

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DE MOULOU D MAMMERI
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Option : Machine Electrique

THEME

**ETUDE D'UN CONVERTISSEUR
ALTERNATIF-CONTINU A
ABSORPTION SINUSOÏDALE
UTILISANT UN ONDULEUR A
RESONANCE**

Proposé et dirigé par :
M^r CHALLAL

Présenté par :
M^{lle} TOGOLA Kadiatou
M^r ABBANE Mahdi

Remerciements

Au terme de notre travail, nous tenons à remercier, en premier lieu, notre promoteur, M^r **CHALLAL** pour nous avoir encadrés avec tant de patience, de disponibilité et de gentillesse tout au long de ce mémoire.

Nous remercions, également, notre enseignante M^{lle} KACHNOURA, pour son travail et pour les enrichissements qu'elle a bien voulu apporter à notre mémoire.

Nous remercions M^r AMRANI, d'avoir eu l'amabilité d'examiner notre travail et fait partie du jury.

Nous remercions M^r AIT MENGUELETE, d'avoir eu l'amabilité d'examiner notre travail et fait partie du jury.

Nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué à notre mémoire, parmi eux M^r A.AHMANE, M^r A.LALMAS, M^r DJERMANE, A.MOUALECK toute l'équipe CRE d'ALGERIE TELECOME, tous les enseignants que nous avons croisés durant notre cursus et l'ensemble du personnel de la bibliothèque de BASTOS.

DEDICACES

Ce mémoire est dédié :

- A mon père, ma mère, mon frère Karim, et sa charmante femme Radia, ma petite nièce adorée Anya ainsi qu'à ma grande famille qui m'ont soutenu tout au long de mes études.
- A ma tendre et douce femme Amel qui ma donné force et inspiration (MK).
- A ma charmante belle famille.
- A mes amis(es), avec qui j'ai partagé d'agréables moments, en particuliers Salim, Nacim et Ouamar pour toute l'aide qui m'ont apporté.

ABBANE Mahdi

Je dédié ce travail :

- A mon père
 - A ma mère
 - A mes frères et sœurs
 - A mes très chers oncles, et Tantes
 - A mes amis(es) chacun avec son nom
 - A mes camarades de promotion : D. Amina, H. Nacim, A. Mahdi, H. Samira, N. Amel
 - Ainsi qu'à tous ceux qui pensent a moi de près ou de loin
- Je vous remercie tous d'avoir partagé au quotidien mes espoirs et mes inquiétudes.

TOGOLA Kadiatou

Sommaire

Introduction général.....	01
Chapitre 1 : Généralité sur les convertisseurs et la dégradation de la qualité d'énergie électrique	
1.1 Introduction.....	03
1.2 Notion de base.....	03
1.2.1 Définition.....	03
1.2.2 Classifications des convertisseurs.....	04
1.2.3 Tableau récapitulatifs.....	06
1.3 Exemple d'application des convertisseurs statique	07
1.3.1 Applications domestiques	07
1.3.2 Locaux commerciaux et tertiaires	07
1.3.3 Application industrielles	07
1.3.4 Société	07
1.3.5 Télécommunications	08
1.3.6 Autres applications	08
1.4 Associations de fonctions de base - cascade de convertisseurs.....	08
1.5 Isolation galvanique	09
1.6 Notions de base sur les Interrupteurs utilisés :	10
1.6.1 La diode	10
1.6.2 Le thyristor	10
1.6.3 Le Transistor	11
1.6.3.1 Le Transistor MOS (Metal Oxyde Semiconductor).....	11
1.6.3.2 Le transistor bipolaire	11
1.6.3.3 L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	12

1.6.3.4 Le MOSFET de puissance.....	12
1.7 Technique du circuit d'aide à la commutation naturelle	13
1.8 Dégradation de la qualité d'énergie électrique origines - caractéristiques – définitions..	14
1.8.1 Introduction.....	14
1.8.2 Dégradation de la qualité d'énergie électrique	15
1.8.2.1 Généralités.....	15
1.8.2.2 Creux de tension et coupures.....	16
1.8.2.3 Harmoniques et inter-harmoniques.....	17
1.8.2.4. Surtensions.....	19
1.8.2.5. Variations et fluctuations de tension.....	19
1.8.2.6. Déséquilibres.....	19
1.8.2.7. Résumé.....	19
1.8.3 Modélisation du réseau et de la charge.....	20
1.8.4 Normes et réglementations.....	23
1.8.5 Amélioration du facteur de puissance	24
1.8.5.1 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique.....	24
1.8.5.2 Transformateurs spéciaux.....	24
1.8.5.3 Transformateur à couplage zigzag.....	25
1.8.5.4 Transformateur à plusieurs secondaires.....	25
1.8.5.5 Inductances (selfs) série.....	25
1.8.6 Augmentation de l'indice de pulsation du convertisseur	26
1.8.7 Augmentation de la puissance de court-circuit.....	26
1.8.8 Filtrage passif accordé.....	26
1.8.9 Convertisseurs propres et filtres actifs.....	27
1.8.10 Prélèvement sinusoïdale.....	27
1.8.11 Solutions classiques et moderne pour l'atténuation des harmoniques.....	27

1.8.12 Conclusion.....	28
Chapitre 2 : Etude de l'alimentation à absorption sinusoïdale (Association redresseur hacheur)	
2.1 Introduction	29
2.2 Définition	29
2.3 Normes et recommandations	30
2.4 Etude du redresseur monophasé à diode	33
2.4.1 A fonctionnement en conduction continue : L de valeur élevée.....	34
2.4.2 Fonctionnement en conduction discontinue : L de valeur faible.....	34
2.4.3 Etude de la tension redressée.....	35
2.4.3 Etude des courants.....	36
2.4.4 Etude des puissances.....	36
2.5 Etude d'un convertisseur Survolteur (Hacheur Parallèle) DC/DC.....	37
2.5.1 Modes de fonctionnement du Hacheur	37
2.5.1.a Fonctionnement à courant de source continue	37
2.5.1.b. Limite entre le fonctionnement continu et le fonctionnement discontinu	39
2.5.1.c Fonctionnement à courant de source discontinue	40
2.5.2Analyse d'un convertisseur survolteur (Hacheur Parallèle) DC/DC en régime permanent.....	41
2.5.3 Principales relations et contrainte sur les composants.....	42
2.5.3.a Contraintes.....	42
2.5.3.b Facteurs de dimensionnement.....	42
2.5.3.c Ondulations de courant et de tension.....	42
2.6 Fonctionnement en régime d'absorption sinusoïdale	44
2.6.1 Objectifs recherchés	44
2.6.2 L'étude du dispositif.....	45
2.6.3Modélisation du dispositif	45
2.6.4 Etude de la boucle de courant.....	47

2.6.5 Etude de la boucle de tension	50
2.6.5.a Principe	50
2.6.5.b Modélisation par bilan de puissance	51
2.7 Calcul du correcteur de tension.....	53
2.8 Conclusion.....	56

Chapitre 3 Onduleur à Résonance

3.1 Introduction	57
3.2 Onduleur série	57
3.2.1 Définition	57
3.2.2 Fonctionnement	57
3.2.3 Exemple d'un pont à quatre (04) interrupteurs	58
3.2.3.a Réponse du circuit Résonnant série à une tension formée de créneaux rectangulaires	59
3.2.3.b Methode du premier harmonique	67
3.2.4 Fonctionnement et commande de l'onduleur	71
3.2.4.a Fonctionnement sur charge capacitive ($F < F_0$)	71
3.2.4.b Fonctionnement sur charge inductive($F < F_0$)	73
3.2.5 Commande décalée	75
3.2.6 Commande simultanée.....	76
3.2.7 Avantage de la commande décalée par rapport à la commande simultanée	79
3.3 Modélisation du convertisseur à résonance série pour $F > F_0$	79
3.3.1 Fonctionnement pour $F > F_0$	79
3.3.2 Analyse au 1 ^{er} harmonique	82
3.3.3 Dimensionnement et contraintes.....	83
3.3.3.a Dimensionnement.....	83
3.3.3. b Contraintes sur les composants-facteur de dimensionnement	84

3.3.4 Influence des condensateurs d'aide à la commutation(CALC).....	85
3.3.5 Calcul du fonctionnement statique du convertisseur à résonance.....	86
3.3.5.a Calcul du courant moyen redressé.....	87
3.3.5.b Détermination de la tension de sortie V_s en fonction de la fréquence F de la charge R.....	88
3.3.5.c Caractéristiques générales-avantage et inconvénients.....	90
3.6 Dimensionnement des paramètres de l'onduleur et du redresseur	90
3.6.1 Choix de la fréquence de commande de l'onduleur	90
3.6.2 Calcul de L_0 et C_0	90
3.6.3 Calcul du coefficient de transformation « m ».....	91
3.6.4 Calcul du courant de court-circuit	91
3.6.5 Calcul de $(V_{co\ crête})_{max}$, facteur du surtension Q et la résistance apparente R du circuit raisonnant	92
3.6.6 Contrainte sur les composantes	93
3.6.7 Calcul de la CALC	93
3.7 Conclusion.....	93
Conclusion général	94

Introduction générale

De nos jours, la situation au niveau des réseaux basse tension est devenue très préoccupante. La qualité du courant dans les installations électriques se dégrade incontestablement.[3]

En effet, pour assurer une efficacité énergétique, les industries utilisent des dispositifs statiques de conversion d'énergie appelés : convertisseurs statiques. Ces convertisseurs sont composés de semi-conducteurs de puissance ; ceux-ci sont considérés comme des charges non-linéaires pour les réseaux électriques et absorbent un courant dont la forme est non sinusoïdale.

Au début des années 90 l'évolution des propriétés des semi-conducteurs de puissance a stimulé la croissance du marché des convertisseurs dédiés aux applications moyenne tension / moyenne et forte puissance allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme des kilovolts.

Cette évolution a influencée principalement les domaines de l'industrie et de la traction (locomotives 3KV, variateur de vitesse 400KV pour l'industrie et pour la propulsion des navires électriques), mais à également eu un impact significatif sur les systèmes de génération d'énergie électriques, de distribution et de transmission. En effet, le progrès dans le domaine des microprocesseurs et des télécommunications, a influencé le domaine de la conversion d'énergie. La basse tension utilisée dans les téléphones mobiles et toutes autres applications, a déclenché la recherche dans le domaine des conversions d'énergie.

La grande efficacité, la fiabilité, le faible prix, la rigueur et la vitesse d'exécution représentent les buts à cibler en électronique de puissance.[10]

Vu que la tension d'alimentation des convertisseurs en questions et la tension du réseau, et afin d'assurer un facteur de puissance unitaire, un convertisseur AC/DC se constitue de deux convertisseurs en cascade.

Le but de ce mémoire est de faire une étude d'une alimentation destinée uniquement à des équipements de télécommunication proposant une topologie associant en cascade deux convertisseurs statiques permettant le transfert d'énergie du coté alternatif vers le coté continu (partie redresseur à absorption sinusoïdale), ainsi que le transfert d'énergie du coté continu-continu (onduleur à résonance + redresseur).

La structure de cette thèse s'articule autour de trois chapitres.

Le premier chapitre de ce travail présente une généralité sur les convertisseurs et la dégradation de la qualité de l'énergie électrique.

Le second chapitre présente la structure d'entrée d'un convertisseur monophasé à absorption de courants sinusoïdaux. Elle réalise une correction du facteur de puissance (Power Factor Corrector).

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du convertisseur à résonance. Celui-ci assure premièrement une alimentation d'un transformateur en haute fréquence pour un abaissement nécessaire de la tension de même qu'une isolation galvanique et deuxièmement la technique de résonance y est employée dans le double but de réduire les pertes par commutations et les effets perturbateurs d'une commutation dure à fort dV/dt ou dI/dt (Circuit d'aide à la commutation CALC).

Notre travail se terminera par une conclusion générale, faisant le bilan de notre projet.

CHAPITRE 1 généralité sur les convertisseurs et la dégradation de la qualité d'énergie électrique

1.1 Introduction

L'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui a pour objet l'étude de la conversion statique d'énergie électrique, elle se situe à la charnière entre l'électronique (courant faible) et l'électrotechnique (courant fort), notamment les structures, les commandes, et les interactions avec l'environnement. L'électronique de puissance traite l'énergie électrique par voie statique, elle nous permet l'utilisation plus souple et plus adaptée de l'énergie électrique ainsi qu'une discrétion par une réduction des masses et des volumes ainsi que par fonctionnement ultrasonore des dispositifs. La conversion statique est réalisée au moyen de convertisseurs statiques. C'est la mise au point des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors et transistors) qui a permis le développement et l'apparition des groupes de convertisseurs.

1.2 Notion de base [2]

1.2.1 Définition

Le convertisseur statique est un dispositif qui transforme de l'énergie électrique disponible en une forme appropriée à l'alimentation d'une charge.

L'énergie électrique est fournie soit sous forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur), Soit sous forme continue (batterie d'accumulateur, génératrice à courant continu, alimentation par caténaire...). La charge peut nécessiter une alimentation en alternatif ou en continu.

Une notion très importante est utilisée en électronique de puissance, cette notion est dite de réversibilité. Lorsqu'un convertisseur est dit réversible, cela veut dire que l'énergie électrique peut transiter de manière bidirectionnelle. Par contre lorsqu'un convertisseur est dit non-réversible celle-ci transfère et convertit l'énergie d'une source à une charge utilisatrice. L'énergie ne peut donc pas transiter dans les deux sens.

Certains convertisseurs sont naturellement réversibles (onduleur) ou naturellement non réversibles (redresseur à diode) suivant leur schéma de structure.

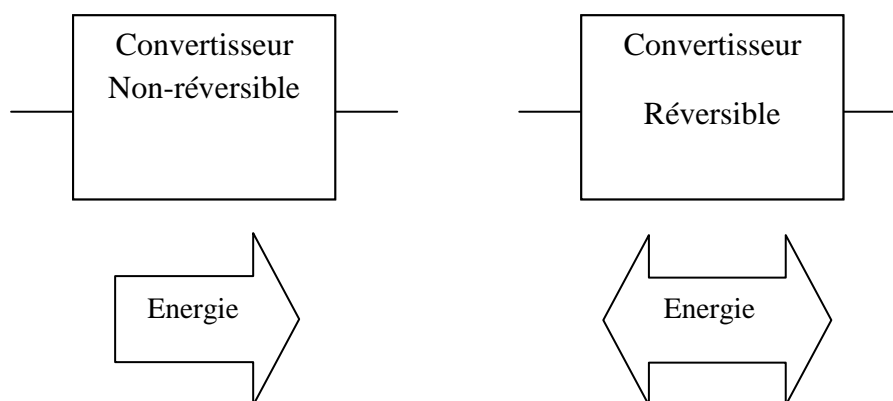


Fig 1-1 : Réversibilité et non réversibilité des convertisseurs statiques

1.2.2 Classifications des convertisseurs

On définit quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique qui sont les fonctions de base des convertisseurs statiques, et que nous retrouvons en pratique sous forme de :

- Redresseurs,
- Hacheurs,
- Onduleurs,
- Cyclo- convertisseurs ou gradateurs

a) -Conversion alternatif-continu

Le convertisseur transformant l'énergie électrique sous forme alternative pour alimenter une charge en continu est le redresseur. Souvent alimentée par un réseau à fréquence industrielle éventuellement polyphasé, mais aussi en haute fréquence. La tension ou le courant de sortie peut être ou non réglable par rapport à la grandeur d'entrée (tension ou courant).

Il existe des redresseurs monophasés, triphasés et polyphasés. Ils peuvent être constitués de diodes ou de diodes et thyristors (dits mixtes). Ils ne sont pas réversibles en énergie, le transfert s'effectue de la source vers la charge. Les redresseurs réversibles sont constitués uniquement de thyristors ou bien de transistors plus diodes en antiparallèle.

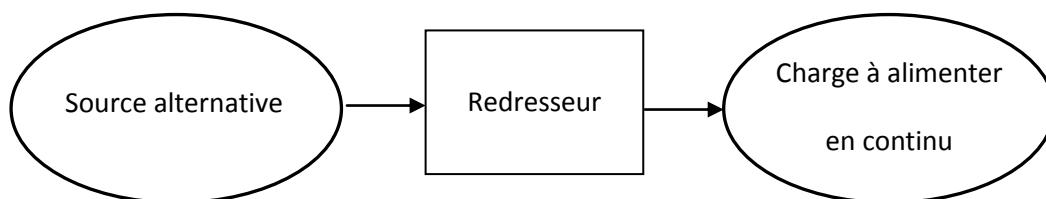


Fig 1- 2 : convertisseur alternatif-continu (Redresseur)

b) -Conversion continu- continu

Le convertisseur transformant l'énergie délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en continu est le hacheur, celui-ci règle la tension ou le courant appliqué à la charge. Il peut être réversible ou non.

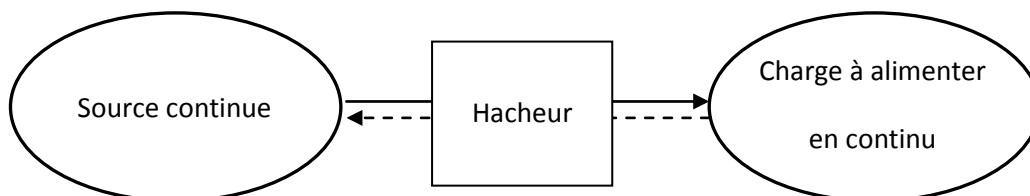


Fig 1- 3 : convertisseur continu-continu (Hacheur)

c) -Conversion continu-alternatif

Ce convertisseur transforme l'énergie délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en alternatif. Si cette charge peut aussi délivrer de la puissance et présenter des forces électromotrices (réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur...), l'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur, c'est le fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors d'*onduleur assisté* ou *non-autonome*.

Si la charge est constituée par un circuit oscillant, on pourra utiliser les propriétés de ce dernier pour adapter la structure de l'onduleur. Il prend alors le nom de *onduleur à résonance*.

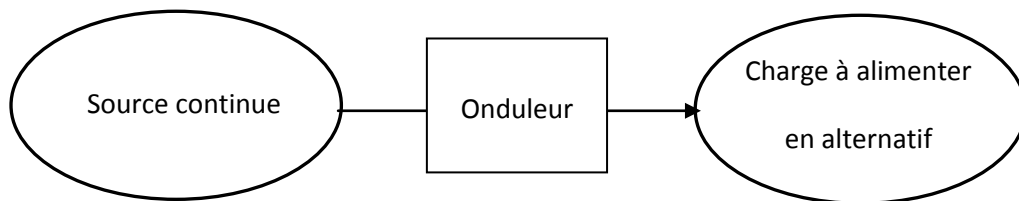


Fig 1- 4 : convertisseur continu-alternatif (Onduleur).

d) -Conversion alternatif- alternatif

Le convertisseur transformant l'énergie électrique sous forme alternative pour alimenter une charge en alternatif peut se faire avec ou sans changement de fréquence. Dans le premier cas on parle de **cycloconvertisseur** dans le second cas on parle de **gradateur**.

Le schéma d'un cycloconvertisseur triphasé-triphasé comprend 36 thyristors (il peut être considéré comme la juxtaposition de 3 redresseurs tête-bêche, soit 3x2 ponts à 6 thyristors). Il n'est quasiment utilisé que pour des puissances très importantes (> 1 MVA).

Le gradateur est un convertisseur de structure extrêmement simple. Il est principalement utilisé en éclairage (lampadaire halogène, éclairage de scène, discothèque,...) et sur moteur universel (perceuse, aspirateur,...) car, pour ces applications, la fréquence des courants d'alimentation n'a que peu d'importance. Il est aussi utilisé sur des moteurs asynchrones à cage pour de la variation de vitesse industrielle et domestique économique en pompage et ventilation.

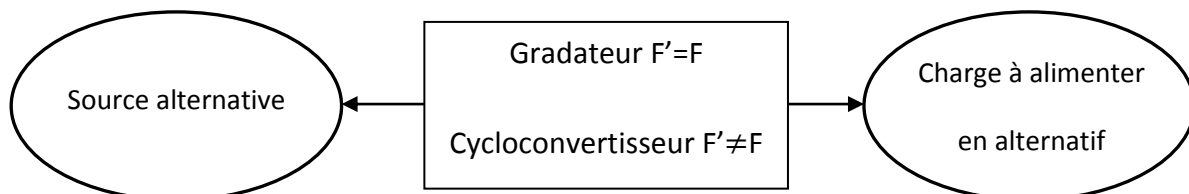


Fig 1- 5 : convertisseur alternatif-alternatif (Cycloconvertisseur ou Gradateur).

1.2.3 Tableau récapitulatifs

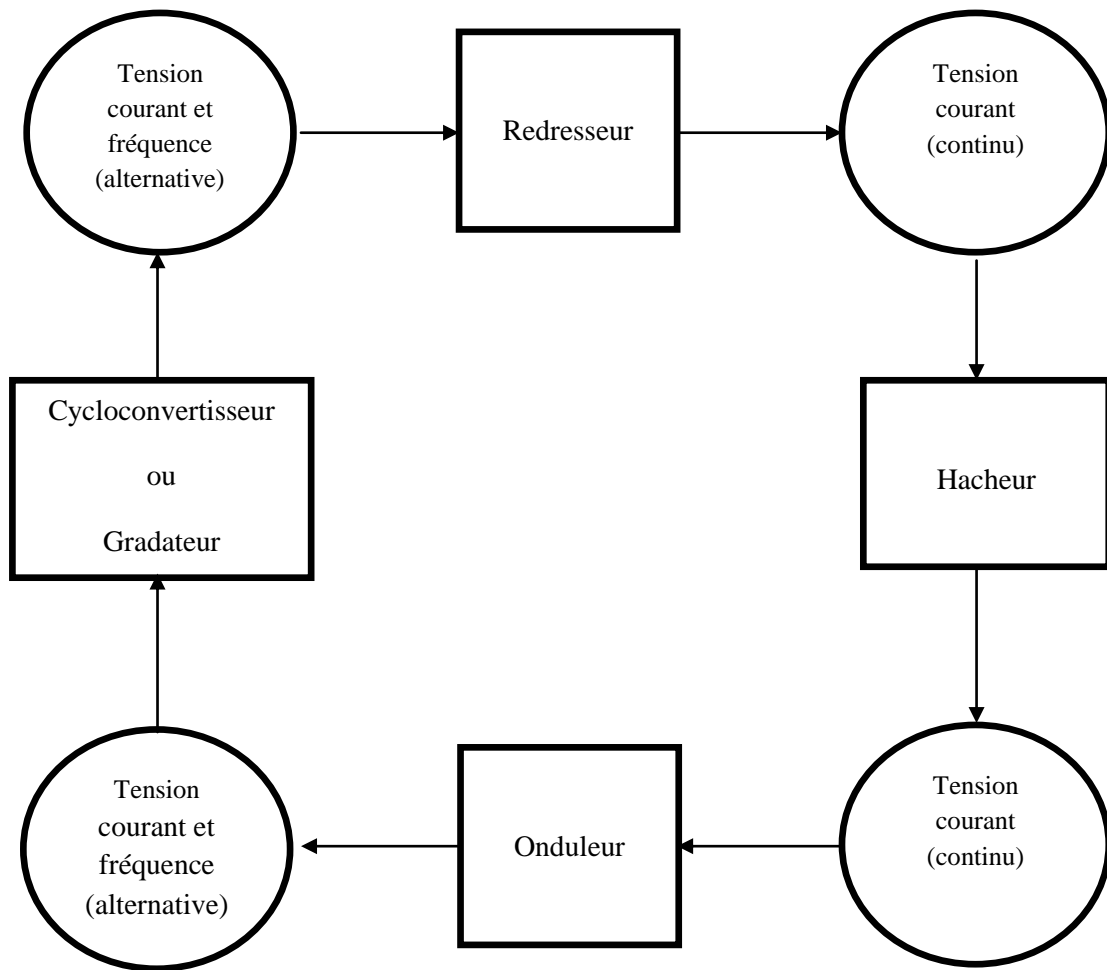
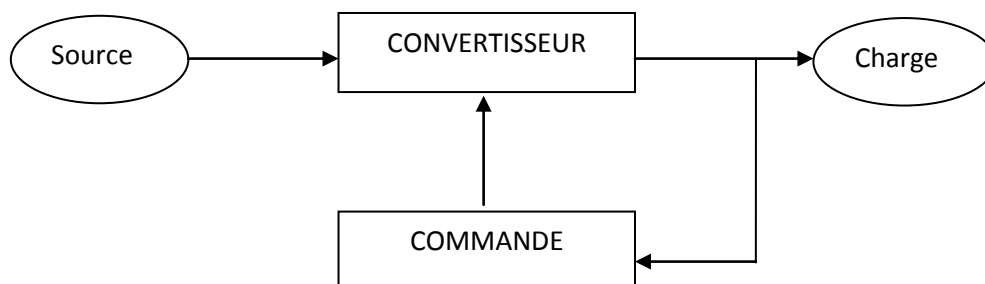


Tableau 1.1[4]

Remarque :

A partir de ce tableau on remarque qu'on ne peut pas dissocier un convertisseur de sa source et de sa charge.

On arrive à la Représentation modulaire :



La commande permet de moduler le transfert de l'énergie vers la charge (c'est-à-dire elle sert à moduler le transfert de l'énergie échangé entre la source et la charge).

1.3 Exemple d'application des convertisseurs statique [2]

Le spectre des applications des convertisseurs statiques est très varié.

1.3.1 Applications domestiques

- Eclairage,
- petit électroménager (robot....)
- Chauffage / ventilateurs,
- Pompes
- Réfrigérateur / congélateurs
- chaudière à gaz et à fioul
- Gros électroménager (lave -linge, lave- vaisselle, aspirateur,...)
- actionneurs domotiques (volets roulants, stores électriques, ...)
- Cuisine (plaques à induction, four à micro-ondes) : ascenseurs/ monte-charges
- Eau chaude sanitaire (cumulus)
- régulateur de charge pour aérogénérateur (éolienne) et / ou générateur photovoltaïque

1.3.2 Locaux commerciaux et tertiaires

- Chauffage/ Ventilation/Climatisation
- Caisses enregistreuses
- Eclairage
- Onduleur de secours
- Ordinateurs et équipement de bureaux
- Ascenseurs/ Monte- charges.

1.3.3 Application industrielles

- Pompe, compresseurs, souffleries
- Lasers
- Machine- outils /robots
- Chauffage par induction
- Chariots électriques
- Générateurs à ultrasons.....

1.3.4 Société

- Eclairage public
- Publicité lumineuse
- Emetteurs de radiodiffusion et télévision
- Journaux électriques

1.3.5 Télécommunications

- Emetteurs de radiodiffusion
- Chargeur de batterie
- Onduleurs de secours et alimentations secourues(en alternatif et en continu)

1.3.6 Autres applications

Les convertisseurs statiques sont aussi utilisés dans le domaine :

D'aéronautique et spatial, dans les transports terrestres et marins, dans les compagnies de production et de distribution d'énergie électrique, dans les espaces culturels et de loisirs

(monuments, scènes, théâtres, discothèques ...), dans les appareils de laboratoires et dans la médecine.

On en trouve aussi des applications à partir de quelques watts (alimentations à découpage) et jusqu'à quelques milliers de mégawatts (liaisons haute tension en courant continu).

1.4 Associations de fonctions de base - cascade des convertisseurs [2]

La transformation de l'énergie peut aussi se faire par une association en cascade de plusieurs convertisseurs mono étages. Si le rendement diminue, on peut cependant en tirer plusieurs avantages. On peut ainsi découpler diverses fonctions. Le nombre de combinaisons possibles est infini. On peut citer quelques exemples particuliers.

Alimentation à découpage : À partir du secteur alternatif, une alimentation d'ordinateur ou de téléviseur doit assurer, pour une puissance de l'ordre d'une centaine de watts, les fonctions suivantes : redresser, abaisser, isoler, délivrer plusieurs sorties, filtrer, réguler les tensions de sortie. La fonction isoler impose l'utilisation d'un transformateur. Ce transformateur permet d'assurer aussi la fonction abaisseur et fournit aisément plusieurs sorties.

La solution ancienne (encore utilisée pour les faibles puissances, c'est à dire quelques watts) utilise un transformateur 50 Hz. Chaque secondaire est suivi d'un redresseur et, éventuellement, d'un régulateur linéaire. La réalisation est alors lourde (transformateur 50 Hz) et d'un rendement peu élevé (régulateur linéaire), *figure 1.6*.

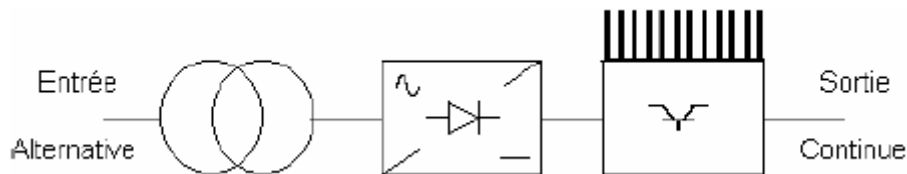


Fig 1.6 : Alimentation linéaire

Pour diminuer la taille du transformateur, il faut utiliser un composant fonctionnant à plus haute fréquence (généralement entre quelques dizaines ou centaines de hertz). Il est alors nécessaire d'utiliser la cascade redresseur - onduleur autonome ou à résonance - redresseur *figure 1.7*. La régulation se fait simplement par contrôle de l'onduleur qui fonctionne en découpage donc avec un bon rendement. Il est même possible de réaliser une absorption de courant sinusoïdale sur le réseau, propriété impossible à obtenir avec une structure sans électronique de puissance.

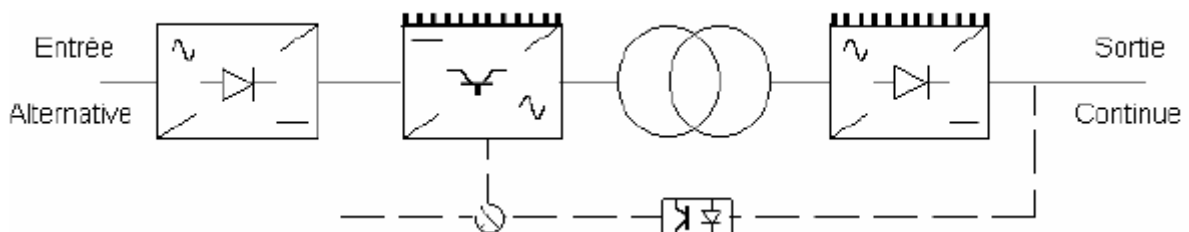


Fig 1.7 : Alimentation à découpage à isolation galvanique

1.5 Isolation galvanique [2]

On parle d'isolation galvanique entre deux circuits électroniques directement voisins quand le courant ne peut circuler directement entre ces deux circuits. Le terme galvanique provient du nom du physicien italien [Luigi Galvani](#).

Un transformateur permet une isolation galvanique entre le primaire et le secondaire car il n'y a pas de connexion entre eux.

Un optocoupleur permet une isolation galvanique entre l'émetteur et le récepteur car la transmission d'information se fait grâce à un flux lumineux.

Un relais électromécanique peut assurer une isolation galvanique dans la mesure où il peut permettre la commutation d'un circuit séparé (par exemple, la commande d'une charge électrique reliée au secteur à partir d'un signal logique).

Un autotransformateur n'assure aucune isolation galvanique entre le primaire et le secondaire.

Si deux circuits électroniques ont une masse en commun, ils ne sont pas, par définition, galvaniquement isolés. La masse n'est pas directement reliée à un point fonctionnel du circuit mais elle peut y être reliée à un moment ou un autre (erreur de manipulation, matériel défectueux, ...). Pour cette raison, les transformateurs d'isolation ne fournissent pas de terre/masse.

1.6 Notions de base sur les Interrupteurs utilisés : [2], [6]

1.6.1 La diode :

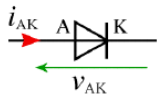
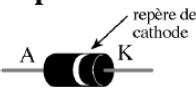
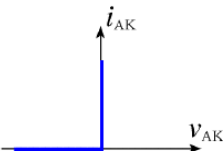
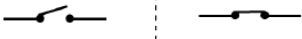
<p>La diode</p>	<p>La diode est un dipôle passif polarisé. En électrotechnique, la diode est équivalente à un interrupteur unidirectionnel non commandé.</p>	
<p>Symbole</p>  <p>A : anode K : cathode</p> <p>Aspect</p> 	<p>Caractéristique d'une diode parfaite</p>  <p>Diode bloquée $v_{AK} < 0 ; i_{AK} = 0$</p> <p>Diode passante $v_{AK} = 0 ; i_{AK} > 0$</p>  <p>La diode se comporte comme un interrupteur ouvert.</p> <p>La diode se comporte comme un interrupteur fermé.</p>	<p>Remarque : cette caractéristique parfaite est utilisée pour comprendre le fonctionnement de principe des convertisseurs statiques en électrotechnique. Elle ne convient pas en électronique.</p>

Tableau 1.2

1.6.2 Le thyristor :

Le thyristor est une valve dont on peut commander la conduction. Comme la diode, il possède une anode et une cathode, mais il possède, en plus, une troisième électrode appelée gâchette. La gâchette permet de retarder l'amorce de la conduction.

Le thyristor ordinaire supporte une tension négative ; il reste bloqué quand la tension à ses bornes reste positive. La gâchette permet alors de l'amorcer. Sous l'effet du circuit dans lequel le thyristor est incéré, son courant direct évolue. Quand ce courant passe par zéro, le thyristor s'éteint de lui-même. La *figure 1.8* montre le trajet du point de fonctionnement dans le système d'axe tension-courant.

Le thyristor dual écoule le courant négatif ; il reste conducteur quand le courant devient positif. La commande permet alors de le bloquer. Ensuite la tension positive à ses bornes évolue. Quand cette tension passe par zéro la conduction se rétablit d'elle-même. La figure ... montre le trajet de fonctionnement dans le système d'axe tension-courant. Si on permute ces deux axes on retrouve le trajet de la figure...

En pratique, le thyristor-dual est formé par l'association d'un semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées et d'une diode monté en anti parallèle à ses bornes. Le circuit de commande est tel que, dès que la tension v légèrement négative veut devenir positive, le semi-conducteur commandé soit rendu conducteur. Lorsque le courant i est positif, on peut utiliser la capacité de commande au blocage du semi-conducteur commandé pour annuler le courant. Celui-ci se rétablit de lui même dès que la tension v devenant légèrement négative entraine la mise en conduction de la diode.

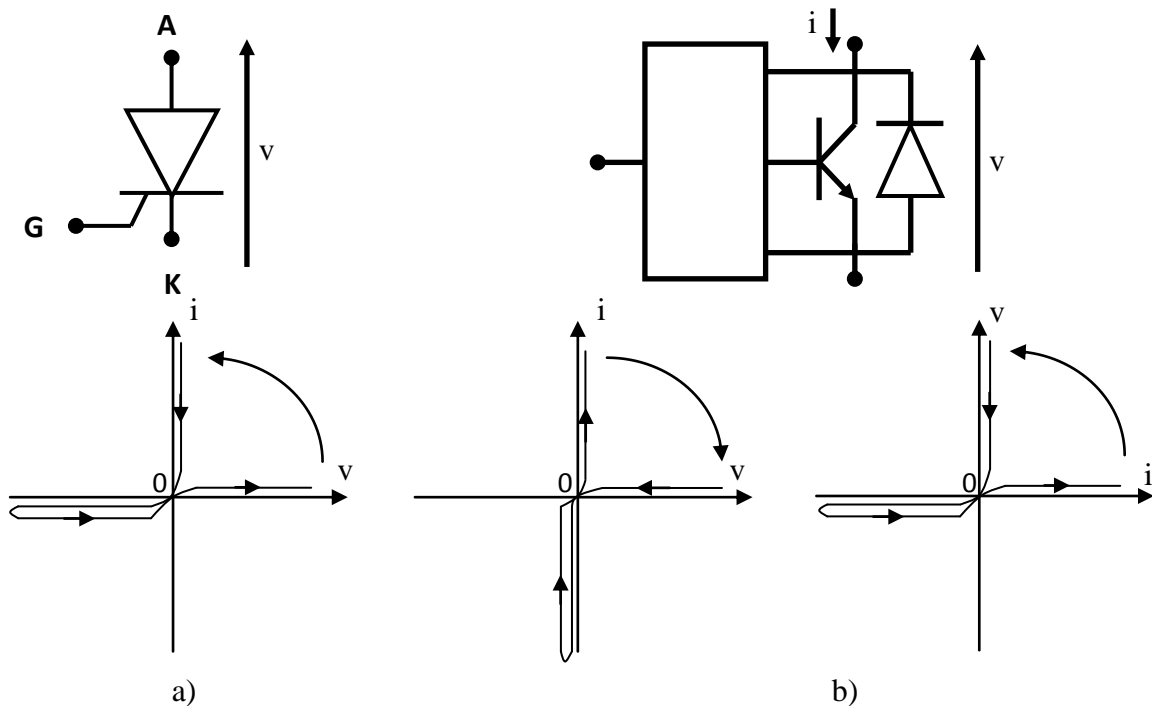
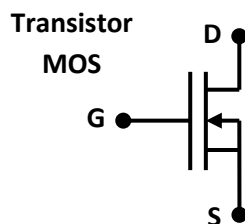


Figure 1.8 Caractéristique du thyristor-dual

1.6.3 Le Transistor :

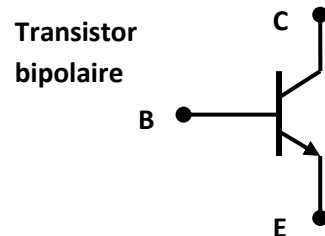
1.6.3.1 Le Transistor MOS (Metal Oxide Semiconductor):

Séduisant par sa commande en tension et par ses temps de commutation inférieurs à 100 ns, ce transistor présente cependant l'inconvénient d'une chute de tension directe relativement importante par rapport à ses concurrents. Sa limite se situe vers 50 A et 500 V.



1.6.3.2 Le transistor bipolaire :

Ce dispositif, sans doute le plus ancien, n'a vu sa montée en puissance que vers 1985 avec des modules Darlington triples (3 transistors en cascade) de 300 A, 1000 V et un gain d'environ 100. Malgré ce gain, la commande en courant aux fortes puissances reste pénalisante. Aux fortes puissances, les temps de commutation se situent environ à 1,5 μ s et la chute de tension directe à 1,5 V .



1.6.3.3 L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor):

Le transistor IGBT est un semi-conducteur se comportant comme un interrupteur électronique à haute vitesse permettant de construire des convertisseurs continu-continu et continu-alternatif extrêmement flexibles.

L'IGBT est un transistor dont la conduction est amorcée et désamorcée en appliquant une tension appropriée sur la gâchette (la base). Comme dans un transistor conventionnel, les trois bornes sont nommées collecteur C, émetteur E et base B. Les caractéristiques à l'état passant et à l'état bloqué sont montrées à la *figure 1.9*. Les valeurs limites de la tension E_{CE} et du courant le dans le collecteur sont aussi indiquées.

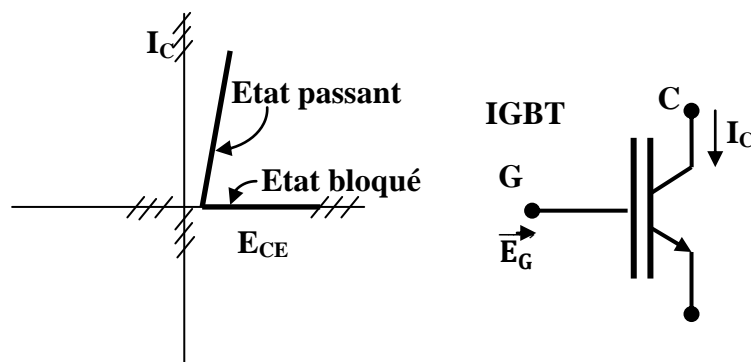
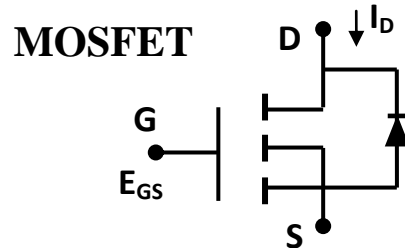


Figure 1.9 Caractéristique du transistor IGBT

1.6.3.4 Le MOSFET de puissance

Le MOSFET de puissance est un semi-conducteur à trois bornes qui s'appellent drain D, source S et grille G. Le drain est l'anode alors que la source est la cathode. L'état de ce transistor dépend de la tension appliquée sur la grille. Le courant I_D dans le drain est amorcé en appliquant une tension E_{GS} positive d'environ 12 V entre la grille et la source. La conduction cesse dès qu'on diminue E_{GS} en dessous d'environ 1 V. Le courant dans la grille est extrêmement petit ; par conséquent, une très faible puissance est requise pour amorcer et désamorcer la conduction. Le MOSFET ne peut pas tolérer

des tensions E_{DS} négatives. Afin de répondre à cette exigence, on y incorpore une diode. Les MOSFET de puissance peuvent porter des courants de quelques centaines d'ampères sous des tensions d'environ 500 V. Lors de la conduction, à l'état saturé, la chute de tension E_{DS} est comprise entre 2 V et 5 V.



1.7 Technique du circuit d'aide à la commutation naturelle : [8]

Les onduleurs de tension utilisent en courant formés de semi-conducteurs commandés à la fermeture et à l'ouverture associés à des diodes montées en parallèle inverse.

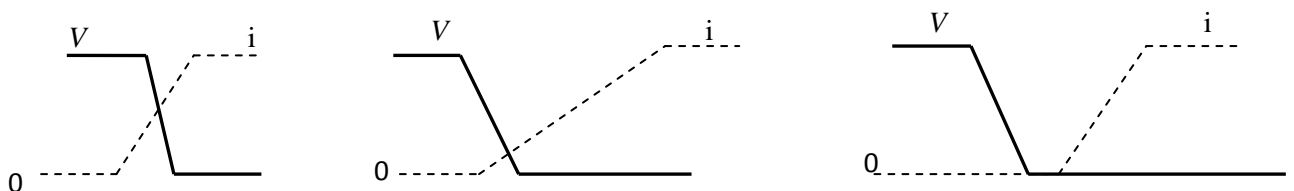
On utilise de préférence :

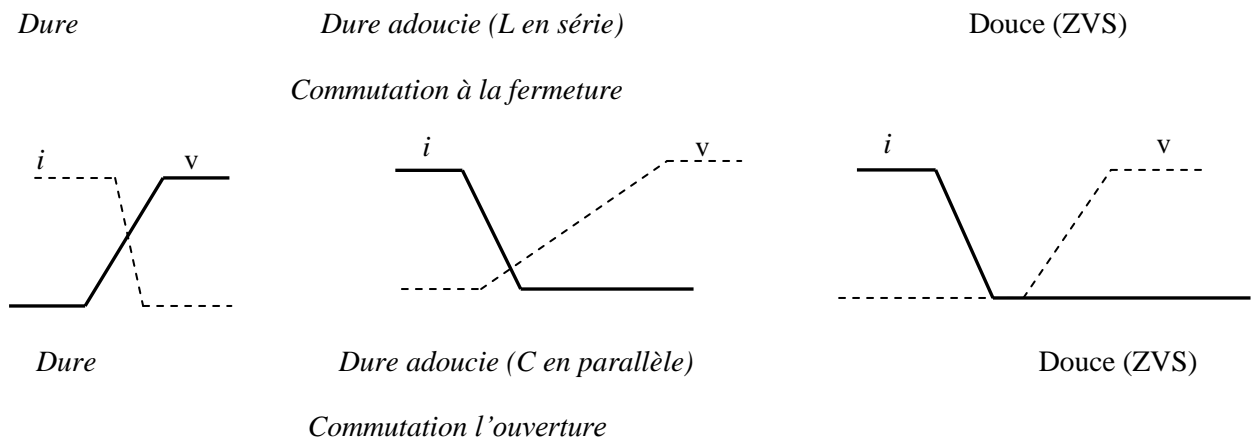
- Le transistor à effet de champ ou MOSFET pour les faibles puissances
- Le transistor bipolaire ou IGBT pour les courants moyens,
- Le thyristor GTO pour les forts courants.

Les commutations des semi-conducteurs commandés peuvent être dure ou douces suivant qu'elles engendrent ou non des pertes de commutation significatives.

On distingue 3 types de commutation, à la fermeture et à l'ouverture :

- Commutation dure : Le courant dans l'interrupteur et la tension à ses bornes varient simultanément, ce qui provoque une importante pointe de puissance instantanée dissipée dans l'interrupteur.
- Commutation dure adoucie : Une inductance en série avec l'interrupteur à la fermeture ou un condensateur en parallèle à l'ouverture ralentit la montée du courant ou de la tension et réduit les pertes de commutation du composant semi-conducteur. De tels circuits sont appelés Snubbers ou circuits d'aide à la commutation (CALC).
- Commutation douce : Si, à la fermeture, la montée du courant se fait après l'annulation de la tension (ZVS : Zero-voltage switching) ou si, à l'ouverture, la montée de la tension se fait après l'annulation du courant (ZCS : zero-current switching), la commutation se fait virtuellement sans pertes. *La figure (1.10) donne les formes d'ondes simplifiées du courant i dans les semi-conducteur commandé et de la tension v à ses bornes pour les différents types de commutation.*





Le type de commande utilisé dans ce mémoire est la commande à l'ouverture. Ce mode de commande est très favorable pour les interrupteurs (Thyristors-duaux) qui seront également constitué d'interrupteurs commandés munis d'une diode antiparallèle.

1.8 Dégradation de la qualité d'énergie électrique origines - caractéristiques – définitions [2],[3],[9]

1.8.1 Introduction

Depuis de nombreuses années, les distributeurs d'énergie électrique s'efforcent de garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle. Ces dispositifs sensibles, mais qui dégradent également la qualité de la tension, existent dans toutes les catégories d'utilisateurs :

- Dans le domaine industriel par l'emploi de constituants d'électronique de puissance.
- Dans le domaine tertiaire avec le développement de l'informatique.
- Dans le domaine domestique par l'utilisation en grand nombre des téléviseurs, magnétoscopes, lampes à économie d'énergie, ...

L'ouverture du marché de l'énergie électrique, la nécessité de garantir les productions pour les entreprises, font de la qualité de l'énergie électrique un enjeu majeur pour les compagnies d'électricité et pour les fabricants d'équipements. La notion de qualité du produit électricité est attachée au niveau de satisfaction de l'utilisateur. Les performances de ses équipements sont directement liées à la qualité de la tension d'alimentation. Par exemple, une variation de 10 % de l'amplitude de la tension se traduira par une perte de couple de 19 % pour une machine asynchrone. Les équipements d'un utilisateur peuvent apporter des perturbations sur le réseau susceptibles de gêner les autres utilisateurs. Le distributeur (système d'alimentation) et l'utilisateur (installations) sont l'un et l'autre concernés par la qualité de l'électricité.

Dans cette première partie nous définirons les différents types de dégradation que subit la qualité de l'énergie électrique lors de son transport car la qualité de l'électricité est devenue un sujet stratégique pour les compagnies d'électricité, les personnels d'exploitation, de

maintenance ou de gestion de sites tertiaires ou industriels, et les constructeurs d'équipements, essentiellement pour les raisons suivantes :

- la nécessité économique d'accroître la compétitivité pour les entreprises,
- la généralisation d'équipements sensibles aux perturbations de la tension et/ou eux-mêmes générateurs de perturbations,
- l'ouverture du marché de l'électricité..

En effet, nous traiterons dans ce chapitre la pollution harmonique engendrée par les convertisseurs et les solutions classiques adoptées, mais définissons avant les perturbations électriques d'une manière générale.

1.8.2 Dégradation de la qualité de l'énergie électrique

1.8.2.1 Généralités

Les perturbations électromagnétiques susceptibles de perturber le bon fonctionnement des équipements et des procédés industriels sont en général rangées en plusieurs classes appartenant aux perturbations conduites et rayonnées [2] :

- basse fréquence (< 9 kHz),
- haute fréquence (> 9 kHz),
- de décharges électrostatiques.

La mesure de la qualité d'énergie électrique consiste habituellement à caractériser les perturbations électromagnétiques conduites basse fréquence (gamme élargie pour les surtensions transitoires et la transmission de signaux sur réseau) :

- creux de tension et coupures (voltage dips and interruptions),
- harmoniques (harmonics), interharmoniques (interharmonics),
- surtensions temporaires (temporary overvoltages),
- surtensions (swell),
- surtensions transitoires (transient overvoltages),
- fluctuations de tension (voltage fluctuations),
- déséquilibres de tension (voltage unbalance),
- variations de la fréquence d'alimentation (power-frequency variation),
- tension continue dans les réseaux alternatifs (d.c. in a.c. networks),
- tensions de signalisation (signalling voltages).

Il n'est en général pas nécessaire de mesurer l'ensemble de ces perturbations.

Elles peuvent être groupées en quatre catégories selon qu'elles affectent l'amplitude, la forme d'onde, la fréquence et la symétrie de la tension. Plusieurs de ces caractéristiques sont souvent modifiées simultanément par une même perturbation. Elles peuvent aussi être classées selon leur caractère aléatoire (foudre, court-circuit, manœuvre...) permanent ou semi permanent.

1.8.2.2 Creux de tension et coupures

Le creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur de 10 % à près de 100 % de la valeur nominale de la tension pendant un temps compris entre 10 ms et quelques secondes (*figure 1.11*). Lorsque la tension est absente (baisse de tension de 100 %) pendant 1 s à 1 mn on parle de « coupure brève », et entre 10 ms et 1 s de « coupure très brève ».

Lorsque la durée est ≤ 10 ms, la coupure est généralement due à des « phénomènes transitoires » ou volontaires, par exemple à l'emploi de gradateurs.

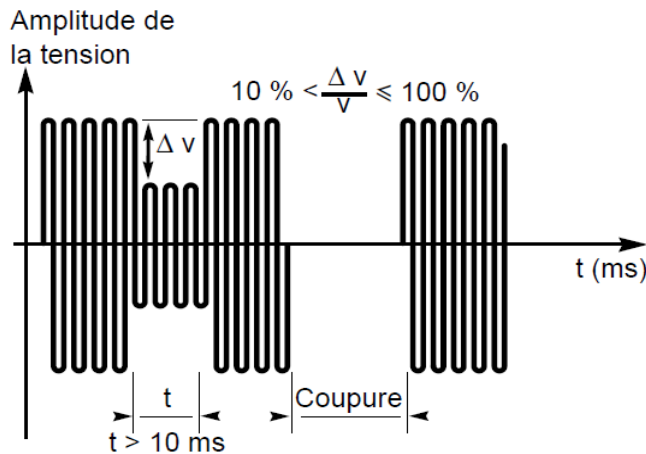


Figure 1.11 : paramètres caractéristiques d'un creux de tension

Les creux de tension et les coupures brèves sont principalement causés par des phénomènes conduisant à des courants élevés qui provoquent à travers les impédances des éléments du réseau une chute de tension d'amplitude d'autant plus faible que le point d'observation est électriquement éloigné de la source de la perturbation.

Les creux de tension et les coupures brèves ont différentes causes :

- des défauts sur le réseau de transport (HT) de distribution (BT et MT) ou sur l'installation elle-même.
- la commutation de charges de puissance importante (moteurs asynchrones, fours à arc, machines à souder, chaudières...) par rapport à la puissance de court-circuit.

Les coupures longues sont le résultat de l'isolement définitif d'un défaut permanent par les dispositifs de protection ou de l'ouverture volontaire ou intempestive d'un appareil.

Les creux de tension ou coupures se propagent vers les niveaux de tension inférieurs à travers les transformateurs. Le nombre de phases affectées ainsi que la sévérité de ces creux de tension dépend du type de défaut et du couplage du transformateur.

Le nombre de creux de tension et de coupures est plus élevé dans les réseaux aériens soumis aux intempéries que dans les réseaux souterrains. Mais un départ souterrain issu du même jeu de barres que des départs aériens ou mixtes subira aussi des creux de tension dus aux défauts affectant les lignes aériennes.

1.8.2.3 Harmoniques et inter-harmoniques

Toute fonction périodique (de fréquence f) peut se décomposer en une somme de sinusoïdes de fréquence $k \times f$ (k : entier), k est appelé rang harmonique ($k > 1$). La composante de rang 1 est la composante fondamentale.

$$y(t) = Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(2\pi k f t + \varphi_n) \quad (1.01)$$

La valeur efficace est :

$$Y_{\text{eff}} = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_k^2} \quad (1.02)$$

Le taux de distorsion harmonique (THD pour Total Harmonic Distortion) donne une mesure de la déformation du signal :

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{Y_k}{Y_1}\right)^2} \quad (1.03)$$

Les harmoniques proviennent principalement de charges non linéaires (élément de circuit qui consomme une puissance, active ou / et réactive, sur le système d'alimentation) dont la

caractéristique est d'absorber un courant qui n'a pas la même forme que la tension qui les alimente (figure 1.12).

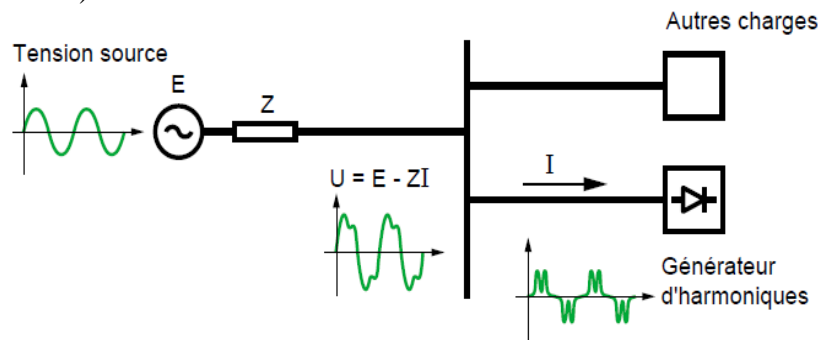


Figure 1.12 : dégradation de la tension du réseau par une charge non linéaire

Ce courant est riche en composantes harmoniques dont le spectre sera fonction de la nature de la charge. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau créent des tensions harmoniques qui peuvent (figure 1.12 : dégradation de la tension du réseau par une charge non linéaire) Perturber le fonctionnement des autres utilisateurs raccordés à la même source.

L'impédance de la source aux différentes fréquences harmoniques a donc un rôle fondamental dans la sévérité de la distorsion en tension. A remarquer que si l'impédance de la source est faible la distorsion en tension est faible.

Les principales sources d'harmoniques sont des charges, qu'il est possible de distinguer selon leurs domaines, industrielles ou domestiques.

Les charges industrielles

- équipements d'électronique de puissance : variateurs de vitesse, redresseurs à diodes ou à thyristors, onduleurs, alimentations à découpage ;
- charges utilisant l'arc électrique : fours à arc, machines à souder, éclairage (lampes à décharge, tubes fluorescents). Les démarrages de moteurs par démarreurs électroniques et les enclenchements de transformateurs de puissance sont aussi générateurs d'harmoniques (temporaires).

A noter que du fait de leurs multiples avantages (souplesse de fonctionnement, excellent rendement énergétique, performances élevées...) l'utilisation d'équipements à base d'électronique de puissance se généralise.

Les charges domestiques munies de convertisseurs ou d'alimentation à découpage : téléviseurs, fours à micro-ondes, plaques à induction, ordinateurs, imprimantes, photocopieuses, gradateurs de lumière, équipements électroménagers, lampes fluorescentes.

De puissance unitaire bien plus faible que les charges industrielles, leur effet cumulé du fait de leur grand nombre et de leur utilisation simultanée sur de longues périodes en font des sources de distorsion harmonique importantes.

À noter que l'utilisation de ce type d'appareils croît en nombre et parfois en puissance unitaire.

Les inter-harmoniques sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental (donc situées entre les harmoniques). Elles sont dues à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par différents récepteurs tels que fours à arc, machines à souder et convertisseurs de fréquences (variateurs de vitesse, cycloconvertisseur). Les fréquences de télécommande utilisées par le distributeur sont aussi des inter-harmoniques.

Leurs effets ont comme conséquences une augmentation des valeurs crêtes (claquage diélectrique) et efficaces (échauffement supplémentaire) et au spectre en fréquence (vibration et fatigue mécanique) des tensions et des courants. Leurs effets ont toujours un impact économique du fait du surcoût lié à :

- une dégradation du rendement énergétique de l'installation (pertes d'énergie),
- un surdimensionnement des équipements,
- une perte de productivité (vieillissement accéléré des équipements, déclenchements intempestifs)
- Au-delà d'un taux de distorsion harmonique de tension de 8 % les dysfonctionnements sont probables. Entre 5 et 8 %, les dysfonctionnements sont possibles.

Leurs effets instantanés ou à court terme provoquent :

- Des déclenchements intempestifs des protections : les harmoniques ont une influence gênante principalement sur les dispositifs de contrôle des effets thermiques. En effet, lorsque de tels appareils, voir des protections, réduisent la valeur efficace du courant à partir de la valeur crête il y a un risque d'erreur et de déclenchement intempestif même en fonctionnement normal, sans surcharge.
- Des perturbations induites des systèmes à courants faibles (télécommande, télécommunication, chaîne hifi, écran d'ordinateur, téléviseur).
- Des vibrations et bruits acoustiques anormaux (tableaux BT, moteurs, transformateurs).
- Une destruction par surcharge thermique de condensateurs : si la fréquence propre de l'ensemble condensateur-réseau amont est proche d'un rang harmonique, il y a résonance et amplification de l'harmonique correspondant.
- Une perte de précision des appareils de mesure Un compteur d'énergie à induction classe 2 donne une erreur supplémentaire de 0,3 % en présence d'un taux de 5 % d'harmonique 5 en courant et en tension.

Leur effets à long terme sur une sur charge en courant provoquent des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements :

- échauffement des sources : transformateurs, alternateurs (par augmentation des pertes Joule, des pertes fer),
- fatigue mécanique (couples pulsatoires dans les machines asynchrones),
- échauffement des récepteurs : des conducteurs de phases et du neutre par augmentation des pertes joule et diélectriques.

Les condensateurs sont particulièrement sensibles aux harmoniques du fait que leur impédance décroît proportionnellement au rang des harmoniques.

- destruction de matériels (condensateurs, disjoncteurs...).

Une surcharge et un échauffement supplémentaire du conducteur de neutre peuvent être la conséquence de la présence de courants d'harmoniques 3 et multiples de 3 présents dans les conducteurs de phases qui s'ajoutent dans le neutre.

En régime de neutre TNC le conducteur de neutre est confondu avec le conducteur de protection. Or celui-ci interconnecte toutes les masses de l'installation y compris les structures métalliques du bâtiment.

Les courants harmoniques 3 et multiples de 3 vont donc circuler dans ces circuits et provoquer des variations de potentiel dont les conséquences sont :

- corrosion de pièces métalliques,
- surintensité dans les liaisons de télécommunication reliant les masses de deux récepteurs (par exemple, imprimante et microordinateur),
- rayonnement électromagnétique perturbant les écrans (micro-ordinateurs, appareils de laboratoire).

1.8.2.4. Surtensions

Une surtension est une tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification.

Les surtensions sont de trois natures :

- temporaires (à fréquence industrielle),
- de manœuvre,
- d'origine atmosphérique,

1.8.2.5. Variations et fluctuations de tension

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale.

Les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude.

- Les variations lentes de tension sont causées par la variation lente des charges connectées au réseau.
- Les fluctuations de tension sont principalement dues à des charges industrielles rapidement variables comme les machines à souder, les fours à arc, les laminoirs.

1.8.2.6. Déséquilibres

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de 120° .

1.8.2.7. Résumé

Le tableau ci-dessous résume et regroupe les différents types de perturbations citées au part avant avec leurs divers origines et formes d'ondes caractéristiques.

Perturbations	Creux de tension	Surtensions	Harmoniques	Déséquilibres	Fluctuations de tension
Formes d'onde caractéristiques					
Origine de la perturbation					
■ Réseau					
<input type="checkbox"/> Défaut d'isolement, rupture du conducteur de neutre...					
<input type="checkbox"/> Manœuvres et ferrorésonance					
<input type="checkbox"/> Foudre					
■ Equipements					
<input type="checkbox"/> Moteur asynchrone					
<input type="checkbox"/> Moteur synchrone					
<input type="checkbox"/> Machine à souder					
<input type="checkbox"/> Four à arc					
<input type="checkbox"/> Convertisseur					
<input type="checkbox"/> Charges informatiques					
<input type="checkbox"/> Eclairage					
<input type="checkbox"/> Onduleur					
<input type="checkbox"/> Batterie de condensateurs					

■ : Phénomène occasionnel ■ : Phénomène fréquent

Tableau 1.3 : regroupement des différents types de perturbations

1.8.3 Modélisation du réseau et de la charge [3]

La modélisation d'une phase du réseau peut être réalisée par une source de tension monophasée modélisée par une source de tension parfaite (V_s) et d'une impédance de court-circuit Z_{SCC} suivant le schéma de la figure 1.13 comme-suit.

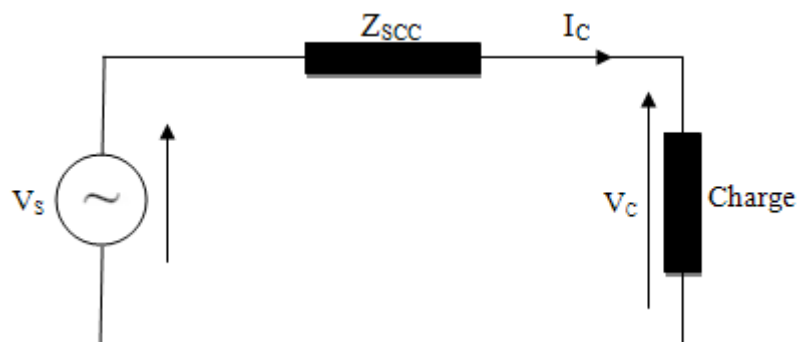


Figure 1.13 : Modélisation du réseau et de la charge.

La tension (V_s) et le courant de la charge (i_c) sont modélisés sous la forme:

$$v_s(t) = V_s \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.04)$$

$$i_c(t) = i_{cf}(t) + i_{ch}(t) \quad (1.05)$$

$$i_{cf}(t) = I_{cf} \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_1) \quad (1.06)$$

$$i_{ch}(t) = \sum_{k=2}^{\infty} I_{ck} \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 k t + \varphi_k) \quad (1.07)$$

Avec :

- f_0 fréquence du fondamental,
- V_s valeur efficace de la tension,
- I_{cf} valeur efficace du fondamental du courant de charge,
- I_{ck} valeur efficace de l'harmonique de rang k du courant de charge,
- φ_1 déphasage entre le fondamental du courant de charge et la tension,
- φ_k déphasage entre l'harmonique de rang k du courant de charge et la tension.

Si $|Z_{scc}^1|$ et $|\varphi_{scc}^1|$ désignent respectivement le module et l'argument de l'impédance de court-circuit pour l'harmonique de rang n , alors la tension v_c au point de raccordement entre le réseau et la charge s'écrit sous la forme :

$$v_c(t) = v_{c1}(t) + \sum_{k=2}^{\infty} v_{ck}(t) \quad (1.08)$$

$$v_{c1}(t) = v_s(t) - |Z_{scc}^1| I_{cf} \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 t + \varphi_1 - \varphi_{scc}^1) \quad (1.09)$$

$$v_{cn} = -|Z_{scc}^1| I_{cn} \sqrt{2} \sin(2\pi f_0 n t + \varphi_n - \varphi_{scc}^n) \quad (1.10)$$

- v_{c1} et v_{cn} désignent respectivement la tension au point de raccordement entre le réseau et la charge pour la fréquence fondamentale et harmonique de rang n .
- v_c tension aux bornes de la charge.

Les courants harmoniques ont pour effet de déformer la tension par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit. Cette déformation est d'autant plus importante que l'impédance de court-circuit est élevée.

Il existe différents critères caractérisant les perturbations. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive. Ainsi nous pouvons exprimer le taux de distorsion harmonique en tension (THD_v) comme suit :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{cn}}{V_{c1}}\right)^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{sccn}|}{V_{c1}} I_{cn}\right)^2} \quad (1.11)$$

Ou bien en utilisant le facteur de puissance comme suit :

On admet que l'impédance de la source est nulle, donc sa tension est sinusoïdale quelque soit la forme d'onde du courant débité, si on désigne par I_1 , la valeur efficace du fondamentale du courant et I_2, \dots, I_n , respectivement les valeurs efficaces des harmoniques de rang 2, 3, ..., n.

La valeur efficace de I_{eff} est alors donnée par :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.12)$$

La puissance apparente absorbée par la charge sera donc :

$$S = 3V_1 I_{\text{eff}} = 3V_1 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \quad (1.13)$$

Donc

$$S = \sqrt{9V_1^2 + 9V_1^2(I_{\text{eff}}^2 - I_1^2)} = \sqrt{S_1^2 + D^2} \quad (1.14)$$

Avec :

$$S_1 = 3V_1 I_1 \quad \text{et} \quad D = 3V_1 \sqrt{I_{\text{eff}}^2 - I_1^2} \quad (1.15)$$

- S_1 puissance apparente véhiculée par le fondamentale du courant.
- D puissance déformante traduisant l'effet des harmoniques

La puissance apparente du fondamentale du courant peut s'écrire comme suit :

$$S_1 = 3V_1 I_1 = \sqrt{9V_1^2 I_1^2 (\cos^2 \phi_1 + \sin^2 \phi_1)} \quad (1.16)$$

$$S_1 = \sqrt{(3V_1 I_1 \cos \phi_1)^2 + (3V_1 I_1 \sin \phi_1)^2} \quad (1.17)$$

D'où :

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} \quad (1.18)$$

Avec :

$$P_1 = 3V_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (1.19)$$

Et

$$Q_1 = 3V_1 I_1 \sin \phi_1 \quad (1.20)$$

Ou :

- ϕ_1 le déphasage du fondamental de l'onde du courant par rapport à la tension.
- P_1 puissance active véhiculée par le fondamental.
- Q_1 puissance réactive véhiculée par le fondamentale du courant.

En insérant (1-18) dans (1-14), on voit la contribution de P_1 , Q_1 et D .
L'expression de la puissance apparente est donnée par :

$$S = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \quad (1.21)$$

Le facteur de puissance F_P est donné par :

$$F_P = \frac{P_1}{S} = \frac{3V_1 I_1 \cos\phi_1}{3V_1 I_{\text{eff}}} = \frac{I_1}{I_{\text{eff}}} \cos\phi_1 \quad (1.22)$$

On pose :

$$F_D = \frac{I_1}{I_{\text{eff}}} \quad (1.23)$$

Donc :

$$F_P = F_D \cos\phi_1 \quad (1.24)$$

Avec :

- F_D facteur de distorsion.
- F_D est égale à 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et décroît avec la déformation de l'onde.

Nous remarquons que le facteur de puissance est le produit de deux facteurs :

Le facteur de déplacement du au fondamental du courant, $\cos\phi_1$, il rend compte de la consommation de la composante réactif, ainsi que du facteur de distorsion F_D qui nous informe sur la déformation du signal par rapport à son fondamental.

1.8.4 Normes et réglementations [3]

L'électricité est considérée comme un produit commercial, à cet effet, sa qualité devient une préoccupation très importante pour les distributeurs ainsi que pour les clients. Par conséquent, la forme d'onde du courant doit être la plus sinusoïdale possible.

Le tableau ci-dessous donne les limites des courants harmoniques préconisées par la norme C.E.I 1000-3-2 sur les réseaux basse tension. Cette norme est recommandée pour les appareils monophasés ou triphasés absorbant un courant inférieur à 16A (valeur efficace) [2].

Norme CEI-1000-3-2 fixant la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A			
Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq k \leq 40$	$0.23 \times 8/k$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq k \leq 39$	$0.15 \times 15 /k$		

Tableau 1.4 : Limite des composantes harmoniques en courant

1.8.5 Amélioration du facteur de puissance [3]

L'amélioration du facteur de puissance se base sur la stratégie de dépollution des harmoniques. Aujourd'hui, il existe tout une panoplie de matériels et de solution pour l'atténuation des harmoniques ; tous présentent cependant des inconvénients. Les solutions en question sont énumérées ci-dessous :

1.8.5.1 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

Le but n'est pas d'éliminer les courants harmoniques circulant dans les installations électrique, mais plutôt de faire avec, en évitant leurs conséquences. Au moment de la conception d'une installation nouvelle, l'idée consiste à surdimensionné tous les éléments de l'installation susceptible de véhiculer des courants harmoniques, à savoir : les transformateurs, les câbles, les disjoncteurs, les groupes électrogènes et les tableaux de distributions. La solution la plus largement utilisée est le surdimensionnement du conducteur neutre. La conséquence est un accroissement important du coût de l'installation.

Dans les installations existantes, la solution la plus répandue consiste à déclasser les équipements de distribution électriques soumis aux courants harmoniques, la conséquence de ceci est l'impossibilité de tirer profit du potentiel réel de l'installation.

1.8.5.2 Transformateurs spéciaux

La forme des courants absorbés par des montages redresseurs de même indice de pulsation P, diffère selon le mode de couplage des enroulements des transformateurs.

Parmi les couplages les plus usuels, nous citons :

- Le couplage étoile-étoile,
- Le couplage triangle-triangle,
- Le couplage triangle-étoile.

Selon le type de transformateur utilisé, l'impédance homopolaire varie.

Le couplage des enroulements, peut créer un circuit ouvert pour les composantes homopolaires entre le réseau amont et le réseau aval. Pour qu'un courant homopolaire puisse se propager de l'enroulement secondaire vers l'enroulement primaire (et inversement), il faut que les points neutres des enroulements primaire et secondaire soient mis à la terre.

Le transformateur du type Y/Y avec les deux points neutres à la terre répondent à cette caractéristique.

1.8.5.3 Transformateur à couplage zigzag

L'utilisation d'un couplage zigzag au secondaire permet d'éviter le transfert de la composante homopolaire (harmonique de rang $3K$, K : entier naturel non nul) au primaire.

Elle est bien adaptée au cas de charges non linéaires de type redresseurs de courant et gradateurs, dont le contenu harmonique homopolaire est statistiquement très élevé.

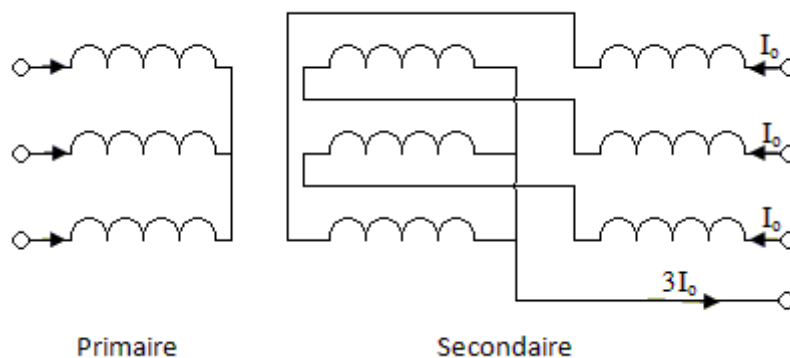


Figure 1.14 : transformateur Y/ Z_n

1.8.5.4 Transformateur à plusieurs secondaires

Cette solution est intéressante dans la mesure où elle permet de réduire le contenu spectral des courants de charge, donc d'obtenir des taux de distorsion harmonique en courant et en tension relativement faibles. En revanche, ces montages sont complexes et onéreux.

1.8.5.5 Inductances (selfs) série

Cette solution utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, consiste à insérer une inductance série en amont d'une charge non linéaire. Peu onéreuse, la self a cependant une efficacité limitée.

Il faut en installer une par charge non-linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux.

1.8.6 Augmentation de l'indice de pulsation du convertisseur

Pour les montages alimentés par le réseau triphasé, les harmoniques des courants en ligne sont d'autant plus réduits que l'indice de pulsation de la tension redressée est plus grand.

De même le taux harmonique des courants en ligne est réduit, plus le facteur de puissance en ligne ne s'approche de l'unité.

1.8.7 Augmentation de la puissance de court-circuit

La puissance harmonique globale augmente lorsque la puissance de court-circuit diminue ; pour cela on est forcé d'alimenter les équipements perturbateurs à des points du réseau où la puissance de court-circuit disponible est la plus élevée.

1.8.8 Filtrage passif accordé

Le principe du filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier les courants harmoniques et, du même coup, éliminer les tensions harmoniques résultantes. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée.

Afin de concevoir ce type de filtre, une connaissance précise des caractéristiques et du comportement du réseau sous l'effet des harmoniques est nécessaire.

Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Il est en général plus aisé et moins coûteux de rejeter, par cette technique, les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible.

Le filtrage reste une technique délicate. En effet, les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre. De plus, le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées. Finalement, cette solution, dédiée à une charge et à un réseau, perd de son efficacité lorsque les caractéristiques de ceux-ci évoluent. Notamment, les variations de la fréquence du fondamental désaccordent le filtre passif.

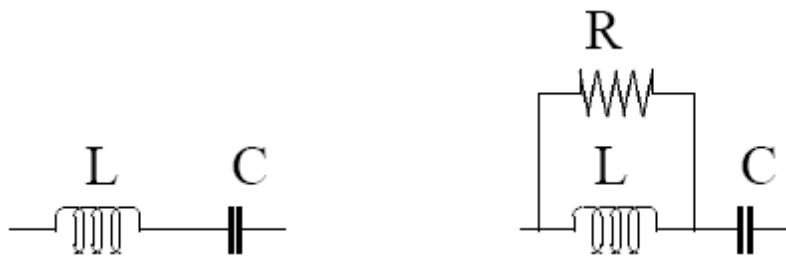


Figure – (a) Filtre LC résonnant figure – (b) Filtre passe-haut résonant

Figure 1.15 : Filtre passif

1.8.9 Convertisseurs propres et filtres actifs

L'utilisation de dispositifs à absorption sinusoïdale ou le filtre actif permet d'améliorer la forme du courant réseau, le rendant ainsi compatible avec les normes basses fréquences.

1.8.10 Prélèvement sinusoïdale [2]

La fonction d'un redresseur à absorption sinusoïdale est de délivrer un certain niveau de tension (V_0) tout en le prélevant du réseau un courant de ligne (I_s) s'approchant au mieux de la sinusoïde.

Plusieurs structures sont envisagées, selon la nature du réseau d'alimentation et le niveau de tension nécessité par la charge. Parmi les domaines d'applications de ces dispositifs, on peut citer les chargeurs de batterie.

La *figure 1.16* présente 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. Elle exprime de façon générale le cahier des charges du dispositif.

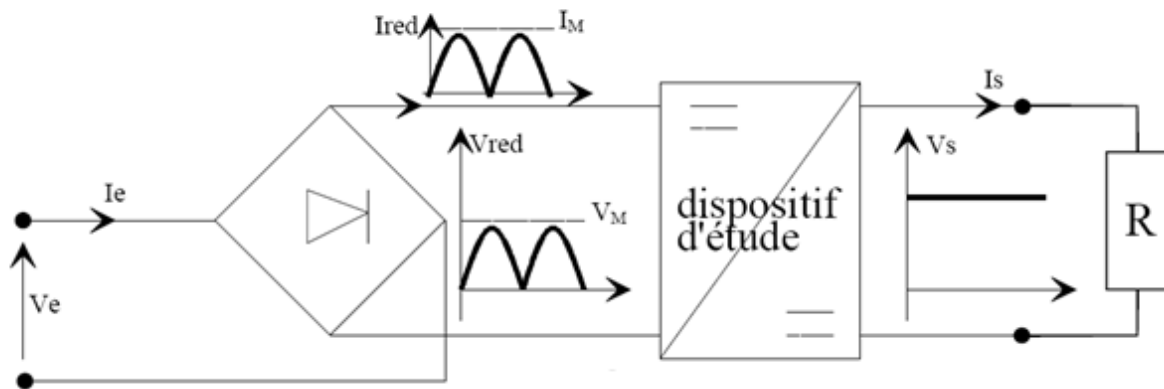


Figure 1.16

1.8.11 Solutions classiques et moderne pour l'atténuation des harmoniques

L'idéal est de les supprimer, ou au moins réduire leurs influences.

Aujourd'hui tout électricien doit les connaître, soit pour prendre les bonnes dispositions lors de l'installation de matériels pollueurs, soit pour concevoir une installation nouvelle en toute connaissance de cause.

Les solutions ci-après sont fonction du but recherché et des pollueurs/pollués en présence.

Elles utilisent des composants passifs : inductances - condensateurs – transformateurs et/ou jouent sur le schéma de l'installation.

Dans la plupart des cas l'objectif est de diminuer le taux de distorsion en tension au niveau d'un point de raccordement de plusieurs charges (d'un tableau de distribution). Citons brièvement ses solutions :

- Abaisser l'impédance harmonique de la source
- Agir sur la structure de l'installation
- Confinement des harmoniques
- Utilisation d'inductances anti-harmoniques (Cette disposition consiste à protéger les condensateurs, destinés à améliorer le $\cos\phi_1$, en plaçant une inductance en série.
- Filtres passifs d'harmoniques

1.8.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présentés une généralité sur les convertisseurs et la dégradation de la qualité d'énergie électrique, en présentant en premier lieu les différentes perturbations extérieures (creux et les pointes) provoquées par les phénomènes atmosphériques et internes spécifique à chaque site, dues à une utilisation conjuguée de charge linéaire et non-linéaire. Par la suite, nous avons présenté quelques solutions classique et moderne pour l'atténuation des harmoniques . Les règles de limitation de la pollution harmonique sont devenues sévères et bien entendu chaque usager est tenu d'enrayer dans la mesure du possible cette pollution.

Cependant, chaque solution présente un avantage et un inconvénient.

Du fait de la profusion des charges non linéaires, la distorsion harmonique des réseaux est un phénomène dont l'amplitude est croissante. Ses effets ne peuvent être négligés, car la quasi-totalité des composants du réseau est en pratique affectée.

CHAPITRE 2 Etude d'un redresseur à absorption sinusoïdale

2.1 Introduction

Les convertisseurs continu-continu qui puisent leur énergie sur le réseau industriel 50 Hz, sont généralement connectés à ce réseau via un étage redresseur, ceci en monophasé 230V 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 diode débitant sur une charge capacitive. Son mode de fonctionnement correspond le plus souvent à un fort régime discontinu et dépend alors de l'impédance que présente le réseau.

La généralisation des alimentations associées à ce redresseur engendre des perturbations sur le réseau. Ces perturbations peuvent être quantifiées par le facteur de puissance, le taux de distorsion harmonique, le spectre du courant absorbé (pour les harmoniques du réseau et pour les fréquences radioélectriques) et par les spectres des ondes électromagnétiques rayonnées.

Ainsi pour limiter les effets néfastes de ces perturbations, la norme CEI 1000-3-2 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, les concepteurs d'alimentations à découpage ont été amenés à mettre au point de nouvelles solutions permettant de réduire les perturbations basses fréquence engendrées par les convertisseurs. Ces solutions regroupées sous le vocable " correction du facteur de puissance " (PFC = Power Factor Correction en anglais), 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.

Hormis les solutions de filtrage passif, la majorité des dispositifs à absorption sinusoïdale utilise les structures de hacheurs ou d'alimentation à découpage, commandées de façon particulière. [5]

Dans ce chapitre nous allons faire une étude d'un redresseur monophasé en pont tout diode mis en cascade avec un hacheur survolteur, nous traiterons donc le principe de la correction du facteur de puissance.

2.2 Définition [3]

Nous rappelons ici les principales définitions liées aux perturbations sur un réseau sinusoïdal. Le facteur de puissance, noté F_p , permet de chiffrer le dimensionnement de la source par rapport à la puissance utile :

$$F_p = \frac{P}{V_{\text{eff}} * I_{\text{eff}}} \quad (2.1)$$

P: puissance active

V_{eff} : Valeur efficace de la tension secteur

I_{eff} : Valeur efficace du courant absorbé

Le taux de distorsion harmonique (THD) quantifie le poids relatif des composantes harmoniques d'un signal non sinusoïdal vis-à-vis du fondamental. Par exemple, si le courant d'entrée admet pour décomposition en série de Fourier :

$$i(t) = I_{1\text{eff}} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1) + \sum_2^{\infty} I_{n\text{eff}} \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (2.2)$$

Alors, le taux de distorsion est défini par :
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{neff}^2}}{I_{1eff}} \quad (2.3)$$

Avec $F_D = \cos\varphi_1$ =Facteur de Déplacement.

Si la tension du réseau est sinusoïdale, seul le fondamental du courant transporte la puissance :

$$P = V_{eff} \cdot I_{fon} \cos\varphi_1 \quad (2.4)$$

On en déduit une relation entre F_P , THD, et F_D :

$$F_P = \frac{F_D}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.5)$$

2.3 Normes et recommandations [5], [2]

La norme EN 61000-3-2 détermine, pour un réseau de tension comprise entre 220v et 240v, les valeurs efficaces à ne pas dépasser pour les courants harmoniques jusqu'au rang 40 (Figure 2.1). Cette norme est divisée en quatre classes, en fonction du type d'appareils utilisés, des niveaux de puissance et de la forme du courant absorbé.

- La classe A

Cette classe concerne les équipements triphasés équilibrés et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes.

- La classe B

Cette classe concerne les outils portatifs. Les valeurs limites sont celles de la classe A multipliées par un facteur 1,5.

- La classe C

Cette classe se rapporte aux équipements d'éclairage, y compris les variateurs de lumière. Les courants harmoniques de rang impair sont exprimés en valeur relative par rapport au courant fondamental.

- La classe D

Les équipements de puissance inférieure à 600W et possédant un courant qui s'inscrit à l'intérieur du gabarit de la *figure 2.1* pendant au moins 95% de la demi-période sont concernés par la classe D.

La valeur crête du courant doit être centrée dans ce gabarit. Les valeurs limites des harmoniques impairs sont exprimées en valeur relative par rapport à la puissance.

Les valeurs absolues doivent néanmoins rester inférieures à celle de la classe A.

Il n'y a pas de limites pour les appareils de puissance inférieure ou égale à 75W.

Rang Harmonique	Classe A (A_{eff})	Classe B (A_{eff})	Classe C (%)	Classe D (mA/W)
impair				
3	2,3	3,45	$30.F_p$	3,40
5	1,14	1,71	10	1,90
7	0,77	1,15	7	1,00
9	0,40	0,60	5	0,50
11	0,33	0,50	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,30
15 à 39	$0,15.(15/n)$	$0,225.(15/n)$	3	$3,85/n$
Pair				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,30	0,45		
8 à 40	$0,23.(8/n)$	$0,345.(8/n)$		

Tableau 2.1: Amplitude des harmoniques selon la classe

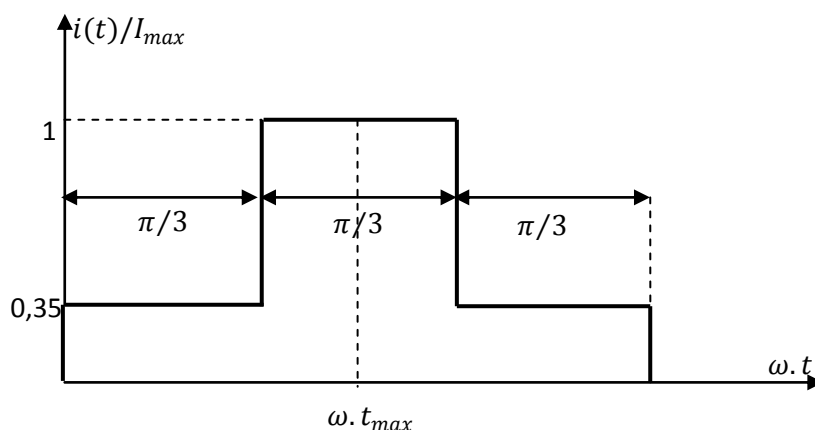


Figure 2.1 : Gabarit pour la classe D

Nous nous intéresserons plus particulièrement à ceux de la classe D (micro-ordinateurs, électroménager, HIFI,...) définis comme étant des appareils ayant un courant d'entrée à forme d'onde spéciale lorsqu'elle est inscrite dans une enveloppe type (figure 2.1), pendant au moins 95% de la durée de chaque demi-période secteur.

Ces appareils nécessitent une alimentation continue de leur électronique de commande. Traditionnellement, la solution technique retenue est celle de la figure 2.2.

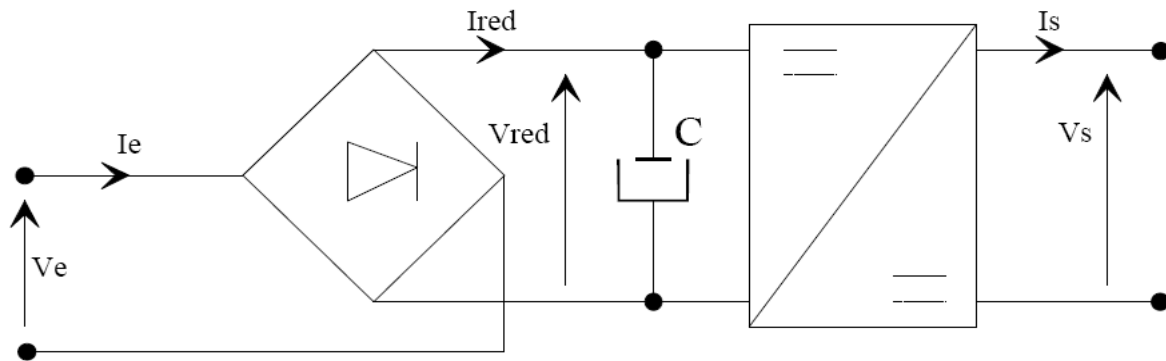
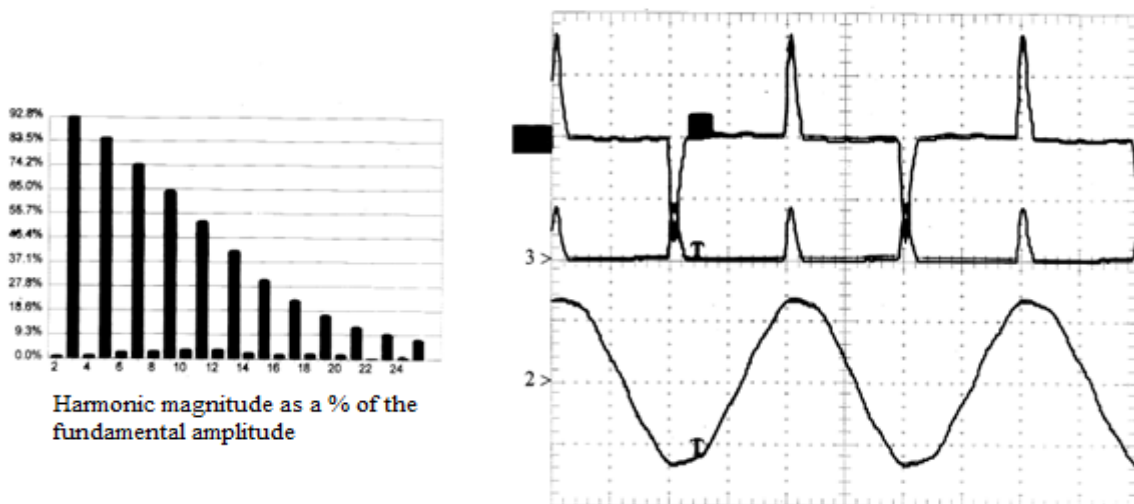


Figure 2.2

Si la présence du condensateur C 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. Le relevé *figure2.3* (courbe 1) du courant appelé au secteur par un PC, montre à quel point nous sommes loin de la sinusoïde idéale. La tension secteur (courbe1) quasi sinusoïdale, détermine une puissance instantanée crête de 1000W (courbe 3) pour une puissance moyenne de 92W.

Le spectre harmonique est évidemment très mauvais, d'où un courant secteur d'une valeur efficace de 0.82A pour une valeur efficace du fondamental de 0.4A pratiquement en phase avec la tension secteur ($\cos = 0.956$).



Tension efficace Fondamentale= 236 V
 Courant Efficace= 0.82V
 Courant efficace Fondamental=0.4A
 Courant Maximum = 3.3 A
 Puissance moyenne=92V
 Facteur de Puissance=0.476
 Facteur de Déplacement=0.956

COURBE 1 : 2A/division
 COURBE 2 : 250V/division
 COURBE 3 : 1250W/ division

Figure 2.3 : Analyse Harmonique du courant secteur absorbé par un PC

On peut citer pour conséquences :

- un rapport des pertes en ligne de $\left[\frac{0.82}{0.4}\right]^2 \cong 4$
- un surdimensionnement des transformateurs de distribution

- un vieillissement accéléré des condensateurs de compensation de réactif éventuellement présents sur le réseau BT, par la faible impédance qu'ils opposent aux harmoniques de courant. Leur courant efficace nominal risque d'être dépassé.

Le tableau 2.2 précise les amplitudes limites des 39 premiers harmoniques que les appareils de la classe D de la norme CEI61000-3-2 doivent respecter

rang	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25	27	29	31	33	35	37	39
$(I_h)_{\text{eff}}$ A	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	0.15	0.13	0.12	0.1	0.1	0.09	0.08	0.08	0.07	0.07	0.06	0.06	0.06
$(I_h/I_1)\%$	14.6	7.2	4.9	2.5	2.1	1.3	0.9	0.8	0.7	0.6	0.6	0.57	0.5	0.5	0.44	0.44	0.38	0.38	0.38

Tableau 2.2

On se rend compte de la discordance importante entre le spectre mesuré du courant secteur d'un PC (figure 3) et les limites imposées par la norme. Néanmoins, ces normes n'ayant pas encore un caractère obligatoire, la simplicité et le faible coût du dispositif [redresseur + condensateur de filtrage] font que les constructeurs se soucient encore peu de la pollution harmonique que l'alimentation de leurs appareils engendre

2.4 Etude du redresseur monophasé à diode [5], [4], [7]

La solution communément adoptée pour la conversion alternatif-continu est le pont complet à quatre diodes figure (2.4) débitant sur une charge capacitive. En faible puissance, l'inductance de filtrage n'est pas utilisée. L'impédance du réseau joue un rôle important dans la génération des harmoniques du courant.

L'existence d'un courant continu dans la charge exige la conduction de deux diodes à tout instant (une de chaque commutateur). La tension redressée V_{red} recueillie entre MN est égale à chaque instant à la plus grande différence entre les tensions d'entrée égale à $|v_e|$.

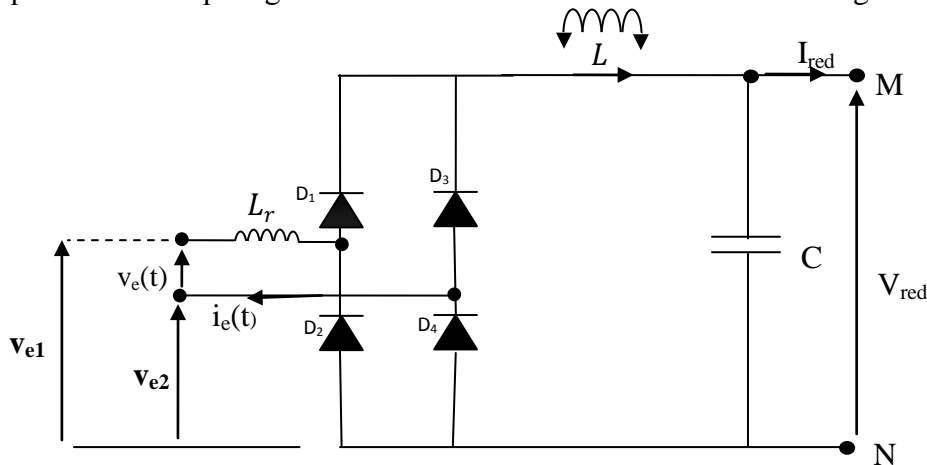


Figure 2.4 : montage d'un pont redresseur monophasé à diodes [5]

Quant à la règle pour déterminer les diodes passantes on a :

Pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit, d'où la dénomination « plus positif » ; pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel le plus négatif conduit d'où la dénomination « plus négatif ». Le système de tension d'alimentation est donné par l'équation (2.6).

$$v_e(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad (2.6)$$

Avec :

$$V_m = \sqrt{2} V_e, \theta = \omega t = 2\pi f t \text{ et } f = 50\text{Hz}$$

2.4.1 Fonctionnement en conduction continue : L de valeur élevée

Pour les valeurs élevées de L, le courant débité par le redresseur ne s'annule pas le courant d'entrée est alors de forme rectangulaire (figure 2.1), avec un taux d'harmoniques élevé. Pour ce mode, on obtient :

$$V_e = \frac{2}{\pi} V_m - \frac{2 L_r \omega}{\pi} I_e \quad (2.07)$$

Dans le cas idéal ($L_r = 0$, L et C tend vers ∞), nous pouvons chiffrer le facteur de puissance et la limite entraînée par la norme :

$$F_p = \frac{V_e I_e}{V_{eff} I_{eff}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9 \quad (2.08)$$

$$\begin{aligned} THD &= \frac{\sqrt{I_{eff}^2 - I_{1eff}^2}}{I_{1eff}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \\ &= 48,3\% \end{aligned} \quad (2.09)$$

Les harmonique 15 à 39 limite la puissance disponible :

$$I_{neff} = \frac{4I_s}{n\pi\sqrt{2}} = \frac{4P}{n\pi\sqrt{2}V_e} = \frac{P}{nV_{eff}} \leq 0,15 \frac{15}{n} \quad (2.10)$$

Soit

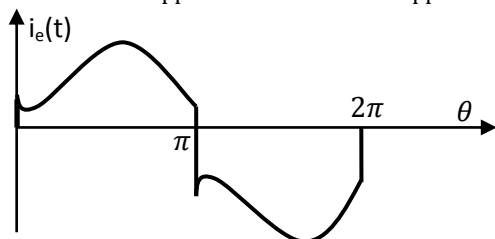
$$P_{max} = 2,25 \cdot V_{eff} = 517W \text{ à } 230 V \quad (2.11)$$

Conclusion : Ce cas de figure purement théorique montre la difficulté de respecter la norme en conduction continue au-delà de 500 W.

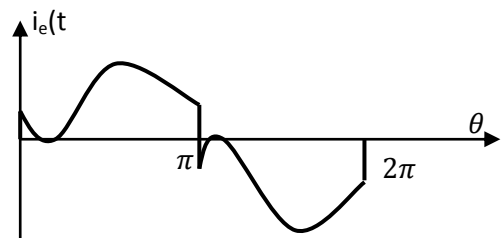
2.4.2 Fonctionnement en conduction discontinue : L de valeur faible

Pour les valeurs faibles ou nulles de L, la conduction discontinue apparaît sous deux formes :

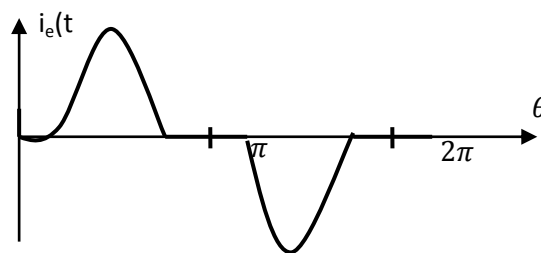
$$1^{er} \text{ cas} : 0,027 \frac{V_{eff}^2}{PF} \leq L \leq 0,0426 \frac{V_{eff}^2}{PF}$$



a- Conduction continue



b- conduction discontinue - 1^{er} cas



c - Conduction discontinue - 2^{ème} cas

Figure 2.5 : Formes d'onde du courant absorbé i ($L_r = 0$, L et C tend vers ∞),

Dans cette configuration, le courant i_L s'annule au cours de la période mais reste positif lors de la commutation du redresseur (figure 2.5.b). L'inductance L_r du réseau crée ici un empiètement similaire à celui de la conduction continue.

2^{ème} cas : $L \leq 0,027 \frac{V_{eff}^2}{PF}$

Il s'agit du cas classiquement rencontré lorsque $L=0$. L'inductance du réseau joue le même rôle que L (figure 2.5.c).

L'analyse harmonique de ces formes d'ondes permet de détecter le rang de l'harmonique qui limitera la puissance vis-à-vis de la norme. Cette puissance maximale est donnée (figure 2.6) en fonction de la valeur de L et pour la classe A et D de la norme précédemment décrite.

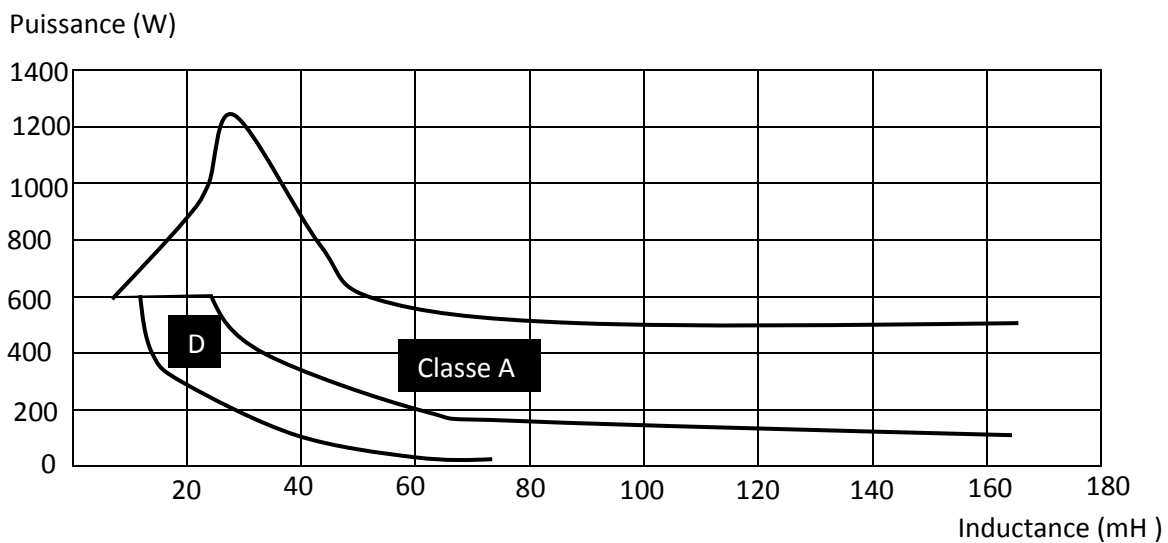


Figure 2.6 : Puissance limite pour le respect de la norme[5].

Les courbes données (figure 2.6) montrent l'impossibilité de respecter la norme pour des faibles valeurs d'inductance ($< 7,5\text{mH}$). Au delà de cette valeur de L , la puissance disponible en classe A atteint un maximum voisin de 1200W. puis décroît vers la valeur théorique de 517 W. Pour des puissances faibles (mais supérieures à 75W), la limite est imposée par la classe D. Ce résultat, basé sur un exemple de redresseur classique, met en évidence la nécessité de solutions actives pour améliorer la forme du courant absorbé sur le réseau.

2.4.3 Etude de la tension redressée

La tension redressée V_d est :

$$V_{red} = \begin{cases} v_e(\theta), & \theta \in [0, \pi] \\ -v_e(\theta), & \theta \in [\pi, 2\pi] \end{cases} \quad (2.12)$$

La tension redressée est périodique et de période π , sa valeur moyenne est calculée par l'expression :

$$V_{red(moy)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_e(t) dt \quad (2.13)$$

Elle nous donne :

$$V_{\text{redmoy}} = \frac{2 \cdot V_e \sqrt{2}}{\pi} \quad (2.14)$$

Sa valeur efficace est :

$$V_{\text{red (eff)}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v_e(t)]^2 dt} = V_e \quad (2.15)$$

2.4.4 Etude des courants

- Le courant dans la diode :

Le courant dans la diode est défini par :

Une valeur moyenne :

Hypothèse : Supposons que le courant de charge est parfaitement lissé c'est-à-dire :

$$i_c = I_{\text{cmoy}}$$

Avec i_c : courant de charge.

$$\begin{aligned} I_{D\text{moy}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_e(t) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{\text{cmoy}} d\theta \\ &= \frac{I_{\text{cmoy}}}{2} \end{aligned} \quad (2.16)$$

- Courant débité par la source :

$$\begin{aligned} i_e \\ &= i_{D1} - i_{D2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

$I_{e\text{moy}} = 0$ (Courant de source alternatif)

$$\begin{aligned} I_{e\text{ eff}} \\ &= I_{d\text{moy}} \end{aligned} \quad (2.18)$$

2.4.5 Etude des puissances

- La puissance active :

$$\begin{aligned} P \\ &= V_{\text{eff}} I_{\text{fond}} \cos \varphi \end{aligned} \quad (2.19)$$

Ou encore : lorsque le courant est parfaitement lissé on a :

$$\begin{aligned} P \\ &= V_{\text{redmoy}} I_{\text{redmoy}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de la tension simple du réseau.

V_{redmoy} : Valeur moyen de la tension de charge ou tension moyenne redressée

I_{redmoy} : Courant moyen de charge ou courant moyen redressé

I_{eff} : Valeur efficace du courant de phase.

φ :Déphasage fondamental du courant de source par rapport à la tension source

- La puissance apparente :

$$S_e = V_e I_{e\text{ eff}} \quad (2.21)$$

- Le facteur de puissance :

$$\begin{aligned} F_p \\ &= \frac{P}{S_e} \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$F_p = \frac{2 \cdot V_e \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{dmoy} / V_e I_{dmoy} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \quad (\text{toujours inférieure à } < 1) \quad (2.23)$$

2.5 Etude d'un convertisseur Survolteur (Hacheur Parallèle) DC/DC :[4] ,[3] ,[2]

Le hacheur parallèle est aussi appelé hacheur survolteur, ce montage permet de fournir une tension moyenne V_0 à partir d'une source de courant continu I_{red} . Le montage a étudié est donné par la figure (2.7).

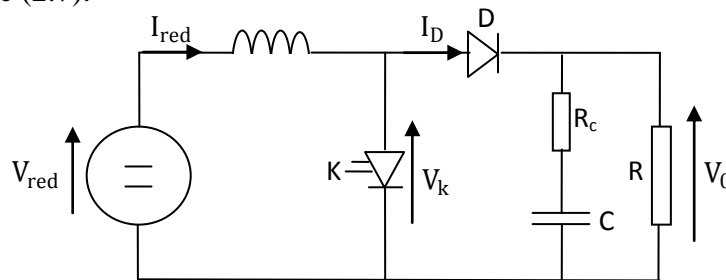


Figure (2.7) : Hacheur élévateur.

On distingue deux (2) phases de fonctionnement :

- Lorsque l'interrupteur électronique <K> est fermé, la diode est polarisée en inverse, la charge est donc isolée de la source. Celle-ci fournit son énergie à l'inductance L.
- Lorsque l'interrupteur électronique <K> est ouvert, l'étage de sortie reçoit de l'énergie de la source et de l'inductance L.

2.5.1 Modes de fonctionnement du Hacheur :

On distingue trois modes de fonctionnement selon que le courant dans l'inductance $i_L(t)$ est interrompu ou non, et également le cas critique.

2.5.1.a Fonctionnement en conduction continue :

Soit α le rapport cyclique.

- Pour $0 < t < \alpha T$, l'interrupteur <K> est fermé et l'intensité $i_L(t)$ croît linéairement :

$$v_{red}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.24)$$

Donc :

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \int v_{red}(t) dt \quad (2.25)$$

$$i_L(t) = \frac{V_{red}}{L} t + i_L(0) \quad (2.26)$$

On a $V_K = 0$, $V_L = V_{red}$

- Pour $\alpha T < t < T$:

On supposera que $V_c(\alpha t) = V_0$

L'interrupteur électronique <K> est ouvert, l'inductance L se démagnétise et le courant $i_L(t)$ décroît :

$$v_{red}(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_0 \quad (2.27)$$

Donc :

$$i_L(t) = \frac{V_{red} - V_0}{L} (T - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (2.28)$$

Avec :

$$i_L(t) = \frac{V_{red}}{L} (\alpha T) + i_L(0) \quad (2.29)$$

Et $V_L < V_0$ car $i_L(t)$ doit décroître.

On a

On déduit les caractéristiques de la figure (2.8) $i_L = i_{red}$

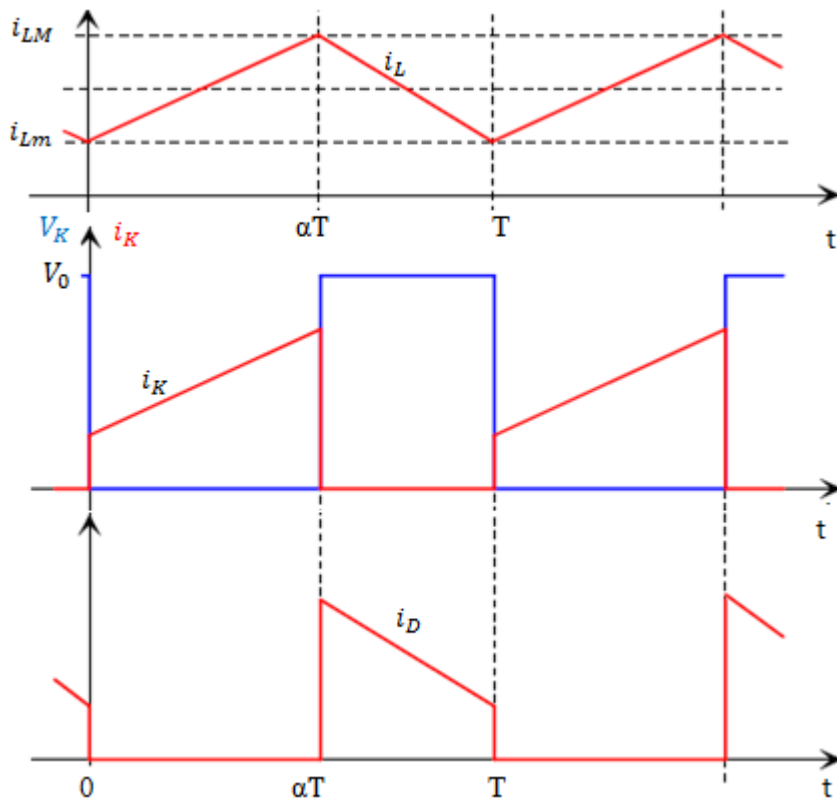


Figure (2.8) : hacheur parallèle. Fonctionnement à courant de source Continue.

On détermine facilement la relation liant V_{red} et V_0 :

On a :

$$V_{red} = V_L + V_D + V_0 \quad (2.30)$$

$$V_K = V_{\text{red}} - L \frac{di_{\text{red}}}{dt}$$

en passant par les valeurs moyennes on trouve $V_{K \text{ moy}} = V_{\text{red moy}}$

$$V_{K \text{ moy}} = (1 - \alpha)V_0 \quad (\text{voir figure 2.8})$$

D'où :

$$\begin{aligned} V_{\text{red moy}} \\ = (1 - \alpha)V_0 \end{aligned} \quad (2.31)$$

Donc :

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V_{\text{red moy}}} \\ = \frac{1}{1 - \alpha} \end{aligned} \quad (2.32)$$

En considérant un circuit sans pertes, la puissance moyenne délivrée par la source est égale à la puissance moyenne disponible en sortie.

$$\begin{aligned} P_{\text{source}} &= V_{\text{red moy}} I_{L \text{ moy}} \\ &= V_0 I_{0 \text{ moy}} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Et donc :

$$\frac{I_{0 \text{ moy}}}{I_{L \text{ moy}}} = (1 - \alpha) \quad (2.34)$$

2.5.1.b. Limite entre le fonctionnement en conduction continue et le fonctionnement en conduction discontinue :

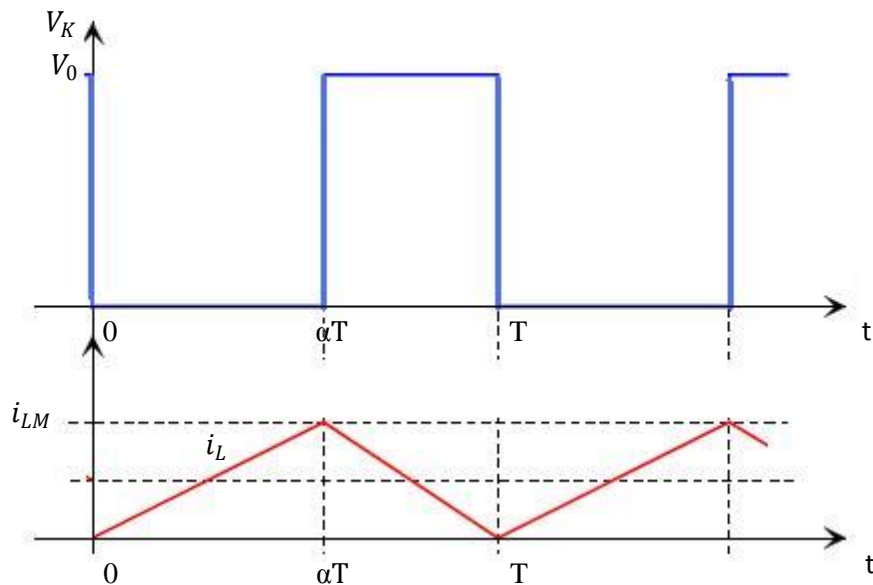


Figure (2.9) : forme d'onde de tension et du courant en conduction discontinue

La valeur moyenne du courant $i_L(t)$ s'écrit :

$$I_{L \text{ moy}} = \frac{I_{L \text{ max}}}{2} \quad (2.35)$$

D'après l'équation (2.21) ,

$$I_{Lmax} = I_L(\alpha T) = \frac{V_{red}}{L} \alpha T \quad (2.36)$$

Avec :

$$I_{Lmin} = 0 \quad (2.37)$$

Ainsi

$$I_{Lmoy} = \frac{1}{2} \frac{V_{red}}{L} \alpha T \quad (2.38)$$

Donc la valeur moyenne du courant disponible en sortie $I_{0 moy}$ s'écrit :

$$I_{0 moy} = (1 - \alpha) I_{Lmoy} = \frac{1}{2} \frac{V_{red moy}}{L} \alpha T (1 - \alpha) \quad (2.39)$$

$$I_{0 moy} = \frac{1}{2} \frac{V_0}{L} \alpha T (1 - \alpha)^2 \quad (2.40)$$

2.5.1.c Fonctionnement à courant de source discontinue :

Ce type de fonctionnement intervient lorsque le courant $i_L(t)$ s'annule durant la phase où l'interrupteur est ouvert.

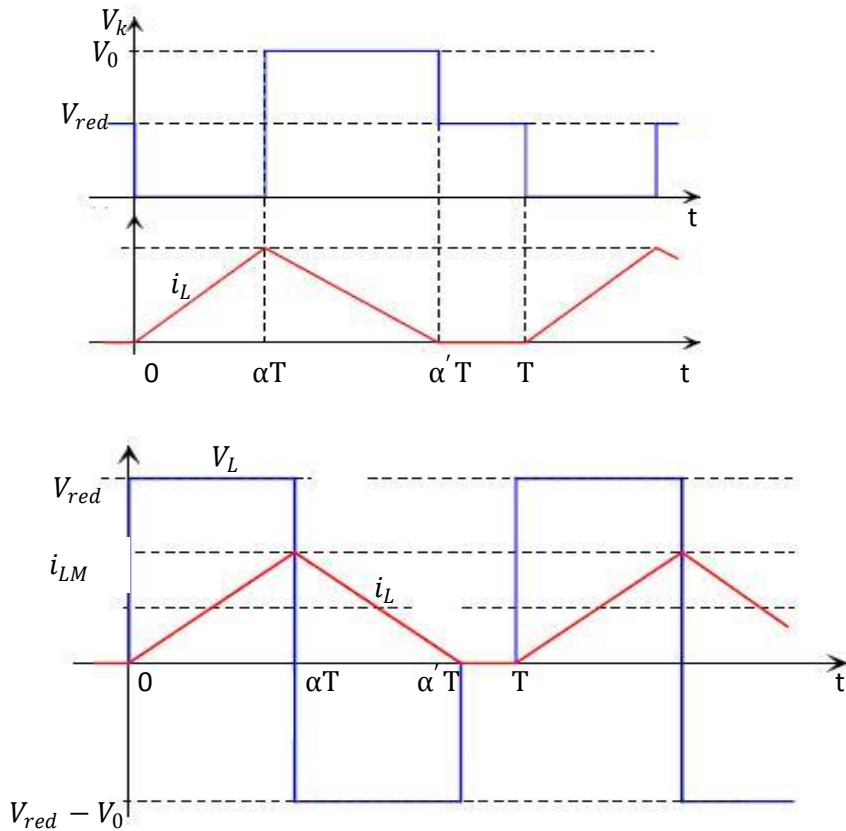


Figure (2.10) : forme d'onde de tension et du courant en conduction discontinue

- Pour $0 < t < \alpha T$:

Cette phase correspond à la croissance du courant qui a pour expression la même que l'équation (2.26). C'est-à-dire :

$$i_L(t) = \frac{V_{red}}{L}t + i_L(0) \quad (2.41)$$

Avec $i_L(0) = 0$, la tension V_{red} vaut V_L .

- Pour $\alpha T < t < \alpha' T$:

Cette phase correspond à la décroissance du courant dans L, son expression est la même que celle donnée par l'équation (2.26). La valeur moyenne de la tension d'entrée est donnée par :

$$V_{red} = (\alpha' - \alpha)V_0 \quad (2.42)$$

- Pour $\alpha' T < t < T$:

Le courant est nul dans l'inductance, il est également nul dans la diode. Tous les interrupteurs étant bloqués, les tensions V_0 et V_L sont également nulles.

Ainsi, la valeur moyenne du courant d'entrée en fonctionnement discontinu s'écrira comme suite :

$$I_{Lmoy} = \frac{1}{2} \alpha' T \cdot I_{Lmax} \quad (2.43)$$

2.5.2 Analyse d'un convertisseur survolteur (Hacheur Parallèle) DC/DC en régime permanent :

L'analyse du régime permanent des convertisseurs sert de point de départ pour leurs conceptions. Nous allons présenter une méthode simple d'analyse du régime permanent d'un convertisseur survolteur (continu- continu) figure (2.7) . En général, cette méthode peut être étendue à d'autres types de convertisseurs.

On définit tout d'abord $\langle P_c \rangle$ comme étant la puissance critique ou encore la puissance de la charge lorsque le convertisseur fonctionne à la limite entre les modes continu et discontinu.

Ensuite $\langle P \rangle$ comme étant la puissance qui transite de la source vers la charge, et enfin $\langle \beta \rangle$ comme étant le rapport entre la durée d'amorçage et la période de commutation du transistor.

La puissance critique peut être calculée à partir des courants traversant l'inductance d'entrée.

La moyenne de celle-ci est donnée dans (2.36). En substituant l'équation (2.31) dans (2.36), on obtient le courant dans la charge et la puissance critique. Cette dernière est donnée par l'expression suivante :

$$P_c = V_0 I_0 = \frac{V_0^2}{2L \cdot F} \alpha (1 - \alpha)^2 \quad (2.44)$$

Le régime permanent est obtenu par comparaison des deux puissances P_c et P .

Avec :

$$P = \frac{V_0^2}{R} \quad (2.45)$$

Si $P_c < P$, le convertisseur passe au fonctionnement en mode continu. Le rapport cyclique est indépendant de la charge, il est donné par :

$$\beta = \alpha \quad (2.46)$$

Si $P_c > P$, le convertisseur passe au fonctionnement en mode discontinu et devrait être ajusté de sorte à ce qu'il soit égal à celui du mode continu (voir la figure (2.8)).

$$\frac{V_0}{V_{red}} = \frac{1 + \sqrt{1 + 2\beta^2 \frac{R}{L \cdot F}}}{2} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (2.47)$$

Après avoir tiré $\alpha < \beta >$ et simplifier l'expression (2.44), en introduisant P_c et P , le rapport cyclique devient :

$$\alpha = \beta \sqrt{\frac{P_c}{P}} \quad (2.48)$$

2.5.3 Principales relations et contrainte sur les composants

2.5.3.a Contraintes

Transistor	Diode
$V_{kmax} = V_0$ $I_{kmax} = \frac{I_0}{1 - \alpha} + \frac{\alpha V_0}{2LF}$	$V_{Dmax} = V_0$ $I_{Dmax} = \frac{I_0}{1 - \alpha} + \frac{\alpha V_0}{2LF}$ $I_{Dmoy} = I_0$

2.5.3.b Facteurs de dimensionnement

- Transistor :

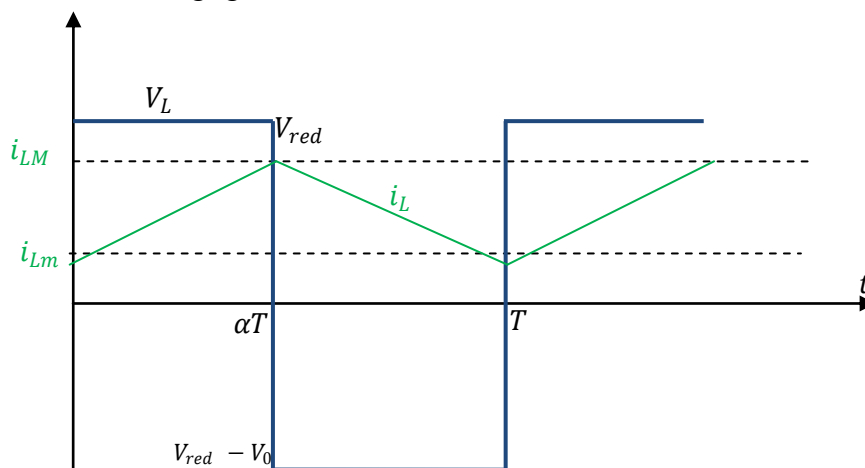
$$F_d = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (2.49)$$

- Diode :

$$F_d = 1 \quad (2.50)$$

2.5.3.c Ondulations de courant et de tension

L'ondulation de courant dans l'inductance est calculée en considérant la tension de sortie continue, c'est-à-dire en négligeant l'ondulation de tension vis-à-vis de sa valeur moyenne.



On obtient :

$$i_L = \frac{V_{red}}{L} t + I_{Lm}$$

En $t = \alpha T$, $i_L = \frac{V_{red}}{L} \alpha T + I_{Lm} = I_{LM}$, d'où :

$$\Delta I_L = I_{LM} - I_{Lm} = \frac{\alpha V_{red}}{LF} \quad (2.51)$$

L'ondulation de tension en sortie résulte du courant alternatif dans le condensateur figure (2.12)

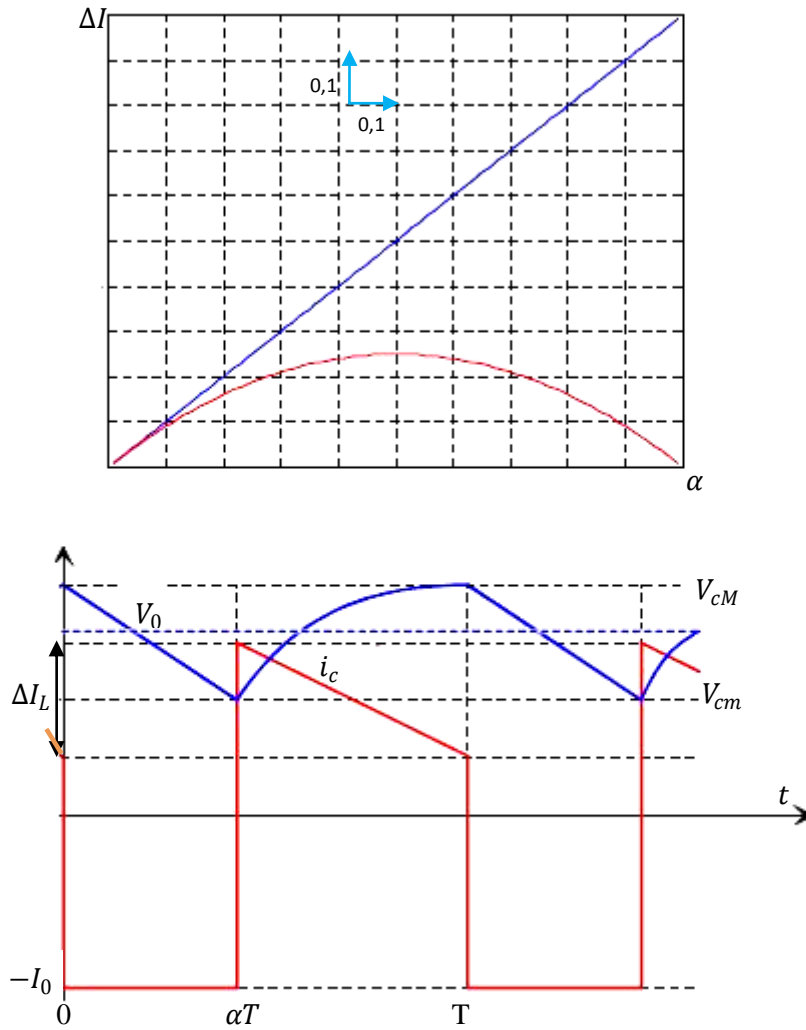


Figure (2.12) : Ondulation de tension

Pour $0 < T < \alpha T$,

$$V_0 = V_{CM} - \frac{I_0}{C} t \quad (2.52)$$

En $t = \alpha T$, $V_0 = V_{CM} - \frac{I_0}{C} \alpha T$

D'où $\Delta V_0 = V_{CM} - V_{cm} = \frac{I_0}{C} \alpha T = \frac{\alpha V_0}{RCF}$ et finalement :

$$\Delta V_0 = \frac{\alpha V_{red}}{(1 - \alpha) RCF} \quad (2.53)$$

2.6. Fonctionnement en régime d'absorption sinusoïdale :[2]

On utilise maintenant ce hacheur afin de réaliser un dispositif à absorption sinusoïdale. Il est alimenté par le réseau redressé (pulsation ω_r).

2.6.1 Objectifs recherchés : [2]

L'objectif est le prélèvement d'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_0 continue) une puissance continue égale à V_0^2 / R_c . Cette remarque sous-entend la nécessité d'un condensateur de stockage d'énergie mais découplé du redresseur pour laisser libre la conduction des diodes.

Le redresseur doit être chargé par une inductance, pour respecter les règles d'interconnexion des sources.

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. 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.

Nous utiliserons le hacheur élévateur, car il se révèle un bon candidat 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 élévateur voit actuellement un développement industriel conformément à la *figure (2.13)*.

Le dispositif d'étude, est capable de maîtriser la forme du courant fourni par le redresseur et la forme de la tension appliquée à la charge. La *figure (2.13)* exprime le cahier des charges du dispositif.

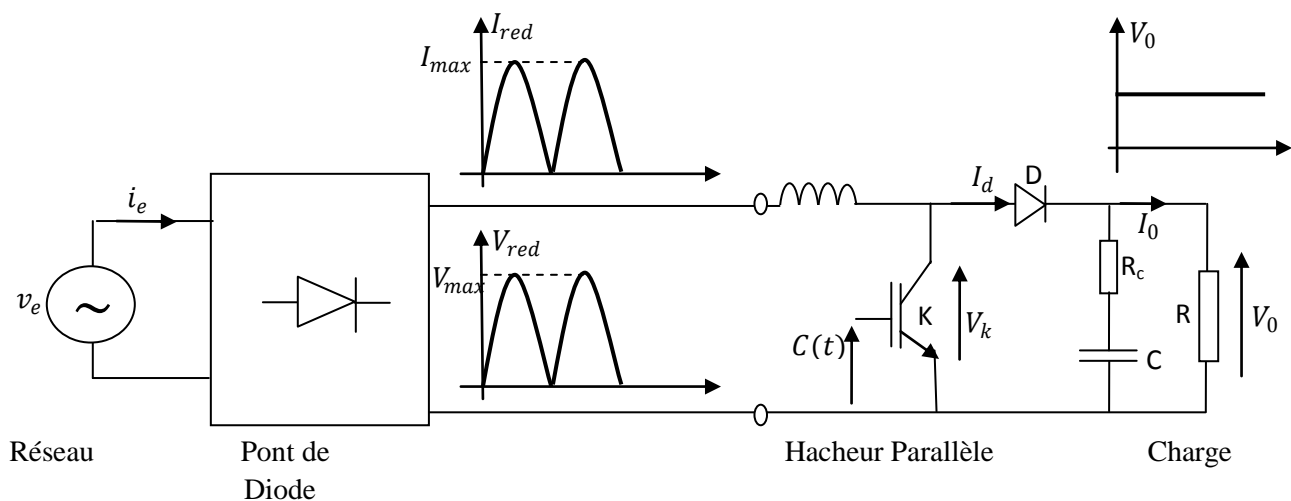


Figure (2.13) : Redresseur à absorption sinusoïdale

2.6.2 L'étude du dispositif :

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

$$\begin{cases} C(t) = 1 & \text{si K conduit} \\ C(t) = 0 & \text{si K bloqué} \end{cases}$$

On associe à l'interrupteur une fonction $C(t)$, dite fonction de connexion telle que

- lorsque le transistor K est passant [$C(t)=1$],
La diode D est bloquée ($V_D = -V_0$) et l'on écrit :

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L} > 0 \quad (2.54)$$

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

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_0}{L} \quad (2.55)$$

Ces deux relations montrent que tant que $V_0 < V_M$, $(dI_{red}/dt) > 0$, quelque soit l'état du transistor pendant cette phase transitoire, le convertisseur ne gouverne pas le fonctionnement et I_{red} croît strictement jusqu'à ce que la charge du condensateur C atteigne la valeur $V_0 = V_M$. L'état ON/OFF du transistor ne pourra modifier le signe de la pente du courant qu'à la condition :

$$V_0 > V_M.$$

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 duré à l'état 1 ou bien 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 du signal de commande variera en conséquence.

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.

La puissance fournie varie sinusoïdalement de 0 à $V_M * I_M$ autour d'une valeur moyenne $V_M * I_M / 2$.

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_0 tenir compte de ces variations de charge à 100Hz en vue de son dimensionnement.

2.6.3 Modélisation du dispositif :

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

- Lorsque $C(t) = 1$; T est à l'état ON $\rightarrow V_T = 0$
D est à l'état OFF $\rightarrow I_D = 0$
- Lorsque $C(t) = 0$; D est à l'état ON $\rightarrow I_D = I_{red}$
T est à l'état OFF $\rightarrow V_T = V_0$

Il vient les 04 relations du convertisseur :

$$V_K = [1 - C(t)] * V_0 \quad (2.56)$$

$$I_D = [1 - C(t)] * I_{red} \quad (2.57)$$

$$L \frac{dI_{red}}{dt} = V_{red} - V_k \quad (2.58)$$

$$I_D = C \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0}{R} \quad (2.59)$$

Ecrivons les équations (2.56) et (2.59) dans le domaine de Laplace :

$$LPI_{red}(P) = V_{red}(P) - V_k(P)$$

$$I_D = CPV_0(P) + \frac{V_0}{R}$$

Bien que les multiplications intervenant dans l'équation 2.56 et 2.57 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 (2.14)*.

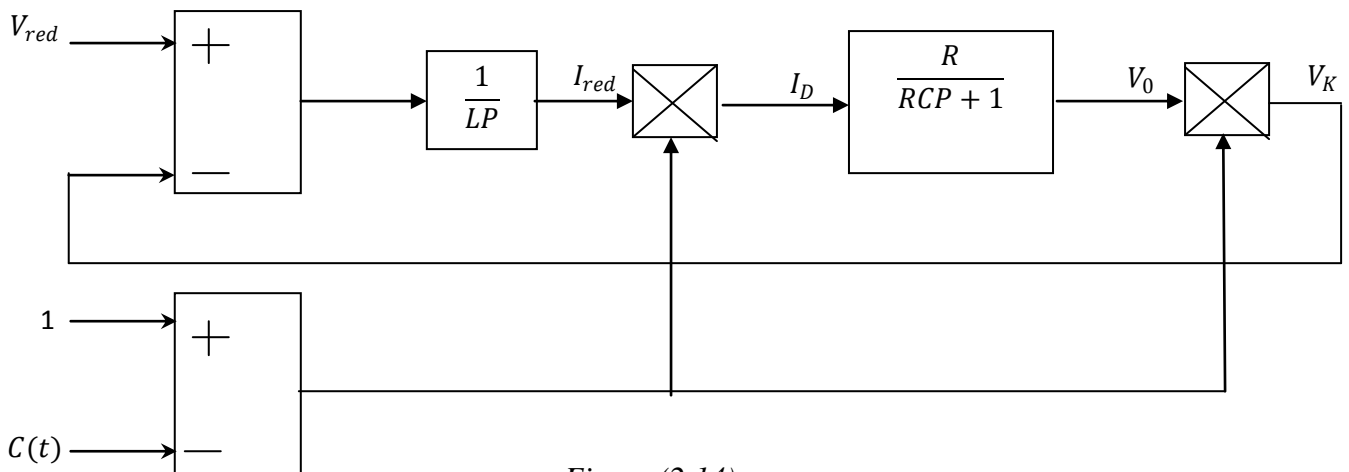


Figure (2.14)

2.6.4 Etude de la boucle de courant :

La stratégie de commande utilisée est celle à fréquence libre et rapport cyclique libre, connue sous le nom du vocable de commande par hystérésis ou par fourchette de courant. Cette commande a l'avantage de ne pas nécessiter le calcul d'un correcteur. 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 *figure 2.15* illustre le principe retenu du contrôle du courant I_{red} .

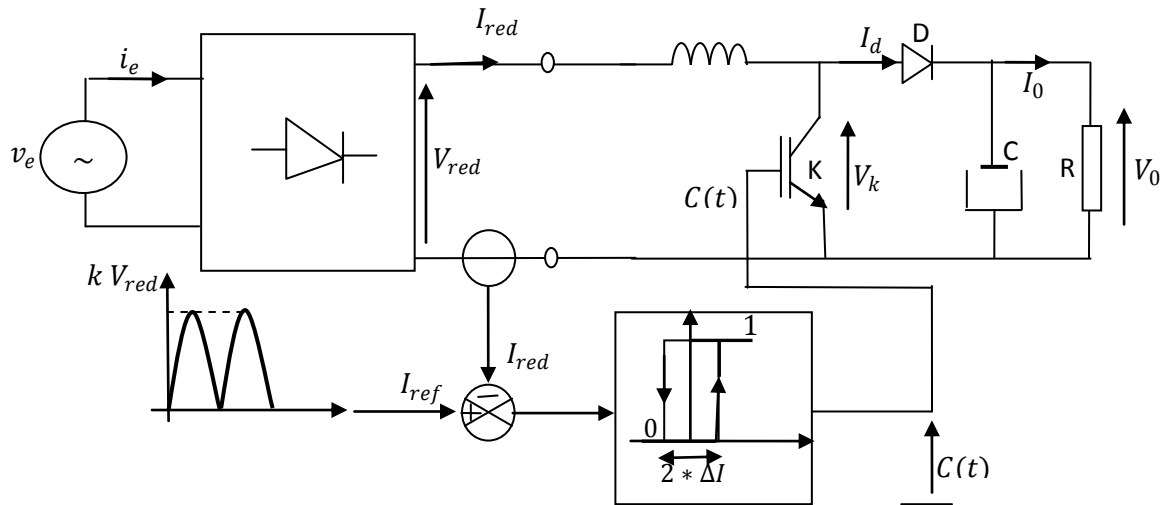


Figure (2.15)

Zoom figure (2.17)

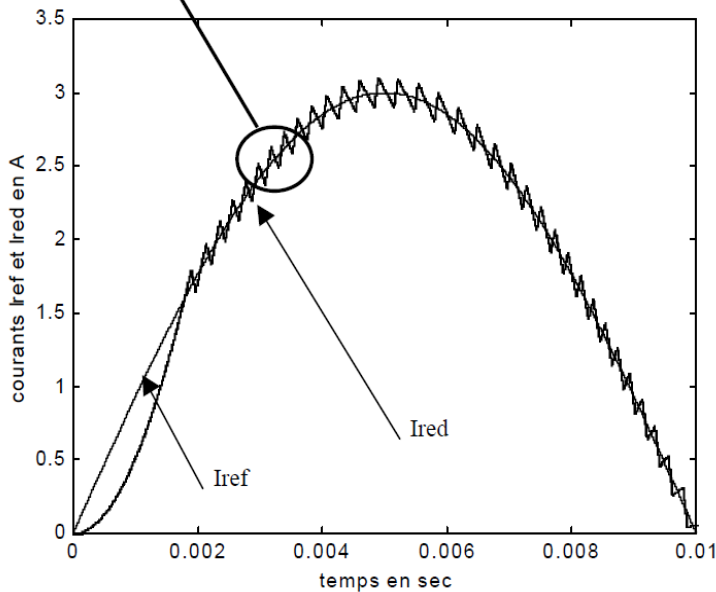


Figure (2.16) : courant I_{ref} et I_{red} simulé.

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

Une simulation sous Simulink, donne le résultat de la *figure 2.15*, avec $L=0.1H$, $i_{red} = 3 * |\sin\omega t|$, $\Delta I = 0,1A$

On observe effectivement une poursuite correcte de la consigne dans la bande d'hystérésis imposée.

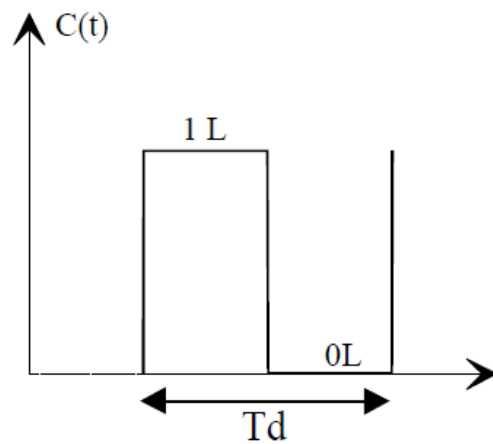
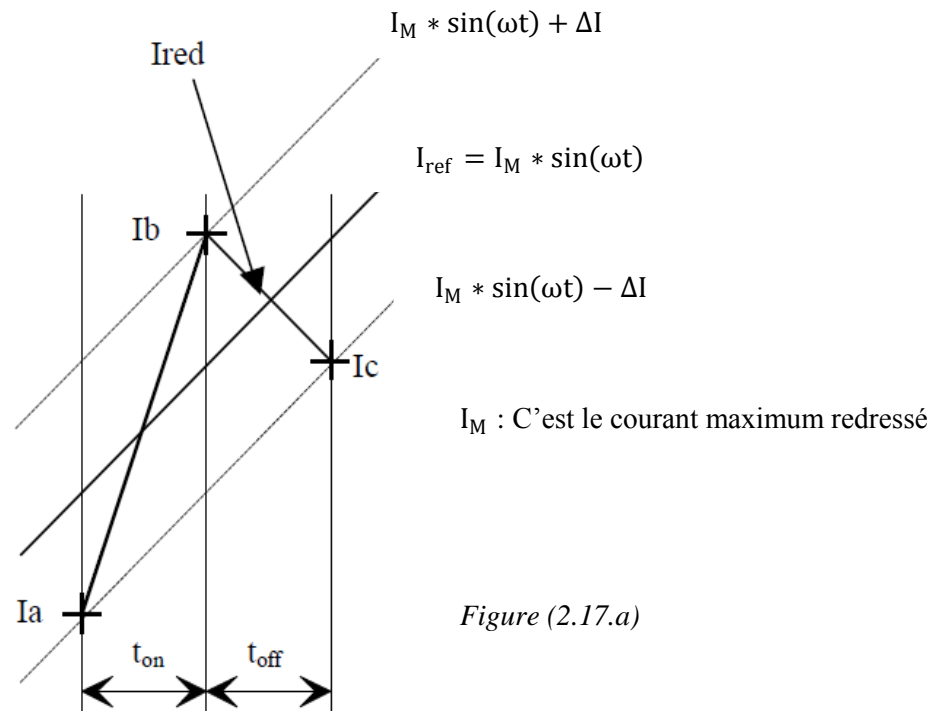


Figure 2.17

La *figure (2.17)* 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 $\pm \Delta I$ près. En considérant V_0 constant et V_{red} constant sur une période de découpage, on peut écrire :

$$t_{on} = \frac{L}{V_{red}} (I_b - I_a) \text{ et } t_{off} = \frac{L}{V_{red} - V_0}$$

Avec :

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

$$\begin{aligned}
 I_a &= I_M \sin(\omega t) - \Delta I \\
 I_b &= I_M \sin(\omega(t + t_{on})) + \Delta I \\
 I_c &= I_M \sin(\omega(t + T) - \Delta I)
 \end{aligned}$$

On déduit la fréquence de découpage :

$$F_d = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{1}{T_d}$$

Soit :

$$F_d = \frac{(V_M \sin(\omega t) - L\omega I_M \cos(\omega t)) * (V_0 - V_M \sin(\omega t) + L\omega I_M \cos(\omega t))}{2 * L * V_0 * \Delta I} \quad (2.61)$$

Posons 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 (2.18) donne un exemple de courbe représentative pour :
 $V_M = 230\sqrt{2}$;
 $I_M = 3A$; $V_s = 400V$; $\Delta I = \mp 0.1A, 0.2A, 0.3A$

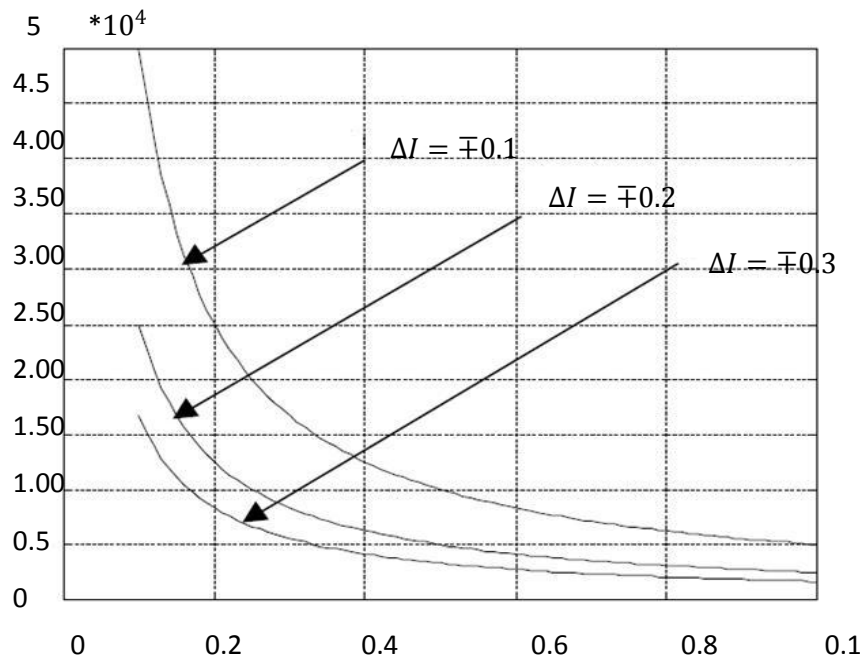


Figure (2.18) : la fréquence maximale de découpage en fonction de l'inductance

Le réseau de courbes $(F_d)_{MAX}=f(L)$ de paramètre ΔI , 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 $L=0.1H$ la fréquence maximale est de 5 kHz. Cette fréquence relativement basse montre bien le contrôle par hystérésis sur la figure (2.16). 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, $I_{red} \cong I_{ref}$.

2.6.5 Etude de la boucle de tension :

2.6.5.a Principe :

La commande en courant impose la puissance moyenne $\frac{V_M * I_M}{2}$ transmise à la charge. Ce comportement en générateur de puissance laisse libre la tension V_0 d'évoluer selon la charge R dans le rapport $\frac{V_0^2}{R}$. 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_0 . Nous venons de dresser le cahier des charges d'une boucle de tension V_0 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 (2.19)*.

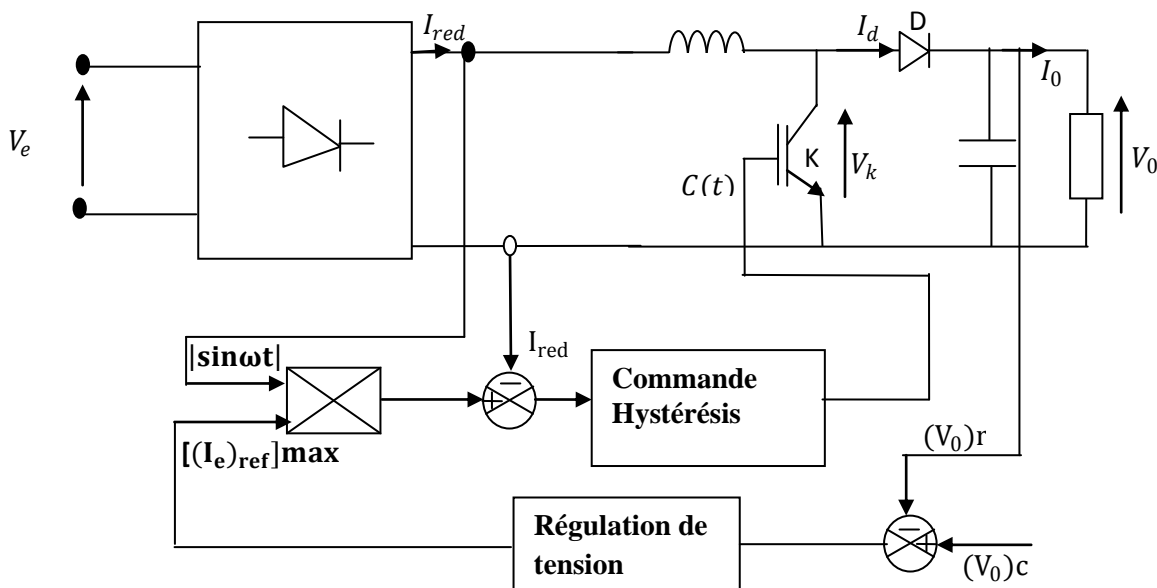


Figure (2.19)

Remarque:

- 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_0 . 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_0 au travers d'un filtre réjecteur de fréquence centrale 100 Hz, accroître la capacité de filtrage, échantillonner/bloquer à 100 Hz la sortie du régulateur de tension, filtrer la mesure.

2.6.5.b Modélisation par bilan de puissance :

Faire l'approximation $I_{red} \cong I_{ref}$ 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 que au prix d'un accroissement de $(Fd)_{MAX}$, $I_{red}(t) \Rightarrow I_{ref}(t)$. 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 K 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_k, I_k, 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_0 . 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 : (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 :

$$(p)_{red} = V_{red_e} * I_{red_e} = (V_L * I_{rede}) + (V_{Ke} * I_{rede}) = (P)_{inductance} + V_{Ke} * (I_{ke} + I_{De})$$

$$(p)_{red} = p_{ind} + 0 + (V_{De} + V_{0e}) * I_{De} = (p)_{ind} + 0 + 0 + V_{0e} * I_{De}$$

$$(p)_{red} = (p)_{ind} + (p)_{charge}$$

Avec :

$$I_{rede} = I_M * |\sin(\omega t)|, \text{ la relation devient:}$$

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

Soit :

$$\frac{V_M I_M}{2} - \frac{I_M}{2} [V_M \cos(2\omega t) + L\omega I_M \sin(2\omega t)] = (P)_{Charge} \quad (2.62)$$

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

$I_{red} \cong I_{ref}$, d'où :

$$\frac{V_M * I_M (1 - \cos(2\omega t))}{2} \cong V_{0e} * I_{De}$$

En valeur moyenne on a :

$$\begin{aligned} & \bar{P}(1 - \cos(2\omega t)) \\ & = V_{0e} * \left(C \frac{dV_{0e}}{dt} + \frac{V_{0e}}{R} \right) \end{aligned} \quad (2.63)$$

Avec $V_{0e} = \bar{V}_0 + \delta v_0$ pour la valeur moyenne plus l'ondulation à 100 Hz

En pratique un cahier des charges impose un taux d'ondulation de la tension de sortie. Fixons des valeurs usuelles telles que $\frac{\delta v_0}{V_0} < 0,1$. Dans ces conditions la relation se simplifie et devient :

$$\begin{aligned} \bar{P}(1 - \cos(2\omega t)) \\ = \left(C \frac{dV_{0e}}{dt} + \frac{V_{0e}}{R} \right) * \bar{V}_0 \end{aligned} \quad (2.64)$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{P} = \frac{\bar{V}_0^2}{R} \text{ et } -\frac{\bar{P} \cos(2\omega t)}{\bar{V}_0} \\ = C \frac{d(\delta v_0)}{dt} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Ces deux 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_{0e} conserve une valeur moyenne V_0 grande devant l'ondulation v_0 . On en déduit :

$$\delta v_0 = -\frac{\bar{P}}{2C\omega * \bar{V}_0} \sin(2\omega t)$$

Soit :

$$\begin{aligned} C \\ \geq 10 * \frac{\bar{P}}{2\omega \bar{V}_0^2} \end{aligned} \quad (2.66)$$

Le raisonnement par les bilans de puissance fournit une expression utilisable pour modéliser le système et assurer l'asservissement de la tension V_0 .

La simulation de l'équation : $V_{rede} * I_{rede} / V_{0e} = \left(C \frac{dV_{0e}}{dt} + \frac{V_{0e}}{R} \right)$ fournit un résultat identique au montage réel hormis le régime transitoire de mise sous tension pour lequel on ne vérifie pas l'hypothèse $I_{red} \cong I_{ref}$.

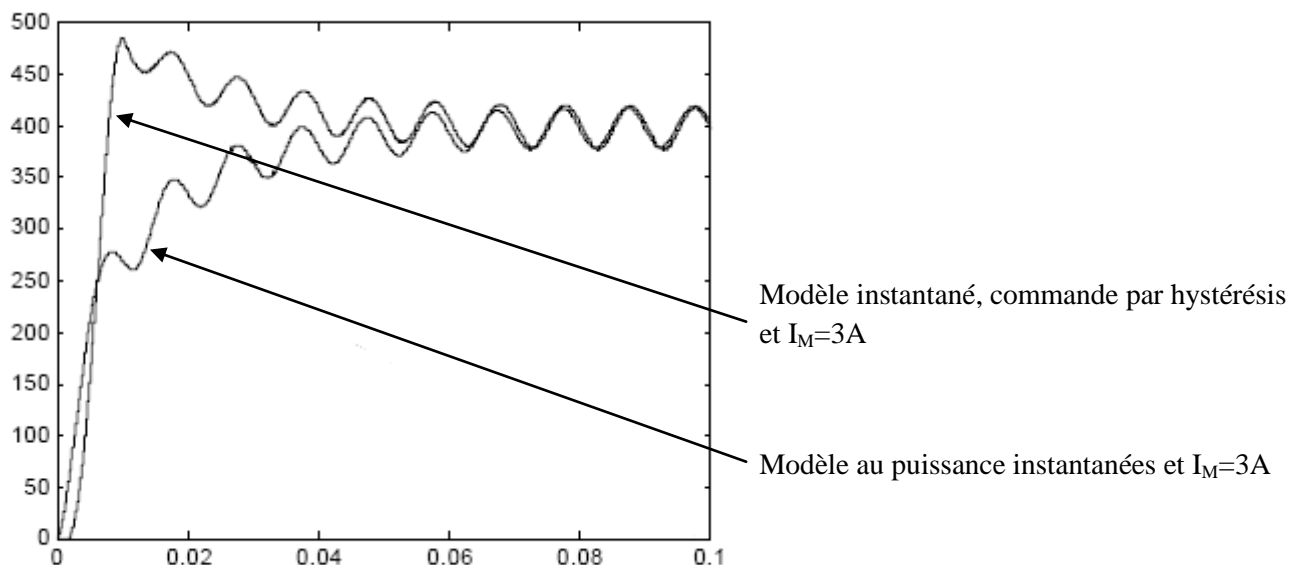


Figure (2.20)

Hormis la mise sous tension qui est un événement unique non contrôlable par la commande et donc de peu d'intérêt pour la modélisation, cette approche à l'avantage de valider un comportement grâce à une équation portant sur des grandeurs continues équivalentes mais non linéaire.

2.7 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 I_{red} .

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 :

$$V_M * I_M / 2 \cong V_{0m} \left(C \frac{dV_{0m}}{dt} + \frac{V_{0m}}{R} \right)$$

L'indice "m" est utilisé pour rappeler que seule la valeur moyenne de V_0 est exprimée dans cette équation. Le réglage de V_{0m} (sortie) est rendu possible par action sur l'amplitude de I_M (entrée) du courant I_{red} . La contrainte de forme du courant I_{red} est supposée respectée. On en conclue que le réglage de V_{0m} par I_M nécessite des variations très lentes de I_M 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 :

$$\frac{V_{0m}^2}{R} + \frac{C}{2} * \frac{dV_{0m}^2}{dt} = \frac{V_M * I_M}{2} \text{ avec } [V_{0m}]^2 = [(V_{0m})_{repos} + \delta V_{0m}]^2 \text{ pour } I_M \\ = (I_M)_{repos} + (\delta I_M)$$

Et :

$$\frac{(V_{0m})_{repos}^2}{R} \\ = \frac{V_M * (I_M)_{repos}}{2} \quad (2.68)$$

Utilisons de nouveau la bonne règle du 1/10 . Si $(\delta V_{0m})^2 \leq \frac{(V_{0m})_{repos}^2}{10}$

Alors :

$$V_{0m}^2 \cong (V_{0m})_{repos}^2 + 2 * \delta V_{0m} * (V_{0m})_{repos}$$

On obtient la fonction de transfert du premier ordre suivante :

$$\frac{\delta V_{om}}{\delta I_M} = \frac{V_M}{4 * (V_{om})_{repos}} * \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}P} \quad (2.69)$$

Cette fonction de transfert ne nous cantonne pas à des variations microscopiques autour d'un point de repos mais jusqu'à $\frac{1}{\sqrt{10}} * (V_{om})_{repos}$.

Pour $(V_{om})_{repos} = 400V$, La nécessité de fonctionner à $V_{om} > V_M$, nous permet une modélisation linéaire du dispositif même pour de fortes variations de la tension V_o .

On aboutit à un schéma très conventionnel de l'asservissement de tension, *figure (2.21)*.

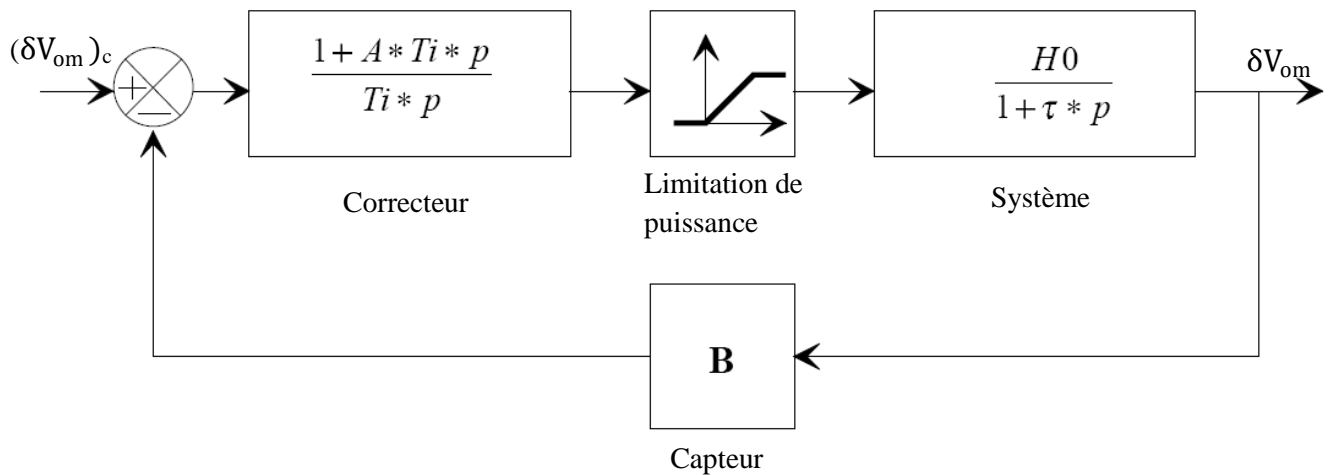


Figure (2.21)

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 $A * Ti = R * C / 2$.

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\delta V_{om}}{(\delta V_{om})_c} = \frac{1}{B} * \frac{1}{1 + \frac{Ti}{H_0 * B} * p} \text{ de pulsation de coupure: } \frac{1}{2 * \pi * f_c} = \frac{Ti}{\frac{V_M * R}{4 * (V_{om})_{repos}} * B}$$

On en déduit les deux paramètres du correcteur, qui sont :

$$Ti = \frac{B * R * V_M}{8 * \pi * (f_c)_{BF} * (V_{om})_{repos}}$$

$$A = \frac{RC}{2Ti}$$

Applications : $R=328 \Omega$, $C=1*10^{-4} F$, $V_M = 325V$, $B=10/400$, $(V_{om})_{repos} = 400V$

On propose deux fréquences de coupure, soit :

$f_c = 5\text{Hz}$, ($T_i=53*10^{-3}$ et $A= 0,31$), réponse indicielle figure (2.22-a)

$f_c = 20\text{Hz}$, ($T_i=13 * 10^{-3}$ et $A=1.26$), réponse indicielle figure (2.22-b).

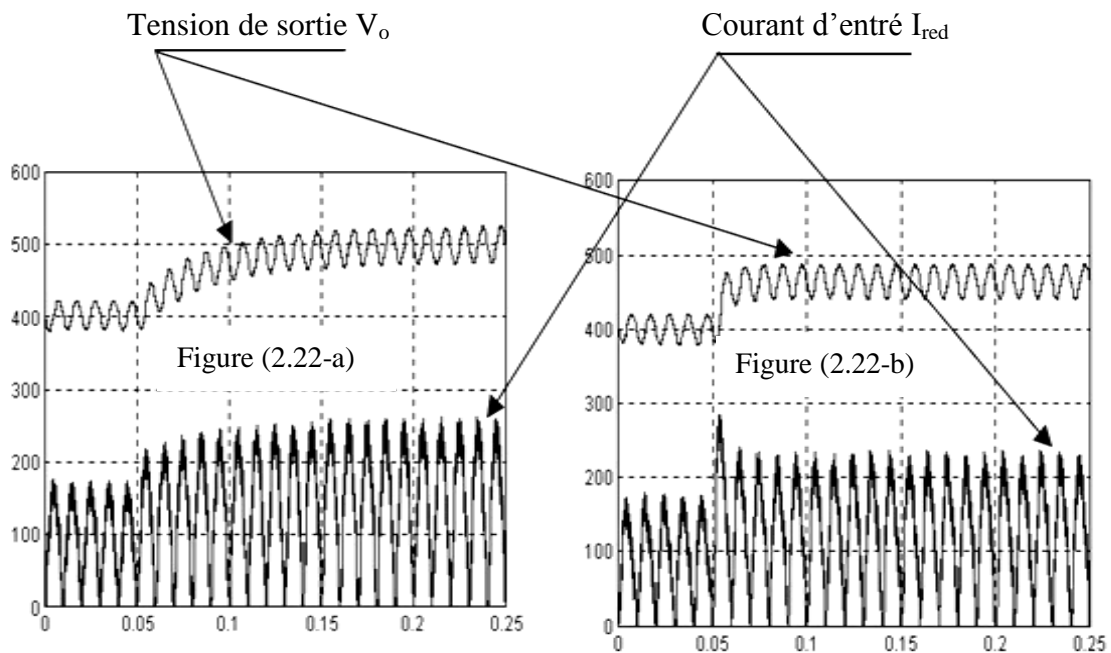


Figure (2.22)

Les simulations montrent la réponse indicielle à un échelon de consigne $10\text{V} \rightarrow 12.5\text{V}$ soit une évolution attendue de V_{om} de $400\text{V} \rightarrow 500\text{V}$. La réponse figure(2.22-b) 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 (0.24 à 0.25sec.) montre que pour une fréquence de coupure $f_c=5\text{Hz}$ (figure 2.23-a) la contrainte de forme du courant I_{red} est respectée tandis que pour un choix $f_c=20\text{Hz}$ (figure 2.23-b) le courant I_{red} est déformé et contient notamment un harmonique 3 du à la composition d'un terme de correction à la fréquence de 100Hz (ondulation de V_o) avec le 50Hz de la référence de forme du courant I_{red} . 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 10Hz environ. Leur champ d'utilisation s'orientera plus vers la pré-régulation de tension.

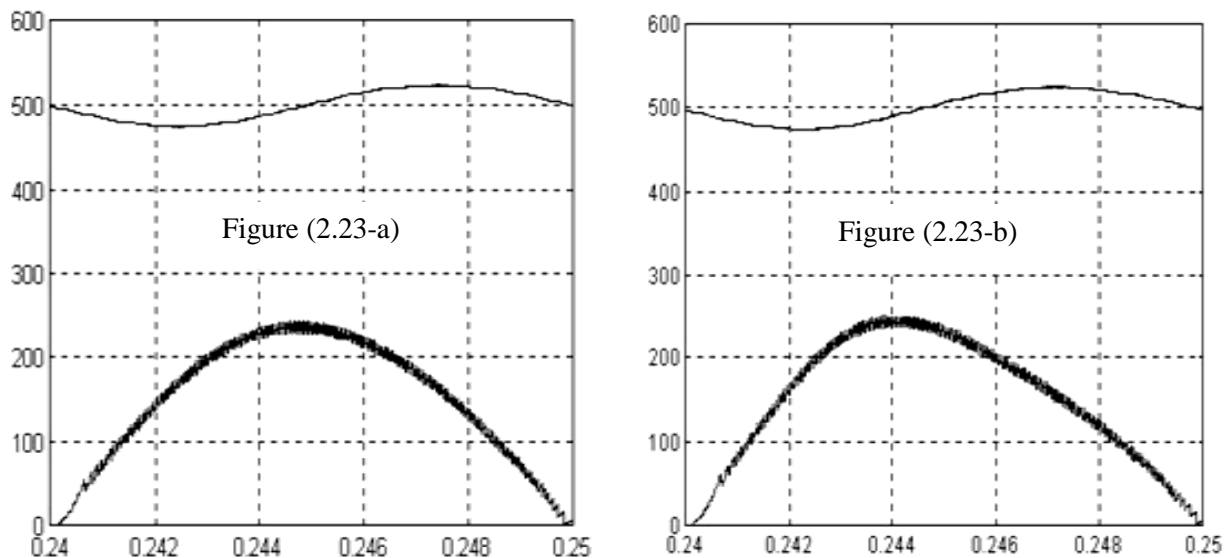


Figure 2.23

2.8 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.

CHAPITRE 3 Etude d'un onduleur à résonance

3.1 Introduction :

Une alimentation à pour but de délivrer des tensions continues, en vue d'alimenter des systèmes à partir d'un réseau alternatif ou continu. Ces alimentations doivent assurer l'isolation galvanique et réguler les tensions de sortie en fonction de la charge.

Dans ce qui suit nous allons étudier l'onduleur à résonance qui est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur de bande (MLI ou PWM en anglo-saxon).

Les onduleurs de tension ou de courant se comportent comme des vraies sources de tension ou de courant vis-à-vis de la charge alternative. Ils imposent à celle-ci :

1. la tension ou le courant.
2. et la fréquence.

Quelque soit cette charge, à la seule condition que sa nature soit compatible avec la nature de la source.

Dans le cas particulier que nous allons traiter la charge est constituée par un circuit oscillant peu amorti, en asservissant le pilotage des interrupteurs, on peut obtenir un fonctionnement tel que :

- La commutation soit toujours de même nature, donc que la réalisation des interrupteurs soit facilitée.
- La grandeur de sortie, courant ou tension non imposée par la source est une forme d'onde quasi sinusoïdale.

La source continue fournit l'énergie nécessaire à l'entretien des oscillations.[8]

On commande les interrupteurs à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge. Si les caractéristiques de celle-ci varient, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome.

Les onduleurs de tension ou de courant fonctionnant dans ces conditions particulières sont appelés onduleur à résonance ou onduleur moyenne fréquence car leur fréquence est d'ordinaire nettement plus élevée que celle du réseau industriel.

3.2 Onduleur série :

3.2.1 Définition :

L'onduleur série est un onduleur de tension, formé par un pont d'interrupteur.

3.2.2 Fonctionnement :

Le principe sera à partir de l'onduleur en pont dont la structure et la commande ne seront pas modifiées par rapport au montage classique, en particulier, les deux demi-ponts peuvent être commandés de façon simultanée ou décalée.

La charge de l'onduleur est constituée par un circuit résonant : bobine R-L en série avec un condensateur C conformément au schéma de la *figure 2-1*, sa pulsation propre est $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Ce circuit, par la présence de l'inductance L est un dipôle de courant de valeur moyenne nulle à cause du condensateur en série. la tension $u'(t)$ à ses bornes est, selon le type de commande, un créneau de période T à deux niveaux $\pm E$ (commande u_c simultanée) ou trois niveaux $\pm E$ et 0 (commande décalée).

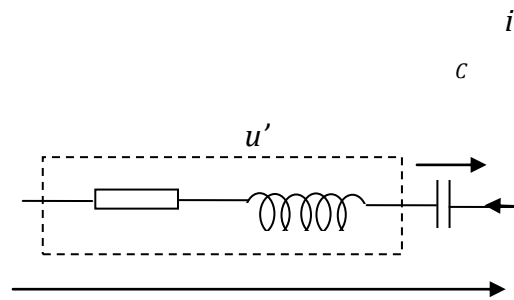


Figure : 3.1 : charge résonante

L'équation différentielle qui décrit le fonctionnement du dipôle est :

$$u'(t) = Ri' + L \frac{di'}{dt} + u_c \quad (3.1)$$

En dérivant terme à terme cette équation par rapport au temps et en exprimant $u_c(t)$ en fonction de $i'(t)$, on obtient, pour chacun des intervalles pendant lesquels la tension $u'(t)$ est constante :

$$LC \frac{d^2i'}{dt^2} + RC \frac{di'}{dt} + i' = 0 \quad (3.2)$$

A condition que $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, les racines de l'équation caractéristique associée soit imaginaire, les solutions mathématiques d'une telle équation sont des sinusoïdes amorties du type :

$$i'(t) = e^{\alpha t} (A \cos \omega_{ct} + B \sin \omega_{ct}) \quad (3.3)$$

Le terme d'amortissement est $\alpha = -\frac{R}{2L}$, la pseudo-pulsation

$$\omega_0 = 2\pi F_0 = \frac{\sqrt{4LC - R^2C^2}}{2LC} = \sqrt{\omega^2 - \alpha^2}, A \text{ et } B \text{ sont deux constantes d'intégration.}$$

Dans la mesure où la résistance est assez faible, c'est-à-dire $\tau = L/R \gg T/2$ donc $\alpha T \ll 1$, le terme d'amortissement peut être négligé, la solution devient purement sinusoïdale de pulsation :

$$\omega_0 = 2\pi F_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

Le courant $i'(t)$ est formé, pour chaque intervalle, d'une portion de sinusoïde.

3.2.3 Exemple d'un pont à quatre (04) interrupteurs (figure 3.2)

L'onduleur série fournisse une tension de sortie u' de période T ,

Egale à $+U$ pour $0 < t < T/2$

Egale à $-U$ pour $T/2 < t < T$.

On désigne par ω la pulsation du fondamentale de cette tension : $\omega = 2\pi/T$

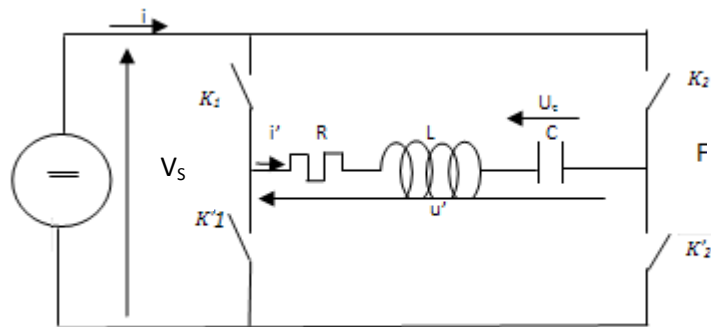


Figure 3.2

La charge est formée d'une résistance R , d'une inductance L et d'une capacité C en série.

D'ordinaire R et L sont les constantes du récepteur proprement dit ; C est la capacité ajoutée pour former le circuit oscillant.

Nous allons d'abord rappeler la réponse, en régime permanent, du circuit RLC alimenté par des signaux rectangulaires, avant de monter dans quelles condition on peut l'approximer par la méthode du premier harmonique.

Cela nous permettra de voir comment il convient de commander l'onduleur série et quelles en sont les caractéristiques.

3.2.3.a Réponse du circuit Résonnant série à une tension formée de créneaux rectangulaires :

La tension u_c aux bornes de C et de courant i' dans le circuit sont liés à la tension u' par

$$Ri' + L \frac{di'}{dt} + u_c = u'$$

Avec $i' = C du_c / dt$.

On a donc :

$$\begin{cases} LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = u' & (3.5) \\ i' = C \frac{du_c}{dt} & (3.6) \end{cases}$$

On caractérise souvent le circuit par

- Sa pulsation ω_0 en l'absence d'amortissement ($R=0$).
- Son coefficient d'amortissement α ,
- Ou le rapport ζ de celui-ci à ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} ; \alpha = \frac{RC}{2LC} = \frac{R}{2L} ; \zeta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.7)$$

➤ **Amortissement fort ($\zeta > 1$)**

- Si ζ est supérieur à l'unité, u_c est de la forme :

$$u_c = u_{cp} + A_1 \exp(r_1 t) + A_2 \exp(r_2 t) \quad (3.8)$$

En désignant par u_{cp} la solution particulière de l'équation différentielle (2.1) avec second membre, par r_1 et r_2 les racines de l'équation caractéristique :

$$\begin{cases} r_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\zeta \omega_0 \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{\zeta^2}}\right) \\ r_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\zeta \omega_0 \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\zeta^2}}\right) \end{cases}$$

Ni u_c , ni sa dérivée du_c/dt ne pouvant subir de discontinuité, les constantes d'intégration A_1 et A_2 sont données par :

$$\left\{ A_1 = \frac{1}{r_2 - r_1} \left[r_2 (u_{co} - u_{cp0}) - \left(\frac{du_c}{dt} \right)_0 + \left(\frac{du_{cp}}{dt} \right)_0 \right] \right. \quad (3.9)$$

$$\left. \left\{ A_2 = \frac{1}{r_1 - r_2} \left[r_1 (u_{co} - u_{cp0}) - \left(\frac{du_c}{dt} \right)_0 + \left(\frac{du_{cp}}{dt} \right)_0 \right] \right. \right. \quad (3.10)$$

Avec u_{c0} , $(du_c/dt)_0$, u_{cp0} , $(du_{cp}/dt)_0$, valeurs de u_c , de la dérivée, de u_{cp} et de sa dérivée à l'instant $t = 0$.

-Ici, pour l'intervalle $[0, T/2]$,

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = V_s \quad (3.11)$$

$u_{cp} = V_S$, donc $u_{cp0} = V_S$, $(du_{cp}/dt)=0$ donc $(du_{cp}/dt)_0=0$

u_{c0} et $(du_{cp}/dt)_0$, égale à i'_0/C , sont différent de zéro.

La tension u_c et de i' ont donc pour expressions, durant la première alternance de u' ,

$$\begin{cases} u_c = V_S + \frac{u_{c0} - V_S}{r_2 - r_1} (r_2 \exp r_1 t - r_1 \exp r_2 t) - \frac{i'_0}{C(r_2 - r_1)} (\exp r_1 t - \exp r_2 t) \\ i' = \frac{C(u_{c0} - V_S)}{r_2 - r_1} r_1 r_2 (\exp r_1 t - \exp r_2 t) - \frac{i'_0}{(r_2 - r_1)} (r_1 \exp r_1 t - r_2 \exp r_2 t) \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} u_c = V_S + \frac{u_{c0} - V_S}{r_2 - r_1} (r_2 \exp r_1 t - r_1 \exp r_2 t) - \frac{i'_0}{C(r_2 - r_1)} (\exp r_1 t - \exp r_2 t) \\ i' = \frac{C(u_{c0} - V_S)}{r_2 - r_1} r_1 r_2 (\exp r_1 t - \exp r_2 t) - \frac{i'_0}{(r_2 - r_1)} (r_1 \exp r_1 t - r_2 \exp r_2 t) \end{cases} \quad (3.13)$$

-En régime établi,

$$\begin{cases} u_c \left(t + \frac{T}{2} \right) = -u_c(t) \\ i' \left(t + \frac{T}{2} \right) = -i'(t) \end{cases} \quad (3.14)$$

Et en particulier,

$$u_c(T/2) = -u_{c0}; \quad i'(T/2) = -i'_0$$

On en déduit u_{c0} et i'_0 par

$$\begin{cases} -u_{c0} = V_S + \frac{u_{c0} - V_S}{r_2 - r_1} (r_2 \exp r_1 \frac{T}{2} - r_1 \exp r_2 \frac{T}{2}) - \frac{i'_0}{C(r_2 - r_1)} (\exp r_1 \frac{T}{2} - \exp r_2 \frac{T}{2}) \\ -i'_0 = \frac{C(u_{c0} - V_S)}{r_2 - r_1} r_1 r_2 (\exp r_1 \frac{T}{2} - \exp r_2 \frac{T}{2}) - \frac{i'_0}{(r_2 - r_1)} (r_1 \exp r_1 \frac{T}{2} - r_2 \exp r_2 \frac{T}{2}) \end{cases}$$

Ce qui donne :

$$u_{c0} = V_S \frac{(r_2 - r_1)[-1 + \exp(r_2 + r_1) \frac{T}{2}] + (r_2 + r_1)[\exp r_1 \frac{T}{2} - \exp r_2 \frac{T}{2}]}{(r_2 - r_1)[1 + \exp r_1 \frac{T}{2} + \exp r_2 \frac{T}{2} + \exp(r_2 + r_1) \frac{T}{2}]} \quad (3.15)$$

$$i'_0 = 2CV_S \frac{r_1 r_2 (\exp r_1 \frac{T}{2} - \exp r_2 \frac{T}{2})}{(r_2 - r_1)[1 + \exp r_1 \frac{T}{2} + \exp r_2 \frac{T}{2} + \exp(r_2 + r_1) \frac{T}{2}]} \quad (3.16)$$

- La charge est capacitive si $1/C\omega$ est supérieur à $L\omega$, autrement dit si ω est inférieur à ω_0 . Si ω est supérieur à ω_0 , la charge est inductive.

La figure 3-3 donne les formes d'ondes de la tension u_c et du courant i'

a) Pour $\zeta = 4$ et $\omega = \omega_0/4$

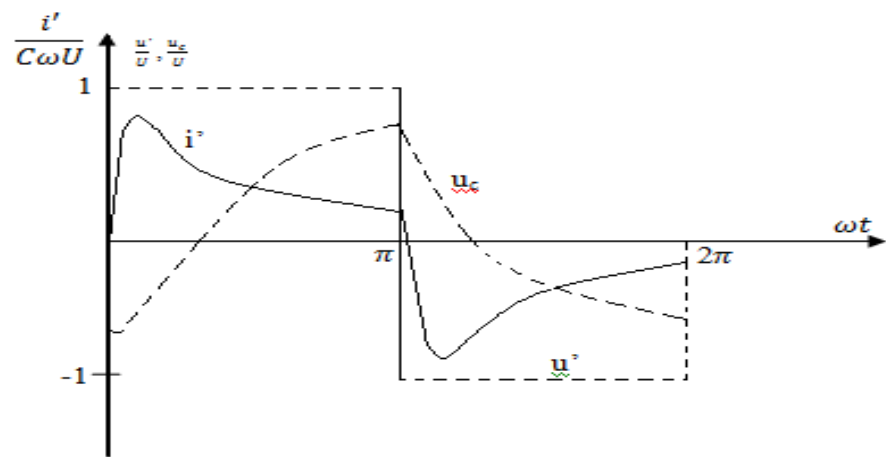
$$\left(\text{ou } \frac{1}{C\omega} = \frac{R}{2} = 16L\omega \right)$$

b) Pour $\zeta = 4$ et $\omega = \omega_0$

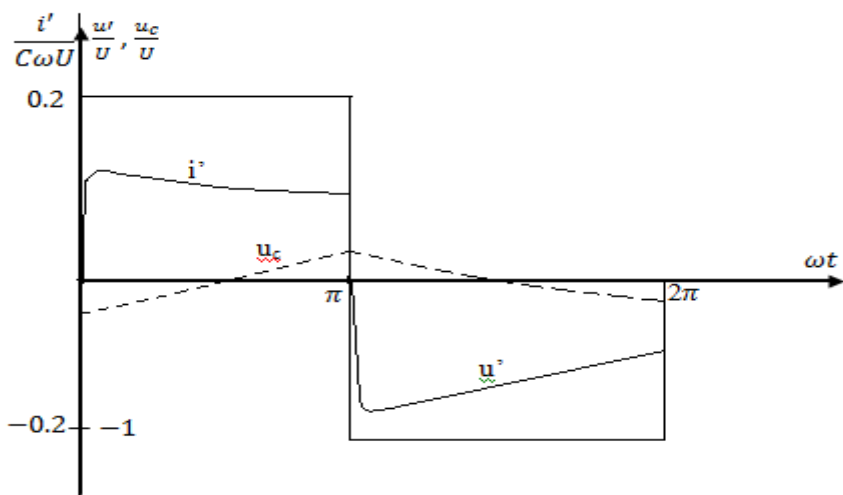
$$\left(\text{ou } \frac{1}{C\omega} = \frac{R}{2} = L\omega \right)$$

c) Pour $\zeta = 4$ et $\omega = 4\omega_0$

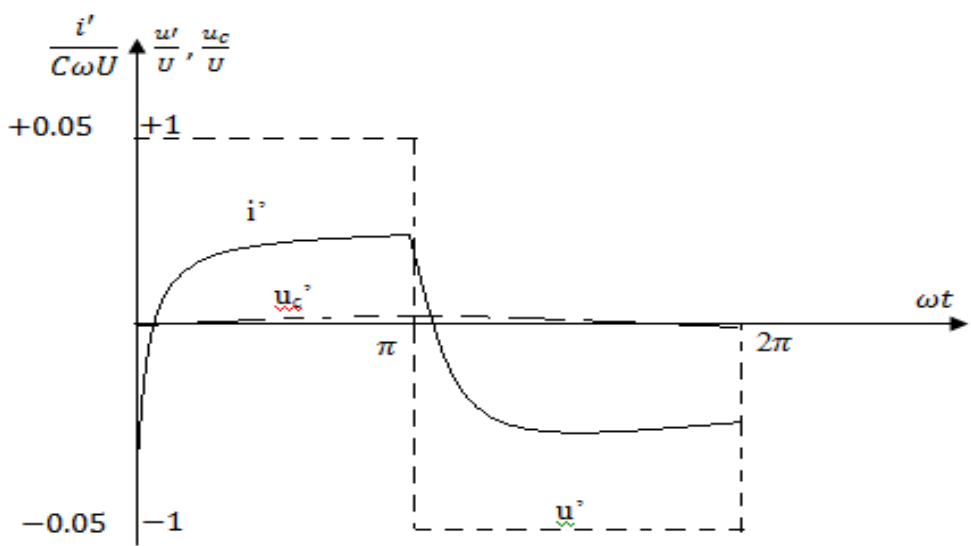
$$\left(\text{ou } L\omega = \frac{R}{2} = \frac{16}{C\omega} \right)$$



a) $\omega = \omega_0/4$



b) $\omega = \omega_0$



c) $\omega = 4\omega_0$

Figure 3.3

Ni la tension u_c , ni le courant i' ne peuvent subir de discontinuité. Les brusques variations de la tension u' se retrouvent dans $L(di'/dt)$.

On voit que, pour les fortes valeurs de ζ , quel que soit ω/ω_0 on ne saurait assimiler la forme d'onde de i' à une sinusoïde.

➤ **Amortissement faible ($\zeta > 1$)**

- Lorsque ζ est inférieur à l'unité, les racines de l'équation caractéristique sont des quantités complexes conjuguées. Il est commode d'écrire u_c sous la forme :

$$u_c = u_{cp} + \left[A'_1 \cos(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) + A'_2 \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) \right] \exp(-\omega_0 \zeta t) \quad (3.17)$$

On déduit les constantes d'intégration des valeurs initiales des tensions u_c , u_{cp} et de leurs dérivées par :

$$\begin{cases} A'_1 = u_{c0} - u_{cp0} \\ A'_2 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}} \left[\left(\frac{du_c}{dt} \right)_0 - \left(\frac{du_{cp}}{dt} \right)_0 + \zeta \omega_0 (u_{c0} - u_{cp0}) \right] \end{cases}$$

- Ici pour l'intervalle $[0, T/2]$,

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = V_S$$

Donc $u_{cp} = V_S = u_{cp0}$; $(du_{cp}/dt)_0 = 0$

u_{c0} et $(du_c/dt)_0$, égale à i'_0/C , différent de zéro.

D'où les expressions de u_c et i' pendant la première alternance de la tension u' :

$$u_c = V_S + \left\{ \left[\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} (u_{c0} - V_S) + \frac{i'_0}{C \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}} \right] \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) + (u_{c0} - V_S) \cos(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) \right\} e^{-\omega_0 \zeta t} \quad (3.18)$$

$$i' = \left\{ - \left[\frac{C \omega_0}{\sqrt{1 - \zeta^2}} (u_{c0} - U) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} i'_0 \right] \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) + (u_{c0} - U) \cos(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t) \right\} e^{(-\omega_0 \zeta t)} \quad (3.19)$$

-En régime établi, $u_c \left(t + \frac{T}{2} \right) = -u_c(t)$; $i' \left(t + \frac{T}{2} \right) = -i'(t)$

On obtient u_{c0} et i'_0 en écrivant :

$$u_c(T/2) = -u_{c0}; i'(T/2) = -i'_0$$

Ce qui donne :

$$u_{c0} = -V_S \frac{1 - M \exp\left(-\omega_0 \zeta \frac{T}{2}\right) - \frac{\sin^2\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right)}{N(1 - \zeta^2)} \exp\left(-\omega_0 \zeta T\right)}{1 + M \exp\left(-\omega_0 \zeta \frac{T}{2}\right) + \frac{\sin^2\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right)}{N(1 - \zeta^2)} \exp\left(-\omega_0 \zeta T\right)} \quad (3.20)$$

$$i' = - \frac{\frac{2C\omega_0 V_S}{N\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right) \exp\left(-\omega_0 \zeta \frac{T}{2}\right)}{1 + M \exp\left(-\omega_0 \zeta \frac{T}{2}\right) + \frac{\sin^2\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right)}{N(1 - \zeta^2)} \exp\left(-\omega_0 \zeta T\right)} \quad (3.21)$$

En posant :

$$\begin{cases} M = \cos\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right) + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right) \\ N = 1 + \left[\cos\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right) - \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} \frac{T}{2}\right)\right] \exp\left(-\omega_0 \zeta \frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (3.22)$$

- La valeur initiale i'_0 du courant i' est nulle, si

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Si cette condition est remplie, le courant i' a pour expression, pendant l'alternance positive de la tension u' ,

$$i' = \frac{c\omega}{1 - \zeta^2} (V_S - u_{c0}) \sin \omega t \exp\left(-\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right), \quad (3.23)$$

Avec $u_{c0} = -V_S \coth\left(-\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \frac{\pi}{2}\right)$

Et sa forme d'onde est d'autant plus voisine de la sinusoïde que ζ est plus faible.

si ω est inférieur à $\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$, i'_0 est positif,

si ω est supérieur à $\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$, i'_0 est négatif.

- La *figure 3-2* montre les formes d'ondes de la tension u_C et du courant i' tracées pour ζ égal à $1/4$ ($\zeta = 1/4$), donc $\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$ est égal à $0.96825 * \omega_0$ et successivement :

- Pour $\omega = \omega_0/1,5$
- Pour $\omega = \omega_0/1,1$
- Pour $\omega = 0.96825 * \omega_0$
- Pour $\omega = \omega_0$
- Pour $\omega = 1,1\omega_0$
- Pour $\omega = 1,15\omega_0$

Ces formes d'ondes montrent :

- Que i'_0 est positif ou négatif suivant que ω est supérieur ou inférieur à $\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$. C'est le signe de i'_0 qui donne la nature des commutations à réaliser ;
- Que la tension u_C et le courant i' ont une allure sinusoïdale si ω est voisine de $\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$. C'est d'autant plus net que ζ est plus faible ;
- Que les amplitudes de u_C et de i' diminuent lorsque ω s'écarte de $\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$

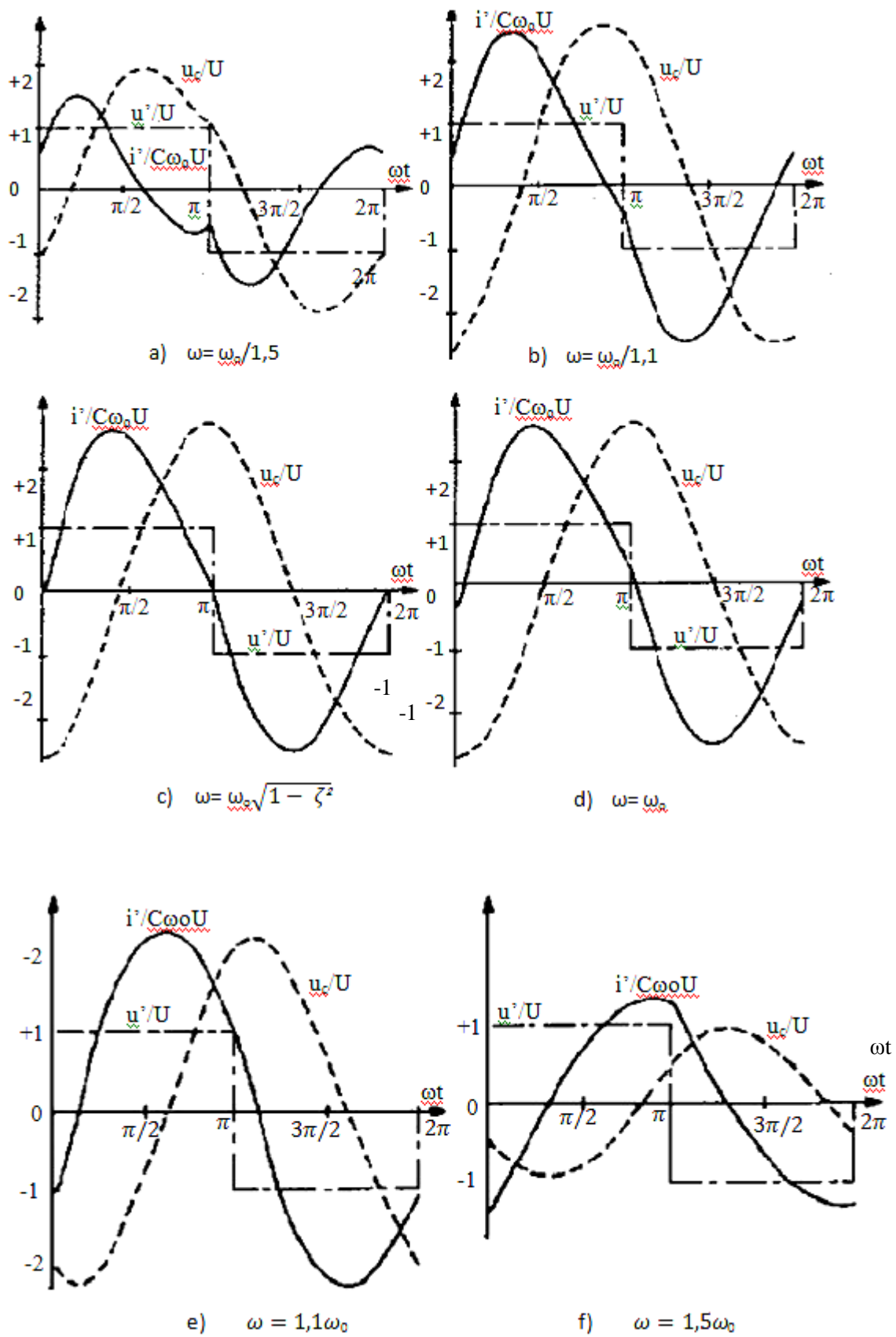


Figure 3.4

- REMARQUES

Pour que le courant i' et la tension u_c aient des formes d'ondes voisines de la sinusoïdes, il faut que le coefficient de surtension du récepteur R,L à la pulsation ω_0 soit élevé ; en effet

$$\frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{2\zeta} \quad (3.24)$$

- La condition $\omega = \omega_0\sqrt{1 - \zeta^2}$ correspond à l'égalité entre la pseudo-période de i' de la période de u' .

Si $\omega_0\sqrt{1 - \zeta^2}$ égale $k\omega$, avec k égal à 2,3,..., i' est encore nul. La relation (3.18) est encore utilisable mais i' décrit k pseudo-alternances pendant chaque alternance de u' :

- On est très éloigné de la forme d'onde quasi-sinusoïdale de même pulsation que u' que l'on désirait ;
- Le courant i' passe par zéro k fois par alternance de la tension u' . Si les interrupteurs sont commandés à la même fréquence que u' , la conduction devient discontinue.

D'ordinaire on considère $(\omega_0\sqrt{1 - \zeta^2})/2$ comme la valeur minimale de ω donnant un fonctionnement normale.

3.2.3.b Methode du premier harmonique

L'onduleur impose la tension u' aux bornes du circuit oscillant. Du développement en série de u' . On peut passer à la valeur du fondamentale et des harmoniques des diverses autres grandeurs et en deduire :

- Quelles autres grandeurs on peut confondre avec leurs fondamentaux,
- Dans quelles conditions cette approximation est acceptable.

La tension u' a pour développement en série

$$u' = U'_1\sqrt{2}\sin\omega t + U'_3\sqrt{2}\sin 3\omega t + \dots + U'_n\sqrt{2}\sin n \omega t + \dots,$$

$$\text{avec } U'_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_S \text{ et } U'_n = \frac{U'_1}{n}$$

Le fondamental du courant i' a pour valeur efficace :

$$I'_1 = \frac{U'_1}{\sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}} \quad (3.25)$$

Il est déphasé en arrière du fondamental de u' d'un angle de φ_1 , tel que

$$tg\varphi_1 = \frac{1}{R} \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \quad (3.26)$$

Les fondamentaux u_{c_1} et u_{RL_1} , des tensions u_C aux bornes de C et u_{RL} aux bornes de l'ensemble R, L ont pour valeurs efficaces :

$$U_{c_1} = \frac{U'_1}{C\omega \sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}} ; U_{RL_1} = U'_1 \sqrt{\frac{R^2 + L^2\omega^2}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}} \quad (3.27)$$

Si dans les expressions de I'_1 , φ_1 , U_{c_1} et U_{RL_1} on met en évidence F/F_0 et ζ , elles

Deviennent

$$I'_1 = \frac{2\pi C F U'_1}{\sqrt{4\zeta^2 + \left(\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F}\right)^2}} \quad (3.28)$$

$$tg\varphi_1 = \frac{1}{2\zeta} \left(\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F} \right) \quad (3.29)$$

$$U_{c_1} = \frac{\omega_0}{\omega} \frac{U'_1}{\sqrt{4\zeta^2 + \left(\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F}\right)^2}} \quad (3.30)$$

$$U_{RL_1} = U'_1 \sqrt{\frac{4\zeta^2 + \left(\frac{F}{F_0}\right)^2}{4\zeta^2 + \left(\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F}\right)^2}} \quad (3.31)$$

- La figure 3-4 montre, pour quelques valeurs de ζ , les variations de $I'_1/C\omega U'_1$, de φ_1 , de U_{c_1}/U'_1 et de U_{RL_1}/U'_1 en fonction de ω/ω_0 . Elles donnent aussi

$I'_n/C\omega_0U'_n$, φ_n , U_{C_n}/U'_n à condition de lire ces rapports ou cet angle pour $n\omega/\omega_0$.

- Courant : si ω/ω_0 est voisin de l'unité, le rapport $I'_1/C\omega U'_1$ est voisin de $1/2\zeta$; le rapport I'_n/U'_n pour les divers harmoniques diffère peu de $1/nL\omega$ et dépend donc peu de ζ . confondre i' avec son fondamental est d'autant plus légitime que $I'_1/C\omega U'_1$ est plus grand, c'est-à-dire que ζ est plus faible et ω/ω_0 plus voisin de l'unité.

A valeur de $I'_1/C\omega U'_1$ donnée, l'approximation du " premier harmonique " est meilleur si ω/ω_0 est supérieur à l'unité que s'il est inférieur à l'unité. Dans le premier cas, les valeurs relatives $n\omega/\omega_0$ des pulsations harmoniques sont plus grandes.

-Phase : Le circuit R , L ,C est capacitif pour ω/ω_0 inférieur à l'unité, inductif pour ω/ω_0 supérieur à 1. L'inversion de phase est d'autant plus grand rapide que ζ est plus faible.

-Tension aux bornes de C : Si ω/ω_0 est voisin de l'unité, le rapport U_{C_n}/U'_n pour les harmoniques diffère peu de $(\omega_0/n\omega)^2$. L'hypothèse du premier harmonique, si ω/ω_0 est voisin de l'unité et ζ faible , est encore plus légitime pour la tension u_c que pour le courant i' , surtout si ω/ω_0 est supérieur à l'unité.

-Tension aux bornes de R,L : Le rapport U_{RL_n}/U'_n donnant la valeur des harmoniques de la tension aux bornes de la charge R, L tend vers l'unité quand $n\omega/\omega_0$ croit. On ne saurait confondre cette tension avec son fondamental puisque c'est dans u_{RL} que se trouve les discontinuités de la tension u' .

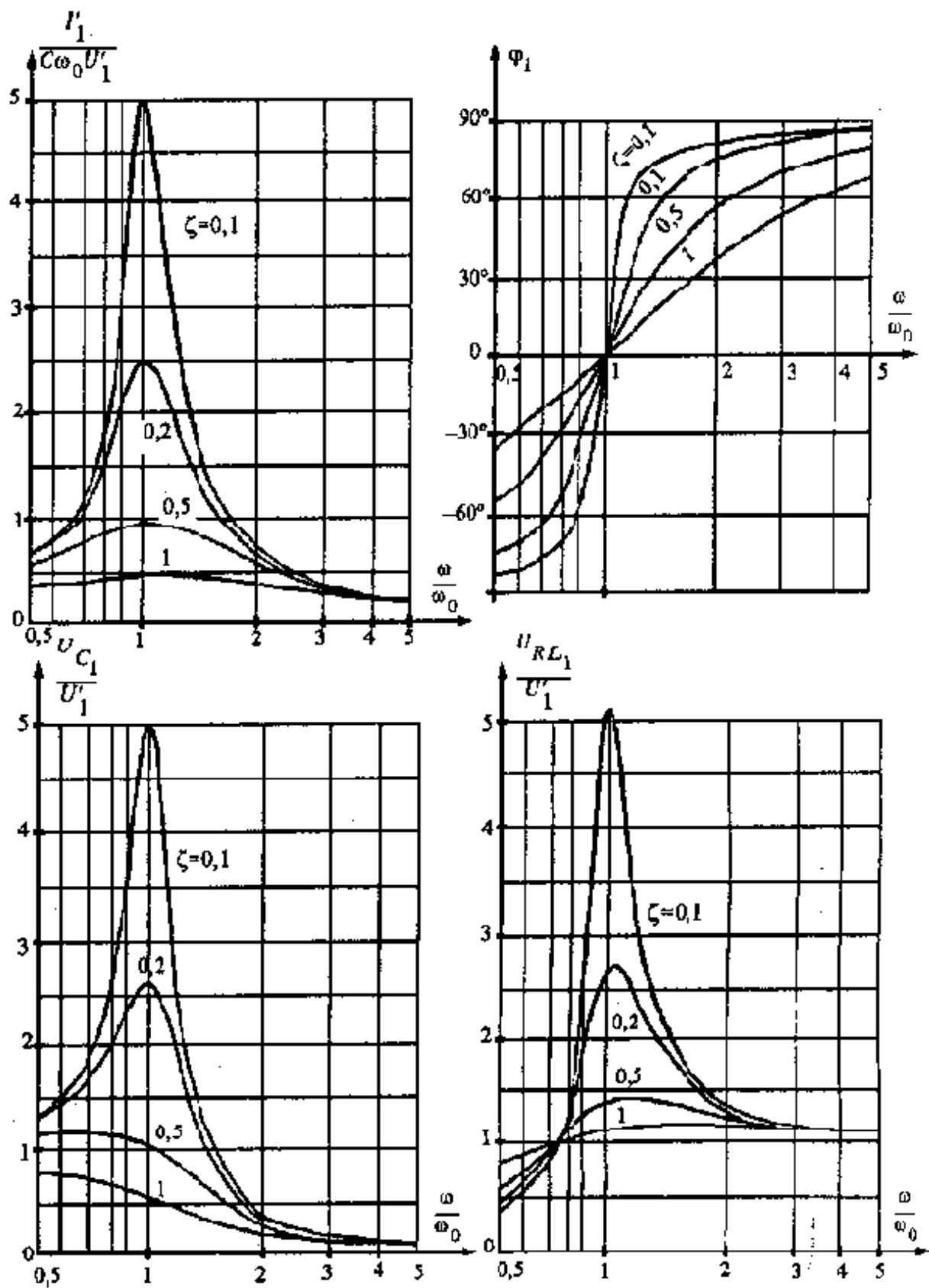


Figure 3.5

3.2.4 Fonctionnement et commande de l'onduleur :

Comme pour tous les onduleurs de tension, les interrupteurs de l'onduleur série sont formés de semi-conducteur commandés avec des diodes en parallèle inverse. La *figure 3.5* rappelle le schéma de l'onduleur de tension en pont complet.

L'onduleur est piloté par la charge de façon à ce que celle-ci apparaisse soit comme toujours capacitive, soit comme toujours inductive, ce qui permet d'utiliser des semi-conducteurs commandés seulement à la fermeture ou seulement à l'ouverture.

3.2.4.a Fonctionnement sur charge capacitive ($F < F_0$) :

Si l'on maintient toujours ω inférieur à ω_0 (ou plus précisément à $\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$), la charge est toujours capacitive : on peut utiliser des semi-conducteurs commandés seulement à la fermeture, des thyristors par exemple.

La *figure 3.6* montre le pilotage de l'onduleur par la charge. Le retard à l'amorçage des interrupteurs commandés est compté par rapport aux passages par zéro du courant i' :

Le passage de i' d'une valeur positive à une valeur négative, pour $t = t_1$, sert de référence pour la fermeture de TC_2 et TC'_1 à l'instant $t = T/2$;

L'autre passage de i' par zéro, pour $t = t_1 + T/2$, sert de référence pour la fermeture de TC_1 et TC'_2 à l'instant $t = T$.

Plus on augmente le retard, $T/2 - t_1$ entre les passages par zéro de i' et les ordres de fermeture, plus la fréquence diminue, plus on s'écarte de la résonance : à valeur données de R, L, C , les diverses valeurs relatives aux grandeurs de sortie (Courant i' , tensions u_c et u_{RL}) diminuent.

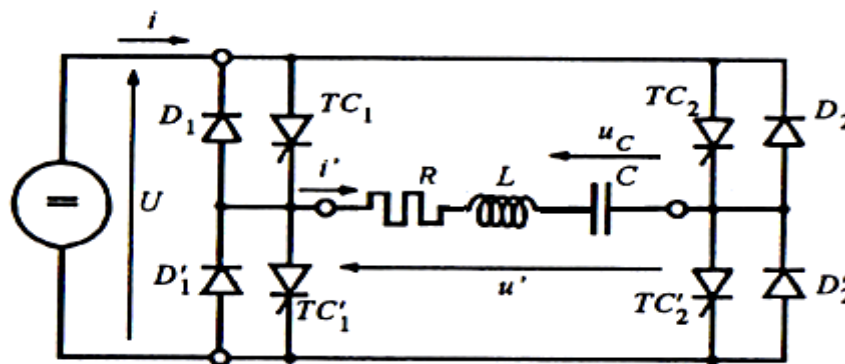


Figure 3.6

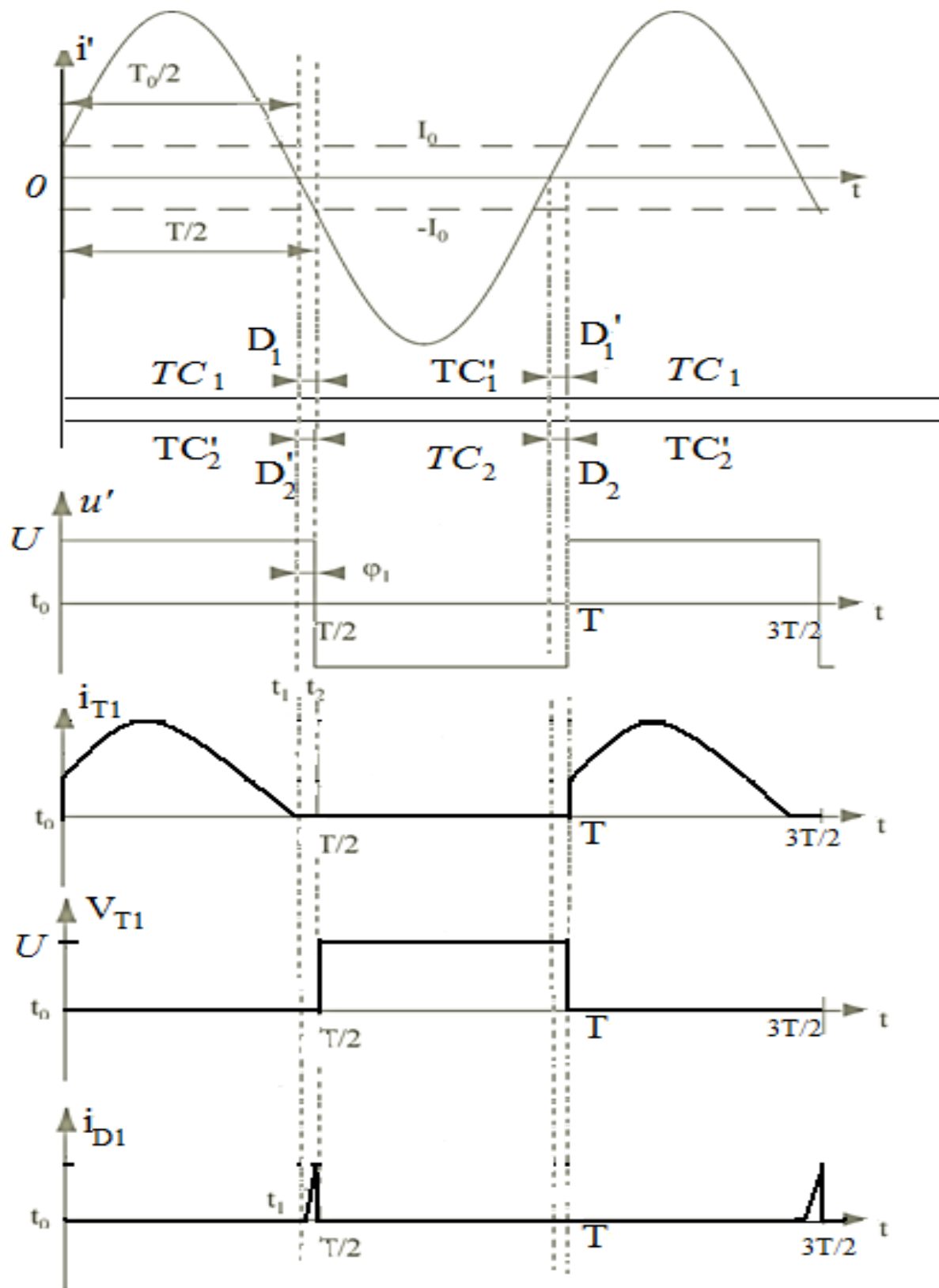


Figure 3.7

3.2.4.b Fonctionnement sur charge inductive ($F < F_0$) :

Si l'on maintient toujours ω supérieur à $\omega_0\sqrt{1 - \zeta^2}$, la charge est toujours inductive :

on peut utiliser des semi-conducteurs commandés seulement à l'ouverture, donc utilisés en thyristor duaux.

La commande des blocages est fixée à partir des passages par zéro du courant i' :

- Le passage de i' d'une valeur négative à une valeur positive, pour $t = t_1$, donc l'entrée spontanée en conduction TC_1 et TC'_2 , sert de référence pour l'ouverture commandée de ces semi-conducteurs à l'instant $t = T/2$;
- Le début de la conduction de TC_1 et TC'_2 pour $t = t_1 + T/2$ sert de référence pour la commande de leur blocage pour $t = T$

Plus on abrège l'intervalle de conduction, $T/2 - t_1$, des semi-conducteurs commandés, plus la fréquence de fonctionnement de l'onduleur augmente, plus on s'écarte de la résonance : le courant i' , les tensions u_c et u_{RL} diminuent.

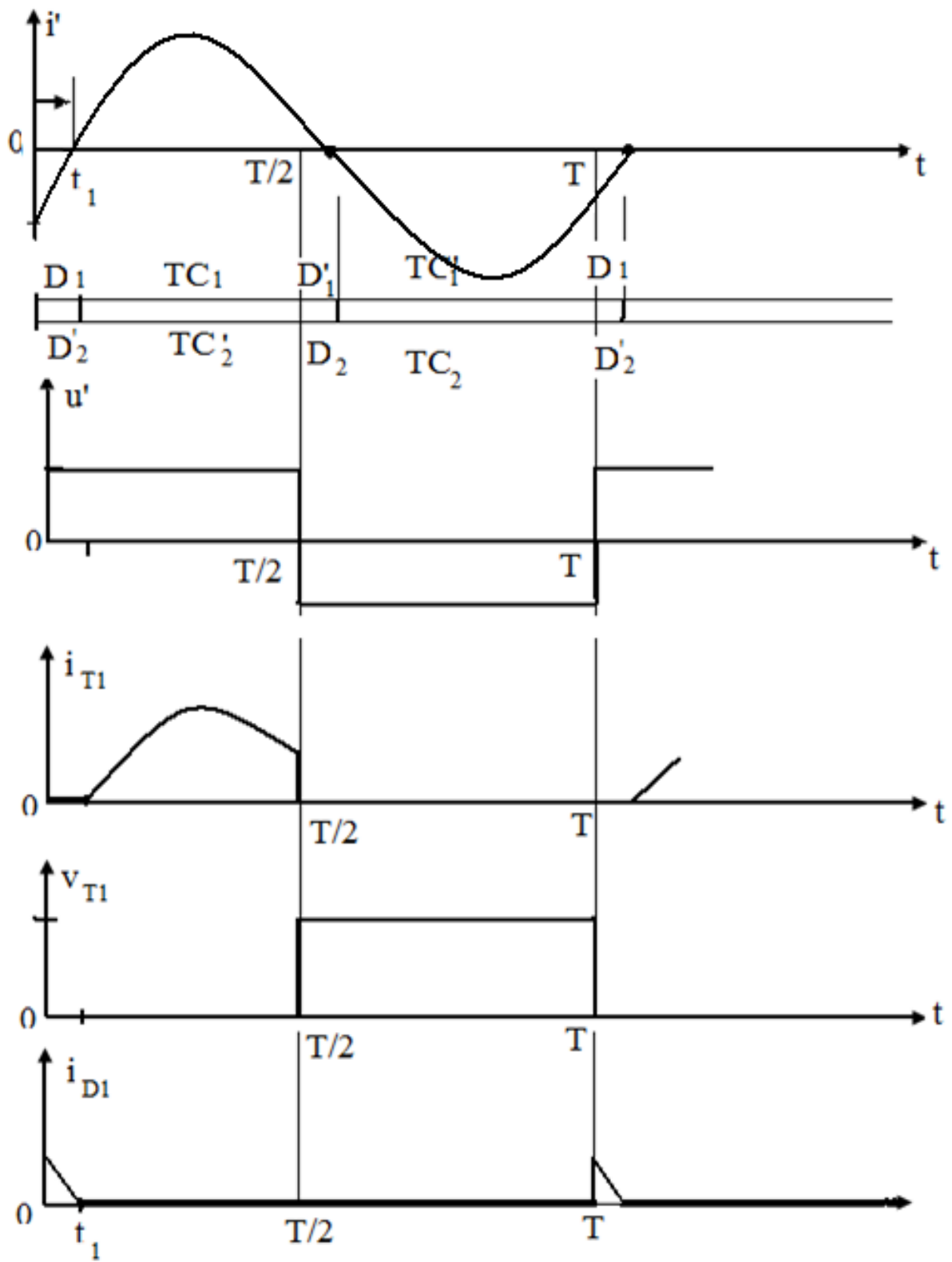


Figure 3.8

figure II-7

Examinons les deux modes de commande de l'onduleur.

3.2.5 Commande décalée :

La fréquence F de la commande, constante, est égale à la fréquence propre F_0 du dipôle de charge. Le décalage $\delta = \beta T/2$ entre les deux demi-ponts peut varier entre 0 et $T/2$, le décalage relatif β entre 0 et 1. Le courant $i'(t)$, pratiquement sinusoïdal sera assimilé à son fondamental $i'_1(t)$, il est en phase avec le fondamental de $u_1(t)$ de la tension $u(t)$ comme le montre le diagramme de la *figure 3.9*.

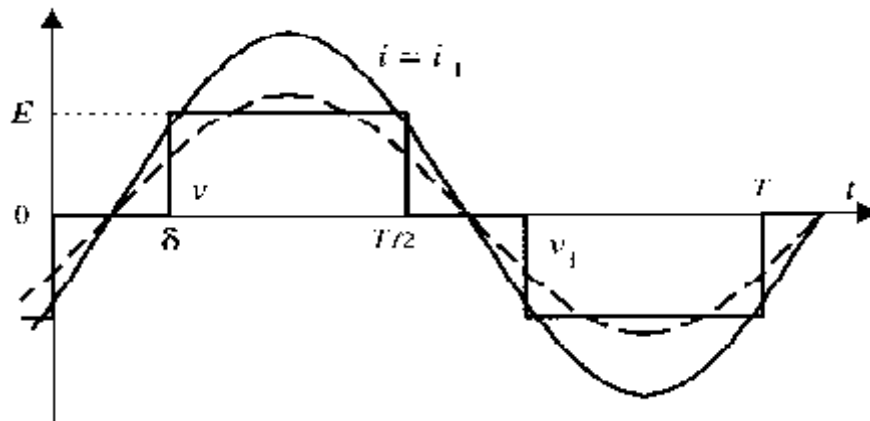


Figure 3.9 : signaux de l'onduleur à commande décalée

La valeur efficace I du courant $i(t)$ est donnée par $I = u'_1/R$ puisque la charge est résonnante.

Exprimons la valeur du courant I et la puissance en fonction de la tension d'alimentation de l'onduleur :

$$I = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{U}{R} \cos\varphi_1 = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi R} \cos\frac{\pi\beta}{2} \quad (3.32)$$

La puissance fournie par l'onduleur à la charge vaut :

$$P = u'_1 I = R I'^2 = \frac{8}{\pi^2} \frac{U^2}{R} \cos^2\varphi_1 = \frac{8}{\pi^2} \frac{U^2}{R} \cos^2\frac{\pi\beta}{2} \quad (3.33)$$

La variation du décalage relatif β entre 0 et 1 permet le réglage de la puissance dans les limites :

$$\beta \in [0; 1] \implies P \in \left[P_{\text{mini}} = 0; P_{\text{maxi}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U^2}{R} \right]$$

3.2.6 Commande simultanée :

La fréquence f de l'onduleur est variable, sans que le rapport $k = f/f_0$ s'éloigne trop de 1. Les diagrammes de la *figure 3.10* donnent quelques allures de signaux. Si la constante de temps $\tau = L/R$ reste grand vis-à-vis de la période de fonctionnement et que k est proche de 1, on peut encore assimiler le courant $i(t)$ à son fondamental.

Supposons cette hypothèse vérifiée. Le déphasage φ du courant $i(t)$ par rapport au fondamental u'_1 de la tension $u'(t)$ est donné par :

$$\text{tg}\varphi = \frac{LC\omega^2 - 1}{RC\omega}$$

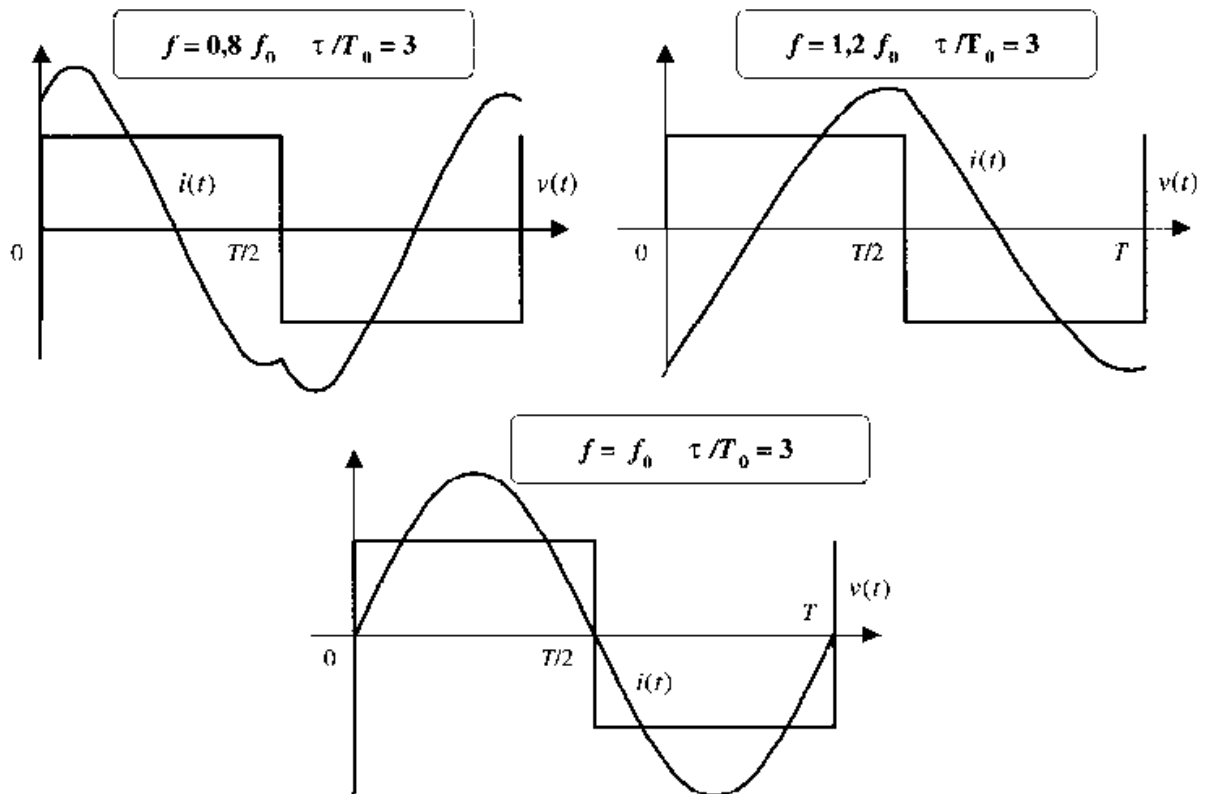


Figure 3.10 : commande simultanée, allure des signaux.

En faisant intervenir le rapport $k = \omega/\omega_0$:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{k^2 - 1}{kRC\omega_0}$$

Cette relation montre que :

-Pour $k > 1$, c'est-à-dire $f > f_0$, le déphasage φ est positif, le courant est en avance sur la tension $u_1(t)$;

-pour $k < 1$, ($f < f_0$), le déphasage est négatif, le courant est en avance sur la tension.

En admettant que le courant soit purement sinusoïdal, la puissance fournie à la charge s'exprime par :

$$P = RI^2 = \frac{RV_1^2}{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2} \quad (3.35)$$

Avec $V_1 = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi}$.

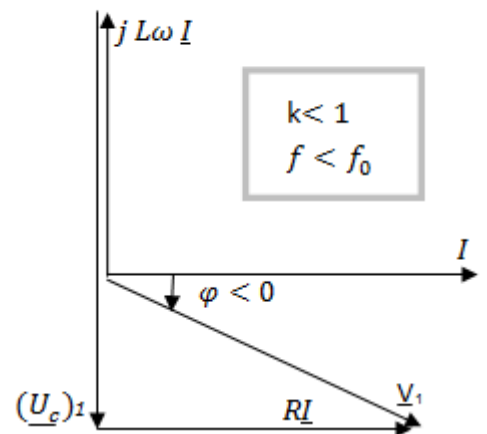
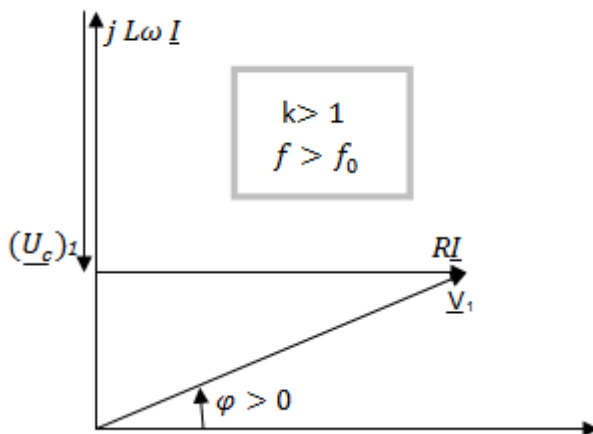


Figure 3.11 : Diagrammes d'amplitudes complexes.

La puissance est maximale lorsque $LC\omega^2 = 1$, donc $\omega = \omega_0$. On retrouve alors le fonctionnement à la puissance maximale avec :

$$P_{maxi} = \frac{8U^2}{\pi^2 R}$$

En faisant intervenir k et P_{maxi} dans la relation (3.35) :

$$P = \frac{P_{maxi}}{1 + \left(\frac{L\omega_0}{R}\right)^2 * \left(k - \frac{1}{k}\right)^2}$$

La puissance est réglée par l'intermédiaire de k c'est-à-dire par la fréquence de commande de l'onduleur. La courbe des variations de la puissance donnée sur la figure (3.12) est symétrique par rapport à $k = 1$.

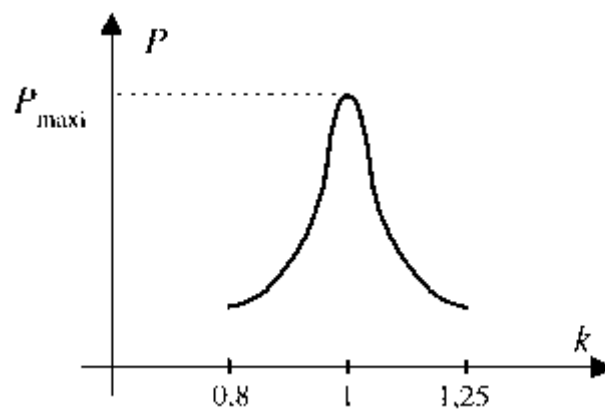


Figure 3.12 : courbe des variations de puissance

Interprétation :

On peut remarquer que les valeurs de $k > 1$ conduisent à des commutations forcées de l'onduleur qui devra être réalisé avec des transistors ou IGBT. Des thyristors peuvent être utilisés lorsque $k < 1$, les commutations sont alors naturelles. Des valeurs de k trop éloignées de 1 risquent de produire des courants $i(t)$ déformés qui, même avec des faibles valeurs de R , ne pourront plus être considérés comme sinusoïdaux.

3.2.7 Avantage de la commande décalée par rapport à la commande simultanée :

La commande décalée apparaît plus intéressante que la commande simultanée puisque dans ce dernier cas, le réglage de la puissance s'accompagne d'une distorsion plus ou moins importante du courant (surtout si la charge présente une forte résistance), toutefois, le principe de la commande décalée n'est pas transposable au triphasé, ce qui limite quelque peu son intérêt. De toute façon, la solution de l'onduleur à résonance ne peut pas être considérée comme une réponse universelle aux problèmes d'harmonique : ce type de convertisseur ne convient bien que pour des systèmes fonctionnant à fréquence fixe, avec une charge constituée d'éléments R et L parfaitement définis, comme par exemple le four à induction. Ce n'est pas le cas des moteurs asynchrones, généralement alimentés sous fréquence variable (pour une variation de vitesse) et dont les éléments, résistance et inductance équivalente, dépendent du glissement. La mise en œuvre d'un circuit résonnant ou quasi résonnant est difficile dans de telles conditions, surtout si une large plage de variation de vitesse est recherchée.

3.3 Modélisation de l'onduleur à résonance série pour $F > F_0$

La figure suivante représente la structure de base d'un convertisseur continu-continu à résonance série non réversible :

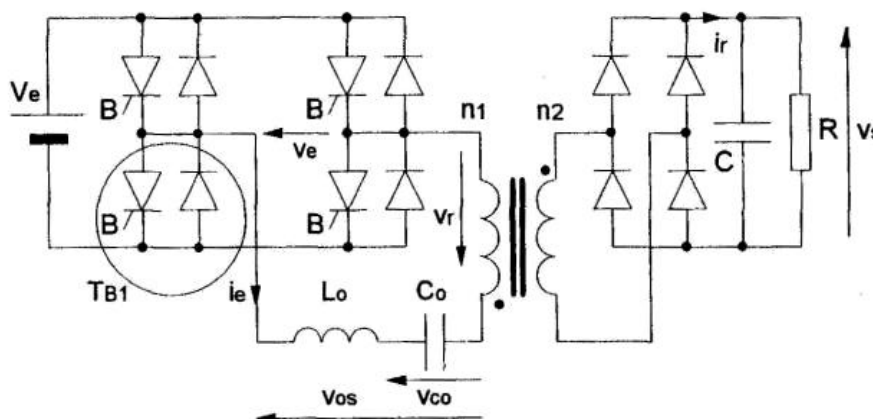


Figure 3.13 : Convertisseur à résonance série

Nous remarquons l'association de l'onduleur de tension (circuit série), mais la charge est maintenant constituée par un transformateur, un redresseur de courant à diodes et un filtre

de type « source de tension ». Compte-tenu du redresseur à diode, cette nouvelle charge se comporte, au premier harmonique comme une résistance pure. Le fonctionnement à $F > F_0$ correspond à la mise en œuvre d'interrupteurs de type thyristors-duaux (T_{B1}).

3.3.1 Fonctionnement pour $F > F_0$

Les principales formes d'ondes sont représentées sur la *figure (3.14)*. Il apparaît que la période de fonctionnement est divisée en quatre intervalles déterminés par le déphasage entre la tension v_e , issue de l'onduleur, et la tension V_R , présente en amont du redresseur.

Pour chacun des quarts intervalles, nous pouvons écrire le courant i_e dans la branche L_0C_0 et la tension V_{C0} aux bornes de C_0 sous la forme :

$$i_e = I_e \sin (\omega_0 t + \varnothing)$$

$$v_{C0} = V_0 - I_e \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos (\omega_0 t + \varnothing)$$

$$\text{Avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

Où V_0 est la tension aux bornes de l'ensemble L_0C_0 pour l'intervalle considéré.

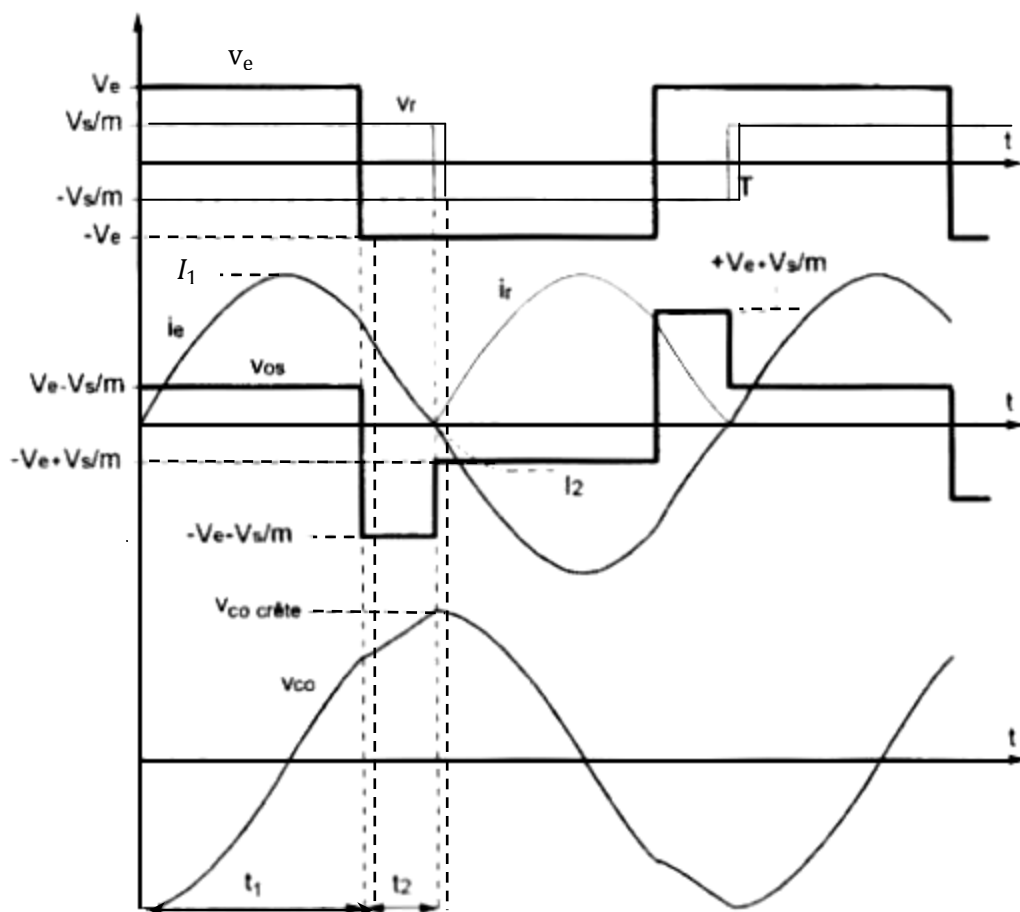


Figure 3.14 : Forme d'onde pour $F > F_0$

Soit y et x les grandeurs normalisée des expressions suivantes :

- Tension normalisée :

$$y = \frac{V_s}{mV_e}$$

- Courant normalisée

$$x = \frac{I_s}{mV_e} m^2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{mI_s}{V_e} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

- Et avec

$$q = \frac{m^2}{R} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{x}{y}$$

$$m = \frac{n_2}{n_1}$$

Après calcul nous aboutissons aux expressions suivantes :

- Dans le cas d'une formulation à partir de la résistance de charge,

$$V_s = mV_e \frac{-Q(1 + \cos\theta) + \sqrt{2Q^2(1 + \cos\theta) + (1 - \cos\theta)^2}}{1 - \cos\theta + Q^2(1 + \cos\theta)} \quad (3.36)$$

Ou :

$$Q = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m^2 F_0}{RF} = \frac{\pi F_0}{2F} \frac{x}{y} = \frac{mV_{\text{cocrête}}}{V_s}$$

Et :

$$\theta = \pi \frac{F_0}{F}$$

Ou Q est le coefficient de surtension.

- Dans le cas d'une formulation de la tension de sortie normalisée en fonction du courant normalisé,

$$y = \sqrt{1 - \frac{1 + \cos\theta}{1 - \cos\theta} \left[\theta x + \left(\frac{\theta x}{2} \right)^2 \right]} = \sqrt{1 - \left(\cotg \frac{\theta}{2} \right)^2 \left[\theta x + \left(\frac{\theta x}{2} \right)^2 \right]}$$

Ainsi nous pouvons déduire de ces différentes relations la forme des caractéristiques de sortie $V_s(I_s)$ paramétrées par la fréquence de fonctionnement. Ces caractéristiques sont plongeantes et rendent possible le fonctionnement en court-circuit.

L'expression du courant de court-circuit est donnée :

$$I_{SCC} = \frac{2V_e}{\pi m \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} \frac{F}{F_0} \left[\sqrt{\frac{2}{1 + \cos\theta}} - 1 \right] \quad (3.37)$$

Et la valeur normalisée associée :

$$x_{CC} = \frac{\pi F}{2F_0} \left[\sqrt{\frac{2}{1 + \cos\theta}} - 1 \right] = \frac{2}{\theta} \left[\frac{1}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} - 1 \right]$$

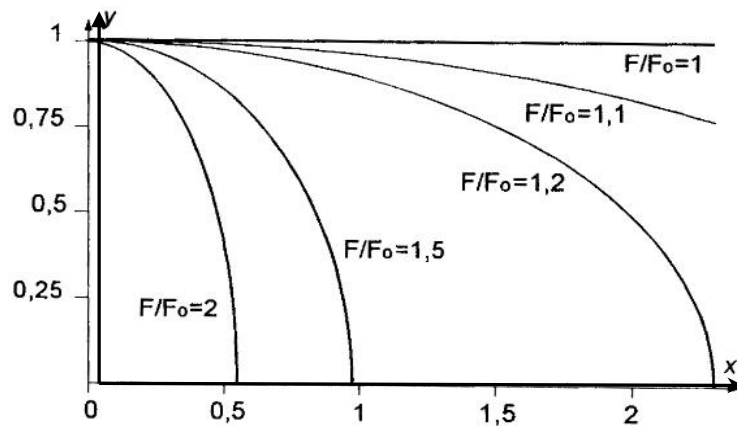


Figure 3.15 : Caractéristiques de sortie pour $F > F_0$

3.3.2 Analyse au 1^{er} harmonique

Le courant étant quasi-sinusoïdale, la puissance transmise est essentiellement portée par sa composante fondamentale. On peut donc mener une étude simplifiée au premier harmonique, sachant que l'approximation s'éloignera d'autant plus de la réalité que la fréquence de commande s'éloignera de la fréquence de résonance. Ceci revient à étudier le schéma équivalent de la figure

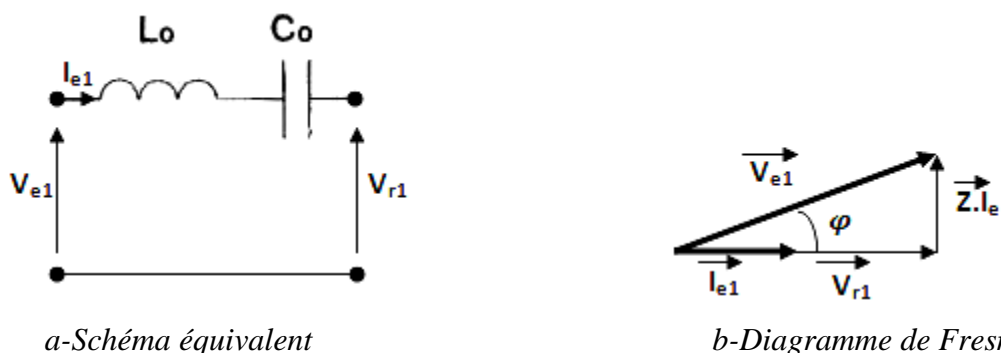


Figure 3.16

Ce schéma ne prend en compte que le premier harmonique de chacune des grandeurs repéré par l'indice 1. Nous avons donc :

$$v_{e1} = \frac{4V_e}{\pi} \sin\omega t$$

$$i_{e1} = I_{e1} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$v_{r1} = \frac{4V_e}{m\pi} \sin(\omega t - \varphi)$$

i_{e1} et v_{r1} sont en phase, du fait du fonctionnement du redresseur, et sont déphasés du même angle φ par rapport à v_{e1} . Le diagramme de Fresnel est lié au schéma équivalent dans le quel on retrouve les vecteurs \vec{V}_{e1} , \vec{I}_{e1} , \vec{V}_{r1} associés à v_{e1} , i_{e1} , v_{r1} . \bar{Z} Étant l'impédance complexe du circuit résonant qui vaut :

$$\bar{Z} = \left(L_0 \omega - \frac{1}{C_0 \omega} \right) j = \frac{L_0 C_0 \omega^2 - 1}{C_0 \omega} j = \frac{\left[\frac{F}{F_0} \right]^2 - 1}{\frac{F}{F_0}} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} j \quad (3.38)$$

Du diagramme de Fresnel on peut déduire $V_{e1}^2 = V_{r1}^2 + [Z I_{e1}]^2$.

D'autre part, la valeur du courant moyen de sortie I_S est la valeur moyenne du courant i_{e1}/m redressé, ce qui impose la relation :

$$I_S = \frac{2I_{e1}}{m\pi}$$

Soit :

$$I_{e1} = \frac{m\pi I_S}{2}$$

A partir de ces relations, on aboutit à l'équation ci-dessous :

$$\left[\frac{4V_s}{\pi} \right]^2 = \left[\frac{4V_s}{m\pi} \right]^2 + \left[\frac{\left[\frac{F}{F_0} \right]^2 - 1}{\frac{F}{F_0}} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m\pi I_S}{2} \right]^2$$

On peut exprimer alors la tension de sortie normalisée :

$$y = \sqrt{1 - \left[\frac{\pi^2}{8} \left(\frac{F}{F_0} - \frac{F_0}{F} \right) x \right]^2}$$

Et une expression du courant de court-circuit normalisé :

$$x_{cc} = \frac{8F}{\pi^2 F_0} \frac{1}{\left[\frac{F}{F_0} \right]^2 - 1} \quad (3.39)$$

3.3.3 Dimensionnement et contraintes

3.3.3.a Dimensionnement

Le dimensionnement est complexe suite à la présence du circuit résonant. Toutes fois, L_0 et C_0 peuvent être déterminés en réalisant un compromis entre la tension maximale aux bornes du condensateur de résonance, la dynamique du courant de sortie I_S et celle de la fréquence de commande. Ce compromis résulte de la nécessité de définir une zone d'utilisation du convertisseur dans un plan x, y *figure (3.17)*.

Cette zone d'utilisation est définie par les éléments caractéristiques suivants :

- La fréquence normalisée maximale $(F > F_0)_{\max}$, qui impose la limite de fonctionnement vers les faibles charges et le courant normalisé correspondant x_m ,
- La valeur maximale X_M du courant normalisé qui est associé à la puissance maximale P_M que peut délivrer le convertisseur.
- La valeur maximale de la tension normalisée $y=1$, qui est associée à P_M et qui est obtenue pour $F=F_0$.

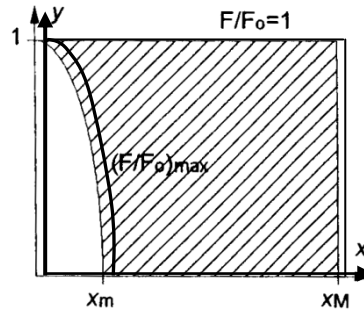


Figure 3.17 : Définition de la zone d'utilisation du convertisseur

Sachant que le facteur de surtension du circuit résonant est :

$$Q = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m^2 F_0}{RF} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{PF_0}{V_e^2 F} = \frac{mV_{\text{co crête}}}{V_s}$$

De cette expression nous déduisons, pour la résonance et à la charge maximale

$$\frac{P_M}{V_e^2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{2m(V_{\text{co crête}})_{\max}}{\pi V_s}$$

Et

$$\frac{\pi F_0}{2 F} x_M = \frac{\pi}{2} x_M = \frac{(V_{\text{co crête}})_{\max}}{V_e}$$

Avec la relation $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$, le couple L_0, C_0 est entièrement déterminé :

$$L_0 = \frac{V_e^2}{2\pi P_M F_0} x_M \quad (3.40)$$

$$C_0 = \frac{P_M}{2\pi V_e^2 F_0} \frac{1}{x_M} \quad (3.41)$$

Remarque :

- Pour minimiser la tension aux bornes des composants du circuit oscillant, il faut imposer une valeur x_M faible.
- Pour obtenir une dynamique de courant x_M/x_m importante, il faut imposer, soit une valeur de x_M importante avec une faible dynamique de fréquence $(F > F_0)_{\max}$, soit une valeur de x_m , avec une large dynamique de fréquence.

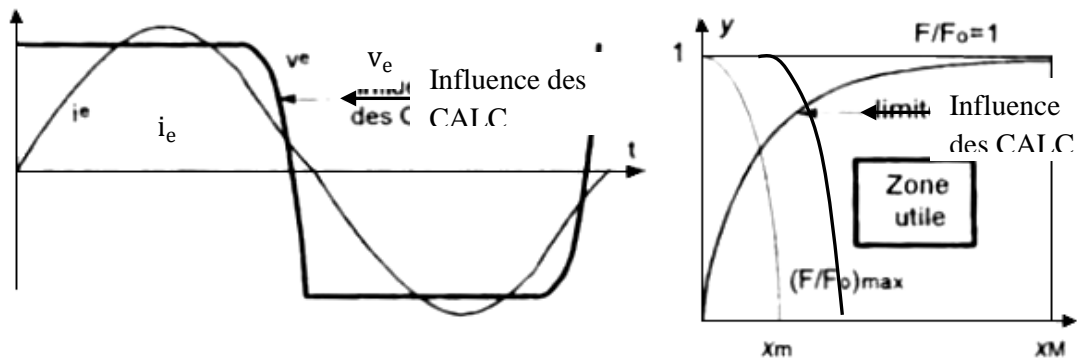
3.3.3. b Contraintes sur les composants-facteur de dimensionnement

Les contraintes sur les différents composants ne sont pas maximales pour le même point de fonctionnement. Les interrupteurs commandés et les diodes secondaires sont classiquement dimensionnés pour le régime nominal. Pour les diodes constitutives des thyristors-duaux, le régime le plus défavorable est le régime de court-circuit, pour lequel le courant dans le circuit résonant est quasiment en quadrature avec la tension.

Thyristors duaux	Diodes primaires	Diodes secondaires
$I_{Tmax} = \frac{\pi}{2} m I_S \approx \frac{\pi P_n}{2 V_e}$ $V_{Tmax} = V_e$ $F_d = \frac{\pi}{2} (P = P_n)$	$I_{Dmax} = \frac{\pi}{2} m I_S \approx \frac{\pi P_n}{2 V_e}$ $I_{Dmoy} = \frac{m I_S}{4} = \frac{P_n}{4 V_e}$ $V_{Dmax} = V_e$ $F_d = \frac{1}{4}$	$I_{Dmax} = \frac{\pi}{2} I_S$ $I_{Dmoy} = \frac{I_S}{2}$ $V_{Dmax} = V_e$ $F_d = \frac{1}{2} (P = P_n)$

3.3.4 Influence des condensateurs d'aide à la commutation(CALC)

Le circuit d'aide à la commutation d'un thyristor-dual se résume à un simple condensateur γ placé en parallèle. Dans le convertisseur à résonance, ces condensateurs interfèrent avec le circuit résonant lors des commutations voir *figure 3.18*



a-Modification de la commutation

b-Limitation dans le plan x,y

Figure 3.18

La vitesse d'évolution des tensions à leurs bornes est déterminée par le niveau de courant commuté par le thyristors-duaux.

Ces tensions doivent évoluer entre les deux niveaux extrêmes 0 et V_e , avant l'annulation du courant i_e , afin que les conditions de commutation spontanée soient remplies. Si le courant le courant commuté est insuffisant, cette évolution est incomplète et les deux thyristor-duaux

d'une cellule restent bloqués. L'onduleur s'arrête alors totalement. Si les interrupteurs ne sont pas de vrais thyristors-duaux, il ya passage en commutation commandée d'amorçage.

La condition de commutation naturelle, liée au courant de sortie, est la suivante :

$$I_s \geq \frac{2F}{\pi F_0} \frac{mV_e}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} \frac{1}{2\gamma \left(1 - \frac{V_s}{mV_e}\right)}$$

Soit en grandeur normalisée :

$$x \geq \frac{2F}{\pi F_0} \frac{1}{\frac{C_0}{2\gamma} (1 - y)}$$

Ceci se traduit, dans le plan x,y par une limite de fonctionnement qui apparaît dans la figure

3.3.5 Calcul du fonctionnement statique du convertisseur à résonance

Pour plus de facilité, nous déplacerons l'origine des temps au début de chaque phase. Ainsi quelque soit la la phase, i_e et v_{co} peuvent se mettre sous la forme :

$$i_e = I \sin(\omega_0 t + \emptyset)$$

$$v_{co} = v_{os} - I \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\omega_0 t + \emptyset)$$

Avec :

- i_e , courant dans la branche $L_0 C_0$,
- v_{co} , tension aux bornes du condensateur,
- v_{os} , tension aux bornes de l'ensemble $L_0 C_0$.

Pendant l'intervalle de temps t_1 :+

$i_e = I_1 \sin(\omega_0 t)$, avec I_1 , courant (maximum pendant l'intervalle t_1)

$$v_{co} = V_e - \frac{V_s}{m} - I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\omega_0 t) \quad (3.42)$$

En $t=0$:

$$i_e(0)=0$$

$$v_{co}(0) = V_e - \frac{V_s}{m} - I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

en $t=t_1$

$$i_e(t_1) = I_1 \sin \omega t_1 = I_1 \sin \emptyset_1$$

$$v_{co}(t_1) = V_e - \frac{V_s}{m} - I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\emptyset_1)$$

Pendant l'intervalle de temps t_2 :

$$i_e = I_2 \sin(\omega_0 t + \emptyset)$$

$$v_{co} = -V_e - \frac{V_s}{m} - I_2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\omega_0 t + \emptyset)$$

En $t=t_2$:

$$i_e=0 \Rightarrow i_e = I_2 \sin(\omega_0 t + \emptyset) = 0, \text{ d'où } \omega_0 t + \emptyset = -\emptyset$$

$$v_{co}(t_2) = -V_e - \frac{V_s}{m} - I_2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\omega_0 t + \emptyset) = -V_e - \frac{V_s}{m} - I_2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

La forme des signaux impose $v_{co}(t_2) = -v_{co}(0)$, ce qui conduit à :

$$-V_e - \frac{V_s}{m} - I_2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = -V_e + \frac{V_s}{m} + I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

$$\text{Soit : } -I_2 = 2 \frac{V_s}{m} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} + I_1 \quad (3.42)$$

De la même façon, en écrivant la continuité des variables d'état en $t=t_1$, nous obtenons :

$$I_1 \sin \emptyset_1 + I_2 \sin \emptyset_2 = 0 \quad (3.43)$$

$$V_e - \frac{V_s}{m} - I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\emptyset_1) = -V_e - \frac{V_s}{m} - I_2 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cos(\emptyset_2)$$

De ces deux dernières expressions, on tire :

$$I_1^2 \sin^2 \emptyset_1 = I_2^2 \sin^2 \emptyset_2 \quad \text{et} \quad I_1 \cos \emptyset_1 - I_2 \cos \emptyset_2 = 2V_e \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad (3.43)$$

Qui mènent à :

$$I_1^2 - I_2^2 = 2V_e \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} (I_1 \cos \emptyset_1 + I_2 \cos \emptyset_2)$$

Il nous est alors possible d'exprimer $\cos \emptyset_1$ et $\cos \emptyset_2$:

$$\cos \emptyset_1 = \frac{V_e^2 - \left(\frac{V_s}{m}\right)^2 - I_1 \frac{V_s}{m} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}{V_e I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} \quad \cos \emptyset_2 = \frac{V_e^2 + \left(\frac{V_s}{m}\right)^2 + I_1 \frac{V_s}{m} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}{V_e \left(2 \frac{V_s}{m} + I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right)}$$

3.3.5.a Calcul du courant moyen redressé

Le courant moyen débitant dans le réseau de sortie (RC) correspond au redressement double alternance du courant alternatif i_e/m .

$$I_{r \text{ moyen}} = \frac{2}{mT} \int_0^{t_1} I_1 \sin(\omega_0 t) dt + \frac{2}{mT} \int_0^{t_2} I_2 \sin(\omega_0 t - \emptyset_2) dt$$

$$I_{r \text{ moyen}} = \frac{2}{m\omega_0 T} I_1 (1 - \cos\theta_1) + \frac{2}{m\omega_0 T} I_2 (-1 + \cos\theta_2)$$

A partir de cette dernière relation et en utilisant les résultats précédent, nous pouvons exprimer $I_{r \text{ moyen}}$ en fonction de I_1 et V_s :

$$I_{r \text{ moyen}} = \frac{4F}{m\omega_0} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \left(I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} + \frac{V_s}{m} - V_e \right)$$

Soit finalement :

$$I_{r \text{ moyen}} = \frac{4F}{m\omega_0} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} V_{\text{co crête}} = \frac{V_s}{R} \quad (3.44)$$

Le coefficient de surtension est donné ci-dessous :

$$Q = \frac{mV_{\text{co crête}}}{V_s} = \frac{\omega_0 T \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} m^2}{4R}$$

Donc :

$$Q = \frac{\pi m^2}{2R} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{F_0}{F} \quad (3.45)$$

3.3.5.b Détermination de la tension de sortie V_s en fonction de la fréquence F de la charge R :

Soit :

$$\omega_0(t_1 + t_2) = \frac{\omega_0 T}{2} = \pi \frac{F_0}{F} = \theta$$

Et :

$$\theta = \theta_1 + \theta_2$$

D'autre part, en élevant au carré les équations 2.28 et 2.29 puis en les additionnant membres par membres, on obtient :

$$I_1^2 + I_2^2 - 2I_1 I_2 (\cos\theta_1 \cos\theta_2 - \sin\theta_1 \sin\theta_2) = \frac{4CV_e^2}{L}$$

Soit encore :

$$2I_1 I_2 \cos\theta = I_1^2 + I_2^2 - \frac{4CV_e^2}{L}$$

La relation (3.42) permet d'éliminer I_2 , d'où la relation :

$$2I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \left(2\frac{V_s}{m} + I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right) \cos\theta = 4V_e^2 - I_1^2 \frac{L_0}{C_0} - \left(2\frac{V_s}{m} + I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right)^2 \quad (3.46)$$

A partir de la relation (3.45), nous exprimons I_1 :

$$V_{\text{co crête}} = Q \frac{V_s}{m} = I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} + \frac{V_s}{m} - V_e \Rightarrow I_1 \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = (Q - 1) \frac{V_s}{m} + V_e$$

De ces deux dernières relations, nous déduisons :

$$\begin{aligned} & 2 \left[(Q - 1) \frac{V_s}{m} + V_e \right] \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \left(2 \frac{V_s}{m} + (Q - 1) \frac{V_s}{m} + V_e \right) \cos \theta \\ &= 4V_e^2 - \left[(Q - 1) \frac{V_s}{m} + V_e \right]^2 - \left(2 \frac{V_s}{m} + (Q - 1) \frac{V_s}{m} + V_e \right)^2 \end{aligned}$$

Soit, finalement :

$$\left(\frac{V_s}{mV_e} \right)^2 [(Q^2 - 1) \cos \theta + (Q^2 + 1)] + \frac{2V_s}{mV_e} Q(\cos \theta + 1) + (\cos \theta - 1) = 0 \quad (3.47)$$

Cette équation est du second degré en V_s . Nous n'en retiendrons que les solutions positives :

Ou :

$$\Delta' = [2Q^2(1 + \cos \theta) + (1 - \cos \theta)^2]$$

Donc

$$y = \frac{V_s}{mV_e} = \frac{-Q(1 + \cos \theta) + \sqrt{2Q^2(1 + \cos \theta) + (1 - \cos \theta)^2}}{Q^2(1 + \cos \theta) + (1 - \cos \theta)} \quad (3.48)$$

La tension de sortie peut être exprimée directement en fonction du courant de sortie. Celui-ci s'exprime en valeur normalisée par :

$$x = \frac{mI_s}{V_e} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

Le coefficient de surtension Q peut s'écrire en fonction de x et y

$$Q = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m^2 F_0}{RF} = \frac{\pi x}{2Fy} = \frac{\theta x}{2y}$$

En remplaçant cette expression de Q dans (3.48), nous obtenons :

$$y^2 = \left[\left(\frac{\theta x}{2y} \right)^2 \cos \theta - \cos \theta + \left(\frac{\theta x}{2y} \right)^2 + 1 \right] + 2y \frac{\theta x}{2y} (1 + \cos \theta) - (1 + \cos \theta) = 0$$

Soit finalement :

$$y = \sqrt{1 - \frac{1 + \cos \theta}{1 - \cos \theta} \left[\theta x + \left(\frac{\theta x}{2} \right)^2 \right]}$$

3.3.5.c Caractéristiques générales-avantage et inconvénients

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Courant dans les interrupteurs directement lié au courant de charge, • Aucune perte à la fermeture dans les interrupteurs, • CALC sans perte, • Commutation à faible gradient de tension • Redressement à faible gradient de courant • Bonne utilisation du transformateur : symétrie dans le plan B(H), condensateur en série (équilibre naturel), possibilité d'intégrer l'inductance de fuite dans l'inductance du circuit résonant. 	<ul style="list-style-type: none"> • Dimensionnement en courant $\frac{\pi}{2}$ fois plus importante par rapport à un convertisseur symétrique à commutation commandée, • Fonctionnement à fréquence variable, • Zone d'utilisation limitée par CALC et $(F/F_0)_{\max}$ (fonctionnement à vide difficile), • Contraintes importantes sur les composants passifs (L_0, C_0, C), • Dimensionnement et régulation délicats.

3.6 Dimensionnement des paramètres de l'onduleur & du redresseur:

3.6.1 Choix de la fréquence de commande de l'onduleur :

On choisit la fréquence de fonctionnement de l'onduleur à $F=20\text{KHz}$ et le rapport $F/F_0 = 1,1$, on trouve la fréquence de résonance $F_0=18\text{KHz}$

3.6.2 Calcul de L_0 et C_0 :

On sait que :

$$L_0 = \frac{V_e^2}{2\pi P_M F_0} X_M$$

$$C_0 = \frac{P_M}{2\pi V_e^2 F_0} \frac{1}{X_M}$$

En calculant et limitant la puissance moyenne maximale et la zone de fonctionnement nous obtenons les résultats suivants :

$$X_M=2 \text{ et } Y_M=0,8125$$

$$P_M = V_{s\text{ moy}} I_{s\text{ moy}} = 48 * 2 = 96\text{W}$$

D'où :

$$\begin{cases} L_0 = 29.47 \text{ mH} \\ C_0 = 2.65 \text{ nF} \end{cases}$$

3.6.3 Calcul du coefficient de transformation m :

En utilisant le diagramme de Fresnel (*figure 3.16-b*)

On peut déduire :

$$V_{e1}^2 = V_{r1}^2 + [Z I_{e1}]^2$$

$$\text{et } I_{e1} = \frac{m\pi I_s}{2}$$

A partir de ces relations, on aboutit à l'équation ci-dessous :

$$\left[\frac{4V_e}{\pi} \right]^2 = \left[\frac{4V_s}{m\pi} \right]^2 + \left[\frac{\left[\frac{F}{F_0} \right]^2 - 1}{\frac{F}{F_0}} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m\pi I_s}{2} \right]^2 \quad (3.49)$$

A partir de l'équation (3.49), on aboutit à une équation du second ordre suivant

$$x^2 - 6,5 \cdot 10^{-2} x + 9,35 \cdot 10^{-4} = 0$$

En posant :

$$x = m^2,$$

Et sachant que : $V_e = 400\text{V}$, $V_s = 48\text{V}$, $I_s = 2\text{A}$

On obtient le discriminant $\Delta = 4,85 \cdot 10^{-4}$

Comme $\Delta > 0$ on obtient deux racines réelles qui sont :

$$\begin{cases} x_1 = 0,0215 \\ x_2 = 0,0435 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} m_1 = 0,146 \\ m_2 = 0,208 \end{cases}$$

On choisit

$$m = 0.146$$

3.6.4 Calcul du courant de court-circuit :

On sait que :

$$I_{SCC} = \frac{V_e}{m \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} x_{cc}$$

Sachant que

$$x_{cc} = \frac{2F}{\pi F_0} \left[\sqrt{\frac{2}{1 + \cos\theta}} - 1 \right]$$

Et que :

$$\theta = \pi \frac{F_0}{F}$$

on trouve :

$$x_{cc} = 3,808$$

D'où :

$$I_{SCC} = 3,13A$$

4.6.5 Calcul de $(V_{co\ crête})_{max}$, facteur du surtension Q et la résistance apparente R du circuit raisonnant :

$$Q = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m^2 F_0}{RF} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{PF_0}{V_e^2 F} = \frac{mV_{co\ crête}}{V_S}$$

A la raisonance et à charge maximale, nous avons :

$$\frac{P_M}{V_e^2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{2m(V_{co\ crête})_{max}}{\pi V_S}$$

D'où :

$$(V_{co\ crête})_{max} = \frac{\pi V_S P_M}{2m V_e^2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

$$(V_{co\ crête})_{max} = 1033V$$

Et :

$$(V_{co\ crête})_{eff} = 730V$$

Ainsi nous obtenons :

$$Q = 3,142$$

Et :

$$R = \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{m^2 F_0}{QF}$$

$$R = 32 \Omega$$

Remarque :

La résistance R est considérée comme apparente et non dissipative.

4.6.6 Contrainte sur les composants :

Interrupteurs	Diodes primaires	Diodes secondaires
$I_{Tmax} = \frac{\pi}{2} m I_s = 0,45A$ $V_{Tmax} = V_e = 400V$ $F_d = \frac{\pi}{2} (P = P_n)$	$I_{Dmax} = \frac{\pi}{2} m I_s = 0,45A$ $I_{Dmoy} = \frac{m I_s}{4} = 0,073A$ $V_{Dmax} = V_e = 400V$ $F_d = \frac{1}{4}$	$I_{Dmax} = \frac{\pi}{2} I_s = 3,14A$ $I_{Dmoy} = \frac{I_s}{2} = 1A$ $V_{Dmax} = V_e = 400V$ $F_d = \frac{1}{2} (P = P_n)$

4.6.7 Calcul de la CALC :

On à :

$$I_s \geq \frac{2F}{\pi F_0} \frac{m V_e}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} \frac{1}{2\gamma \left(1 - \frac{V_s}{m V_e}\right)}$$

D'où :

$$\gamma \leq \frac{1}{2} \frac{C_0}{\frac{2F}{\pi F_0} \frac{m V_e}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} \frac{1}{I_s \left(1 - \frac{V_s}{m V_e}\right)}}$$

Alors :

$$\gamma \leq 38 \text{ nF}$$

3.7 Conclusion :

L'étude opérée sur le convertisseur à résonance montre l'intérêt du mode en fonctionnement à $F > F_0$ au sein de la famille des convertisseurs à résonance alimenté en tension. Les interrupteurs doivent être réalisés et commandés pour fonctionner véritablement en thyristor-duals. Ce mode apporte un élément positif dont l'importance est considérable ; dans la fonction thyristor-dual, la diode offre un recouvrement dans des conditions idéales c'est-à-dire tension nulle.

Les convertisseurs répondant le plus efficacement à un besoin en fort couple de puissance-fréquence sont certainement ceux commandés à $F > F_0$.

L'équipe qui a le plus fortement contribué à développer de tels dispositifs jusqu'à l'industrialisation, est celle du LEEI de Toulouse.

Conclusion générale

La première fonction importante de l'électronique de puissance dans les réseaux de distribution a été l'alimentation des charges électriques avec une double vision : l'adaptation de la tension du réseau aux caractéristiques des différentes charges connectées et le contrôle et l'optimisation du fonctionnement des charges via le transfert d'énergie entre le réseau et la charge.

Ces alimentations doivent assurer l'isolement galvanique et réguler les tensions de sortie en fonction de la charge. Elles fonctionnent en commutation « naturelle », permettant ainsi de répondre à des cahiers des charges sévères, notamment dans le domaine des puissances ou fréquence élevées.

Dans le cadre de notre projet, nous sommes partis d'un cahier de charge de 230V, 50Hz (secteur) à une charge de 48V, 2A (vers l'utilisation) la topologie utilisé est la mise en cascade du redresseur à absorption sinusoïdale de courant (Redresseur monophasé à pont diodes + Hacheur Boost) et l'onduleur à résonance + redresseur.

Une attention particulière à été porter sur la qualité de l'énergie électrique, a permis de faire un bref survol de la problématique liée à la pollution harmonique sur les réseaux de distribution électrique ainsi que des différents moyens de mitigation utilisés.

Pour finaliser notre travail, il sera intéressant de le reprendre à partir de l'étude que nous avons faite, puis élaborer des modèles mathématiques pour chacun des blocs, en vu de simuler l'ensemble en faisant varier les paramètres, afin d'optimiser les performances de l'ensemble (rendement, fluctuation, spectre, compatibilité électromagnétique). Ensuite dimensionner l'alimentation à découpage, de telle sorte qu'elle réponde à un cahier des charges souhaité et conforme aux normes CEI.

Bibliographies

[1] J. LAROCHE

« Electronique de puissance »

Convertisseur cours.

Edition DUNOD.

[2] Documents Internet :

- Cahier technique Schneider Electrique n° 199 et 202.
- Revue e-EEEA Médiathèque

« Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance »

C.GLAIZ

- Alain CUNIERE, Lycée Pierre de Coubertin.

« Etude et Simulation d'une alimentation AC/DC à absorption sinusoïdale de courant »

[3] HABAREK.DJ, GHEMDANE .O

GHERMAN.H

« Etude d'un redresseur à absorption sinusoïdal »

Mémoire de fin d'études pour thèse d'ingénieur UTO 2003.

[4] Mr Challal

« Cours d'électronique de puissance 4^{ème} année ingénieur »

[5] Jean-paul Ferrieux, François Forest

« Alimentations à découpage, convertisseur à résonance. Principes, composants, modélisation ». 3^{ème} Edition

[6] T. WILDI

« Electrotechnique », 4^{ème} Edition

[7] G. SEGUIER

« Etude d'un convertisseur Alternatif-Continu », 2^{ème} Edition

[8] G. SEGUIER

« Etude d'un convertisseur continu-alternatif », 2^{ème} Edition

[9] R. HAMRANI, R. SADOUK

« Analyse de la résultante des injections Harmoniques Générées par un ensemble d'ordinateurs »

Mémoire de fin d'études pour thèse d'ingénieur UTO 2005.

[10] EL KASSIR Fawzia

« Convertisseur de puissance à entrée universelle et à faibles pertes »

Mémoire présenté à l'école de technologie supérieur de Montréal. 21 janvier 2008