

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
Filière : GENIE ELECTRIQUE
Spécialité : Réseaux électriques technique de la haute tension

Thème

Etude d'alimentation a facteur de puissance unitaire

Présenté Par :

- 1) BLAL Mohamed Amine
- 2) Benamer Djebari Mohamed Amine

Soutenu le : 04/06/2015

Devant les jurys composés de :

Mr.Fatmi .M	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Mr. Sidi Abdi.M	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
Mr. Ayache .Z	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadreur

Année universitaire 2014/2015



Remerciements

Nous remercions Allah qui nous a donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.



Je tiens tout d'abord à exprimer mes sincères remerciements ainsi que ma vive gratitude envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Mes sincères remerciements et reconnaissances vont à mon encadreur, Mr Zouaoui Ayache pour son aide, ainsi que pour la confiance qu'il m'a prodiguée durant la réalisation de ce travail.

Mes plus vifs remerciements s'adressent également aux membres de jury qui m'ont honoré en acceptant d'évaluer ce travail.

Que tous les enseignants qui ont contribué à ma formation reçoivent ma gratitude et en particulier ceux du département d'électrotechnique de centre universitaire Bouchaib Belhadj, Ain Témouchent.

Sans oublier d'exprimer mes remerciements à tous mes amis Chacun avec son nom et tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A l'être le plus cher de ma vie, à mon père pour tous sacrifices et toutes les peines qu'il a enduré pour mon éducation, et pour son encouragement durant mes années d'étude.

A la chandelle de ma vie, celle qui m'a appris à faire la différence entre le bien et le mal, qui a toujours cru en moi et à mes capacités, qui m'a soutenu et encouragé dans les moments les plus difficiles, à ma mère.

Que Dieu le haut et le plus puissant les protègent, et les gardes Inchaallah.

A mes très chers frères Je leurs souhaite la réussite.

A toute ma famille.

A mon binôme BENAMER DJEBARI MOHAMED AMINE

J'ai aussi le grand plaisir de dédier le fruit de mon travail à mes amis de la promotion et mes chères amies intime.

Merci à vous

BLAL MOHAMED AMINE

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A l'être le plus cher de ma vie, à mon père pour tous sacrifices et toutes les peines qu'il a enduré pour mon éducation, et pour son encouragement durant mes années d'étude.

A la chandelle de ma vie, celle qui m'a appris à faire la différence entre le bien et le mal, qui a toujours cru en moi et à mes capacités, qui m'a soutenu et encouragé dans les moments les plus difficiles, à ma mère.

Que Dieu le haut et le plus puissant les protègent, et les gardes Inchaallah.

A mes très chers frères Je leurs souhaite la réussite.

A toute ma famille.

A mon binôme BLAL MOHAMED AMINE

J'ai aussi le grand plaisir de dédier le fruit de mon travail à mes amis de la promotion et mes chères amies intime.

Merci à vous

BENAMER DJEBARI MOHAMED AMINE

Table des matières

Introduction générale	1
Résumé	2

Chapitre I. Les Alimentations électriques

I.1. Introduction	3
I.2. Les alimentations linéaires	3
I.2.1. Schéma fonctionnel	3
I.2.2. Fonction déstructure s'associées	3
I.2.3. Etude de FS1	4
I.2.4. Etude de FS2	5
I.2.5. Etude de FS3	5
I.2.6. Etude de FS4	6
I.2.7. Facteur de puissance en présence d'Harmoniques	7
I.2.8. Les Normes	8
I.3 Les problématiques causées par ce type d'alimentation	9
I.3.1. Fléchissement	9
I.3.2. Coupure	9
I.3.3. Pic	10
I.3.4. Surtension	10
I.3.5. Parasites	10
I.4. Conclusion	10

Chapitre II. Alimentation a facteur de puissance unitaire

II.1. Introduction	11
II.2. Principe et fonctionnement FP	11
II.3. Principe de la commande PFC	12

II.4. Les convertisseur DC/DC	14
II.4.1. Convertisseur abaisseur « BUCK ».....	14
II.4.2. Convertisseur élévateur« BOOST »	18
II.4.3. Convertisseur inverseur « BUCK - BOOST»	21
II.5. Les techniques de Commande PFC	25
II.5.1. Commande de courant de pointe (Peak current control).....	25
II.5.2. Commande du courante moyenne (Average current control)	26
II.5.3. Commande par hystérésis (Hystérésis control)	27
II.5.4. Commande en mode limite (Borderline control)	29
II.5.5. Commande discontinue du courant avec contrôle à largeur d'impulsion (PWM). 30	
II.6. Conclusion	31

Chapitre III. Simulation d'alimentation à facteur de puissance unitaire

III.1 Introduction	32
III.2 Etude d'une alimentation à facteur de puissance unitaire commandée en valeur moyenne de courant.....	32
III.2.1 Modélisation d'alimentation FPU dans	33
III.3 Résultats et interprétation	34
III.3.1 Charge constante	35
III.3.2 Charge variable	35
III.3.3 Analyse harmonique	37
III.4 Conclusion	37
Conclusion général	38
Bibliographique	39

Introduction générale

Introduction générale

Le convertisseur statique joue le rôle d'interface entre source d'énergie électrique et consommateur. Constitué d'interrupteurs de puissance, ses caractéristiques de base ne dépendent de quelque façon que ce soit, ni de ces sources, ni du type d'interrupteurs utilisés, ni des applications dans lesquelles il est utilisé, ni même de sa topologie. C'est une matrice d'interrupteurs réalisant la connexion de ses nœuds d'entrée à ses nœuds de sortie, permettant ainsi d'y contrôler le transfert d'énergie.

Le premier chapitre, expose la constitution (Transformateur, Redresseur, Filtre, Régulateur) et le fonctionnement des alimentations continues très Basse Tension. Une perle aperçue sur les réglementations en vigueur et donné.

Le deuxième chapitre, est consacré aux alimentations à facteur de puissance unitaire, les convertisseurs DC/DC utilisés dans ces alimentations, permettent d'abaisser, élever et inverser une tension continue avec de très faibles pertes. Les séquences, les équations différentielles de fonctionnement et les équations de calcul des composants sont présentés, ainsi que les différentes topologies (BUCK, BOOST, BUCK-BOOST).

Enfin, dans le troisième chapitre, nous allons modélisation et simulé une alimentation à facteur de puissance unitaire qui utilise un convertisseur BOOST.

Résumé :

Nous avons intéressés aux alimentations électriques et on a mis en évidence l'influence de l'harmonique dans les réseaux électriques. Les différentes topologies de l'étage de puissance ont été présentés, et on n'a simulé d'une alimentation à facteur de puissance unitaire à base de convertisseur Boost, Les résultats obtenus montrent un bon comportement de la commande

Chapitre I

Les alimentations électriques

Chapitre I. Les Alimentations électriques

I.1. Introduction

La fonction des alimentations est de fournir de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement des équipements électriques.

Dans la plupart des cas, la fonction de l'alimentation est de transformer les caractéristiques de l'énergie livrée par le réseau électrique pour les adapter aux conditions des équipements électriques (le fonctionnement des circuits électroniques nécessite en général une alimentation sous Très Basse Tension Continue).

Pour réaliser ces convertisseurs on utilise deux types de structures :

- Les alimentations linéaires.
- Les alimentations à découpage.

I.2. Les alimentations linéaires

I.2.1. Schéma fonctionnel

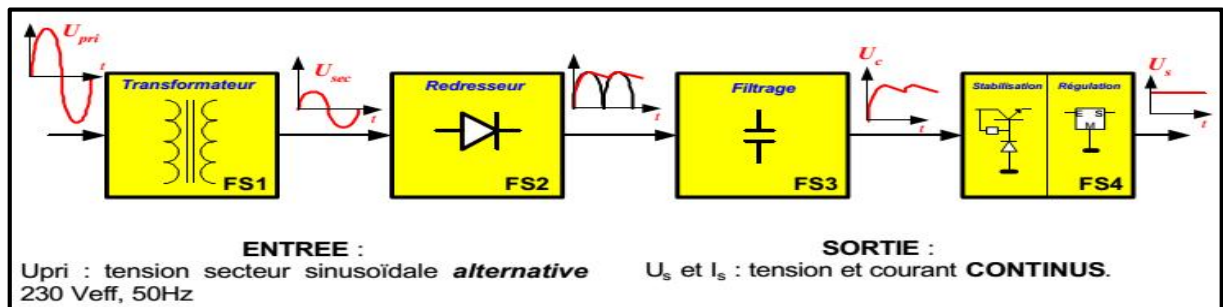


Figure I.1 : Schéma fonctionnel

I.2.2. Fonction déstructure s'associées

- **Transformateur** : Diminue l'amplitude de la tension secteur.
- **Redresseur** : Convertit une tension alternative en une tension unidirectionnelle.
- **Filtre** : Stocke l'énergie de façon à lisser la tension de sortie du redresseur.
- **Régulateur** : Stabilise la tension et le courant de sortie de manière à les rendre CONSTANTS (continus).

I.2.3. Etude de FS1

Transformation ou abaissement :

Le transformateur se caractérise par sa tension secondaire exprimée en volts efficaces (V_{eff}) et sa puissance apparente S exprimée en volts ampère (V_A).

La taille et le poids du transformateur dépendent de sa puissance.

I.2.3.1. La puissance en régime sinusoïdal s'exprime par

$$P = V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos f = S \cos f \quad (\text{I.1})$$

- f est le déphasage entre U et I : il dépend de la nature de la charge (R, L, C).
- S est la puissance apparente en V_A

Le transformateur assure une isolation galvanique et il est de type abaisseur de tension.

I.2.3.2. Rapport de transformation

$$m = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_2}{n_1} \quad (\text{I.2})$$

n_1 et n_2 : nombres de spires au primaire et au secondaire.

I.2.3.3. Les différents modes de câblage du transformateur

Exemple : Transformateur 12V, 6VA

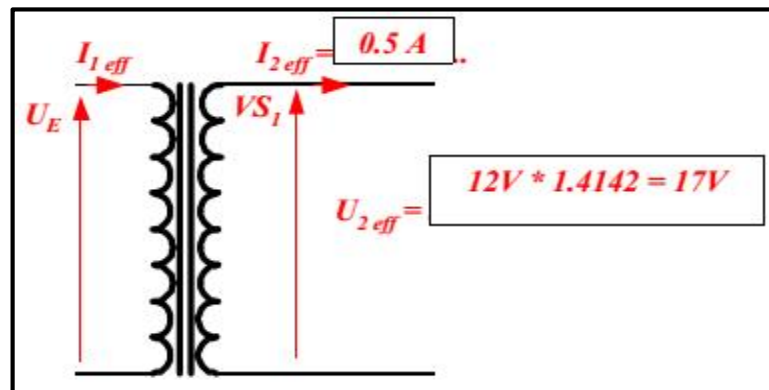


Figure I.2: Transformateur

I.2.3.4. Critères de choix technologiques

On distingue les transformateurs à tôles et les transformateurs toriques qui ont un rayonnement moindre (Pertes entrefer réduites de 90%). Un transformateur d'alimentation se choisit en fonction de sa ou ses tensions secondaires en V_{eff} et de sa puissance apparente en volt ampère (VA).

I.2.4. Etude de FS2

Redressement :

Le rôle de FS2 est de rendre unidirectionnelle l'énergie délivrée par le transformateur. Cette fonction est réalisée par des diodes à jonction.

Redressement double alternance : Pont de diodes ou GRAETZ :

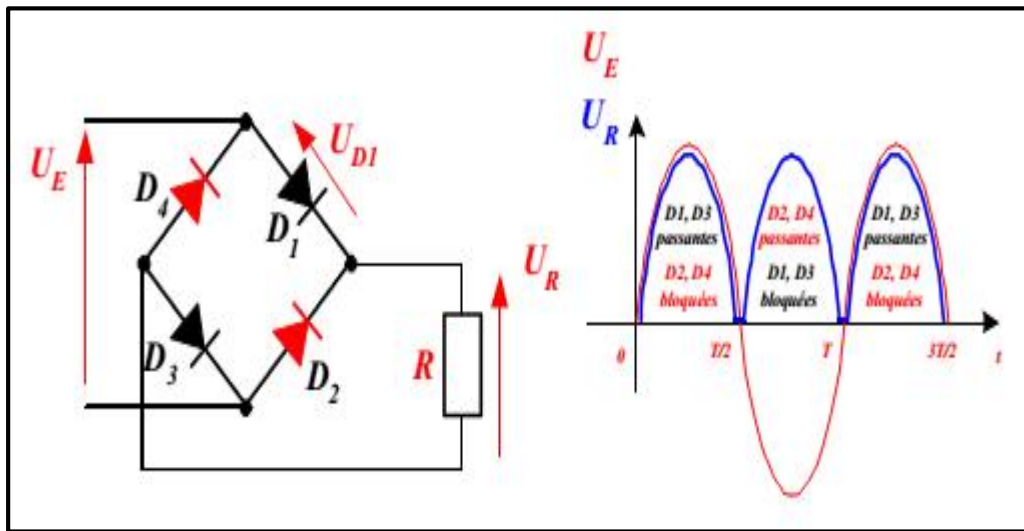


Figure I.3: Redressement double alternance

Tension maximum	$U_{r \max} = U_{E \max} - 2 * U_{D\text{seuil}}$
Tension moyenne	$U_{r \text{moye}} = \frac{2 * U_{r \max}}{\pi}$
Tension efficace	$U_{r \text{eff}} = \frac{U_{r \max}}{\sqrt{2}}$
Fréquence d'Ur	$f_{U_r} = 2 * f_{\text{secteur}}$
$V_{\text{inv}}(D)$	$U_{r \max}$

Tableau I.1 caractéristique du redressement double alimentation

I.2.5. Etude de FS3

Filtrage :

Le but de FS3 est de rendre l'allure de la tension mono ou double alternance issue du redressement en une tension aussi continue que possible. Cette fonction est matérialisée par un condensateur, sa valeur est souvent élevée : plusieurs μF .

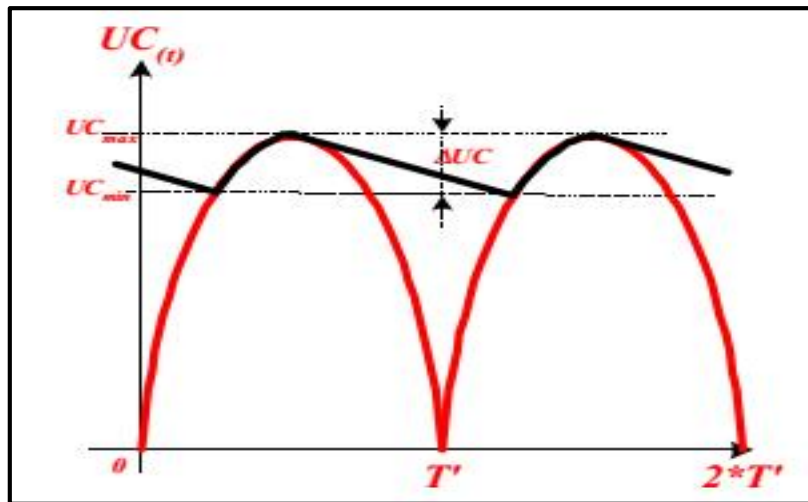


Figure I.4: Filtrage

Après filtrage, la tension aux bornes du condensateur varie entre une valeur maximale UC_{max} et une valeur minimale UC_{min} .

UC_{max} = Tension max de sortie du redresseur.

UC_{min} = Tension minimum nécessaire au fonctionnement de FS4 (Stabilisation ou régulation).

Sa valeur moyenne peut être considérée comme égale à :

$$UC_{moy} = \frac{UC_{max} - UC_{min}}{2} \quad (I.3)$$

L'ondulation autour de cette valeur moyenne est :

$$\Delta UC = UC_{max} - UC_{min} \quad (I.4)$$

I.2.6. Etude de FS4

Stabilisation ou régulation :

La fonction d'une alimentation est de fournir une tension stable quel que soit la valeur du courant de sortie ($I_{min} < I_s < I_{max}$).

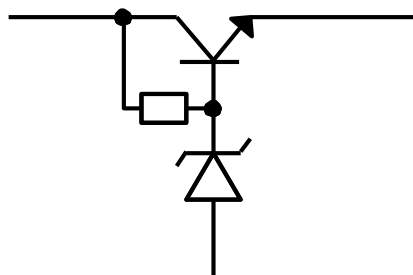


Figure I.5 : Régulation

1.2.6.1. Différence entre stabilisation et régulation.

- La stabilisation fixe la tension de sortie à une valeur donnée mais elle ne suit pas ses évolutions.

On utilise en générale une structure composée d'une diode zener associée à un transistor dit «ballast».

- La régulation fixe la tension de sortie à une valeur donnée mais elle suit ses évolutions. En permanence la tension de sortie est comparée à une tension de référence, si la tension de sortie diminue alors le régulateur modifie ses paramètre pour palliera cette chute.

1.2.7. Facteur de puissance en présence d'Harmoniques :

Le facteur de puissance indique à quel point la charge utilise d'une façon efficace l'électricité pour produire un travail donné. Plus le facteur de puissance est élevé, plus grand est le travail produit pour une tension et une Intensité de courant données.

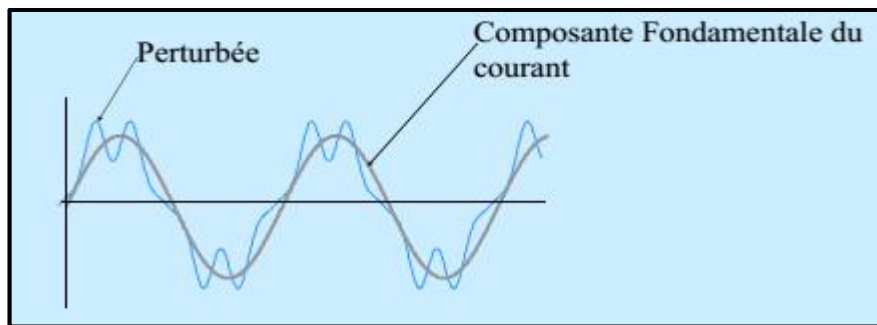


Figure I.6 : Facteur de puissance en présence d'Harmoniques

1.2.7.1. Charge linéaire :

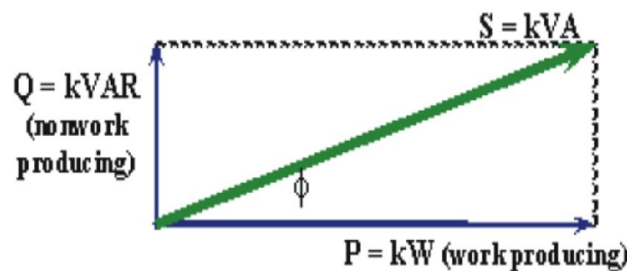


Figure I.7 : Charge linéaire

$$Fp = \frac{P}{S} = \frac{Kw}{KVA} = \cos \phi \tag{I.5}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \tag{I.6}$$

$$KVA = \sqrt{Kw^2 + KVAR^2} \tag{I.7}$$

I.2.7.1. Charge non linéaire :

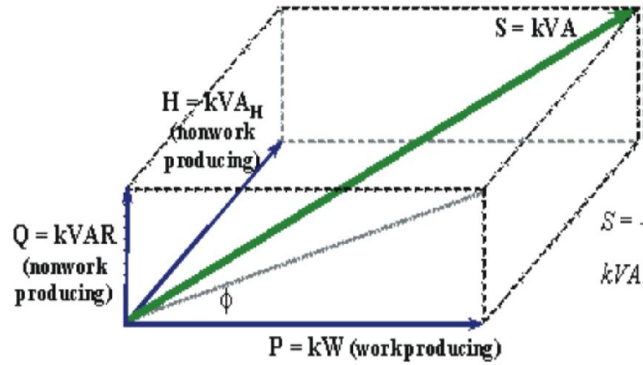


Figure I.8 : Charge non linéaire

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{Kw}{KVA} \neq \cos \phi \quad (I.8)$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2} \quad (I.9)$$

$$S = \sqrt{Kw^2 + KVAR^2 + KVARh^2} \quad (I.10)$$

I.2.8. Les Normes :

La série des normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) définissent certaines limites concernant les harmoniques, notamment :

- CEI 61000-3-2 qui définit des limites d'émission de courant harmonique par les appareils consommant moins de 16 A par phase (sauf certaines catégories d'appareils – voir la norme). Le cas des appareils consommant au-delà de 16 A est examiné dans le rapport technique CEI 61000-3-4 et devrait être précisé par une norme CEI 61000-3-12 en préparation.
- CEI 61000-2-2 qui définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension.
- CEI 61000-2-4 qui définit les niveaux de compatibilité dans les réseaux d'installations industrielles.

Rappelons qu'un niveau de compatibilité n'est pas une limite absolue ; il peut être dépassé avec une faible probabilité. D'autre part, la norme EN 50160 concerne les caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution.

En France, EDF propose un contrat dit « Emeraude » aux abonnés tarif vert par lequel il y a un engagement réciproque : de qualité, pour EDF, et de limitation de pollution de la part de l'abonné.

- machines synchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,3 à 1,4 %
- machines asynchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,5 à 3,5 %
- câbles : distorsion admissible en tension âme-écran = 10 %

Les limites THD en bref :

Afin d'éviter toutes pollutions des réseaux EDF, il s'agit de respecter les limites suivantes :

- Les taux de tension harmonique THD-V < 5%
- Les taux de courants harmoniques THD-I < 10%

I.3 Les problématiques causées par ce type d'alimentation :

I.3.1. Fléchissement :

Il s'agit d'une réduction de la tension. Couramment appelé « baisse de tension », le fléchissement est le problème d'alimentation le plus courant.

- **Cause :** Les fléchissements peuvent être provoqués localement par le démarrage d'appareils électriques, comme les moteurs, les compresseurs et les ascenseurs. Ils peuvent également survenir lors de périodes de forte consommation électrique.
- **Conséquences :** Les fléchissements sont souvent à l'origine de problèmes informatiques tels que les défaillances système, le gel des claviers et les pertes de données. Ils peuvent également réduire l'efficacité et la durée de vie des moteurs électriques.

I.3.2. Coupure :

Il s'agit d'une perte totale de l'alimentation électrique.

- **Cause :** Les coupures de courant sont dues à une consommation excessive au niveau du réseau électrique, à un phénomène naturel comme la foudre ou à un accident comme un véhicule heurtant un poteau électrique.
- **Conséquences :** Évidemment, une coupure de courant provoque un arrêt total de tout le système. Vous pouvez perdre les données non enregistrées stockées en mémoire vive, voire le contenu entier de votre disque dur.

I.3.3. Pic :

Un pic, également appelé impulsion, est une augmentation soudaine très importante de la tension.

- **Cause :** Les pics sont généralement provoqués par la foudre tombant à proximité mais peuvent également survenir lorsque le courant revient après une coupure.
- **Conséquences :** Un pic peut endommager, voire détruire des composants électriques et provoquer une perte de données.

I.3.4. Surtension :

La surtension est une augmentation de la tension qui dure au moins 1/120 de seconde.

- **Cause :** Lorsqu'un appareil fort consommateur d'alimentation (comme un climatiseur) est arrêté, le surplus de tension qu'il utilisait se dissipe le long de la ligne électrique, ce qui provoque une surtension.
- **Conséquences :** Les surtensions provoquent des contraintes au niveau des composants électroniques ; il en résulte une usure prématurée.

I.3.5. Parasites :

Les parasites électriques, également appelés bruit ou interférences électromagnétiques et radioélectriques (EMI/RFI), interrompent l'onde sinusoïdale régulière de l'alimentation électrique.

- **Cause :** Les parasites ont de nombreuses causes, notamment un coup de foudre, un interrupteur de puissance, les équipements industriels et les émetteurs radio. Ils peuvent être intermittents ou chroniques.
- **Conséquences :** Les parasites génèrent des erreurs dans les transmissions qui peuvent perturber les programmes et endommager les fichiers de données.

I.4 Conclusion :

Nous avons mis en évidence l'influence de l'harmonique dans les réseaux de distribution d'énergie. Nous nous sommes intéressés aux alimentations électriques ces dernières sont en partie à l'origine de la pollution harmonique et de la détérioration du facteur de puissance des réseaux électriques.

Chapitre II

Alimentation à facteur de puissance unitaire

Chapitre II. Alimentation a facteur de puissance unitaire

II.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 en gendre, 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. Dans ce chapitre on va étudier une alimentation à facteur de puissance unitaire(UFP), couramment appelée alimentation absorption sinusoïdale

II.2. Principe et fonctionnement FP

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.

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 :

$$\mathbf{FP} = \frac{\mathbf{puissance\ active}}{\mathbf{puissance\ apparente}} \quad (\text{II.1})$$

- **La puissance active** : est la puissance utile c'est celle qui produit un travail utile suivant la fonction de l'appareil électrique. Elle se calcule en fait $U \cdot I \cdot \cos(\phi)$ en régime sinusoïdal, U étant la tension, I étant le courant (tous les 2 en valeurs efficaces) et phi 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.

- **La puissance apparente S** : est celle qui est appelée par l'appareil sur le réseau. Elle se calcule en faisant $(U \cdot I)$ en valeurs efficaces et s'exprime en Voltampères (VA), elle n'est qu'apparente car c'est ce que semble consommer l'appareil vu de l'extérieur. Or, une partie de celle-ci sera non productrice de travail si le PF ne vaut pas 1. Dans ce cas, il y a apparition de ce que l'on appelle la puissance réactive Q à laquelle s'ajoutera une puissance déformante D dans le cas de signaux déformés non sinusoïdaux (à cause des harmoniques encore une fois).

Cette 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 $U \cdot I \cdot \sin(\phi)$ en régime sinusoïdal. Elle sert à magnétiser des bobinages par exemple. Elle fait transiter un courant supplémentaire bien réel dont il faut tenir compte dans le dimensionnement des installations électriques. Il en va de même pour la puissance déformante.

II.3. Principe de la commande PFC

Le schéma de principe de la commande à absorption sinusoïdale à base de convertisseur BOOST est illustré à la figure II-1

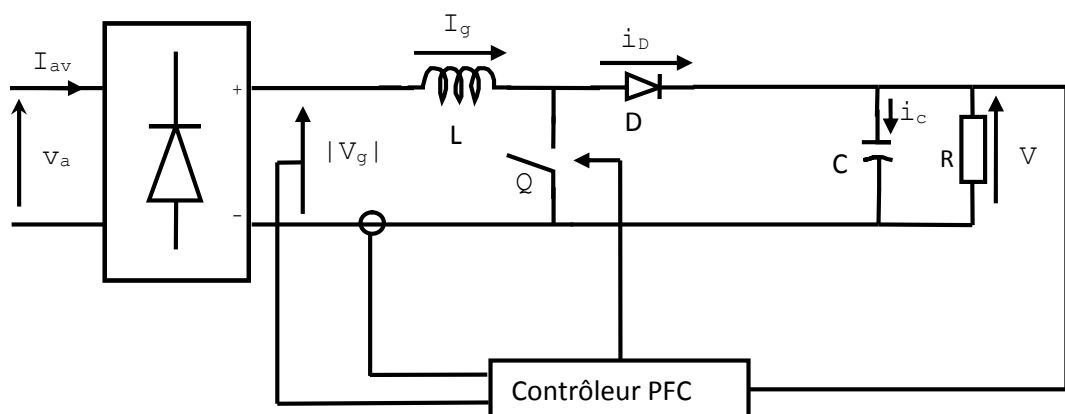


Figure II.1 : Principe de la commande à absorption sinusoïdale appliqué au convertisseur Boost

Le diagramme de bloc de la figure II-2 présente la constitution du contrôleur PFC, où $i_L^*(t)$ est le courant de référence qui a la même forme d'onde que la tension redressée $|v_g(t)|$ figure18-4a. L'amplitude du courant $i_L^*(t)$ devrait être choisi de manière à maintenir la tension de sortie au niveau désiré V^* , en dépit de la variation de la charge et de la fluctuation

de la tension d'entrée. La forme d'onde du courant $i_L^*(t)$ est obtenu par la multiplication de l'erreur amplifiée $V_{control}(t)$ et la tension mesure $k_x|V_g(t)|$, le courant $i_L(t)$ est habituellement obtenu en mesurant la tension à travers une petite résistance (R_s) insérée dans le chemin de retour de courant $i_L(t)$. Le convertisseur est commandé en comparant $i_L^*(t)$ référence au courant réel $i_L(t)$ et le signal de commande du transistor est élaborée par une commande à largeur d'impulsion (MLI), cette technique de contrôle est appelée commande du courant moyen et c'est la technique la plus utilisée.

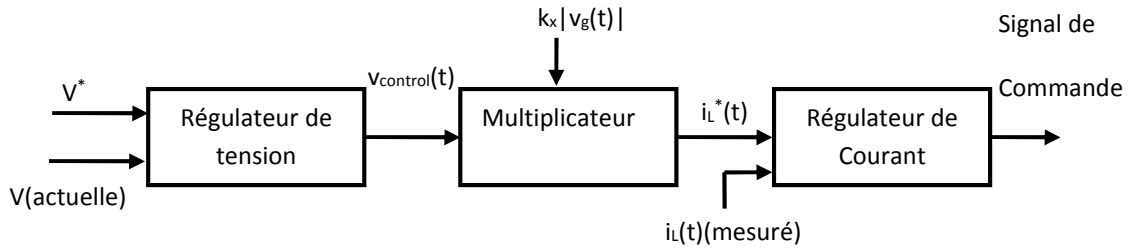


Figure II.2 : Digramme de bloc du principe de la commande PFC

Pendant une période de commutation, on assume que la tension de sortie V et la tension d'entrée du convertisseur Boost sont constantes, le courant ondulé crête à crête pendant la période I_{ond} la forme 18-4 a pendant dessus la tonne d'intervalle et au loin le toff d'intervalle du commutateur

$$t_{on} = \frac{LI_{ond}}{|V_g|} \quad (II.2)$$

$$t_{off} = \frac{LI_{ond}}{V - |V_g|} \quad (II.3)$$

Où la fréquence de commutation f_s est :

$$f_s = \frac{1}{t_{on} - t_{off}} = \frac{(V - |V_g|)/|V_g|}{LI_{ond}V} \quad (II.4)$$

Plusieurs topologies de convertisseur DC/DC peuvent être utilisées dans l'étage de puissance, dans le prochain paragraphe on présentera les topologies les plus utilisés.

II.4. Les convertisseur DC/DC

Différentes topologies de convertisseur DC/DC existe, elles permettent d'abaissés, élevés et inversés une tension continue avec de très faibles pertes. Par conséquent ils ont un très bon rendement, peu d'énergie à dissiper par le transistor.

II.4.1. Convertisseur abaisseur « BUCK »

II.4.1.1. Principe de fonctionnement

Le transistor T est commandé par une horloge H. Pendant le temps haut de l'horloge (PHASE N°1 de 0 à T), le transistor Test commandé et la bobine l'emmagasine de l'énergie, puis pendant le temps bas de l'horloge (PHASE N°2 de T à T), le transistor est bloqué et la bobine L restitue l'énergie emmagasinée.

$$V_s = a V_e \text{ avec } a < 1 \quad (\text{II.5})$$

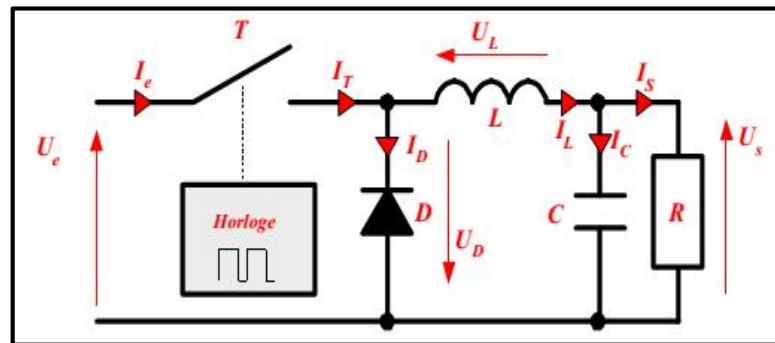


Figure II.3 : convertisseur BUCK

❖ Le rapport cyclique

$$a = \frac{TH}{T} = \frac{aT}{T} \quad (\text{II.6})$$

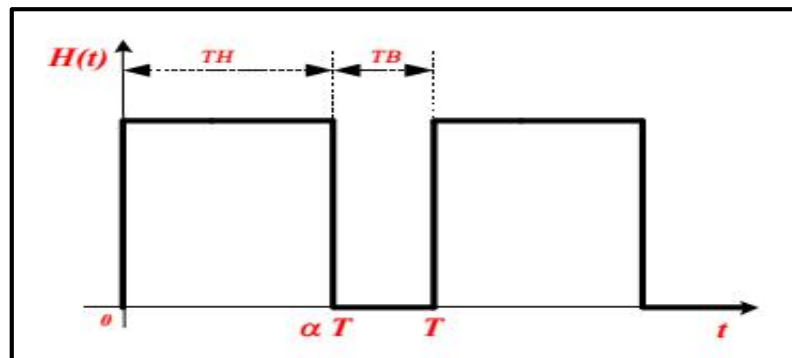


Figure II.4 : Le rapport cyclique

❖ **Remarques importantes :**

Pour comprendre le fonctionnement des convertisseurs à découpage, deux conditions sont fondamentales :

- La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est nulle.
- La tension de sortie est continue.

➤ **Phase 1 (0 à T)**

Le transistor est passant et la diode D est bloquée

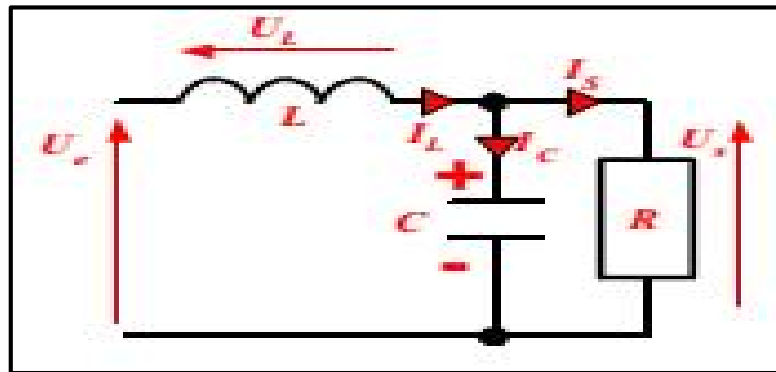


Figure II.5 : Phase 1 (0 à T)

$$U_L = U_E - U_S \text{ avec } U_E > U_S \quad (\text{II.7})$$

➤ **Phase 2 (T à T')**

Le transistor est bloqué et c'est la bobine qui fournit l'énergie au montage, la diode D est passante

$$U_L = - U_S \quad (\text{II.8})$$

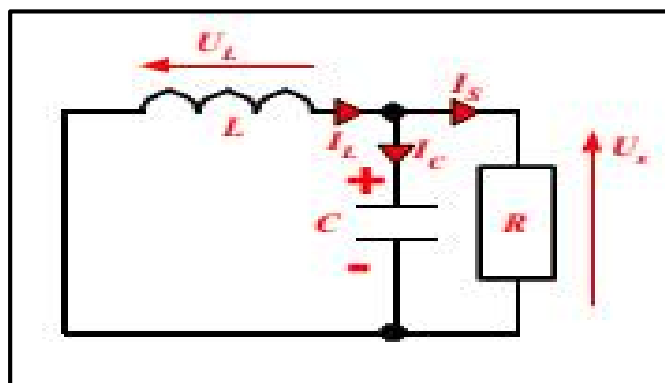


Figure II.6 : Phase 2 (T à T')

➤ **Calcul de la fonction de transfert**

$$U_S = f(U_E) \quad (\text{II.9})$$

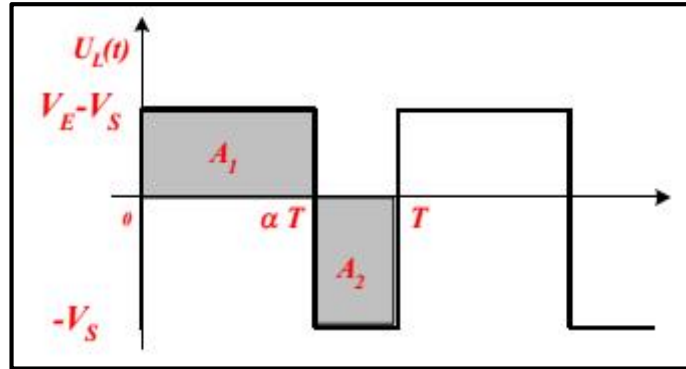


Figure II.7 : la fonction de transfert

$$A_1 = (U_E - U_S) \alpha T \quad (\text{II.10})$$

$$A_2 = -U_S (T - \alpha T) \quad (\text{II.11})$$

La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est toujours nulle :

$$U_S = \alpha U_E \quad (\text{II.12})$$

❖ **Courbe de transfert**

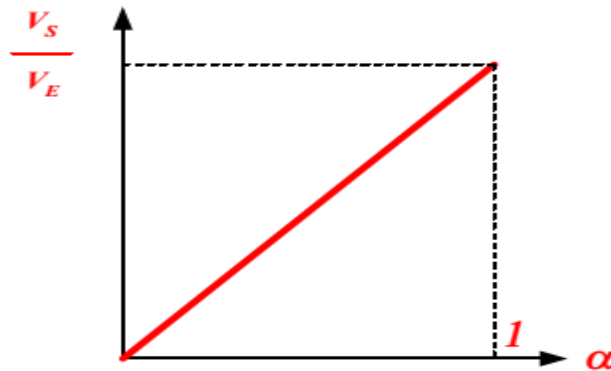


Figure II.8 : Courbe de transfert

❖ **Etude des signaux**

Phase 1 (0 à T) :

- **Courant dans la bobine :** le courant augment

$$L \frac{di_L}{dt} = U_E - U_S \quad (\text{II.13})$$

$$i_L(t) = \frac{U_E - U_S}{L}t + i_{\min} \quad (\text{II.14})$$

- **Courant dans la diode :** la diode est bloquée

$$i_D(t) = 0 \quad (\text{II.15})$$

- **Courant dans le transistor :** le transistor est passant

$$i_T(t) = i_L(t) \quad (\text{II.16})$$

Phase 2 (T a T') :

- **Courant dans la bobine :** le courant diminue

$$L \frac{di_L}{dt} = -U_S \quad (\text{II.17})$$

$$i_L(t) = \frac{-U_S}{L}t + i_{\min} \quad (\text{II.18})$$

- **Courant dans la diode :** la diode est passante

$$i_D(t) = i_L(t) \quad (\text{II.19})$$

- **Courant dans le transistor :** le transistor est bloqué

$$i_T(t) = 0 \quad (\text{II.20})$$

❖ **Chronogrammes**

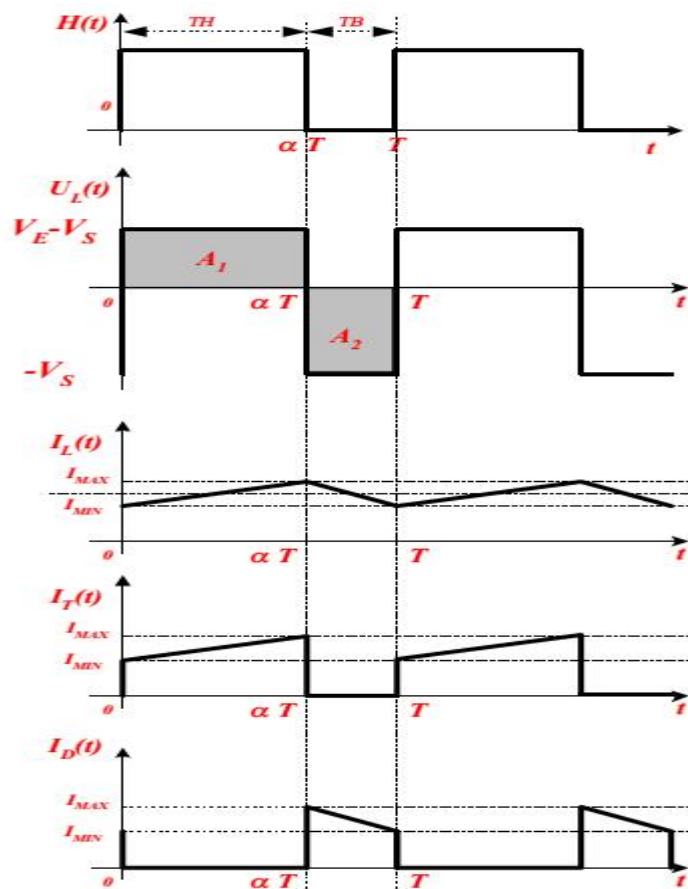


Figure II.9 : Chronogrammes

II.4.2. Convertisseur élévateur « BOOST »

II.4.2.1. Principe de fonctionnement

Le transistor T est commandé par une horloge H. Pendant le temps haut de l'horloge (PHASE N°1 de 0 à T), le transistor T est commandé et la bobine L emmagasine de l'énergie et le condensateur C restitue son énergie à la charge. Pendant le temps bas de l'horloge (PHASE N°2 de a T à T), le transistor est bloqué et la bobine L restitue l'énergie emmagasinée, la diode est passante donc U_s est supérieur à U_e .

$$V_s = \frac{1}{1-a} V_C \text{ avec } V_s > V_C \quad (\text{II.21})$$

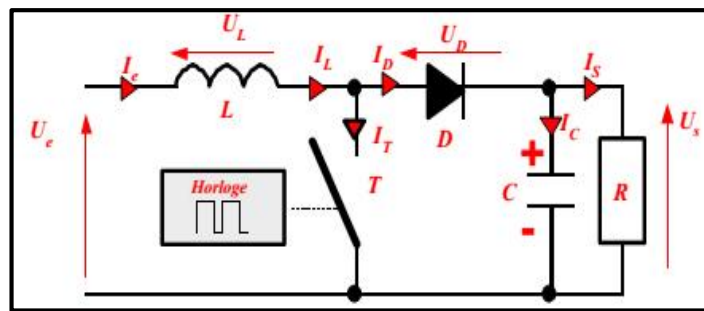


Figure II.10 : convertisseur BOOST

❖ **Phase 1 (0 à T)**

Le transistor est passant et la diode D est bloquée. Le condensateur restitue son énergie

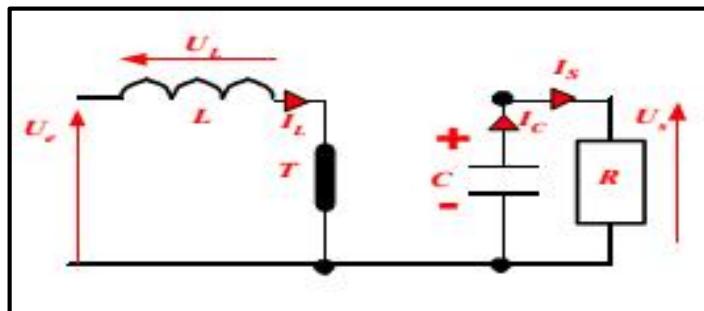


Figure II.11 : Phase 1 (0 à T)

$$U_L = U_E \text{ avec } U_s > U_E \quad (\text{II.22})$$

❖ **Phase 2 (T à T')**

Le transistor est bloqué et c'est la bobine qui fournit l'énergie au montage, la diode D est passante

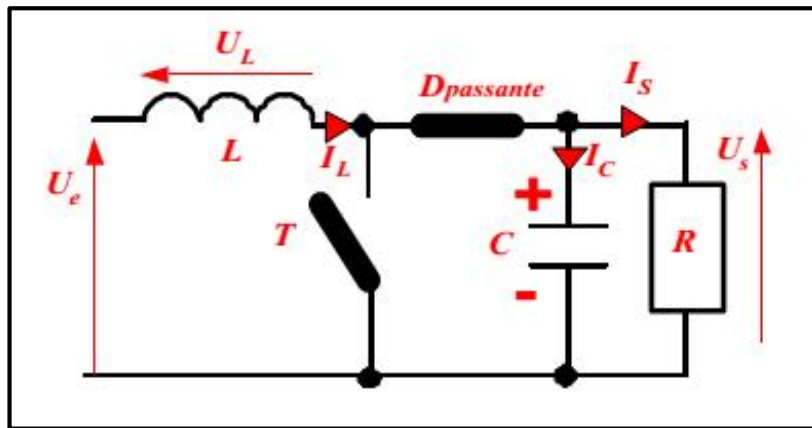


Figure II.12 : Phase 2 (T a T').

$$U_S = U_E - U_L \quad \text{et} \quad U_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.23})$$

❖ Calcul de la fonction de transfert

$$U_S = f(U_E) \quad (\text{II.24})$$

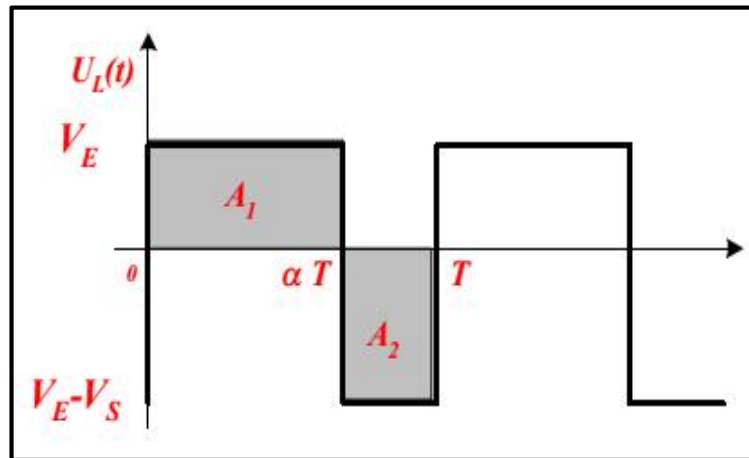


Figure II.13 : Calcul de la fonction de transfert.

$$A_1 = U_E * \alpha T \quad (\text{II.25})$$

$$A_2 = (U_E - U_S) (T - \alpha T) \quad (\text{II.26})$$

La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est toujours nulle :

$$U_S = \frac{U_E}{1-\alpha} \quad (\text{II.27})$$

❖ Courbe de transfert

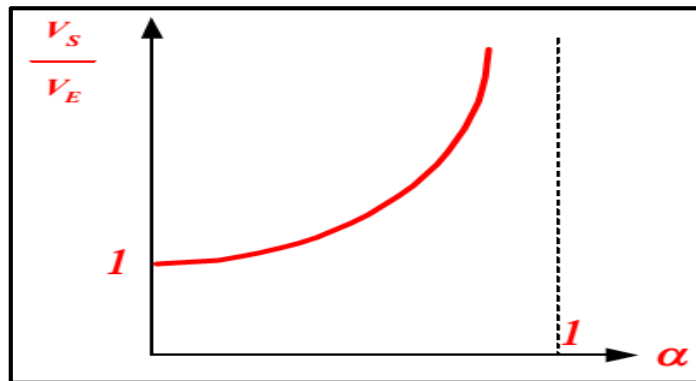


Figure II.14 : Courbe de transfert.

Les tensions élevées avec un rapport cyclique proche de 1 sont difficiles à atteindre à cause des imperfections des composants.

❖ Etude des signaux

Phase 1 (0 à T) :

- **Courant dans la bobine :** le courant augmente

$$L \frac{di_L}{dt} = U_E \quad (\text{II.28})$$

$$i_L(t) = \frac{U_E}{L}t + i_{\min} \quad (\text{II.29})$$

- **Courant dans la diode :** la diode est bloquée

$$i_D(t) = 0 \quad (\text{II.30})$$

- **Courant dans le transistor :** le transistor est passant

$$i_T(t) = i_L(t) \quad (\text{II.31})$$

Phase 2 (T à T') :

- **Courant dans la bobine :** le courant diminue

$$L \frac{di_L}{dt} = U_E - U_S \quad (\text{II.32})$$

$$i_L(t) = -\frac{U_S - U_E}{L}t + i_{\min} \quad (\text{II.33})$$

- **Courant dans la diode :** la diode est passante

$$i_D(t) = i_L(t) \quad (\text{II.34})$$

- **Courant dans le transistor :** le transistor est bloqué

$$i_T(t) = 0 \quad (\text{II.35})$$

▪ Chronogrammes

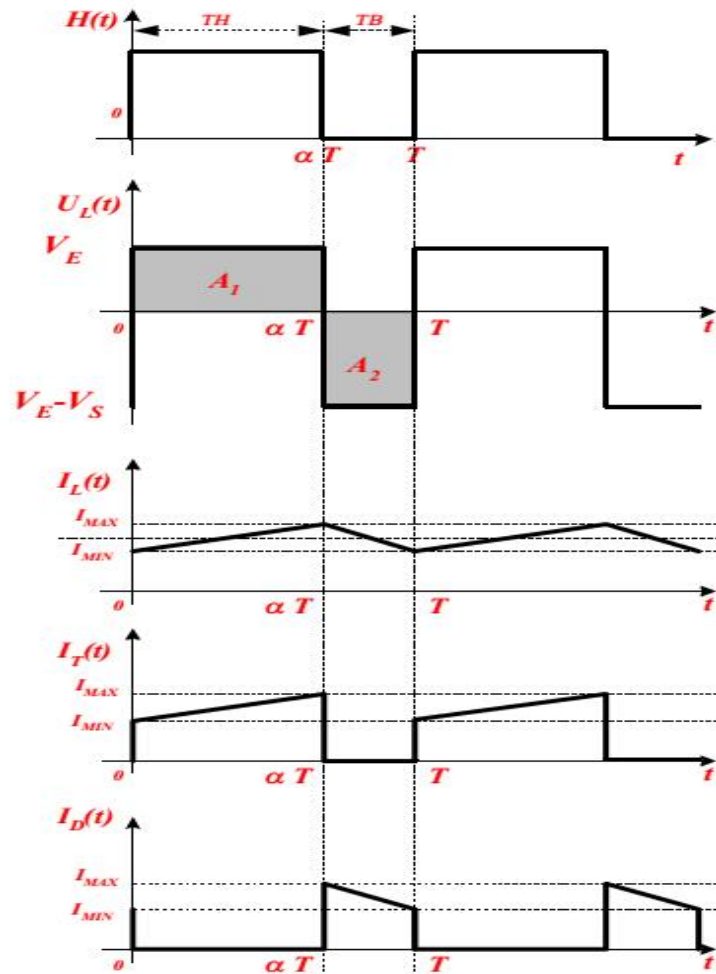


Figure II.15 : Chronogrammes

II.4.3. Convertisseur inverseur « BUCK - BOOST »

II.4.3.1 Principe de fonctionnement

Le transistor T est commandé par une horloge H. Pendant le temps haut de l'horloge (PHASE N°1 de 0 à αT), le transistor T est commandé, la bobine L emmagasine de l'énergie et le condensateur C restitue son énergie à la charge. Pendant le temps bas de l'horloge (PHASE N°2 de αT à T), le transistor est bloqué et la bobine L restitue l'énergie emmagasinée, la diode est passante, le courant I_L diminue donc U_L change de signe et devient négative et par conséquence U_S .

$$V_S = -\frac{\alpha}{1-\alpha} V_C \text{ avec } V_C < 0 \quad (\text{II.36})$$

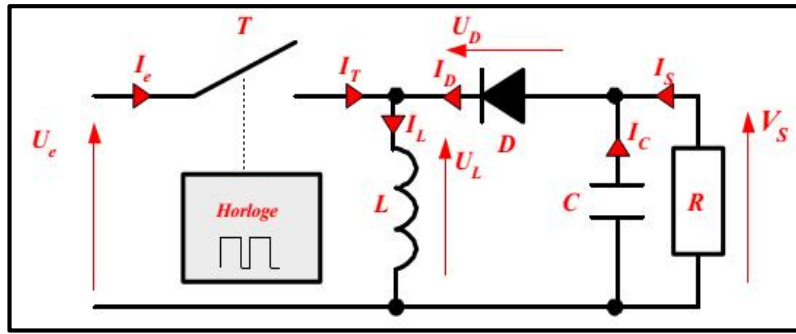


Figure II.16 : BUCK – BOOST

❖ Phase 1 (0 à T)

Le transistor est passant et la diode D est bloquée. Le condensateur restitue son énergie

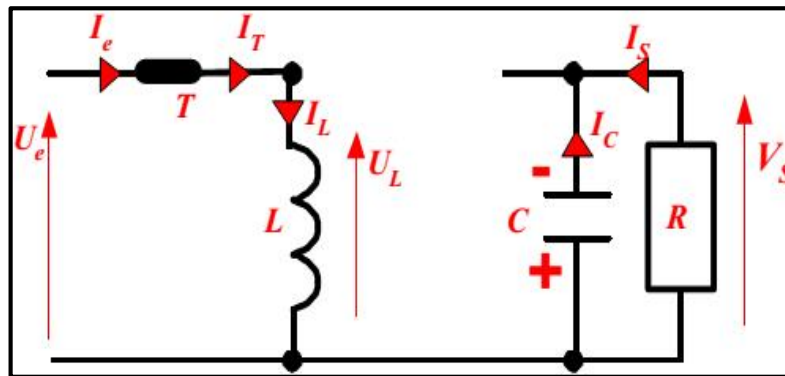


Figure II.17 : Phase 1 (0 à T)

$$U_L = U_E \text{ avec } U_S < U_E \quad (\text{II.37})$$

❖ Phase 2 (T à T')

Le transistor est bloqué et la bobine qui fournit l'énergie, la diode D est passante

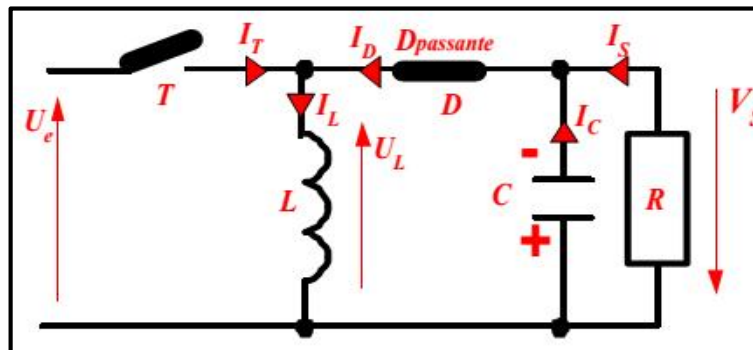


Figure II.18 : Phase 2 (T à T')

$$U_S = - U_L \text{ et } U_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.38})$$

❖ Calcul de la fonction de transfert

$$U_S = f(U_E) \quad (\text{II.39})$$

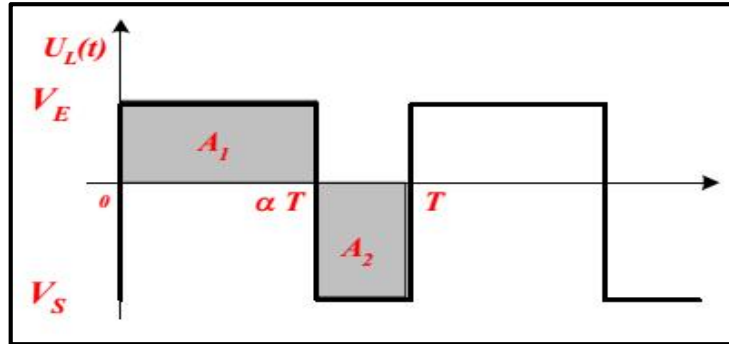


Figure II.19 : Calcul de la fonction de transfert

$$A_1 = U_E * a T \quad (\text{II.40})$$

$$A_2 = U_C (T - a T) \quad (\text{II.41})$$

La valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est toujours nulle :

$$U_S = - \frac{a * U_E}{1 - a} \quad (\text{II.42})$$

❖ Courbe de transfert

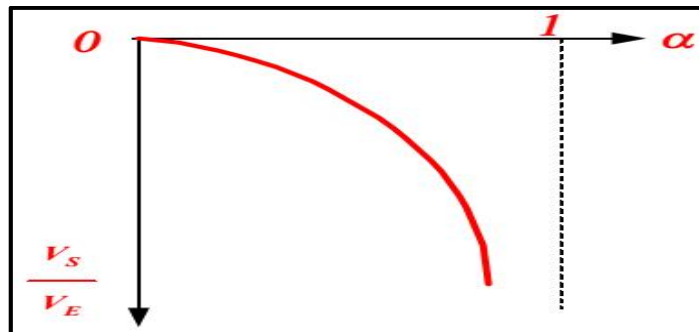


Figure II.20 : Courbe de transfert

Les tensions élevées avec un rapport cyclique proche de 1 sont difficiles à atteindre à cause des imperfections des composants.

❖ Etude des signaux

Phase 1 (0 à T) :

- **Courant dans la bobine** : le courant augment

$$L \frac{di_L}{dt} = U_E \quad (\text{II.43})$$

$$i_L(t) = \frac{U_E}{L}t + i_{\min} \quad (\text{II.44})$$

- **Courant dans la diode :** la diode est bloquée

$$i_D(t) = 0 \quad (\text{II.45})$$

- **Courant dans le transistor :** le transistor est passant

$$i_T(t) = i_L(t) \quad (\text{II.46})$$

Phase 2 (T a T') :

- **Courant dans la bobine :** le courant diminue

$$L \frac{di_L}{dt} = U_S \quad (\text{II.47})$$

$$i_L(t) = \frac{U_S}{L}t + i_{\min} \quad (\text{II.48})$$

- **Courant dans la diode :** la diode est passante

$$i_D(t) = i_L(t) \quad (\text{II.49})$$

- **Courant dans le transistor :** le transistor est bloqué

$$i_T(t) = 0 \quad (\text{II.50})$$

❖ **Chronogrammes**

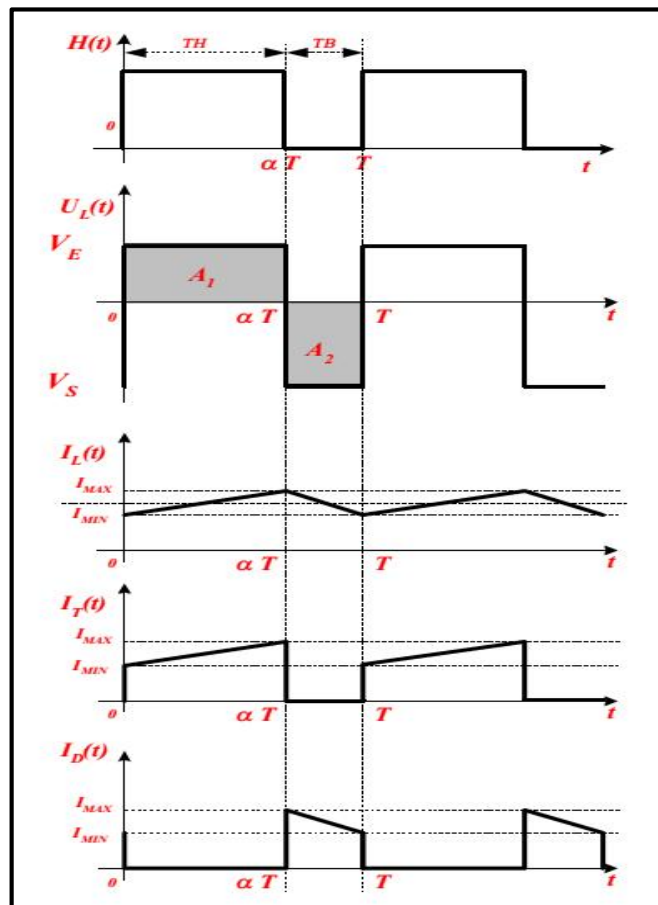


Figure II.21 : Chronogrammes

II.5. Les techniques de Commande PFC

Les techniques de commande de PFC, que nous allons présenter sont appliquées au Boost, même si plusieurs de ces techniques peuvent également être employées avec d'autres topologies.

II.5.1. Commande de courant de pointe (Peak current control)

La technique de commande PFC est basée sur le contrôle du courant de pointe, la figure II.22 présente le principe de cette commande et la forme d'onde typique du courant d'entrée obtenu avec cette technique.

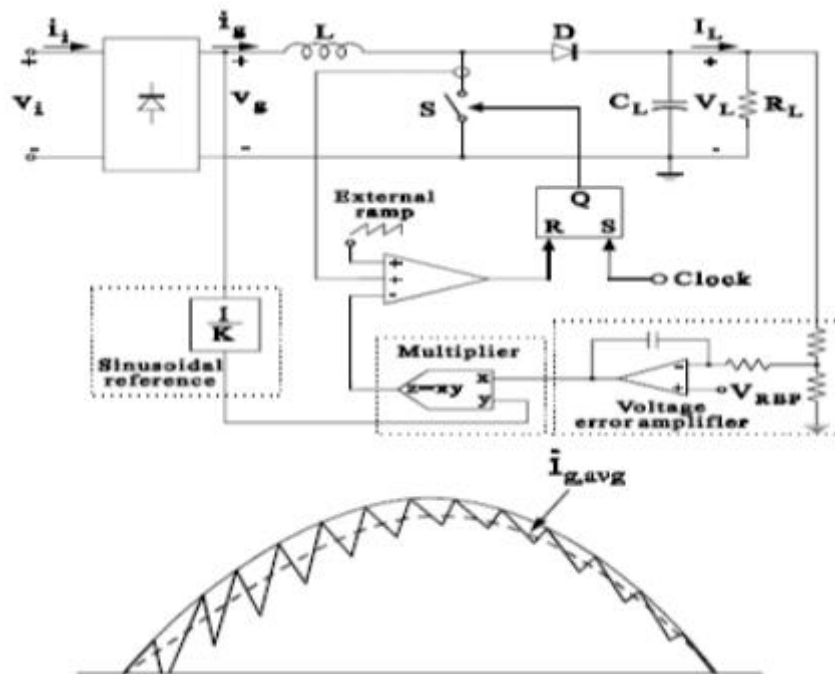


Figure II.22 : Commande de courant de pointe

Comme nous pouvons voir, le commutateur est mis en marche à une fréquence constante par un signal d'horloge, et arrêté quand la somme de la rampe positive du courant inducteur (c.-à-d. le courant de commutateur) et une rampe externe (rampe compensatrice) atteint un courant sinusoïdal de référence. Cette référence est habituellement obtenue en multipliant une reproduction mesurée de la tension de sortie du pont de diode $V_g(t)$ et la tension de sortie du régulateur de tension. De cette façon, le signal de référence est naturellement synchronisé et toujours proportionnel à la tension d'entrée, ce qui est la condition primordiale pour obtenir un facteur de puissance unitaire.

La figure.II.22 indique, que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continu (CCM) ; ceci signifie que le courant dans les dispositifs de filtre sont réduits. D'ailleurs, avec le courant de puissance d'entrée continue, les diodes du pont sont des dispositifs lents (elles fonctionnent à la fréquence de ligne).mais part contre la diode indépendante (D) augmente les pertes et le bruit de commutation, elle à un fonctionnement rapide. Les avantages et les inconvénients de la commande du courant de pointe sont récapitulés ci-après.

▪ **Avantage :**

- Fréquence de commutation constante.
- Le courant de commutateur doit être capturé et ceci peut être accompli par un transformateur de courant, à fin d'éviter les pertes dues à la résistance de capture.
- Pas de boucle de régulation de courant.
- Possibilité de limitation de courante du commutateur.

▪ **Inconvénients :**

- Présence des oscillations subharmonique, d'où la nécessité d'une rampe de compensation.
- Commande sensible aux variations du aux commutations.

II.5.2. Commande du courante moyenne (Average current control)

La commande du courant moyenne est très populaire son principe est présentée à la figure.II.23, est une autre méthode de contrôle, qui permet d'avoir une forme d'onde de courante d'entrée meilleur que la commande précédente. Le courant d'inducteur est capturé et filtré par régulateur de courant dont le rendement conduit à un modulateur de largeur d'impulsion PWM. De cette façon la boucle de courant interne tend à réduire au minimum l'erreur entre le courant de l'entrée moyenne (i_g) et sa référence, qui est obtenu de la même manière que dans la commande de courant de pointe.

Dans ce type de commande le convertisseur fonctionne en CCM, ainsi les mêmes considérations faites en ce qui concerne la commande de courant de pointe peuvent être appliquées.

Avantage :

- fréquence constante de commutation
- aucun besoin de rampe de compensation
- la commande est moins sensible aux commutations, dus au filtrage du courant
- formes d'onde du courantes d'entrée meilleure que pour la commande de courant de pointe puisque, près du passage à zéro de la tension secteur, le rapport d'utilisation est de près de un réduisant ainsi l'angle mort du courant d'entrée.

Inconvénients :

- le courant d'inducteur doit être capturé.
- une boucle de régulation de courant est nécessaire, lors de la conception du régulateur il faut tenir compte des différents points de fonctionnement du convertisseur.

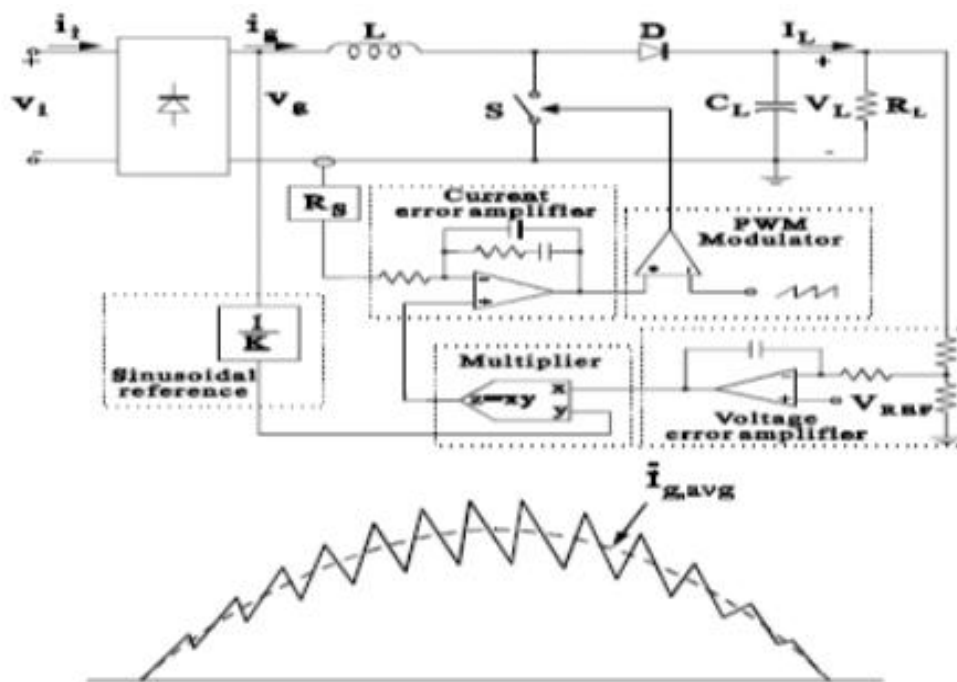


Figure II.23 : Commande de courante moyenne

II.5.3. Commande par hystérésis (Hystérésis control)

Dans cette technique de commande, le commutateur est mis en marche quand le courant d'inducteur est inférieur au courant de référence I_V , et est arrêté lorsque le courant d'inducteur est supérieur au courant de référence I_P figure II.24, engendrant ainsi une fréquence de

commande variable. En outre avec cette technique de commande le convertisseur fonctionne en CCM.

Le rapport cyclique et la fréquence sont alors fixés par les pentes positive et négative de du courant, ainsi il faut déterminer le largeur de la fenêtre d'hystérésis qui assure ce fonctionnement.

Le courant dans l'inductance $I_g(t)$ est contrôlé de telle façon que

$$I_v(t) < I_g(t) < I_p(t) \quad (\text{II.51})$$

Avec :

$$I_p(t) = I \sin \omega t \quad (\text{II.52})$$

$$I_v(t) = I(1-h) \sin \omega t \quad (\text{II.53})$$

Où h est la fenêtre de l'hystérésis et I la consigne du courant, de cette manière l'ondulation du courant est :

$$\delta I = h \sin(\omega t) \quad (\text{II.54})$$

▪ **Avantage :**

- aucun besoin de rampe de compensation ;
- ondulation réduite dans le courant d'entrée.

▪ **Inconvénients :**

- fréquence de commutation variable.
- le courant d'inducteur doit être capturé.
- commande sensible aux bruits de commutation.

Afin d'éviter une fréquence de commutation trop élevée, le commutateur peut être maintenu ouvert lorsque la tension est au voisinage du zéro, mais par conséquent le courant $I_g(t)$ aura des périodes mortes.

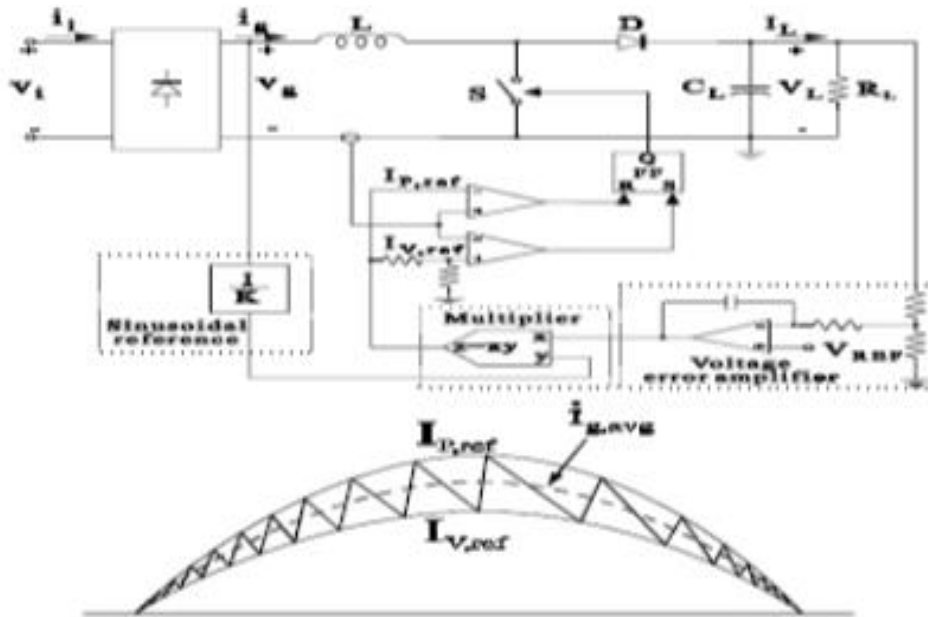


Figure II.24 : Commande par hystérésis

II.5.4. Commande en mode limite (Borderline control)

Dans cette commande la période de commutation est constante, le commutateur est mis en marche quand le courant d'inducteur atteint zéro, de sorte que le convertisseur fonctionne à la frontière du CCM et DCM.

De cette façon, la diode indépendante est arrêtée doucement (aucunes pertes de rétablissement) et le commutateur est mis en marche au courant zéro, ainsi les pertes de commutation sont réduites.

Ce type de commande est un cas particulier de la commande par hystérésis dans lequel la référence inférieure I_v référence est zéro. La figure.II.25 présente le principe de cette commande.

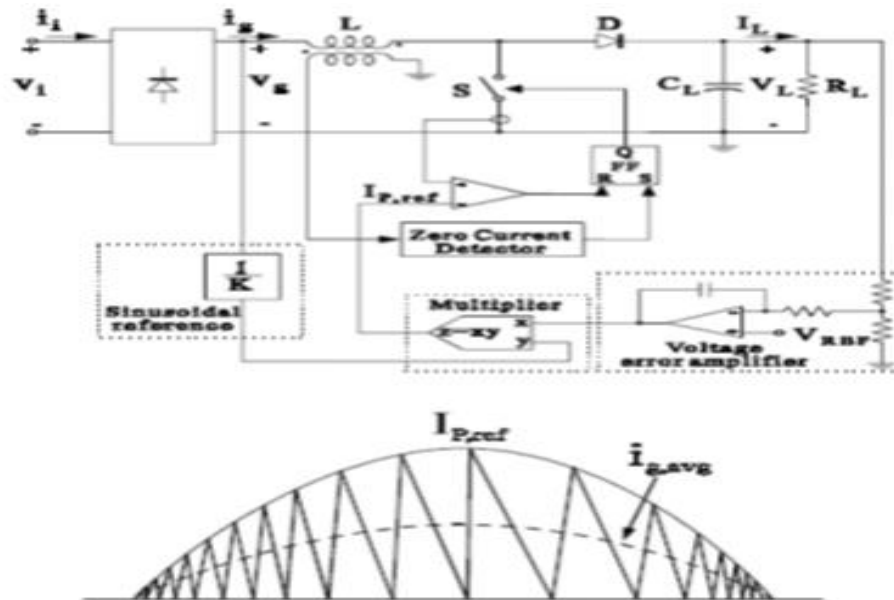


Figure II.25 : Commande en mode limite

Avantage :

- ce type de commande ne nécessite pas de rampe de compensation,
- pas de boucle de correction de courant.
- pour des contrôleurs employant la capture du courant de commutateur, la commande en mode limite courante peut être présentée,

Inconvénients :

- fréquence variable de commutation.
- la tension d'inducteur doit être capturée afin de détecter la mise à zéro du courant d'inducteur
- Cette commande est sensible aux bruits de commutation.

II.5.5. Commande discontinue du courant avec contrôle à largeur d'impulsion (PWM)

Avec cette approche, on élimine complètement la boucle de courant interne, de sorte que le commutateur soit actionné à une fréquence constante figure.II.26. Lorsque le convertisseur fonctionne en *mode discontinu de conduction* (DCM), cette technique de commande permet de ramener le facteur de puissance à l'unité, mais avec la topologie Boost cette technique

cause une certaine déformation harmonique dans le courant d'entrée, mais avec d'autre topologie (Cuk ou Sepic) en obtient des meilleurs résultats.

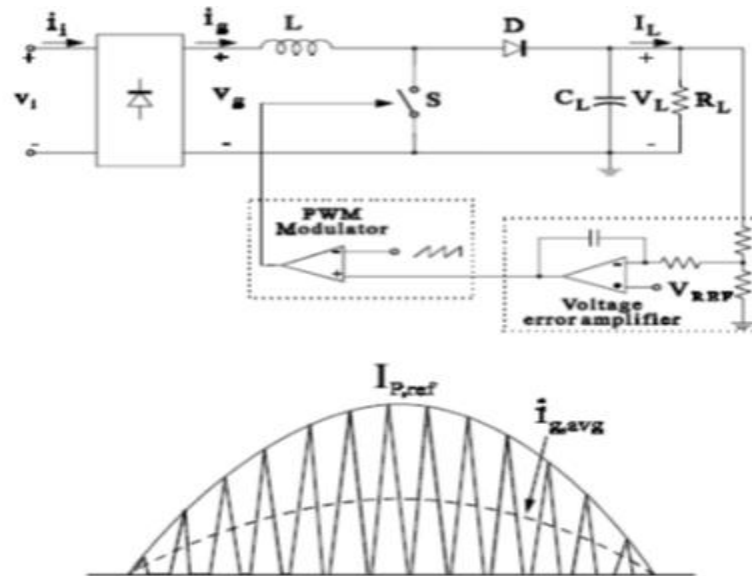


Figure II.26 : Commande discontinue du courant avec contrôle (PWM)

Avantage :

- Fréquence de commutation constante.
- pas de capteur de courante.
- commande simple à largeur d'impulsion (PWM).

Inconvénients :

- mis en jeu des courants plus important que la commande limite.
- cette commande entraîne une déformation de la forme d'onde du courant d'entrée lorsqu'elle est utilisée avec la topologie Boost.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre on s'est intéressé à l'étude de l'étage de prérégulation PFC d'une alimentation à absorption sinusoïdale. Les différentes topologies de l'étage de puissance ont été présentés. Les aspects concernant les stratégies de commande de l'étage de prérégulation (PFC) sont présentés et comparées.

Chapitre III

Simulation d'alimentation à facteur de puissance unitaire

Chapitre III. Simulation d'alimentation à facteur de puissance unitaire

III.1 Introduction

Depuis 1990, les normes standard imposent que tous les nouveaux appareils consommant plus de 75 W doivent comporter un correcteur du facteur de puissance pour ne pas générer d'harmonique perturbatrice sur le réseau électrique. Ces normes standards limitent le niveau des courants harmoniques engendrés à l'entrée d'un système électrique, et plus particulièrement pour des appareils de classe D dans la puissance est inférieur à 600 W (chapitre I). Ces règles sont très strictes et les seuils à ne pas dépasser sont définis jusqu'à l'harmonique de rang 39, c'est à dire assez loin dans la décomposition du signal. Pour satisfaire la norme, il suffit d'être sous les seuils autorisés pour chaque harmonique.

Dans ce chapitre on va simuler une alimentation à facteur de puissance unitaire à base de convertisseur Boost commandée en valeur moyenne de courant. Enfin, on tentera de vérifier qu'elle respecte la réglementation en vigueur et que le courant obtenu à une forme sinusoïdale.

III.2 Etude d'une alimentation à facteur de puissance unitaire commandée en valeur moyenne de courant

La technique du contrôle du courant moyen, est la méthode la plus utilisée pour donner une allure sinusoïdale au courant absorbée par le pont de diode, et assurée une tension stable à la sortie du pré-régulateur grâce au effet conjugué de la boucle externe et interne figure III-1

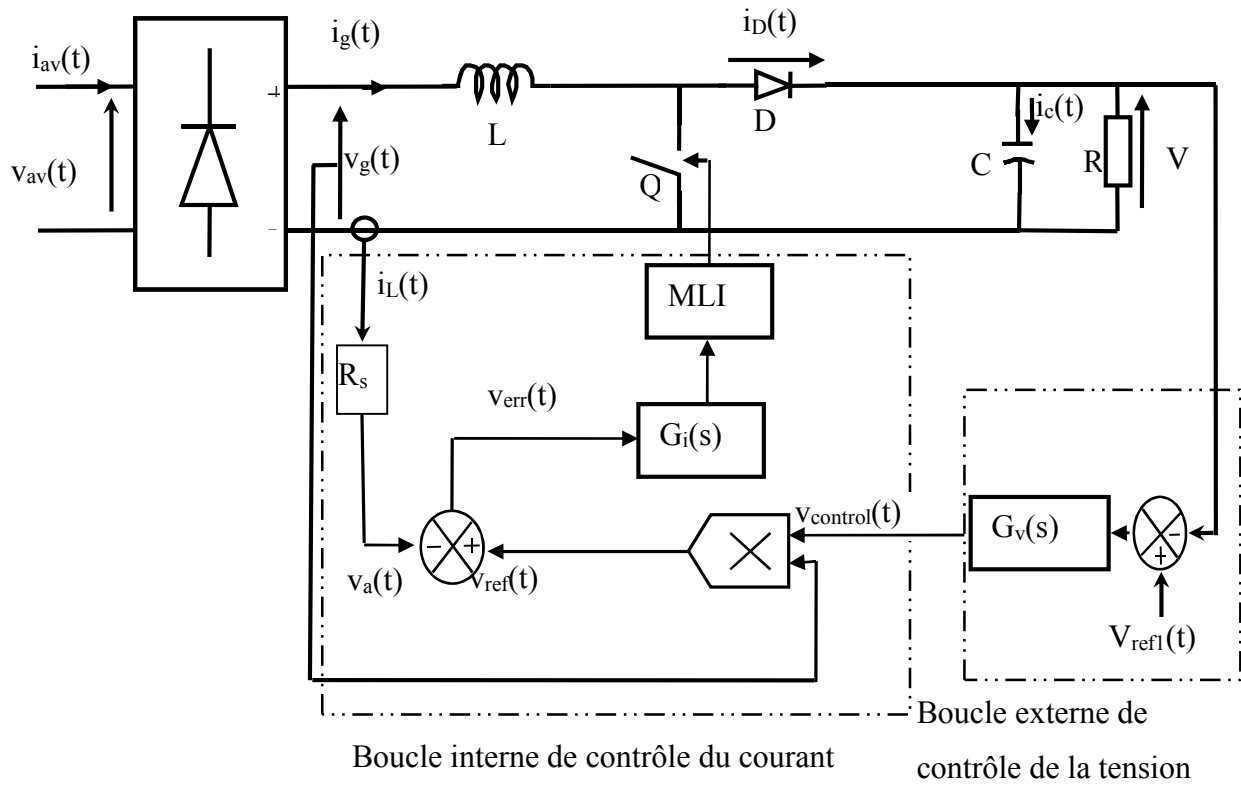


Figure.III.1 La commande à absorption sinusoïdale appliqué au convertisseur Boost

III.2.1 Modélisation d'alimentation FPU dans

D'après la figure.III.1 on déduit les équations électriques suivantes :

$$\frac{di_g(t)}{dt} = \frac{1}{L} (v_g(t) - Ri_g(t) - v_D(t) - v(t)) \quad (III.1)$$

$$\frac{di_T(t)}{dt} = \frac{1}{L} (v_D(t) + v(t) - v_T(t)) \quad (III.2)$$

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_D(t) - \frac{v(t)}{R} \right) \quad (III.3)$$

$$i_D(t) = i_g(t) - i_T(t) \quad (III.4)$$

La figure III-2 présente la réalisation du mode sous MATLAB-SIMULINK

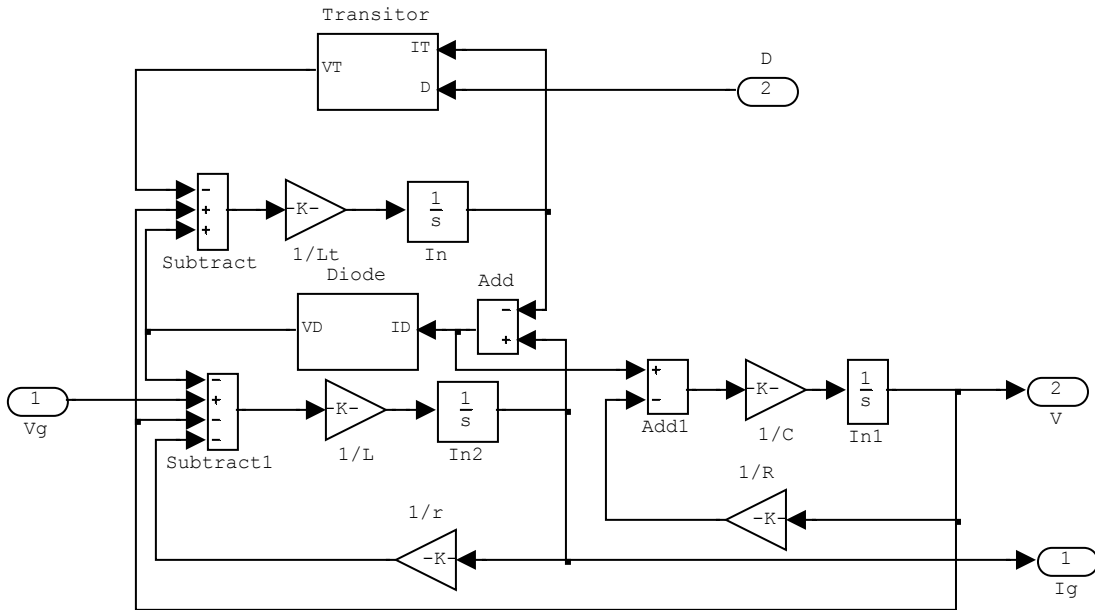


Figure.III.2. modèle du convertisseur Boost sous Simulink

Le transistor et diode sont modélisés respectivement à la figure.III.3

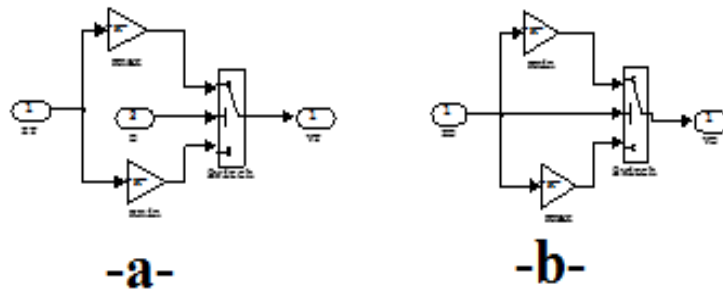


Figure.III.3. -a- model de diode –b- modèle du transistor

III.3 Résultats et interprétation

Le système de la figure III.1 va être soumis à deux types de simulation

- Simulation à charge constante
- Simulation à charge variable

III.3.1 Charge constante

A la figure III.4-a, la forme d'onde de la tension de sortie est donnée, elle reste stabilisée à 400V avec une ondulation de 4%, le courant de charge continu est stabilisé à 1.8 avec une petite ondulation figure III.4-b.

Le courant d'entrée $I_g(t)$ a une forme complément sinusoïdal avec une amplitude de courant qui est supérieur à 5A au début de fonctionnement est qui se stabilise à 5A, lorsque la tension atteint sa valeur de référence figure III.4-c.

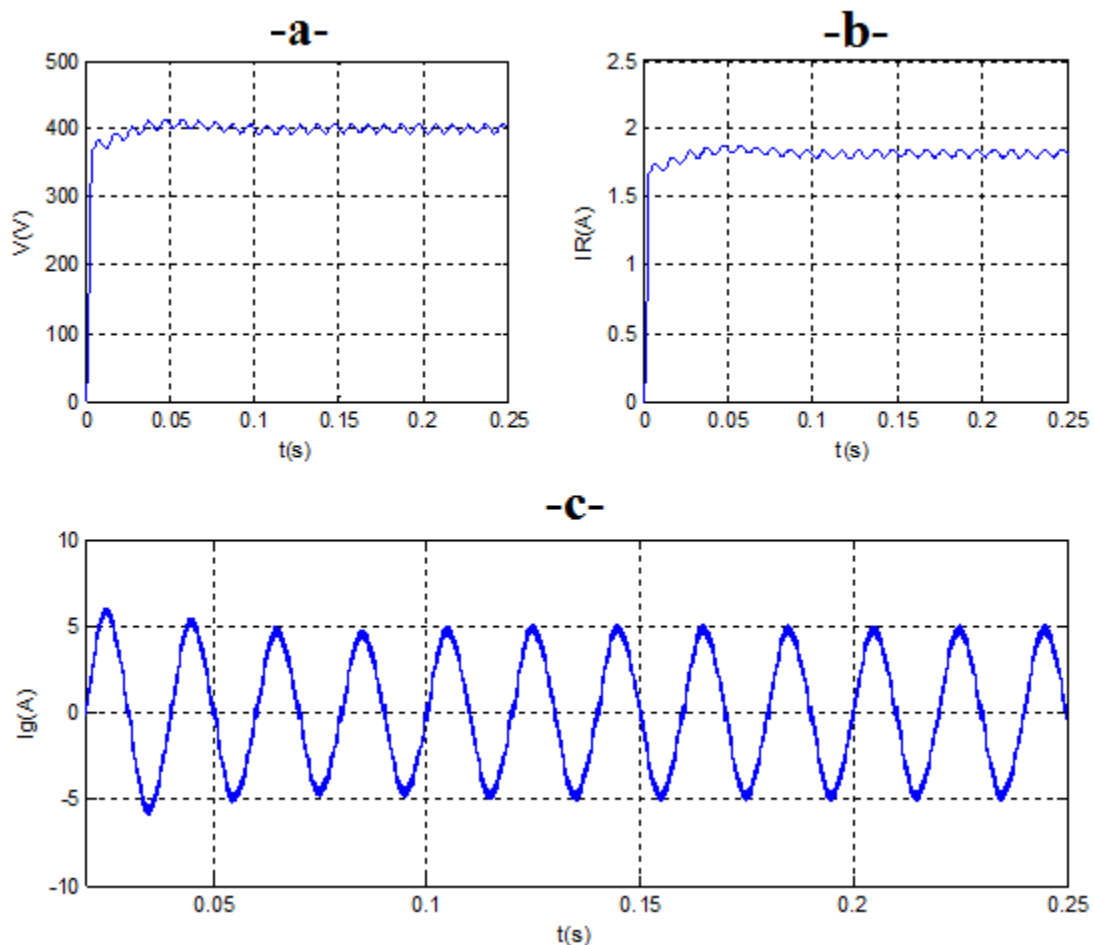


Figure III.4. Comportement d'alimentation face à une charge constante

-a- tension de sortie,-b- courant de sortie,-c- courant d'entrée

III.3.2 Charge variable

Le système est soumis à une variation de charge R , de l'ordre de 50% à l'instant $t=0.12s$. Le système revient à sa tension et courant de référence mais avec une légère augmentation de l'ondulation de tension et de courant, parce que la constante du temps du filtre de sortie qui est formée de la charge R et la capacité C a changée, d'où cette augmentation figure III-a et la

figure III.b. L'amplitude du courant d'entrée absorbé a augmentée, passant de 5A à 10.2A et tant à se stabilisée à 9.8A figure (III-c) mais l'allure est restée sinusoïdal, par conséquence, le courant redressé qui passe dans l'inductance L, suit aussi réagie de la même manière que le courant d'entrée, car il est son image figure (III-d)

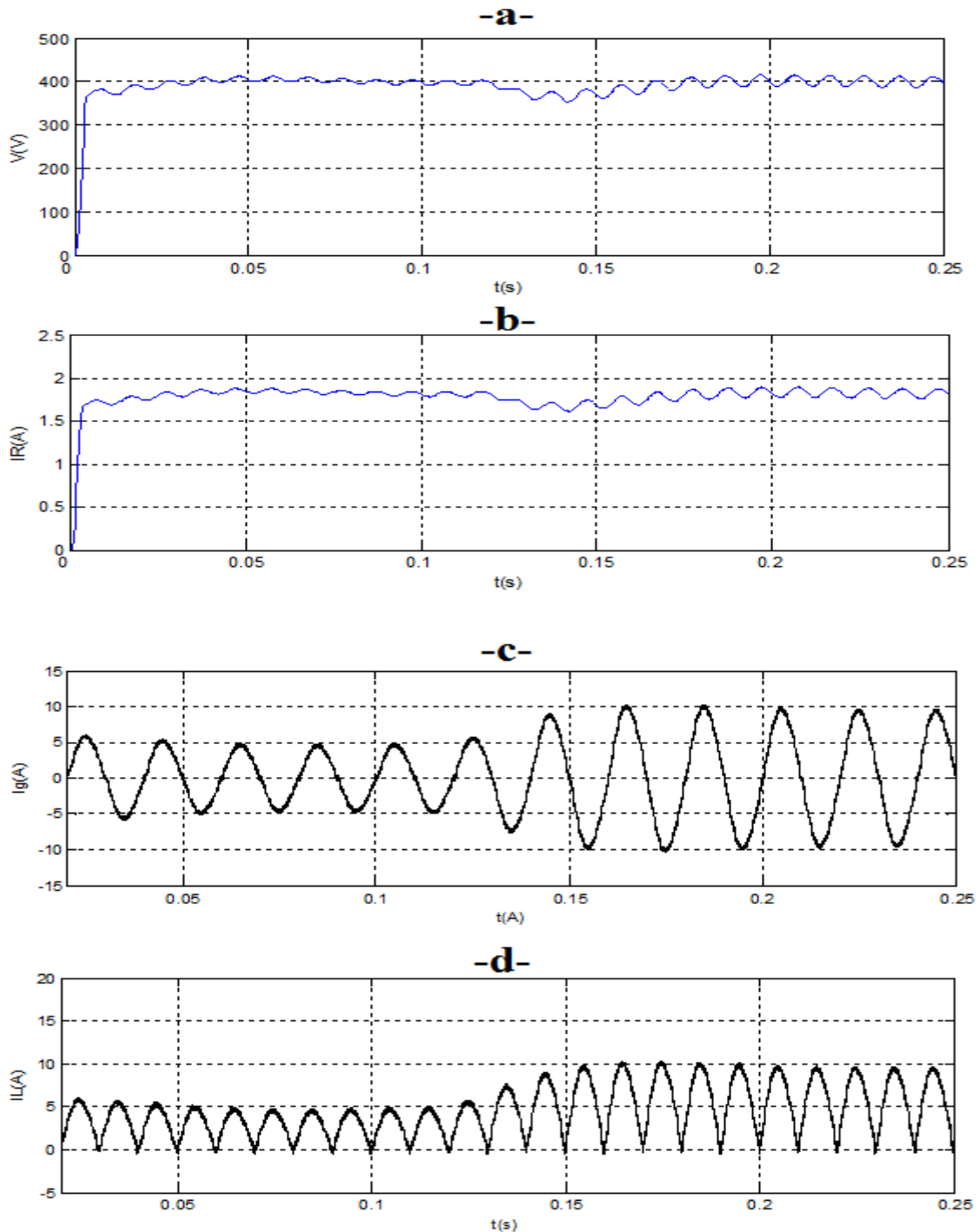


Figure III.5. Comportement d'alimentation face à une charge variable

-a- tension de sortie, -b- courant de sortie, -c- courant d'entrée, -d- courant redressé

III.3.3 Analyse harmonique

Enfin, une analyse harmonique est effectuée sur le courant redressé figure III.6.a, ou on observe que la 2^{ème} harmonique (100 Hz) est très importante et un THD de l'ordre 74.07%

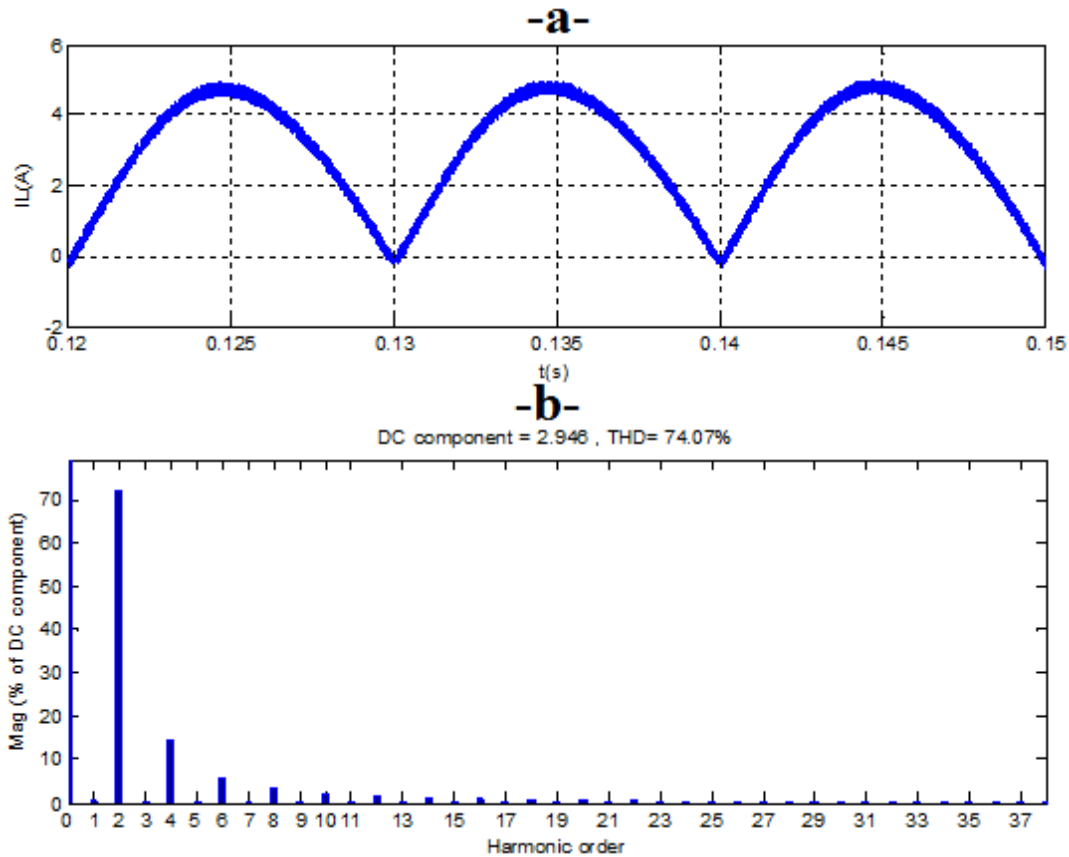


Figure III.6. Analyse harmonique du courant redressé

-a- courant redresser, -b- spectre harmonique du courant redressé

III.4 Conclusion

Le dernier chapitre de notre travail était consacré à la simulation d'une alimentation à facteur de puissance unitaire à base de convertisseur Boost et commandé en valeur moyenne. Les résultats obtenus montrent un bon comportement de la commande, ou on voit clairement l'allure sinusoïdale du courant d'entrée et cela est dû à la commande.





Conclusion générale

Conclusion général

La correction du facteur de puissance devient très importante pour de nombreux marchés. Des organismes de normalisation ont défini des normes de limitation du courant harmonique dans les équipements électrique et électronique. Avec une grande constante de temps, la tension de sortie du redresseur à pont à diodes est quasiment continue. Ce pendant le facteur de puissance est éloigné de l'unité provoquant par suite des pertes en ligne supplémentaires, et une perturbation des systèmes électriques connectés à la même ligne de distribution. Nous avons utilisé une topologie de type survolteur avec un seul commutateur de puissance pour améliorer le facteur de puissance. Il est obligatoire de modéliser le survolteur, afin de déterminer les paramètres de correcteurs PI. Nous avons contrôlé le courant de l'inducteur pour qu'il suive la tension rectifiée. Comme résultat, le courant côté AC est sinusoïdal et en phase avec la tension de ligne AC, comme le montrent les résultats de la simulation. Les convertisseurs AC-DC examinés absorbent un courant sinusoïdal de très faible distorsion harmonique et en phase avec la tension fournie par le réseau électrique.

Bibliographie

Références bibliographiques :

-  Philippe LETENNEUR – STS Granville 2003-2004
-  GTZ-Présentation-harmoniques-CASA Mai 2010
-  Jean-Claude GUIGNARD et Michel GUILLET
-  APC by Schneider Electric

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

- Figure I.1** Schéma fonctionnel
- Figure I.2** Transformateur
- Figure I.3** Redressement double alternance
- Figure I.4** Filtrage
- Figure I.5** Régulation
- Figure I.6** Facteur de puissance en présence d'Harmoniques
- Figure I.7** Charge linéaire
- Figure I.8** Charge non linéaire

Chapitre II

- Figure II.1** Principe de la commande à absorption sinusoïdale appliqué au convertisseur Boost
- Figure II.2** Digramme de bloc du principe de la commande PFC

Convertisseur BUCK

- Figure II.3** convertisseur BUCK
- Figure II.4** Le rapport cyclique
- Figure II.5** Phase 1 (0 à T)
- Figure II.6** Phase 2 (T à T')
- Figure II.7** la fonction de transfert
- Figure II.8** Courbe de transfert
- Figure II.9** Chronogrammes

Convertisseur BOOST

Figure II.10 convertisseur BOOST

Figure II.11 Phase 1 (0 à T)

Figure II.12 Phase 2 (T à T')

Figure II.13 la fonction de transfert

Figure II.14 Courbe de transfert

Figure II.15 Chronogrammes

Convertisseur BUCK – BOOST

Figure II.16 convertisseur BUCK – BOOST

Figure II.17 Phase 1 (0 à T)

Figure II.18 Phase 2 (T à T')

Figure II.19 la fonction de transfert

Figure II.20 Courbe de transfert

Figure II.21 Chronogrammes

Figure II.22 Commande de courant de pointe

Figure II.23 Commande de courante moyenne

Figure II.24 Commande par hystérésis

Figure II.25 Commande en mode limite

Figure II.26 Commande discontinue du courant avec contrôle (PWM)

Chapitre III

Figure.III.1 La commande à absorption sinusoïdale appliqué au convertisseur Boost

Figure.III.2 modèle du convertisseur Boost sous Simulink

Figure.III.3 -a- model de diode –b- modèle du transistor

Figure.III.4 Comportement d'alimentation face à une charge constante -a- tension de sortie,-b- courant de sortie,-c- courant d'entrée

Figure.III.5 Comportement d'alimentation face à une charge variable -a- tension de sortie,-b- courant de sortie,-c- courant d'entrée, -d- courant redressé

Figure.III.6 Analyse harmonique du courant redressé -a- courant redresser, -b- spectre harmonique du courant redressé