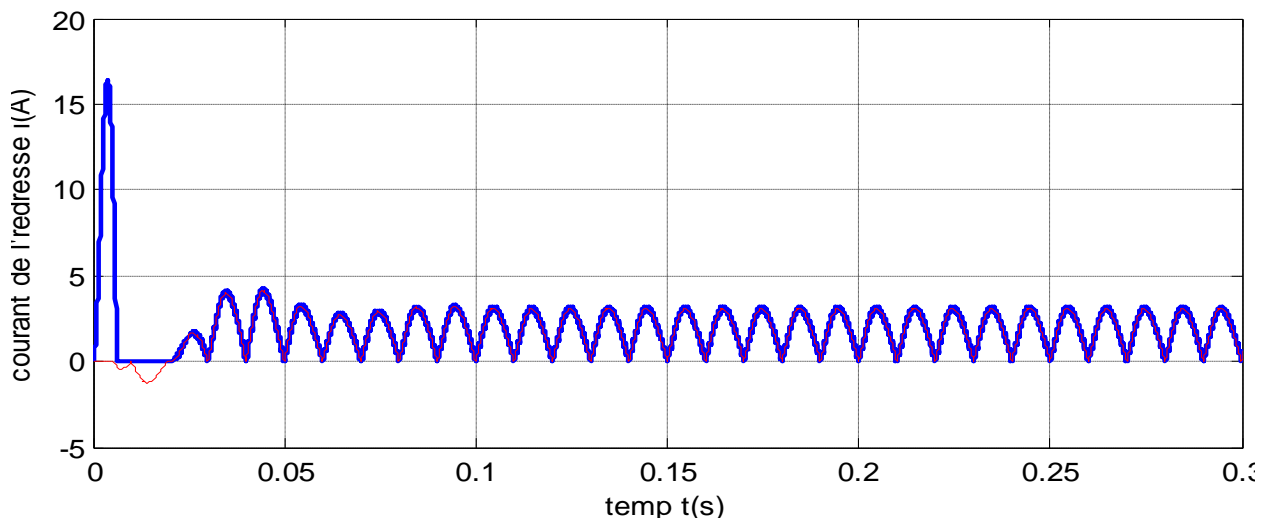


Figure. IV.11. le courant redressée Ired avec sa référence Iref

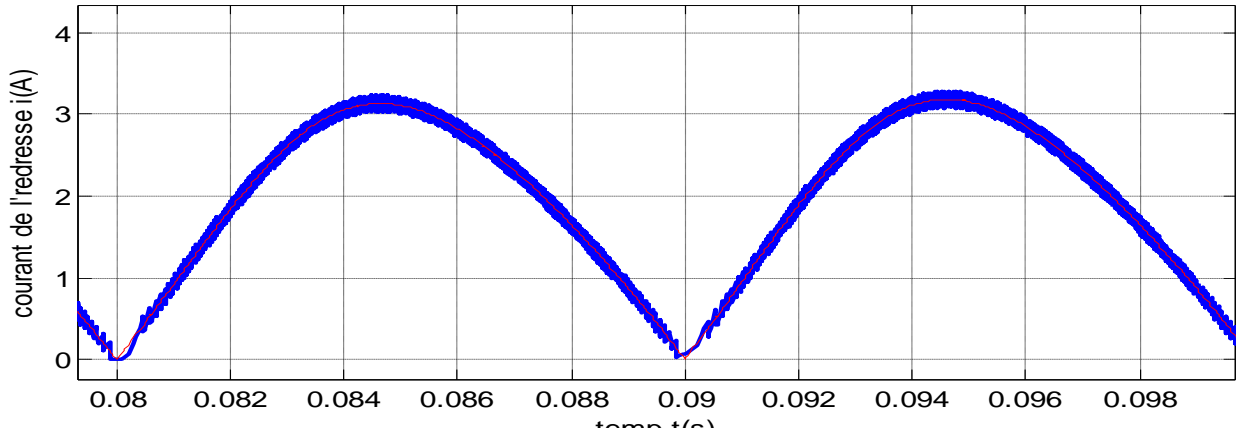


Figure. IV.12. deux périodes de courant redressé I_{red} avec sa référence I_{ref}

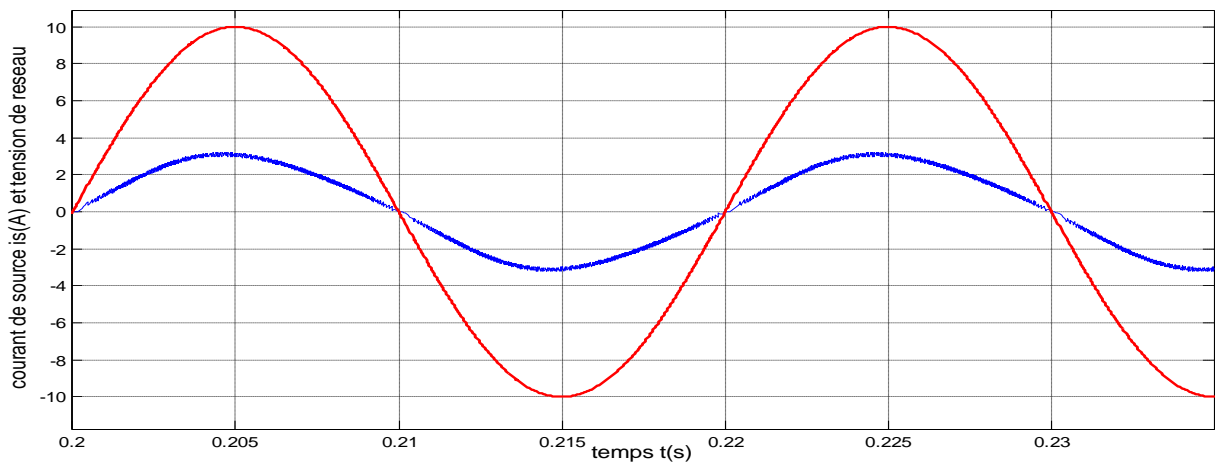


Figure. IV.13. le courant de source i_s en phase avec la tension de source V_e

IV.5.1.1. ETUDE DYNAMIQUE :

- Pour changement de charge ($R_1 > R_2$)

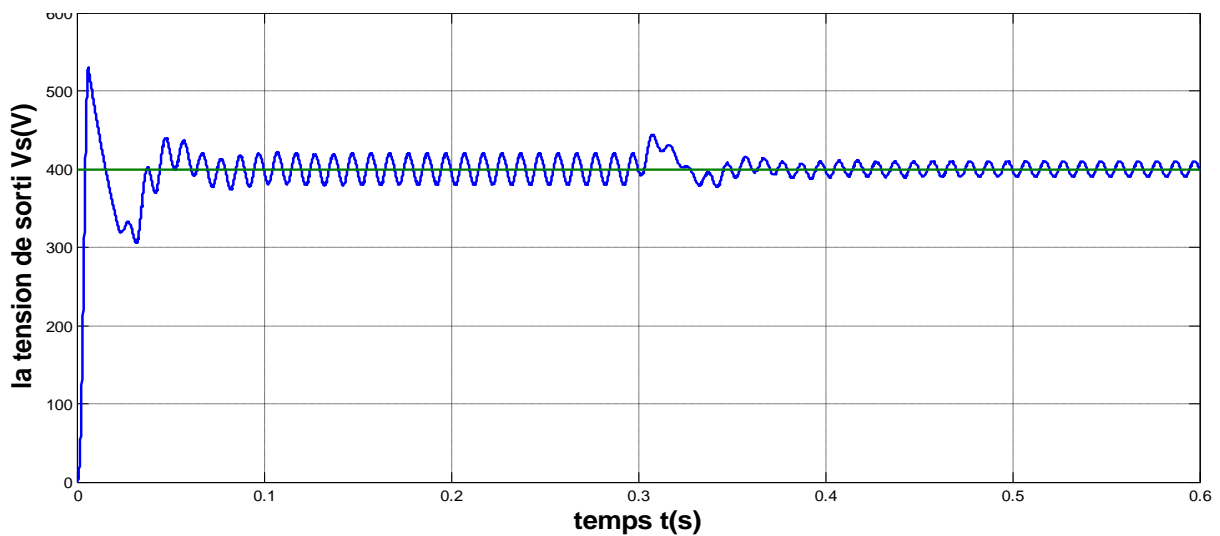


Figure. IV.14. la tension de charge pour ($R=328\Omega$; 656Ω)

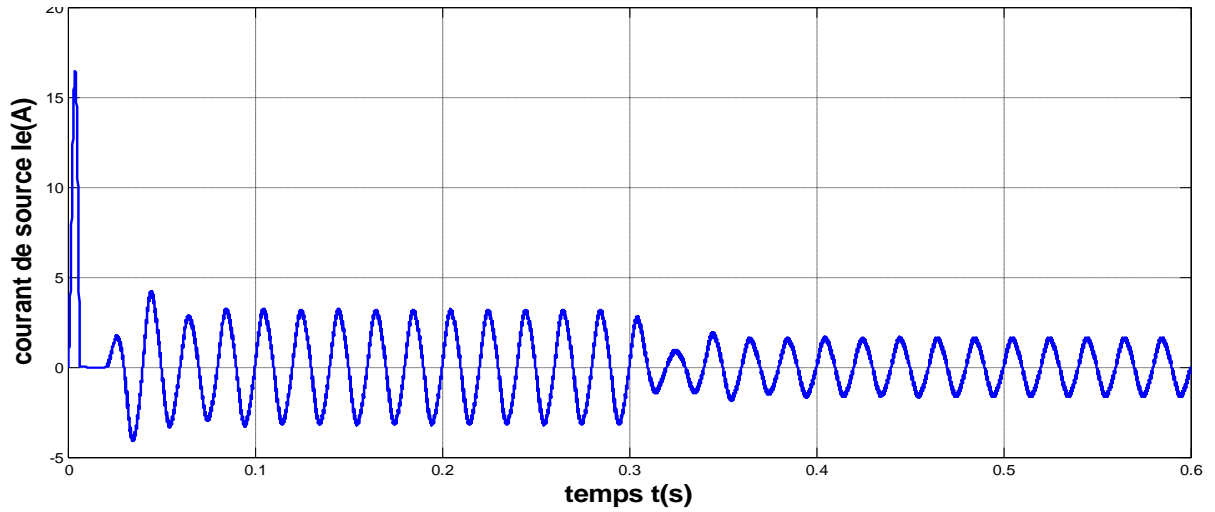


Figure. IV.15. le courant de source

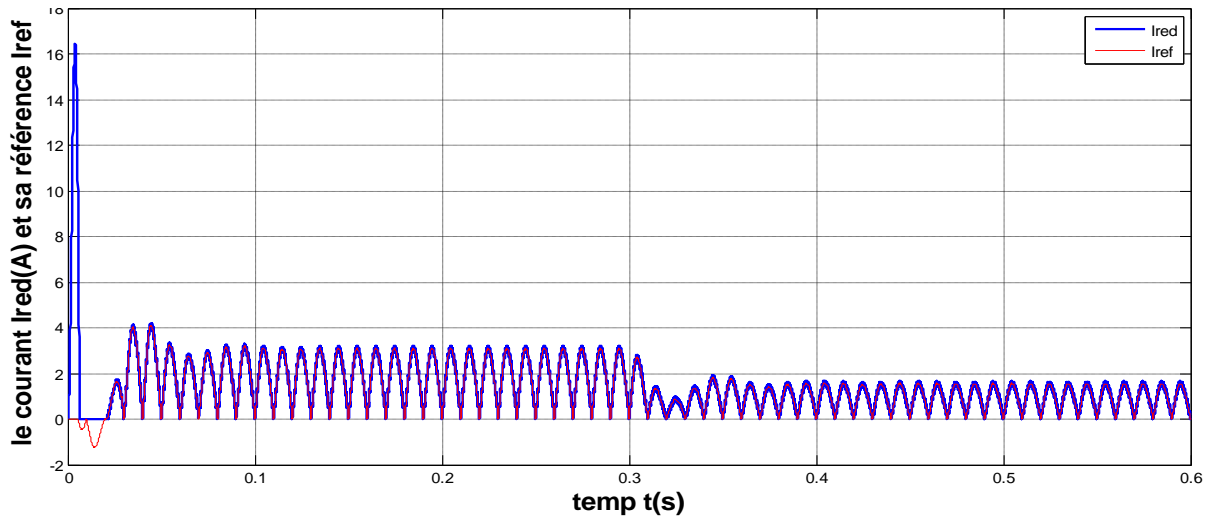


Figure. IV.16. le courant redressé I_{red} avec sa référence I_{ref}

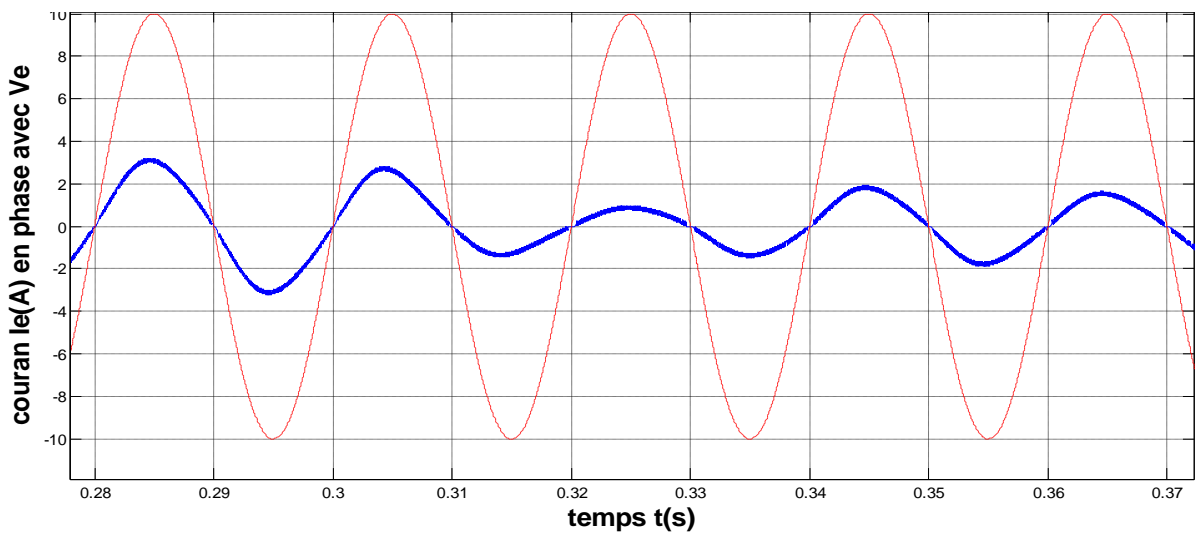


Figure. IV.17. le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e

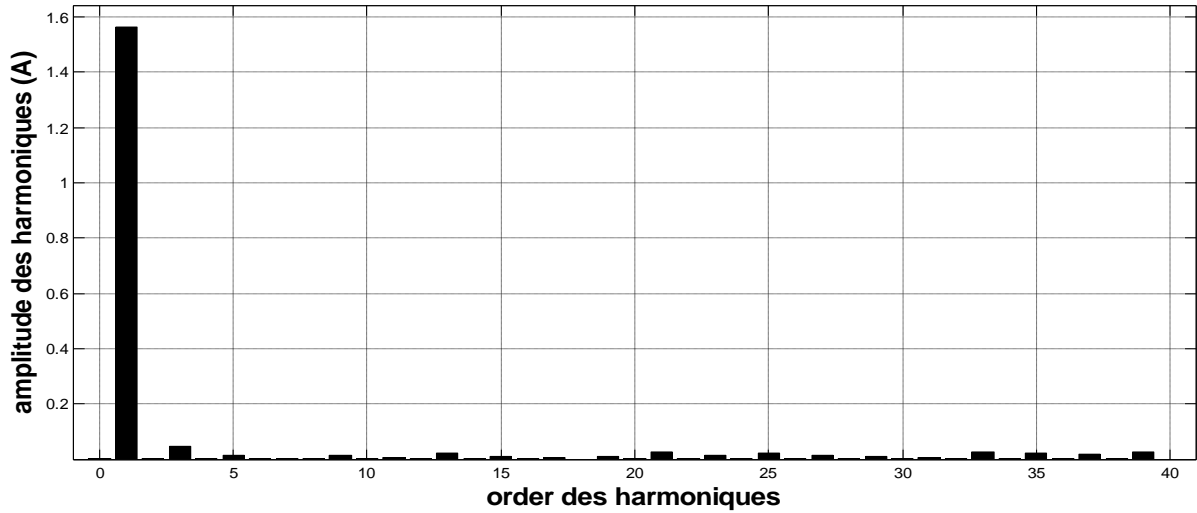


Figure. IV.18 .les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

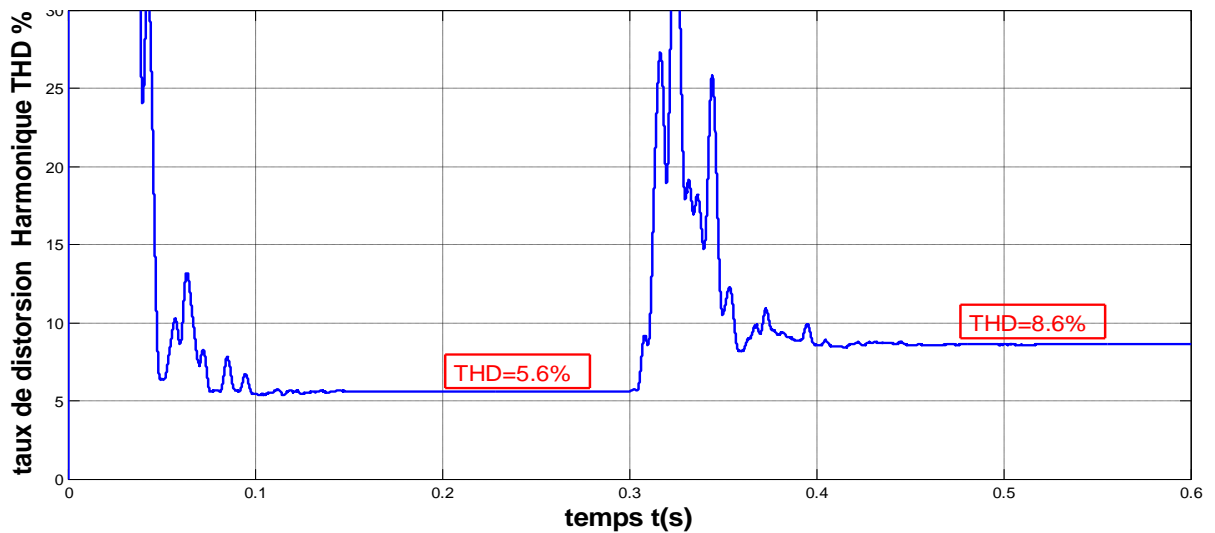


Figure. IV.19. .le variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps

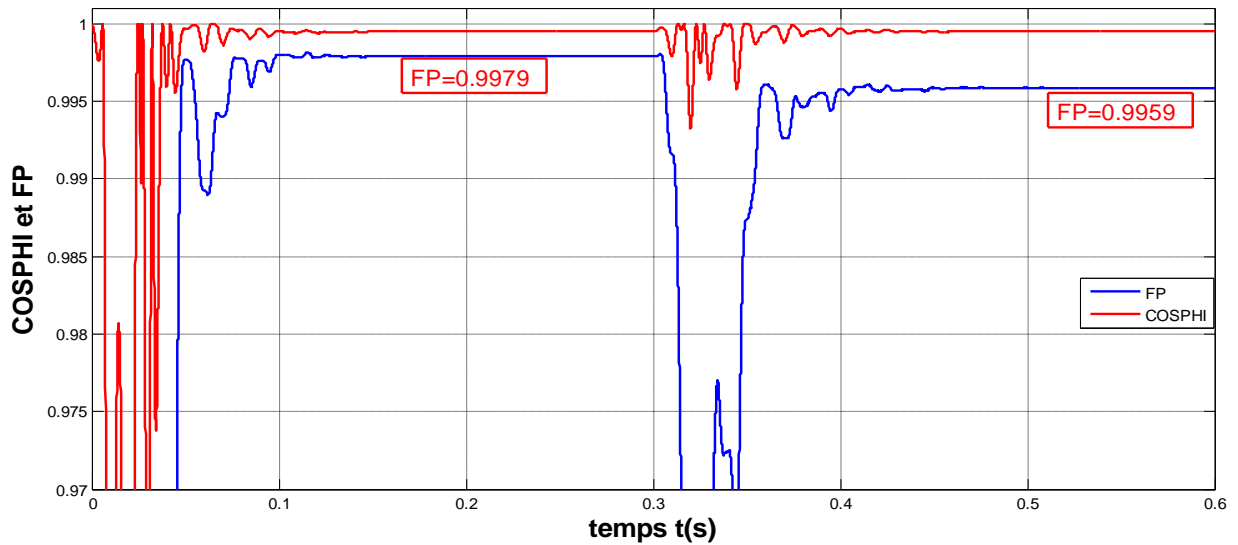


Figure. IV.20. la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ en fonction de temps

- **changment de charge($R_1 > R_2$) $R_1=656\Omega$ $R_2=328\Omega$**

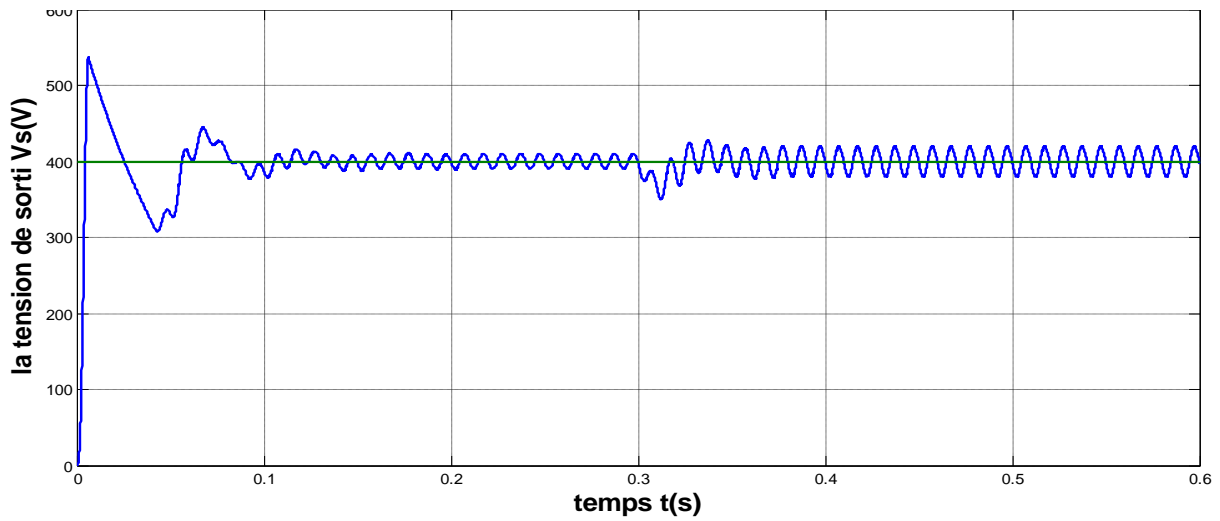


Figure. IV.21. la tension de charge pour ($R=656\Omega$ à 328Ω)

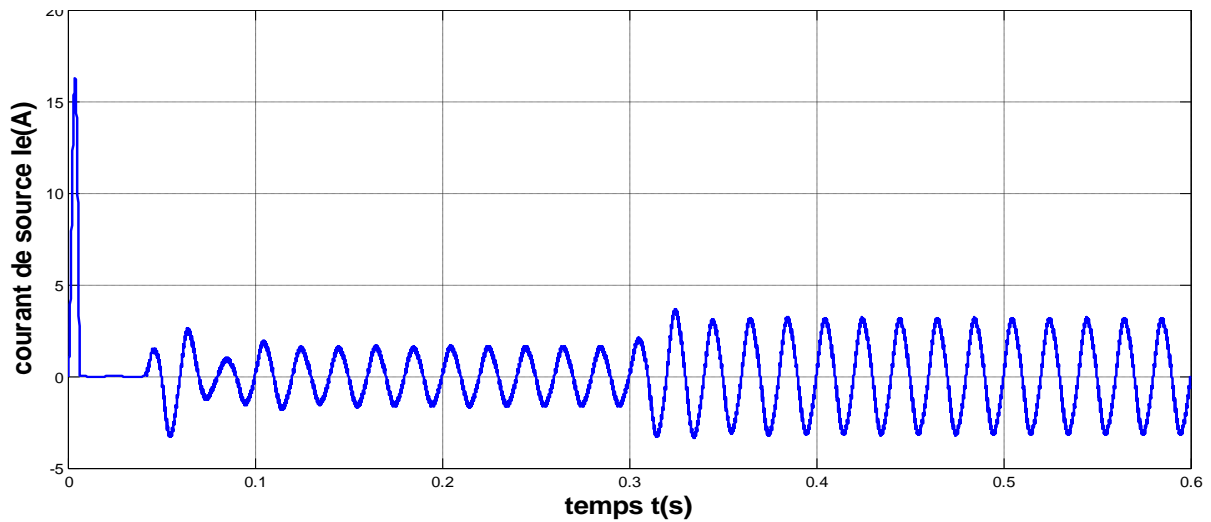


Figure. IV.22. le courant de source

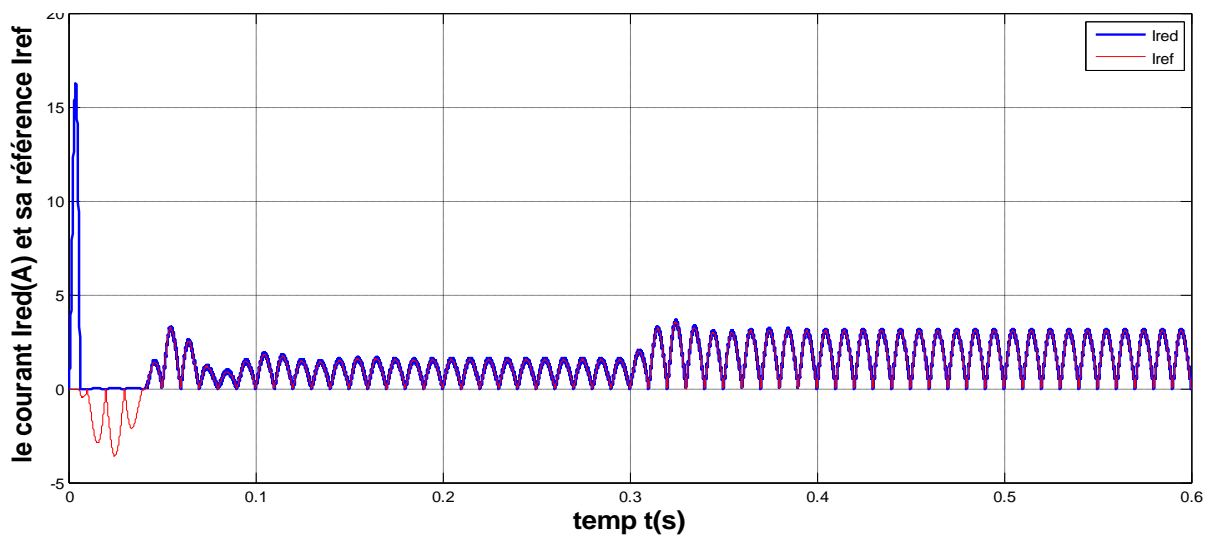


Figure. IV.23. le courant redressé I_{red} avec sa référence I_{ref}

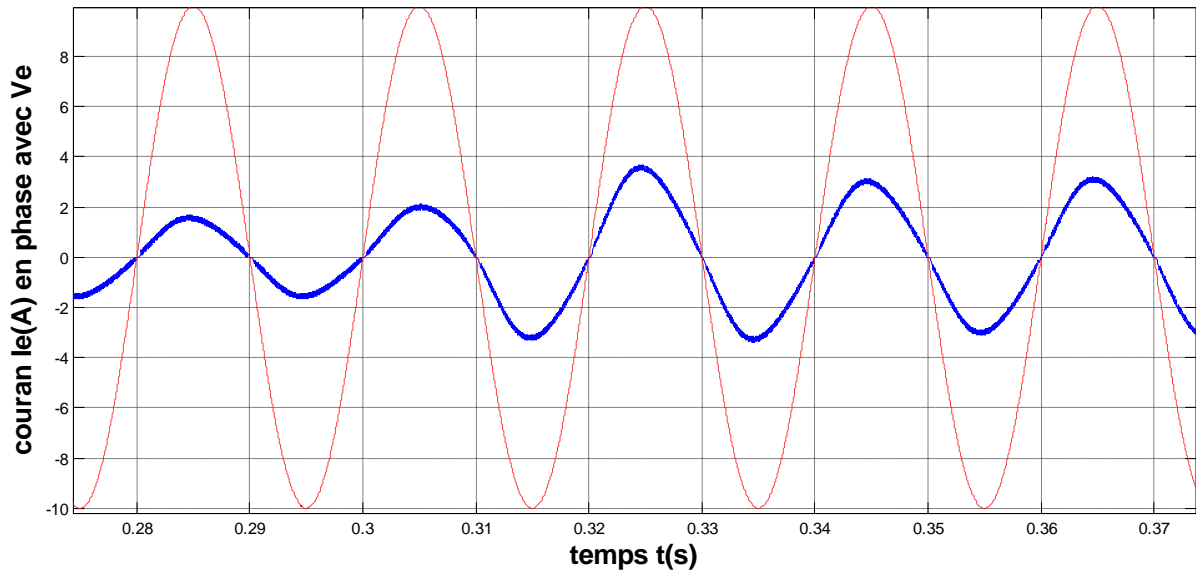


Figure. IV.24. le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e

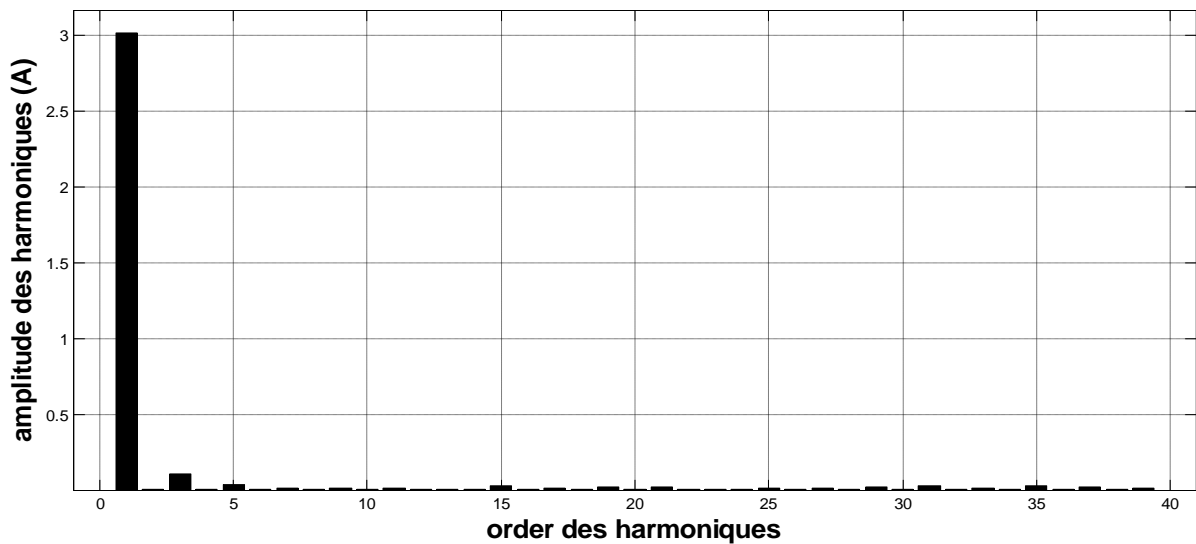


Figure. IV.25. les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

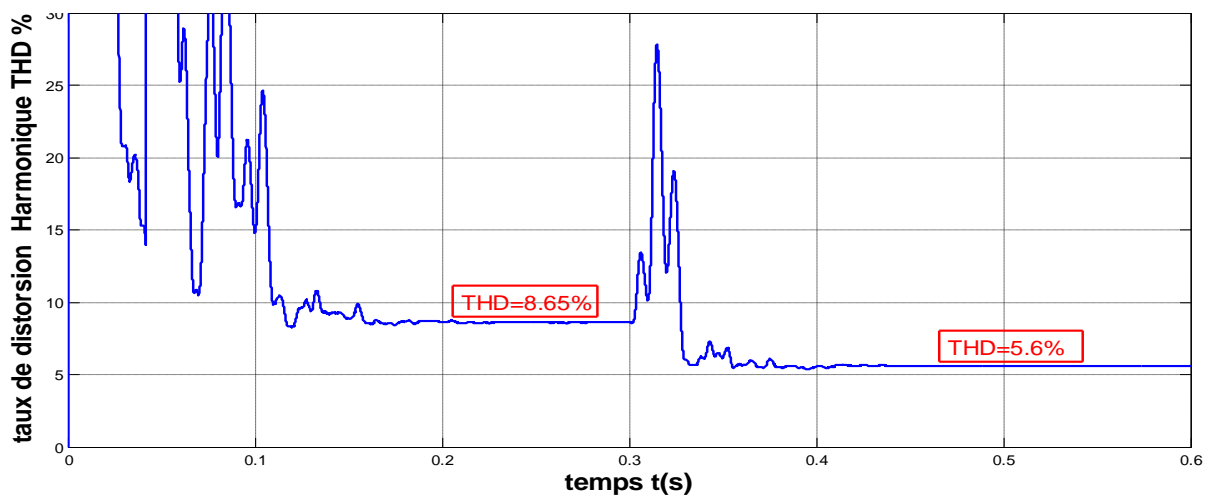


Figure. IV.26. .le variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps

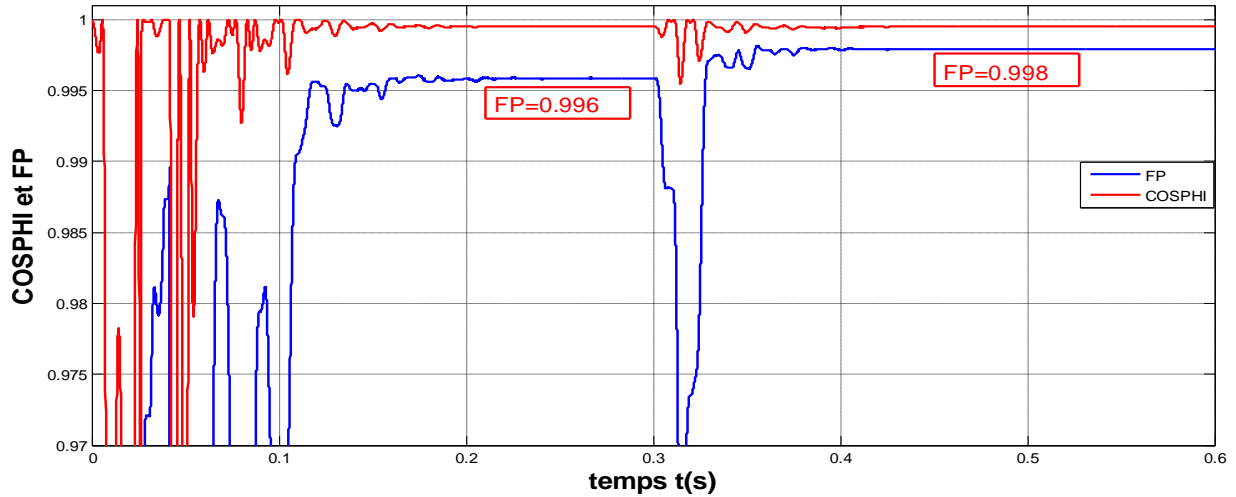


Figure. IV.27. la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ en fonction de temps

IV.5.2.L'ETUDE STATIQUE

- Changement de consigne $V_{\text{ref}} = 400$ a 500

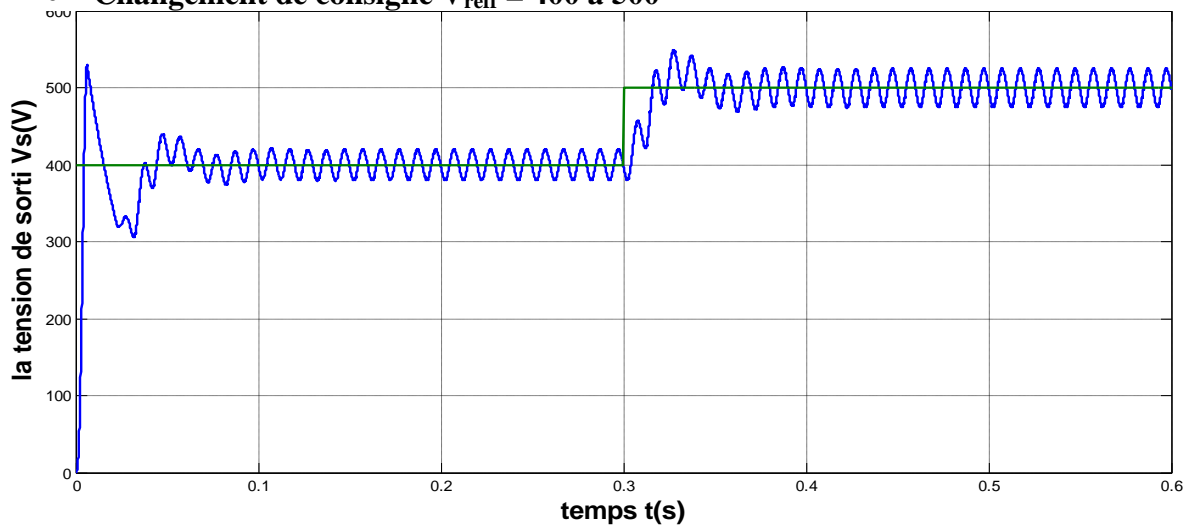


Figure. IV.28. réponse indicielle

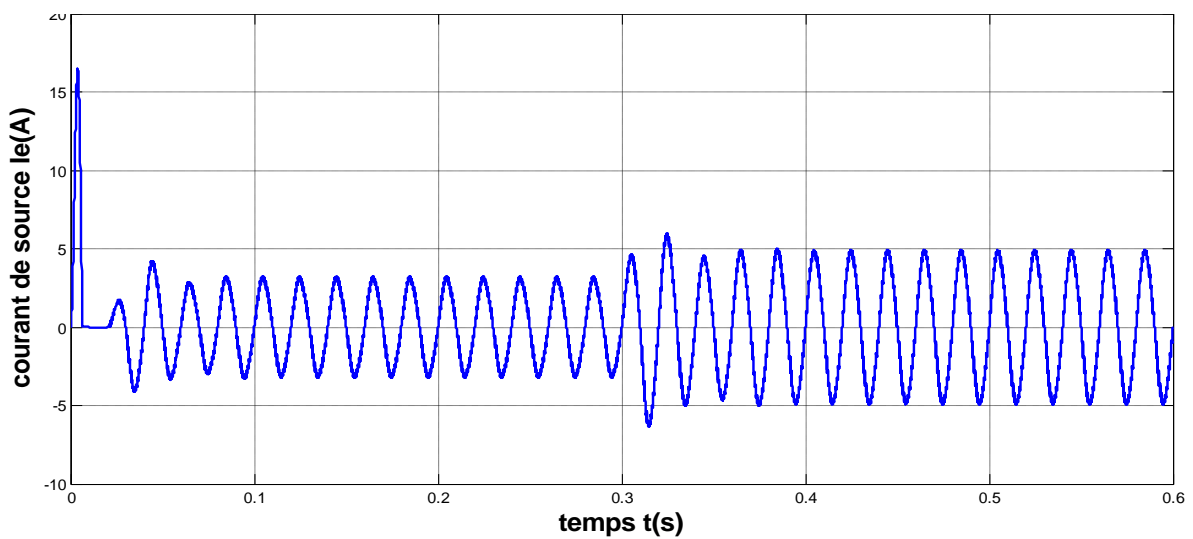


Figure. IV.29.le courant de source

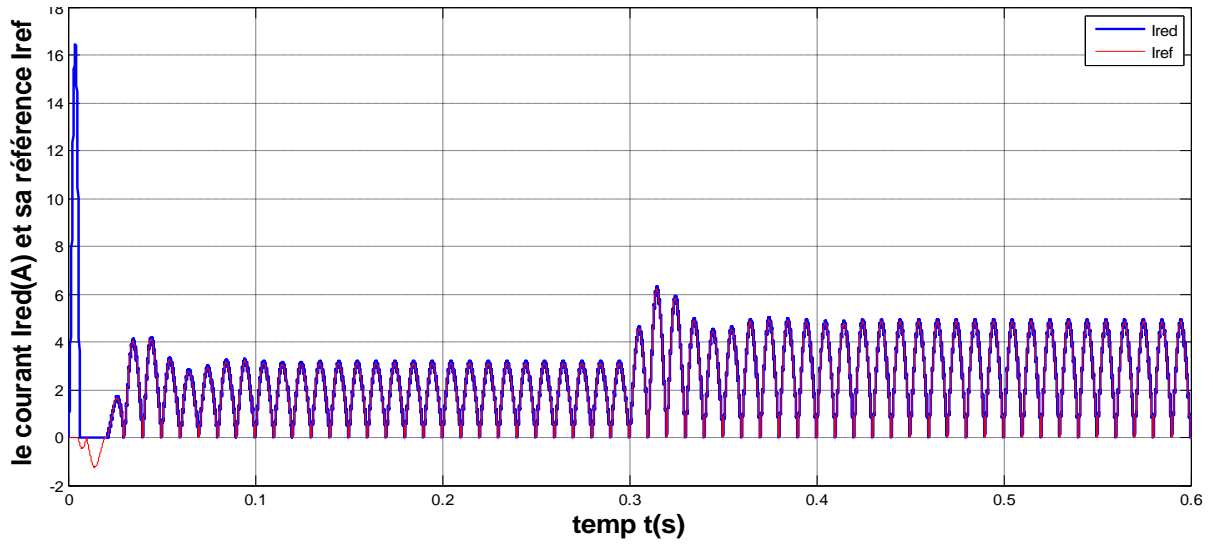


Figure. IV.30. le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}

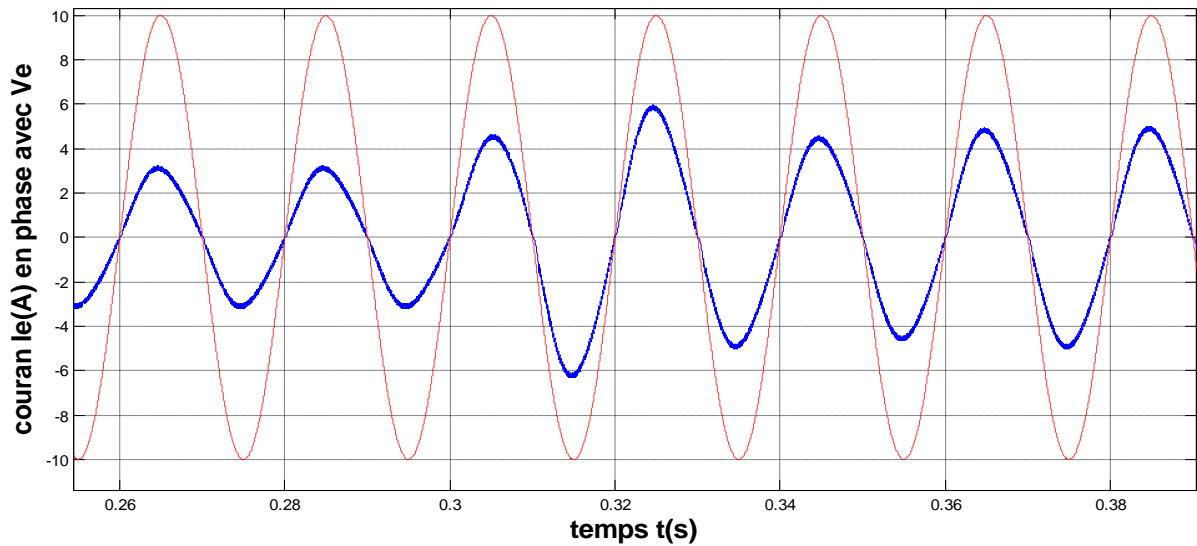


Figure. IV.31. le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e

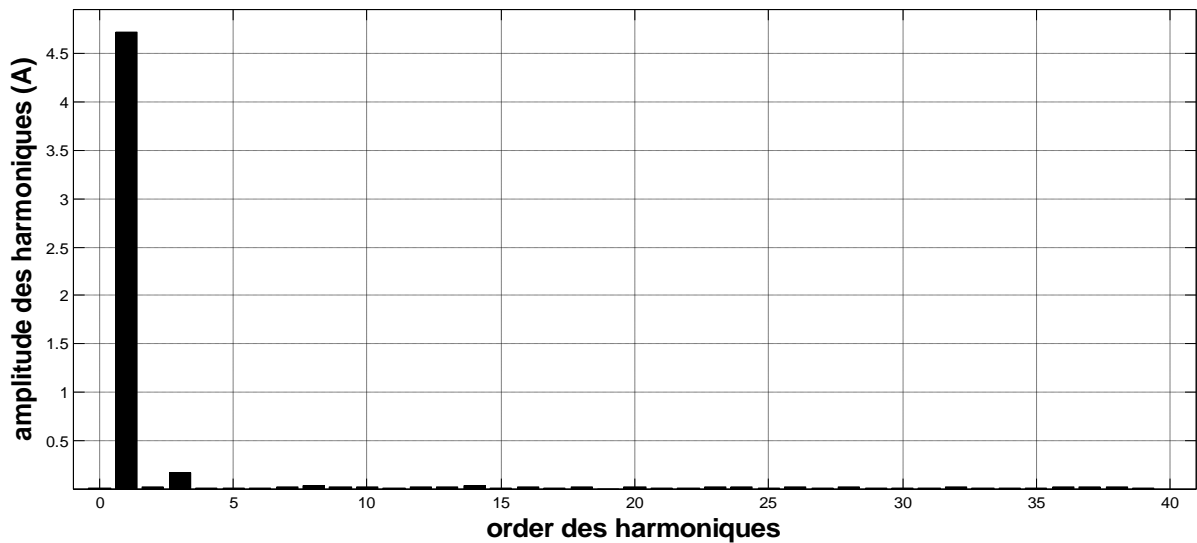


Figure. IV.32. les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

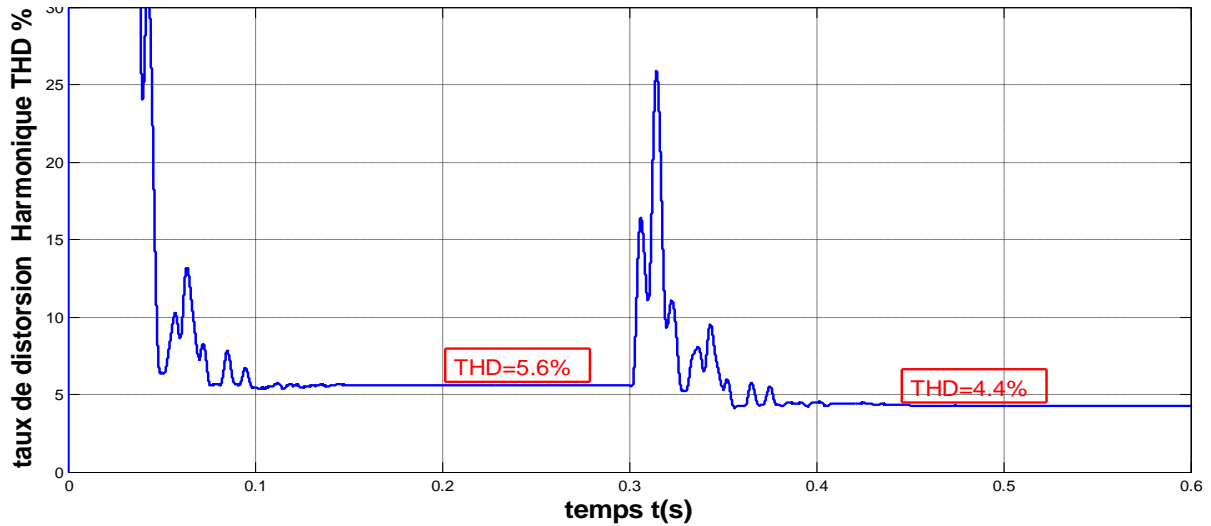


Figure. IV.33. le variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps

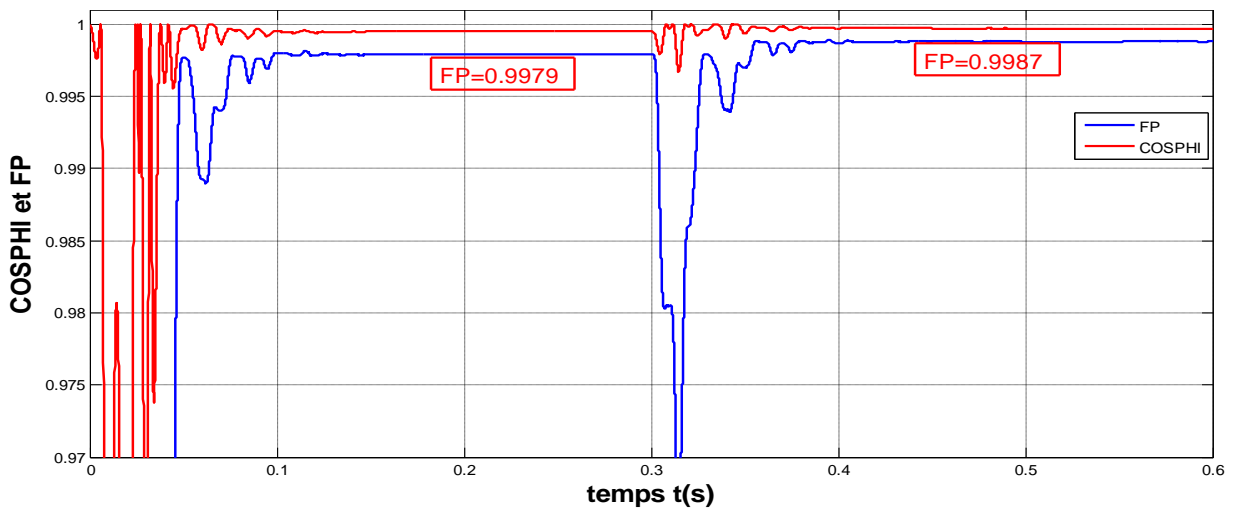


Figure. IV.34. la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ en fonction de temps

Changement de consigne $V_{\text{reff}} = 500$ a 400

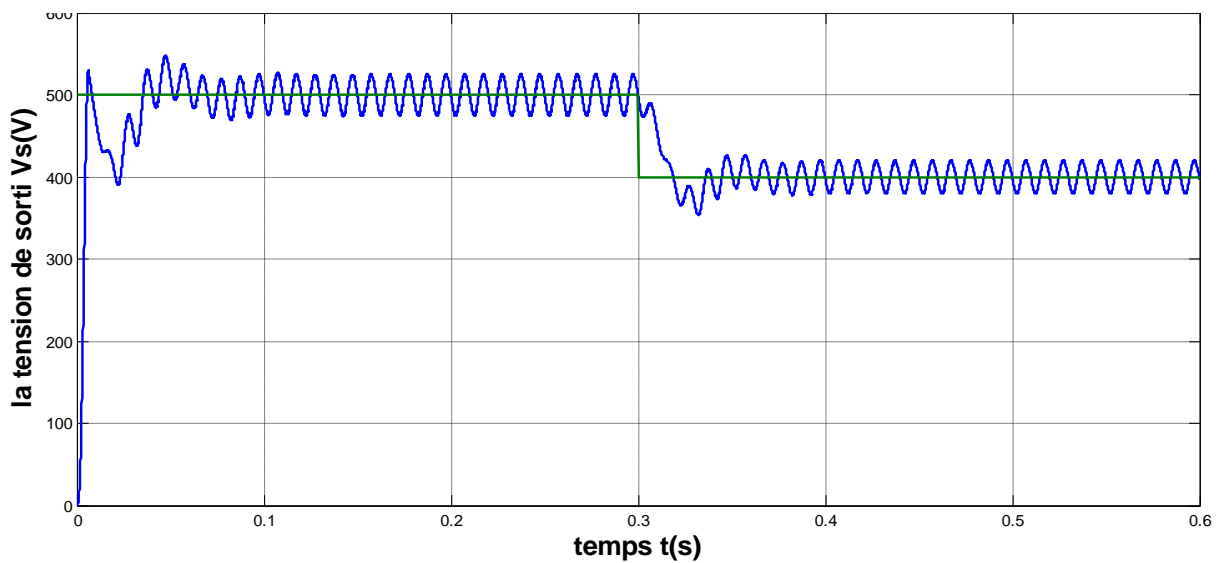


Figure. IV.35. réponse indicielle

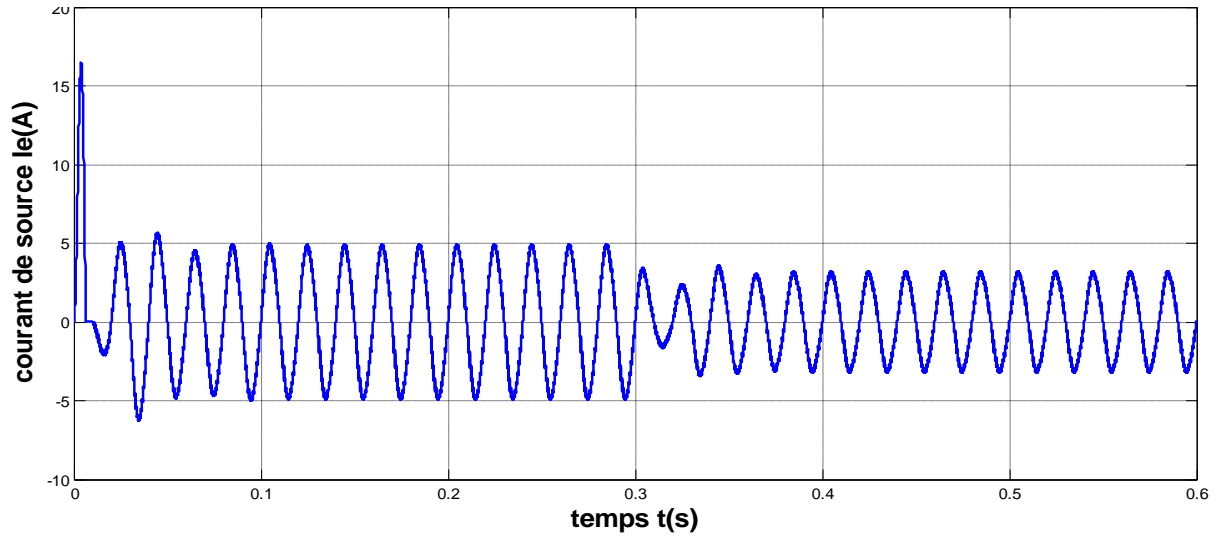


Figure. IV.36. le courant de source

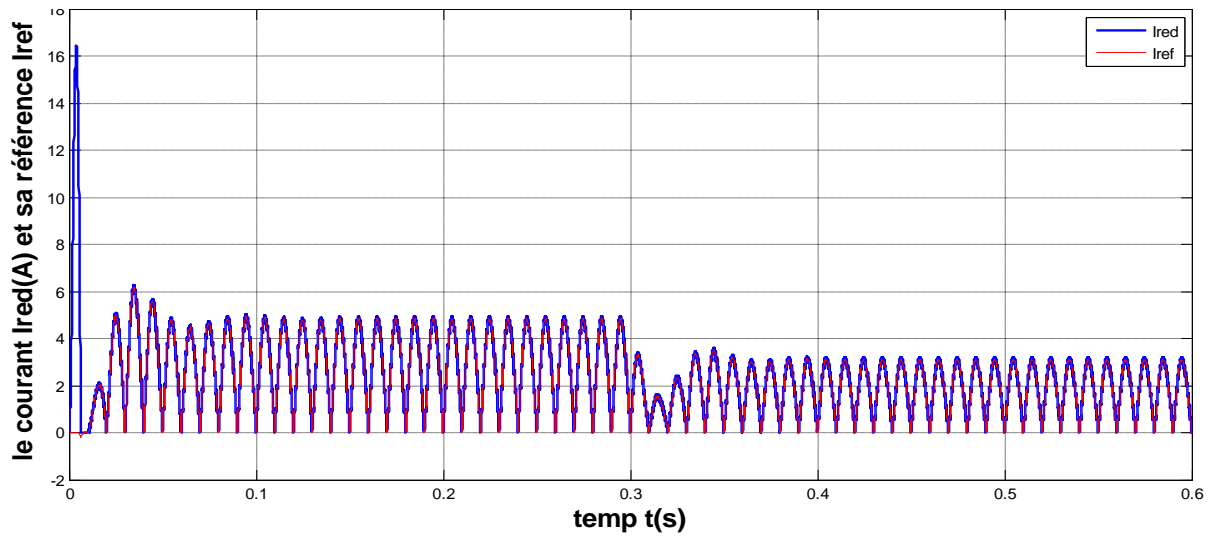


Figure. IV.37. le courant redressée Ired avec sa référence Iref

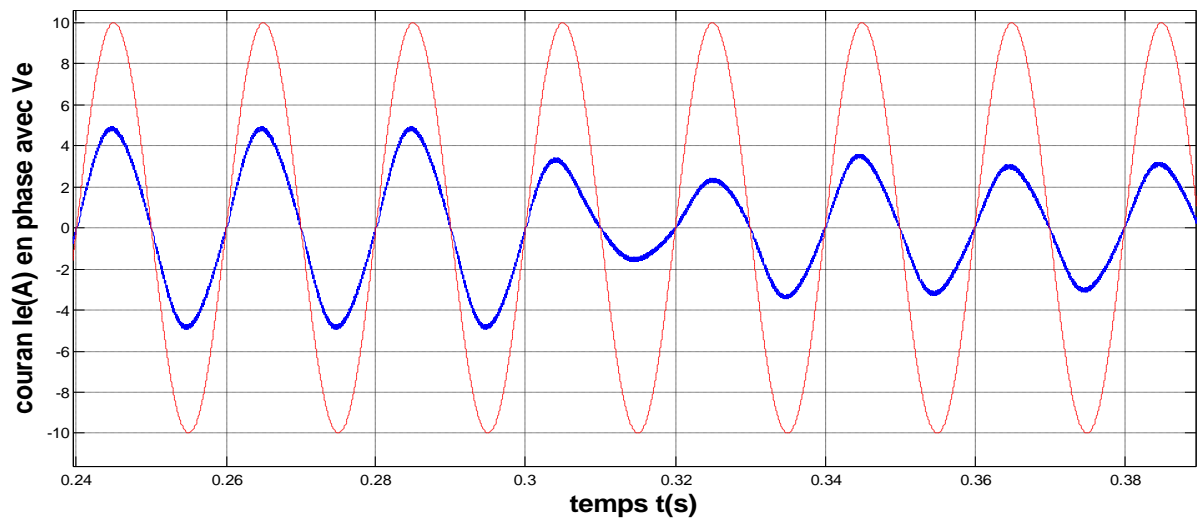


Figure. IV.38. le courant de source Ie en phase avec la tension de source Ve

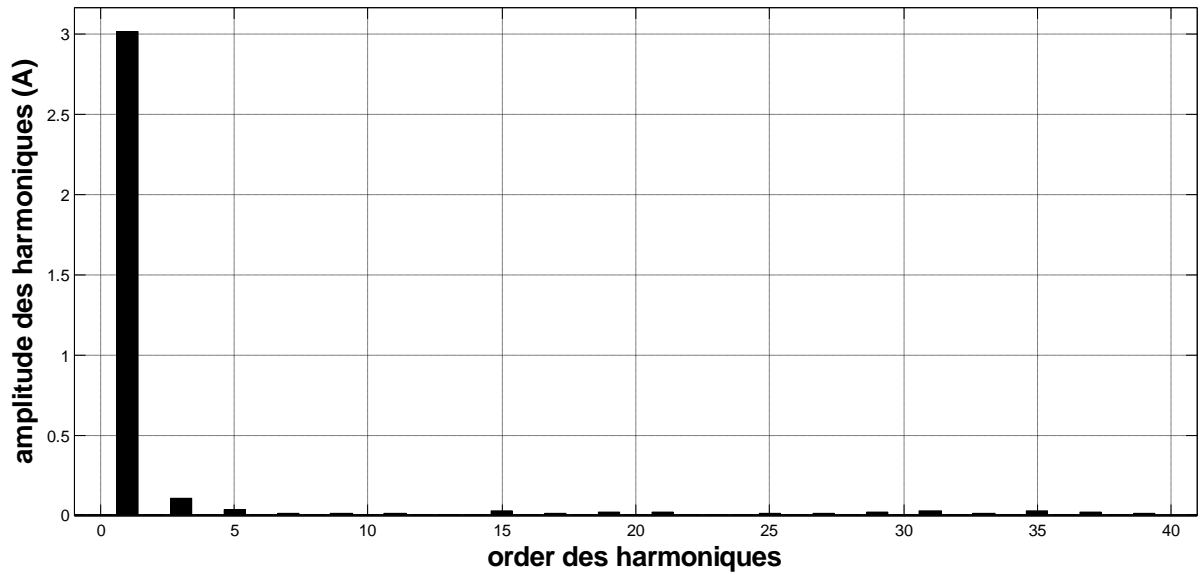


Figure. IV.39. les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)

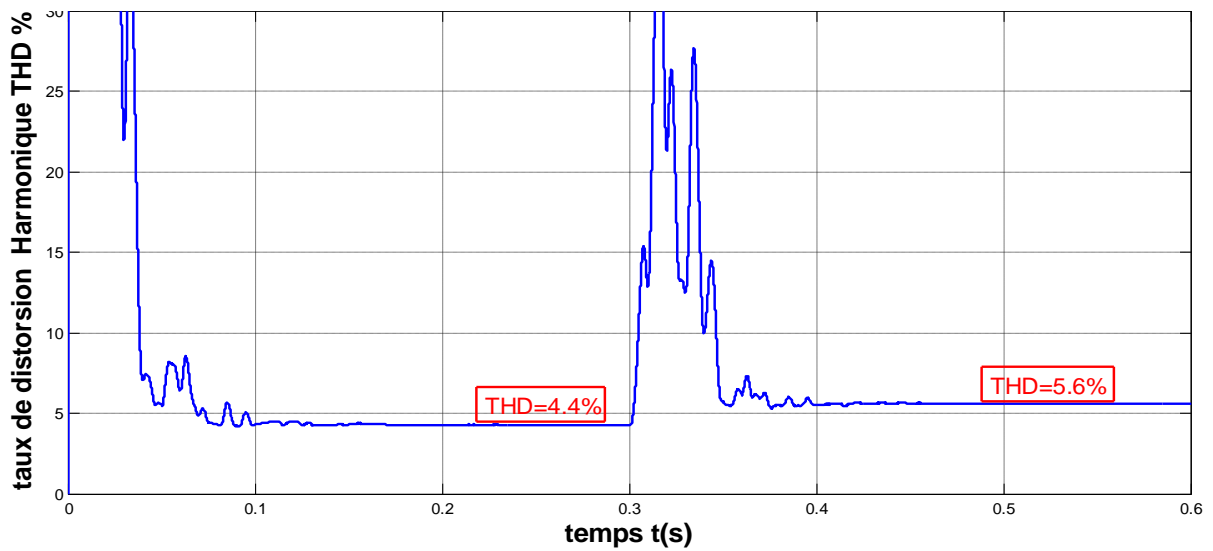


Figure. IV.40. le variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps

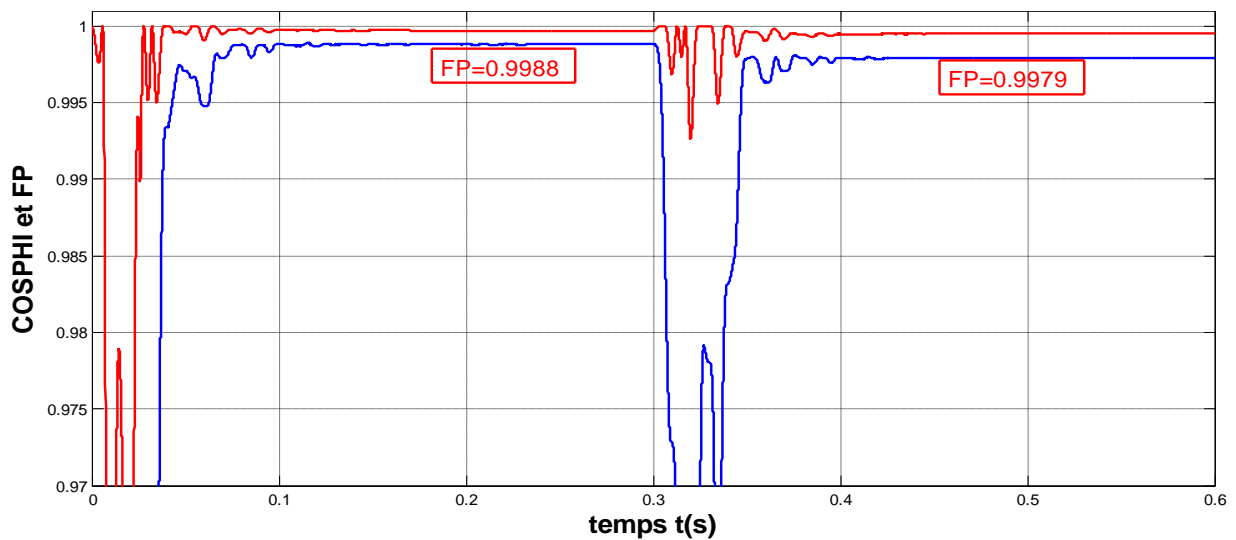


Figure. IV.41. la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ en fonction de temps

IV.5.3.INTERPRETATION DES RESULTATS

Par ailleurs, les figures (IV.11) et (IV.12) montrent que le courant de redresseur I_{red} suit sa référence I_{ref} en amplitude, dans une bande d'hystérésis $\Delta i=0.2A$.

On peut observer sur les figures (IV.14) et (IV.21) que la tension $V_s(t)$ s'établit très rapidement à sa référence $V_{ref}=400V$ pour différentes charges ($R=328\Omega$, $R=656\Omega$) avec une petite déviation due à la variation de la charge, et sans erreur statique à quelques oscillations près, grâce à l'introduction du régulateur flou.

On peut observer de plus, d'après les figures (IV.13.17.24.31.38), que la tension et le courant du réseau sont en phase, ce qui garantit un facteur de puissance presque unitaire.

Par ailleurs, la figure (IV.20) montre que le facteur de puissance est proche à l'unité $FP=0.9979$ pour le charge 328Ω et 0.9959 et $\cos(\varphi)=1$ pour les deux charge

On peut noter aussi sur les figures (IV.29) et (IV.32), que la tension $V_s(t)$ suit sa valeur référence $V_{ref}=400V$ à $500V$

On observe sur les figures (IV.18.25.32.39) que les harmoniques paires sont nulles tandis que les harmoniques impaires présentent des faibles valeurs, à part la troisième harmonique qui présente une grande valeur

On observe sur les figures (IV.19.26.33.40) que le THD est inversement proportionnel au courant de source, tandis les figures (IV.19.26.33.40) montrent que le facteur de puissance FP , est proportionnel à ce courant

IV.6.COMPARAISON ENTER LES DEUX TECHNIQUES DE COMMANDE DE PFC

Pour la comparaison on prend le même paramètre de PFC et le charge avec

Pour le régulateur PI $F_c=5Hz$

Pour le régulateur flou

- Gain de l'erreur $K_e = 0.01$
- Gain de variation de l'erreur $K_{\Delta e} = 0.5$
- Gain de variation de courant référence $K_{\Delta I} = 0.03$
- La tempe d'échantillonnage $T_s = 5 \text{ e-}5 \text{ s}$

La grandeur	la charge	Cas régulateur PI	Cas régulateur flou
THD %	$V_s=400V R=328\Omega$	5.37%	5.6%
	$V_s=500V R=328\Omega$	3.57%	4.4%
	$V_s=400V R=656\Omega$	9.2%	8.6%
FP	$V_s=400V R=328\Omega$	0.9983	0.9979
	$V_s=500V R=328\Omega$	0.9993	0.9987
	$V_s=400V R=656\Omega$	0.9955	0.9959

Tableau .IV.1 comparaison THD et FP pour le déferant mode

• *Changement de consigne*

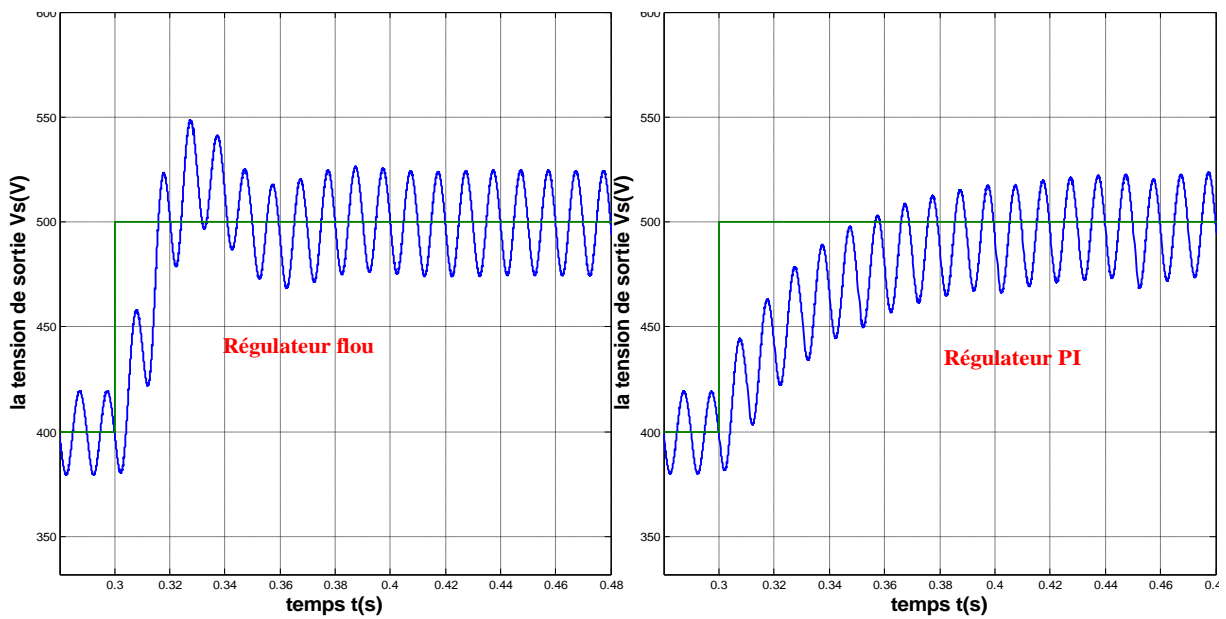


Figure .IV.42 la tension de sortie Vs

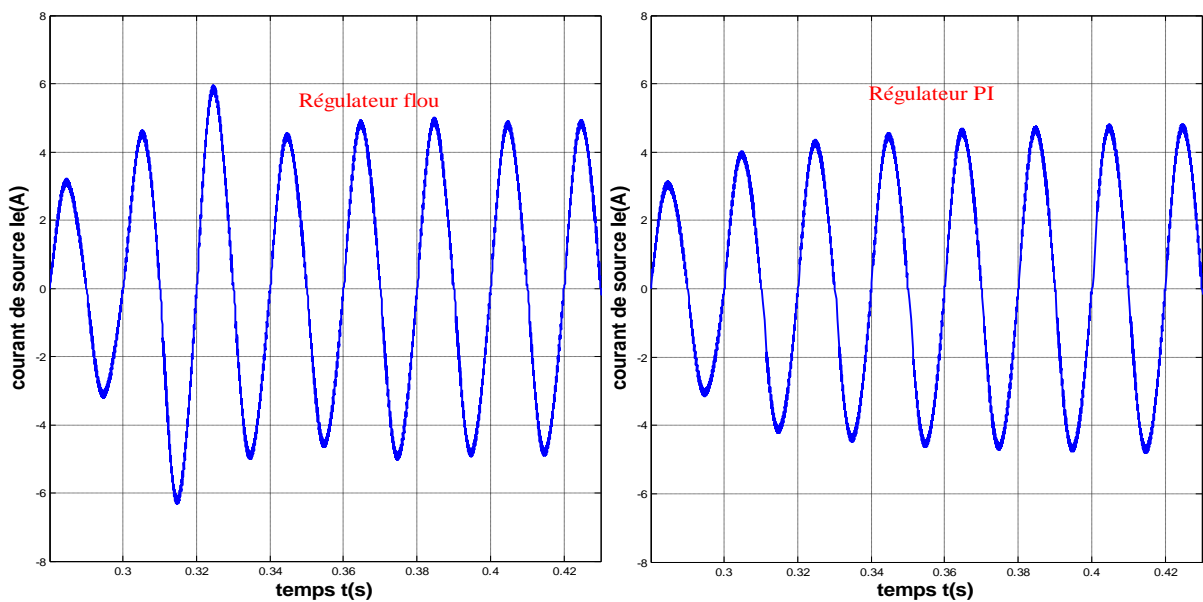


Figure. IV.43.le courant d'entre

- *Changement de charge*

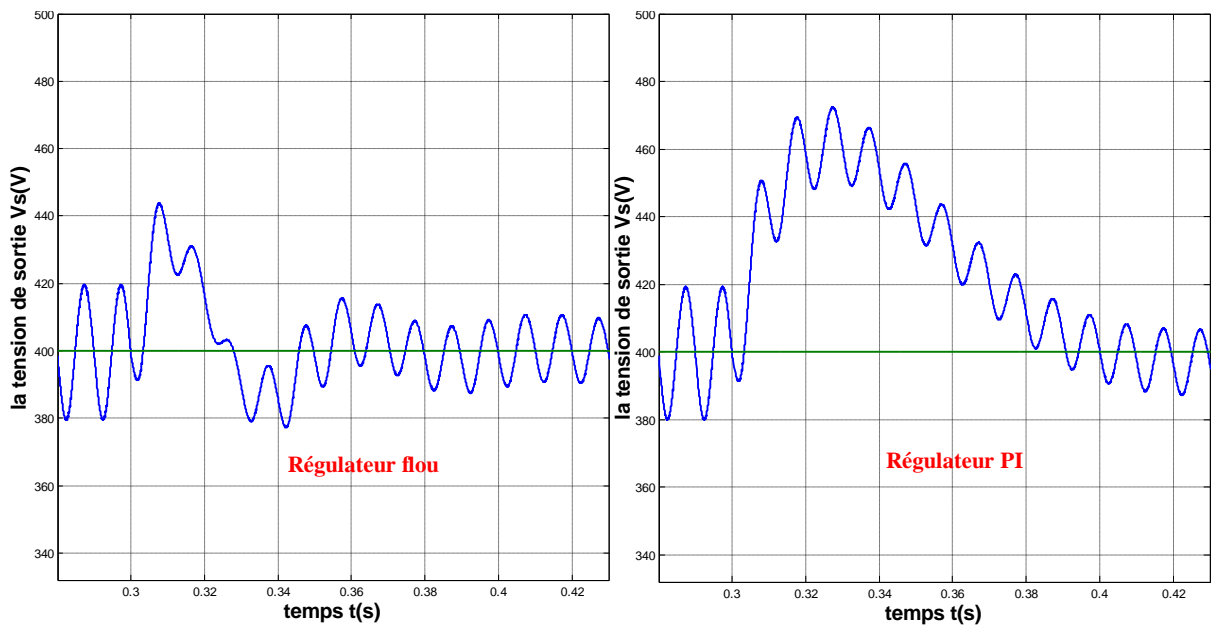


Figure.IV.44. la tension de sortie Vs

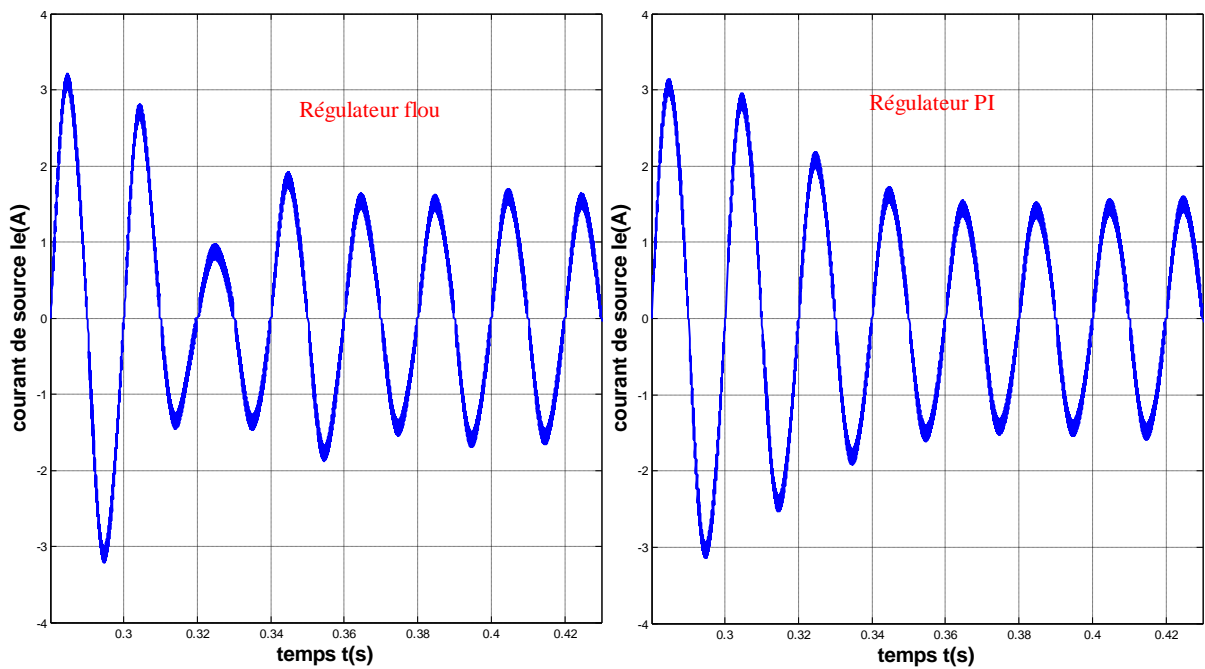


Figure. IV.45. le courant d'entre

On remarque que pour les temps de réponse, les résultats obtenus avec le régulateur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec le régulateur PI pour le point de fonctionnement. Pour l'étude statique le point la réponse est de 0.08s pour le régulateur flou, alors que pour le PI, elle est de 0.15s, pour l'étude dynamique elle passe de 0.12s pour la régulation PI à 0.06s avec la régulation floue, ce qui est assez important.

IV.7.CONCLUSION :

La logique floue va prendre de plus en plus de place dans le domaine du réglage. Cette affirmation est motivée par le fait que ce principe ne nécessite pas de modèle du système à régler et qu'il utilise les connaissances de l'opérateur (expert)

Dans ce chapitre, on a illustré les bases théoriques de la logique floue, conduisant à leur utilisation dans le domaine de la conduite des systèmes, dont on a mis le point sur la commande floue qui découle de cette théorie. Ensuite, on a cité les différentes parties d'un régulateur flou ainsi que ces paramètres, qui nécessitent un expert ou une expérience pour les déterminer. A ce niveau, on a constaté que les paramètres d'un régulateur flou sont :

- La forme et le nombre des sous ensembles flous.
- Les bornes de l'univers de discours.
- L'inférence et les bases des règles.
- La stratégie de défuzzification.

Nous avons vu la structure et les étapes constituant l'algorithme d'un régulateur flou, et son application au réglage de facteur de puissance. Les résultats obtenus par simulation (pour l'étude dynamique et l'étude statique) sont significatifs et montrent qu'on a satisfait une partie des objectifs souhaités.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons présenté une approche concernant la commande du redresseur monophasé, permettant des courants sinusoïdaux et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

La première stratégie de commande est basée sur une commande à hystérésis pour contrôler l'évolution du courant d'entrée, et un réglage par régulateur PI de la tension continue de sortie.

La deuxième stratégie développée est basé sur la régulation par la logique floue, la robustesse et l'efficacité de cette technique est mieux par rapport la première stratégie, le courant qui doit être de forme sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau, ainsi que une parfaite connaissance du comportement du système à régler nous permet d'établir un ensemble de règles floues, contrairement aux méthodes classiques où il nous faut un modèle mathématique.

Les résultats de simulation de commande par les deux stratégies présentés dans le troisième et quatrième chapitre exploitant les avantages de ces régulateurs au régime permanent.

LISTE DE FIGURES

FIGURE	TITRAGE	PAGE
Figure I.1	<i>Symbole synoptique d'un un convertisseur alternatif-continu</i>	3
Figure I.2	<i>le symbole et l'aspect réel d'une diode</i>	4
Figure I.3.	<i>Caractéristique de fonctionnement d'une diode parfaite</i>	4
Figure I.4.	<i>suppression de l'alternance négative de signal sinusoïdal</i>	5
Figure I.5.	<i>redresseur monophasé simple-alternance non-commandé (1 diode)</i>	6
Figure I.6.	<i>redresseur avec pont de Graëtz</i>	7
Figure I.7.	<i>Fonctionnement d'un redresseur avec pont de Graëtz</i>	8
Figure I.8.	<i>Schéma de simulation (pont de Graëtz)</i>	10
Figure I.9.	<i>Résultats de simulation (courant de charge $i(A)$, tension de sortie V_s, tension inverse (tension de diode) V_D et courant de diode I_D)</i>	10
Figure I.10.	<i>schéma synoptique d'un un convertisseur alternatif-continu de valeur moyenne réglable</i>	11
Figure I.11.	<i>symbole de thyristor</i>	11
Figure I.12.	<i>redresseur simple-alternance commandé a thyristor</i>	12
Figure I.13.	<i>simulation d'un redresseur simple-alternance commandé ($\alpha = 30^\circ$)</i>	13
Figure I.14.	<i>Résultats de simulation (courant de charge $i(A)$, tension de charge V_s, la tension de thyristor V_{th} avec la pulsation de gâchette)</i>	13
Figure I.15.	<i>montage en pont de Graëtz avec des thyristors</i>	14
Figure I.16.	<i>simulation d'un redresseur simple-alternance commandé avec ($\alpha = 30^\circ$)</i>	15
Figure I.17.	<i>Résultats de simulation (la tension de sortie V_s, la tension de thyristor V_{th} et le courant de thyristor $i_{th}(A)$ avec la pulsation de gâchette)</i>	16
Figure I.18.	<i>Redresseur double-alternance non commandé filtré par condensateur</i>	17
Figure I.19.	<i>le courant redresse et la forme tension filtrée</i>	17
Figure I.20.	<i>Filtrage par condensateur (lissage de la tension)</i>	18
Figure I.21	<i>Résultats de simulation des : (courant de sortie $I_s(A)$, tension de sortie V_s, et tension inverse (tension de diode) V_d)</i>	19
Figure I.22.	<i>redresseur double-alternance non commandé filtré par inductance</i>	20
Figure I.23.	<i>la tension redressée et la forme de courant filtrée</i>	20

Figure I.24	<i>Schéma de simulation de Filtrage par inductance (charge résistive)</i>	21
Figure I.25	<i>Résultats de simulation des : (courant de sortie $I_s(A)$, tension de sortie V_s, et tension inverse (tension de diode) V_d)</i>	21
Figure II.1	<i>Composition vectorielle des courants</i>	25
Figure II.2	<i>Composition vectorielle des puissances</i>	26
Figure II.3.	<i>les formes de courant et la tension et la puissance instantané $\cos(\varphi)=1$</i>	26
Figure II.4	<i>les formes de courant et la tension et la puissance instantané $\cos(\varphi)=0.7$</i>	27
Figure II.5	<i>les formes de courant et la tension et la puissance instantané $\cos(\varphi)=0.2$</i>	27
Figure II.6	<i>les différent cas possibles pour facteur de puissance</i>	30
Figure II.7	<i>le signale original et son harmonique</i>	31
Figure II.8.	<i>Schéma présente Le principe de base de décomposition de Fourier</i>	32
Figure II.9.	<i>signal déformé de la tension du réseau et la somme des harmoniques présents</i>	33
Figure II.10	<i>l'ensemble des harmoniques</i>	34
Figure III.1.	<i>schéma de redresseur monophasé un seul condensateur réservoir C</i>	41
Figure III.2.	<i>courant d'entrée avec et sans PFC</i>	41
Figure III.3.	<i>schéma de PFC passif</i>	43
Figure III.4.	<i>pas de PFC courant très déformé pics de grande intensité</i>	43
Figure III.5.	<i>PFC passif pics atténués courant non sinusoidal</i>	44
Figure III.6	<i>schéma de PFC active</i>	45
Figure III.7.	<i>la tension d'entrée et de sortie et la forme de courant tire du réseau</i>	46
Figure III.8.	<i>pas de PFC courant très déformé pics de grande intensité</i>	47
Figure III.9	<i>PFC actif courant sinusoidal plus de déformations</i>	47
Figure III.10	<i>alimentation qui ne dispose d'aucun PFC</i>	48
Figure III.11.	<i>alimentation avec PFC passif</i>	49
Figure III.12.	<i>façon générale, le cahier des charges du dispositif</i>	50
Figure III.13	<i>schéma représente la solution technico économique</i>	50
Figure III.14.	<i>Schéma de base du convertisseur Survolteur</i>	51
Figure III.15.	<i>Schéma de base du convertisseur Dévolteur</i>	52

Figure III.16.	<i>model du convertisseur</i>	54
Figure III.17.	<i>boucle de courant</i>	55
Figure III.18.	<i>schéma de simulation</i>	55
Figure III.19.	<i>la tension de sortie (V_s)</i>	56
Figure III.20.	<i>courant redressée et sa référence</i>	56
Figure III.21	<i>la fréquence et le courant redressé</i>	57
Figure III.22.	<i>le courant redresse I_{red} poursuite la consigne I_{ref} dans la bande d'hystérésis</i>	58
Figure III.23	<i>fonctionnement de commande par hystérésis</i>	58
Figure III.24	<i>fréquence maximale de découpage en HZ en fonction de l'inductance</i>	59
Figure III.25	<i>boucle de tension</i>	60
Figure III.26	<i>schéma conventionnel de l'asservissement de tension</i>	64
Figure III.27	<i>schéma de simulation d'une poste PFC, régulateur PI</i>	65
Figure III.28	<i>block de calcule FP $\cos(\varphi)$ THD</i>	65
Figure.III.29.	<i>réponse indicielle $F_c=5\text{Hz}$</i>	66
Figure.III.30.	<i>le courant de source</i>	66
Figure.III.31.	<i>le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}</i>	67
Figure.III.32.	<i>le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e</i>	67
Figure.III.33.	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)</i>	67
Figure.III.34	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps</i>	68
Figure.III.35	<i>la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps</i>	68
Figure.III.36.	<i>réponse indicielle $F_c=20\text{Hz}$</i>	68
Figure.III.37.	<i>le courant de source</i>	69
Figure.III.38.	<i>le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}</i>	69
Figure.III.39.	<i>le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e</i>	69

Figure.III.40.	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)</i>	70
Figure.III.41.	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps</i>	70
Figure.III.42.	<i>la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps</i>	70
Figure.III.43.	<i>réponse indicielle $F_c=5\text{Hz}$</i>	71
Figure.III.44	<i>le courant de source</i>	71
Figure.III.45	<i>le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}</i>	71
Figure.III.46	<i>le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e</i>	72
Figure.III.47.	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)</i>	72
Figure.III.48.	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps</i>	72
Figure.III.49	<i>la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps</i>	73
Figure.III.50	<i>réponse indicielle $F_c=20\text{Hz}$</i>	73
Figure.III.51.	<i>le courant de source</i>	73
Figure.III.52.	<i>le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}</i>	74
Figure.III.53.	<i>le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e</i>	74
Figure.III.54.	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)</i>	74
Figure.III.55.	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD avec le temps</i>	75
Figure.III.56	<i>la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ avec le temps</i>	75
Figure.III.57.	<i>demi période de courant I_e $F_c=5\text{Hz}$</i>	76
Figure.III.58	<i>demi période de courant I_e $F_c=20\text{Hz}$</i>	76
Figure IV.1.	<i>représentation graphique des termes linguistiques</i>	79
Figure IV.2.	<i>Schéma synoptique générale d'un système flou.</i>	80
Figure. IV.3.	<i>Schéma bloc de la structure de commande d'un redresseur par FLC</i>	85
Figure. IV.4.	<i>Fonctions d'appartenance des entrées du régulateur flou (erreur de la tension et variation de l'erreur normalisées)</i>	86
Figure. IV.5.	<i>Fonctions d'appartenance de la sortie du régulateur flou (variation du courant de référence normalisée)</i>	86

Figure. IV.6.	<i>schéma de simulation</i>	88
Figure. IV.7.	<i>régulateur flou</i>	88
Figure .IV.8	<i>Block de calcule P, Q, S, THD, FP, cos(φ)</i>	89
Figure. IV.9	<i>La tension de sortie Vs</i>	90
Figure. IV.10	<i>Le courant de source</i>	90
Figure. IV.11.	<i>le courant redressée Ired avec sa référence Iref</i>	90
Figure. IV.12.	<i>deux périodes de courant redressé Ired avec sa référence Iref</i>	91
Figure. IV.13.	<i>le courant de source Ie en phase avec la tension de source Ve</i>	91
Figure. IV.14.	<i>la tension de charge pour (R=328Ω ; 656Ω)</i>	91
Figure. IV.15.	<i>le courant de source</i>	92
Figure. IV.16.	<i>le courant redressé Ired avec sa référence Iref</i>	92
Figure. IV.17.	<i>le courant de source Ie en phase avec la tension de source Ve</i>	92
Figure. IV.18	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de Ie (0.58s à 0.6s)</i>	93
Figure. IV.19.	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps</i>	93
Figure. IV.20.	<i>la variation de facteur de puissance et cos (φ) en fonction de temps</i>	93
Figure. IV.21.	<i>la tension de charge pour (R=656Ω à 328Ω)</i>	94
Figure. IV.22.	<i>le courant de source</i>	94
Figure. IV.23	<i>le courant redressé Ired avec sa référence Iref</i>	94
Figure. IV.24.	<i>le courant de source Ie en phase avec la tension de source Ve</i>	95
Figure. IV.25	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de Ie (0.58s à 0.6s)</i>	95
Figure. IV.26	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps</i>	95
Figure. IV.27	<i>la variation de facteur de puissance et cos (φ) en fonction de temps</i>	96
Figure. IV.28	<i>réponse indicielle</i>	96
Figure. IV.29	<i>le courant de source</i>	96

Figure. IV.30	<i>le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}</i>	97
Figure. IV.31	<i>le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e</i>	97
Figure. IV.32	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)</i>	97
Figure. IV.33	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps</i>	98
Figure. IV.34.	<i>la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ en fonction de temps</i>	98
Figure. IV.35.	<i>réponse indicielle</i>	98
Figure. IV.36	<i>le courant de source</i>	99
Figure. IV.37.	<i>le courant redressée I_{red} avec sa référence I_{ref}</i>	99
Figure. IV.38	<i>le courant de source I_e en phase avec la tension de source V_e</i>	99
Figure. IV.39	<i>les ranges des harmoniques pour le dernier période de I_e (0.58s à 0.6s)</i>	100
Figure. IV.40	<i>la variation de taux distorsion harmonique THD en fonction de temps</i>	100
Figure. IV.41	<i>la variation de facteur de puissance et $\cos(\varphi)$ en fonction de temps</i>	100
Figure. IV.42	<i>la tension de sortie V_s</i>	102
Figure. IV.43	<i>le courant d'entre</i>	102
Figure. IV.44	<i>la tension de sortie V_s</i>	103
Figure. IV.45	<i>le courant d'entre</i>	103

REFERENCE

- [1]Schneider électrique : Améliorer le facteur de puissance d'une installation électrique
- [2]Dr. Chellali benachaiba «Synthèse des théories des définitions des puissances en régime non sinusoïdal»
- [3]Schneider électrique :La perturbation électromagnétique basse et haute fréquence
- [4]S. Kerai*, G. Meki, A. Fodil et K. Ghaffour «Calcul du Convertisseur AC-DC avec Correction de Facteur de Puissance»
- [5] A.Fodil et M.Ghazi, «Etude et simulation d'un convertisseur AC-DC avec correction de facteur de puissance ». Mémoire de PFE, université de Tlemcen, 2002.
- [6] «Etude et simulation d'une alimentation AC-DC à absorption sinusoïdale de courant ». Alain Cuniere lycée Pierre de coubertin, chaussée de paris 77100 Meaux.
- [8]Les PFC: Service BEAMS Energy – Elec387, 2007
- [9]Mr biram m'hamed «Commande floue d'un convertisseur AC-DC a en cascade avec convertisseur DC-DC double étage aimantant un system de biberonnage par supercapacités d'un véhicule électrique» Mémoire de magister, université de batna, 2003.
- [10]Abdelhalim TLEMÇANI «Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série».thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique , 2007.
- [11] BEZZAOUCHA Souad « différentes stratégies de commande floue appliquées à une colonne d'absorption». mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique , 2007.
- [12]Yanan Zhao and Emmanuel G. Collin« Fuzzy PI Control of an Industrial Weigh Belt Feeder». Department of Mechanical Engineering FAMU-FSU College of engineering Florida aout2001

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Monsieur : A.KESSAL

Présenté par : A. OULD HACEN
N. HOUD

Thème :

**ETUDE D'UN CONVERTISSEUR AC/DC A ABSORPTION
SINUSOÏDALE DE COURANT
COMMANDE PAR LOGIQUE FLOU**

Résumé : Dans ce travail, nous avons présenté une approche concernant la commande du redresseur monophasé, permettant des courants sinusoïdaux et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

La première stratégie de commande est basée sur une commande à hystérésis pour contrôler l'évolution du courant d'entrée, et un réglage par régulateur PI de la tension continue de sortie.

La deuxième stratégie développée est basée sur la régulation par la logique floue, la robustesse et l'efficacité de cette technique est mieux par rapport la première stratégie, le courant qui doit être de forme sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau, ainsi que une parfaite connaissance du comportement du système à régler nous permet d'établir un ensemble de règles floues, contrairement aux méthodes classiques où il nous faut un modèle mathématique.

Summary: In this work, we presented an approach concerning the ordering of the rectifier single-phase current, allowing sinusoidal currents and operation with a power-factor close to the unit.

The first strategy of order is based on an order with hysteresis to control the evolution of the current of entry, and an adjustment by regulator pi of the continuous tension of exit.

The second developed strategy is based on the regulation by fuzzy logic, the robustness and the effectiveness of this technique is better by report/ratio the first strategy, the current which must be of sinusoidal form and in phase with the tension of the network, as well as a perfect knowledge of the behavior of the system to be regulated enables us to establish a whole of fuzzy rules, contrary to the traditional methods where we need a mathematical model

Mots Clés :

Convertisseur AC/DC, PFC, survolteur, dévolteur, logique flou, facteur de puissance