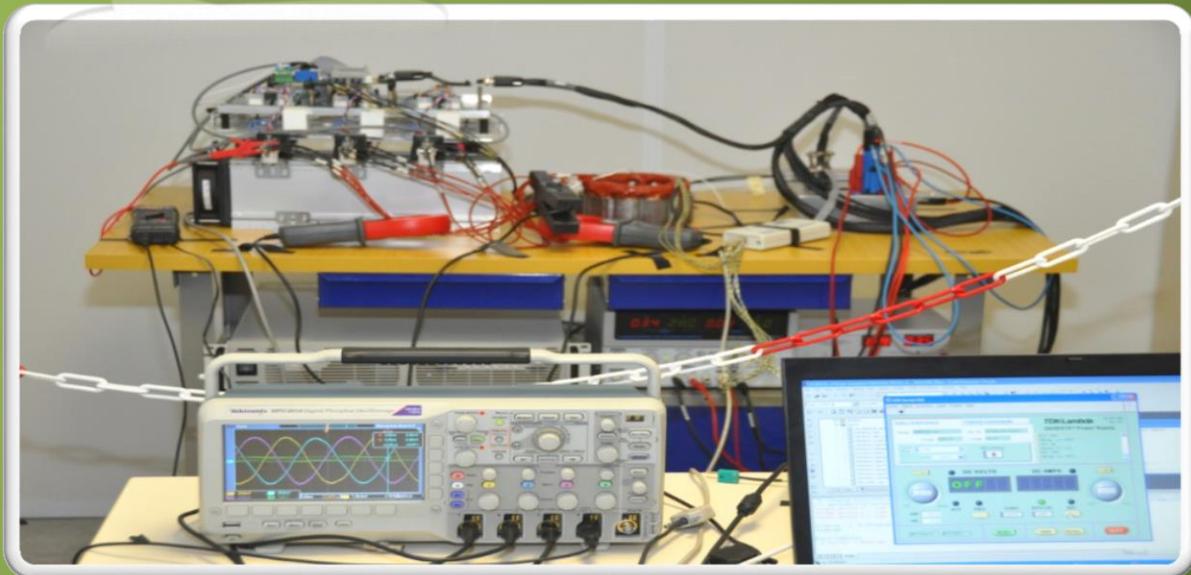


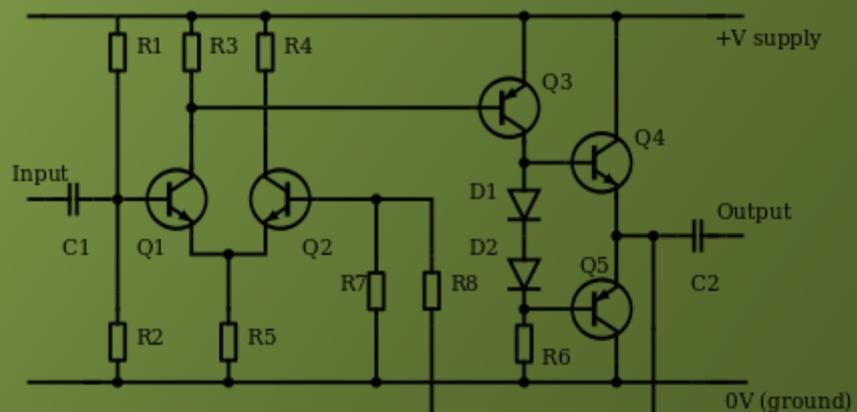


Polycopié :

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE



Présenté par : BELOUFA Abbés



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE MUSTAPHA STAMBOULI DE MASCARA
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE

Polycopié de Cours Electronique de Puissance

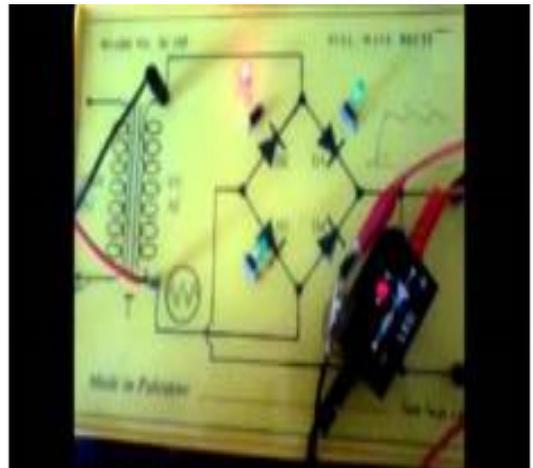
Présenté par : Dr BELOUFA Abbés

Ce cours est destiné aux étudiants de 3ème année Génie électrique
et électrotechnique

Algérie
2015



INTRODUCTION



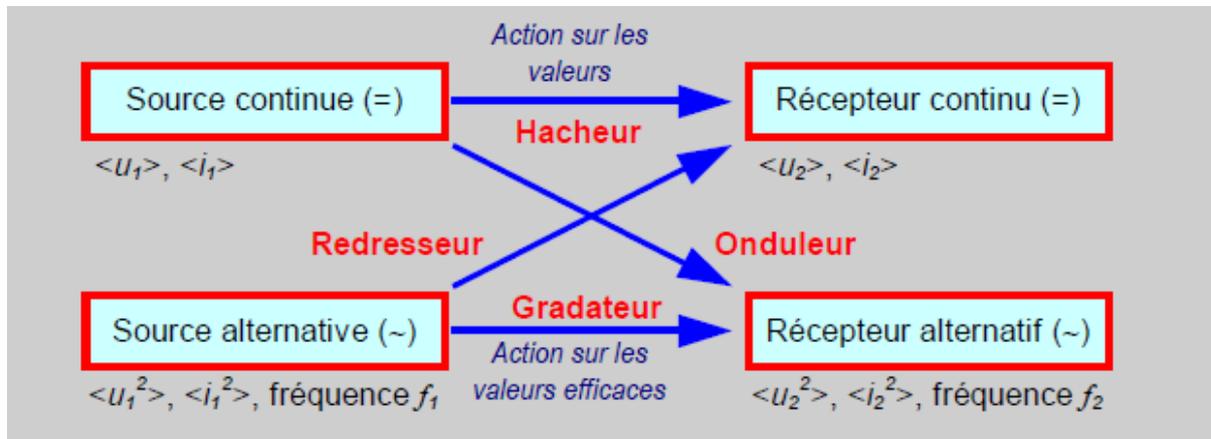


Introduction

L'électronique de puissance, que l'on devrait d'ailleurs nommer « électronique de conversion d'énergie » a moins de 50 ans. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 15 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre. Au cours de ces années la taille, le poids et le coût des convertisseurs n'ont fait que diminuer, en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques[W-1].

Un convertisseur est la transformation de l'énergie électrique disponible en une forme alternative soit sous forme continue. La charge peut nécessiter une alimentation alternative ou continue. Il existe alors quatre familles de convertisseurs qui réalisent directement l'interfaçage entre la source et la charge :

- **Alternatif** → **continu**, c'est le redresseur ;
- **Continu** → **continu**, c'est l'hacheur ;
- **Continu** → **alternatif**, c'est l'onduleur ;
- **Alternatif** → **alternatif**, c'est le gradateur.



L'électronique de puissance est une discipline qui traite de la conversion ou de l'adaptation de l'énergie. Cette énergie est souvent disposée sous deux formes:

- La forme alternative (valeur moyenne nulle)
- La forme continue (valeur moyenne différente de 0)



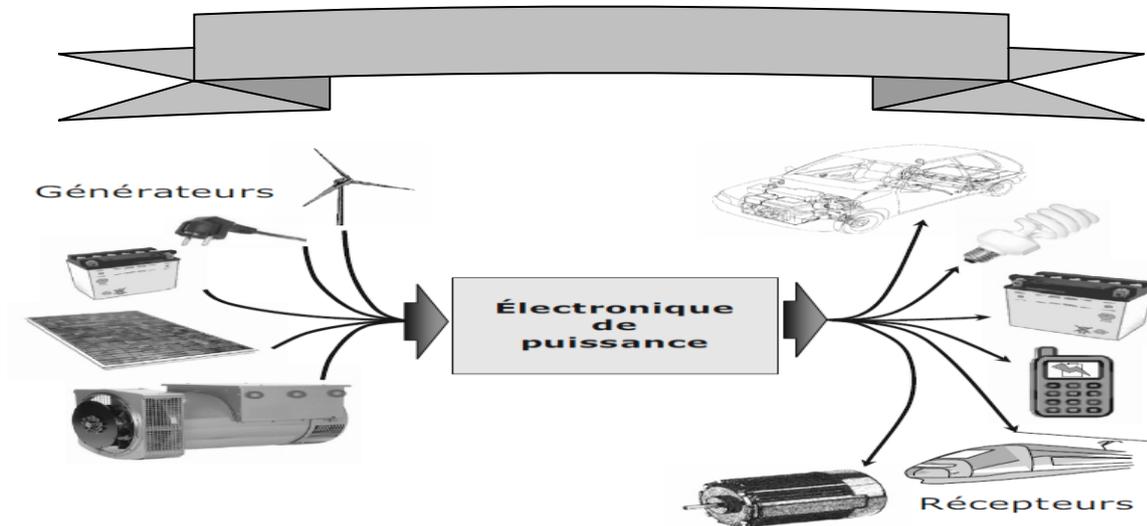


C'est une électronique de commutation : elle tire parti du fait qu'un interrupteur parfait fermé (résistance nulle, tension aux bornes nulle) ou ouvert (résistance infinie, courant traversant nul) ne dissipe aucune énergie, donc ne présente aucune perte. Lorsqu'il est associé à des éléments de filtrage passifs et purement réactifs (c.-à-d. sans aucune résistance interne), il permet théoriquement de modifier la tension et/ou le courant sans perte, donc de réaliser une conversion de tension ou de courant en conservant l'énergie.

Ce document a été développé pour servir de support de cours de la troisième année LMD de la spécialité génie électrique. Il détaille notamment la famille de convertisseurs et leurs composants utilisés dans cette famille comme commutation.

Le document est structuré en cinq chapitres qui couvrent le programme officiel d'électronique de puissance de la deuxième année LMD actuellement en génie électrique et électrotechnique.

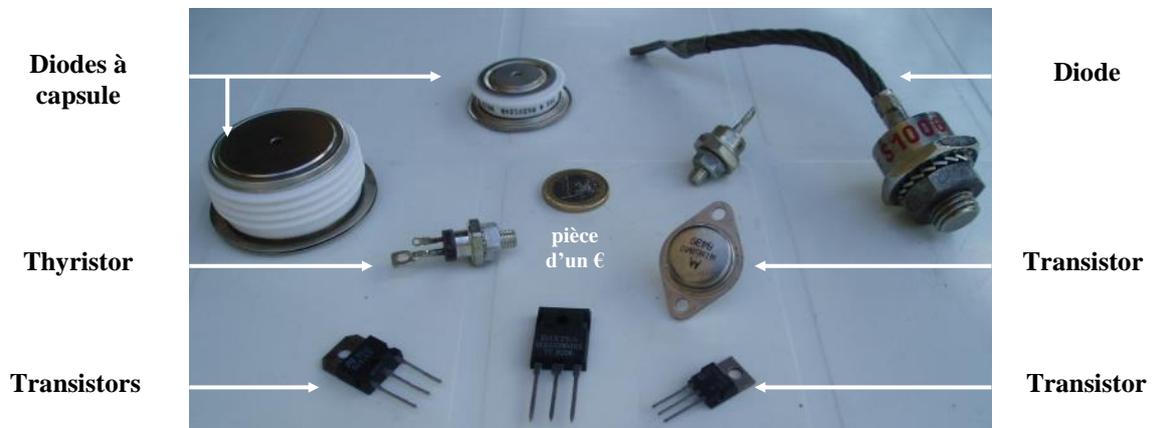
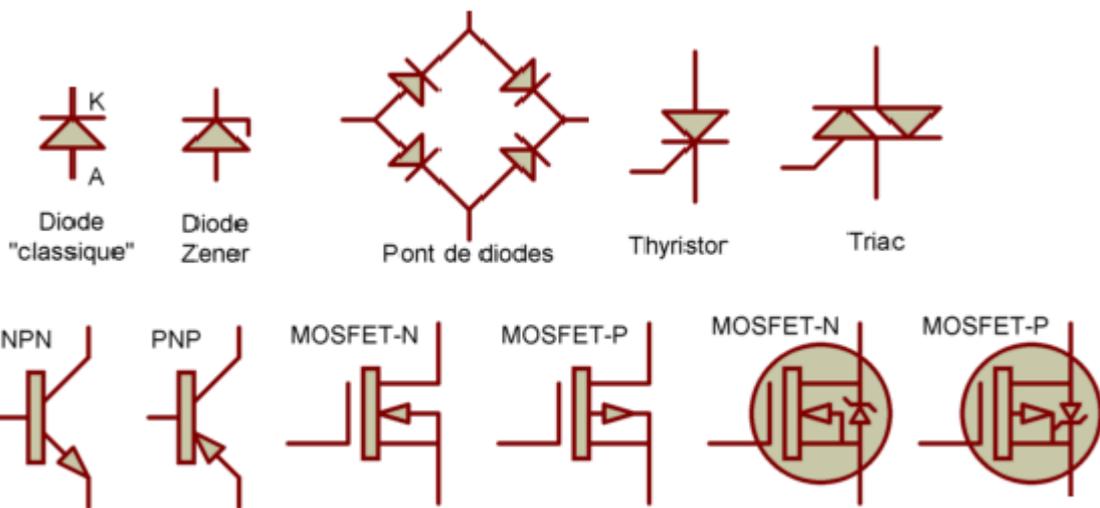
- ❖ Le premier chapitre s'intéresse à l'étude des caractéristiques statiques et dynamiques des composants utilisés en électronique de puissance. On y trouve l'étude des diodes, des thyristors, des transistors et ces dérivés.
- ❖ Le second chapitre est réservé à l'étude des redresseurs monophasés non commandés et commandés.
- ❖ Le troisième chapitre s'intéresse aux convertisseurs DC/DC appelé Hacheur et leurs types .
- ❖ Le quatrième chapitre décrit la définition des convertisseurs AC/AC (Gradateur) ,et traite leur deux phases (monophasé et triphasé).
- ❖ Le cinquième chapitre est consacré à l'étude des convertisseurs DC/AC (les onduleurs monophasé et triphasé alimentant une charge de type (R-L) ainsi que les onduleurs MLI.





LES COMPOSANTS DE BASE

Chapitre I





SOMMAIRE

I.1.	Introduction.....	7
I.2.	Diode.....	7
I.2.1.	Définition.....	7
I.2.2.	Description.....	7
I.2.3.	Caractéristique d'une diode.....	8
I.2.3.1.	Diode idéale	8
I.2.3.2.	Diode réelle	9
I.2.4.	Diodes Zener	9
I.2.5.	Diodes Schottky.....	10
I.2.6.	Principales utilisations.....	10
I.3.	Thyristor.....	11
I.3.1.	Définition.....	11
I.3.2.	Caractéristique d'un thyristor.....	12
I.3.2.1.	Thyristor réelle	12
a.	Caractéristiques d'anode IA(VAK).....	12
b.	Caractéristique inverse.....	13
I.3.2.2.	Caractéristique statique simplifiée.....	13
I.3.3.	Thyristor GTO.....	14
I.3.3.1.	Définition.....	14
I.3.3.2.	Caractéristique d'un thyristor GTO	15
I.3.3.3.	Le domaine d'application d'un thyristor GTO.....	16
I.3.4.	Triacs.....	16
I.3.4.1.	Principe de fonctionnement.....	16
I.3.4.2.	Caractéristique d'un Triac.....	17
I.3.4.3.	Applications	17
I.3.4.4.	Choix des triacs.....	18
I.4.	Les transistors BJT.....	18
I.4.1.	Définition.....	18
I.4.2.	Caractéristique statique des transistors.....	19
I.4.3.	Le transistor bipolaire à grille isolée : l'IGBT	20
I.4.3.1.	Définition	20





I.4.3.2.	Caractéristique statique des transistors.....	21
I.4.3.3.	Applications.....	22
I.4.4.	Le transistor MOSFET.....	22
I.4.4.1.	Définition	22
I.4.4.2	Caractéristique statiques.....	24
I.4.5.	Comparaison des transistors bipolaires, des MOS st des Thyristors.....	25
I.5.	Mesure de courant, tension et puissance.....	26
I.5.1.	Définition	26
I.5.1.1.	Le courant et la tension alternative.....	26
I.5.1.2.	Le courant et la tension sinusoïdale.....	26
	a. Valeurs instantanées.....	26
	b.Valeurs moyennes.....	27
	c.Valeurs efficaces.....	28
I.6.	Protection des éléments semi-conducteurs.....	32
I.6.1.	diode.....	32
I.6.1.	Protection contre les surintensités.....	32
I.6.2.	Protection en dv/dt et di/dt	32
I.6.2.	Thyristor.....	33
I.6.2.1.	Protection contre les (dv/dt) à l'état bloqué.....	33
I.6.2.2.	Protection contre les (di/dt) à la fermeture.....	33
I.6.3.	Le transistor bipolaire à grille isolée : l'IGBT.....	33
I.6.3.1	Protection contre les surtensions.....	33
I.6.3.2.	Protection contre les surintensités.....	34
I.6.3.3.	Protection contre les surchauffes	34





I.1. Introduction :

L'électronique de puissance utilise des composants semi-conducteurs pour réaliser les fonctions de commutation (interrupteurs) chargées d'adapter les tensions et les courants issus d'un réseau de distribution pour satisfaire les besoins de la charge à alimenter.

Les commutateurs non commandés sont réalisés par les diodes de puissance. Lorsque les applications nécessitent une intervention extérieure, les composants commandables entrent en jeu : parmi ceux-ci, les thyristors, les transistors de puissance bipolaires ou MOS et le transistor IGBT . Ces composants qui sont le plus souvent les éléments les plus importants d'un dispositif de puissance sont souvent utilisés en "interrupteurs » pour convertir une forme de puissance électrique en une autre. Les principales applications concernent effectivement les alimentations de puissance, le chauffage par induction (four à micro-ondes) et nombre d'applications de conversion de puissance destinées à alimenter les machines électrotechniques (moteurs, etc...). Nous proposons dans cette partie de définir ce qu'est un composant de puissance, en présentant l'ensemble des interrupteurs auxquels le concepteur peut avoir recours. Pour chacun des composants, nous présenterons : Sa définition, sa fonction, ses caractéristiques et leur application si possible [1].

I.2. La diode :

I.2.1. Définition :

La diode est un composant électronique à un dipôle passif électrique non linéaire unidirectionnel dont les bornes sont l'anode (A) et la cathode (K). Le sens de branchement de la diode a donc une importance sur le fonctionnement du circuit électronique.

I.2.2. Description :

La diode PN est la juxtaposition de deux éléments semiconducteurs de type différent. L'un des éléments a subi un dopage type P, l'autre un dopage type N. A cause des propriétés particulières des semi-conducteurs, la circulation du courant a travers la jonction ne peut s'effectuer que dans le sens $P \rightarrow N$.

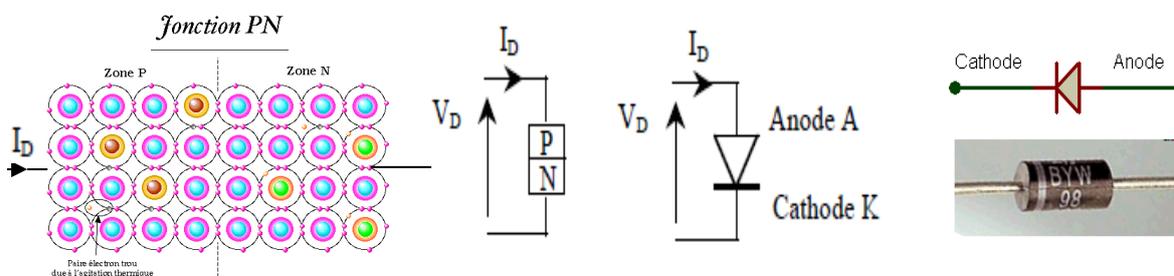


Figure I.1. (a) Diode, (b) sa décomposition, (c) leur symbole.



I.2.3. Caractéristique d'une diode :

I.2.3.1. Diode idéale :

Le comportement d'une diode peut se déduire de sa caractéristique courant - tension : Dans ce cas, on néglige la tension de seuil et la résistance interne de la diode.

En polarisation directe : si $U_A > U_K$ le circuit tend à faire passer un courant dans le sens direct c'est-à-dire de A vers K . la diode se comporte alors comme un interrupteur fermé (conductrice ou passante).

En polarisation inverse ($U_A < U_K$), le circuit applique une tension négative ou inverse à ses bornes, la diode est équivalente à un interrupteur ouvert (bloquée ou isolante).

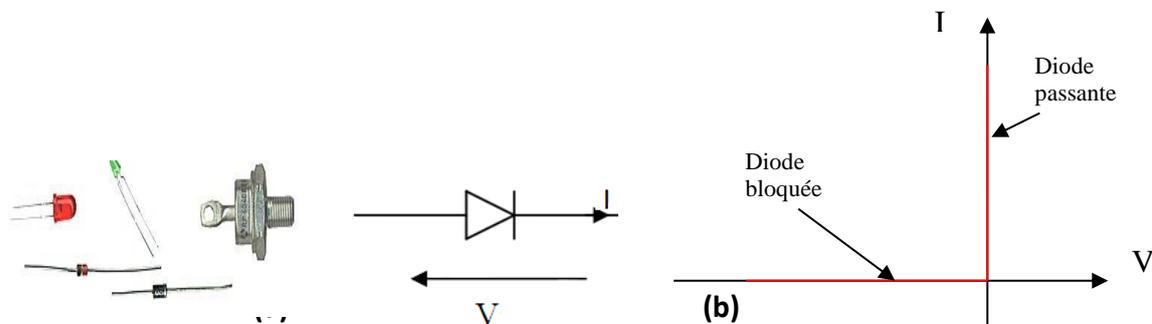


Figure I.2. Diode . (a) Symbole électrique, (b) caractéristique i-v idéalisée.

<p>Circuit de polarisation de la diode D :</p> <p>Sens DIRECT</p> <p>La diode D est passante.</p> <ul style="list-style-type: none"> • Calcul du courant I : Loi des mailles : $V_{alim} - V_D - V_R = 0$ $V_R = V_{alim} - V_D$ $I \times R = V_{alim} - V_D$ $I = \frac{V_{alim} - V_D}{R}$ 	<p>Circuit de polarisation de la diode D :</p> <p>Sens INVERSE</p> <p>La diode D est bloquée.</p> <ul style="list-style-type: none"> • La diode est polarisée en inverse. Aucun courant I ne circule. $I = 0$.
--	--



I.2.3.2. Diode réelle :

Dans la pratique, la diode n'est rendue passante que si sa tension $V_{AK} \geq 0.6 \text{ V}$ à 1 V .

L'anode est la zone P d'une jonction P-N. La zone de type N est la cathode [W-2].

La courbe obtenue n'étant pas une droite, nous parlons d'un élément non-linéaire. Ce qui signifie que le courant qui circule dans l'élément n'est pas proportionnel à la tension appliquée, donc ne dépend pas uniquement de la loi d'ohm. En polarisation inverse, Au-dessus d'un certain seuil U de tension V_{AK} positive, le courant direct croit très rapidement avec V_{AK} [W-3]. Le seuil U (barrière de potentiel) dépend du semiconducteur intrinsèque de base utilisé. Il est d'environ $0,2 \text{ V}$ pour le germanium et $0,6 \text{ V}$ pour le silicium.

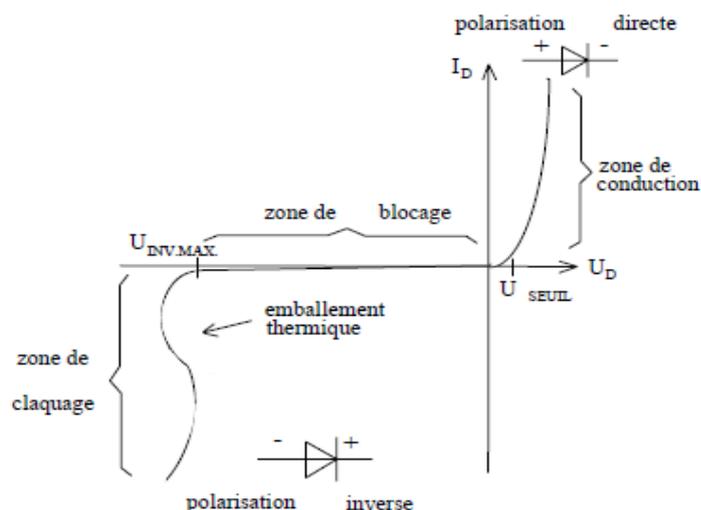


Figure I.3. Caractéristique de la diode : courbe $U_D(I_D)$

I.2.4. Diodes Zener :

La diode Zener est une diode qui laisse passer le courant en inverse lorsqu'on lui applique une tension inverse (tension Zener ($-U_Z$)) ou tension d'avalanche de valeur déterminée (de un à plusieurs centaines de volts) [W-1].

Normalement une diode laisse passer uniquement le courant électrique dans le sens direct mais les diodes Zener sont conçues de façon à laisser passer un courant inverse important des que la tension aux bornes du composant atteint une tension seuil. La diode Zener est une diode très utilisée en régulation. A l'aide d'un schéma d'application simple, elle permet de générer une tension constante.

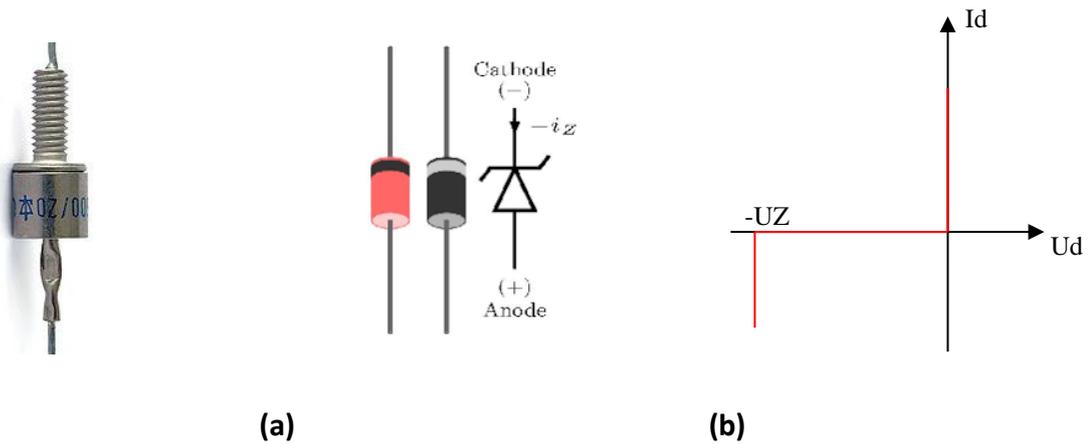


Figure I.4. Diode Zener. (a) Symbole électrique, (b) caractéristique $i-v$ idéalisée.

I.2.5. Diodes Schottky :

Une diode Schottky est une diode à base d'une jonction métal semiconducteur qui a un seuil de tension directe faible et un temps de commutation très court. Ceci permet la détection des signaux de hautes fréquences et de faibles amplitudes.

On utilise Lorsque le temps de commutation de la diode est critique Lorsque la tension de seuil doit être faible

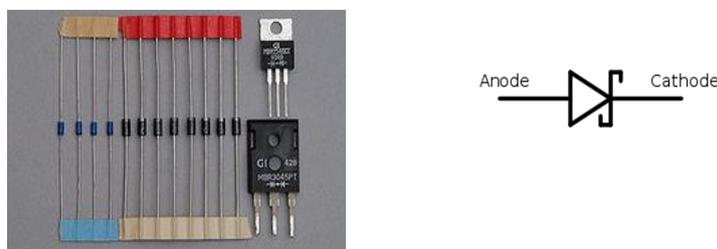


Figure I.5 . Diode Schottky et leur Symbole

I.2.6. Principales utilisations :

Les diodes sont utilisées principalement dans les circuits selon trois groupes de fonction différents[W-3]:

- ✚ Les circuits de redressement qui permettent la conversion d'une tension alternative en une tension continue.
- ✚ Les circuits d'écrêtage, qui permettent d'empêcher un signal ou circuits de limitation dépasser une valeur (amplitude) choisie.





- ✚ Les circuits de commutation qui permettent la commande ou le changement de normes.
- ✚ de générer une source de tension constante (stabilisateur de tension) ou de protéger les circuits contre les surtensions pour les diodes zener.

I.3. Thyristor :

I.3.1. Définition :

Le thyristor est une diode commandée qui ne permet donc le passage du courant que dans un sens (voir la figure I-6 a et b). De plus il n'est commandable qu'à la fermeture. L'ouverture s'effectue lors de la disparition du courant direct I_A (voir diode) [2].

Le thyristor n'est rien d'autre qu'une diode commandée. Elle constituée d'un monocristal de silicium comprenant quatre couches alternativement de types P et N.

Trois électrodes métalliques réalisent les liaisons vers l'extérieur [W-4].

Il s'agit de l'anode « A », en contact avec une couche P, de la cathode « K », en contact avec une couche N et de la gâchette « G », en contact avec une couche P.

Ayant quatre couches, nous pouvons déduire qu'il y a trois jonctions.

Une jonction d'anode, J_A , une jonction de cathode J_K et une jonction de commande ou centrale J_C .

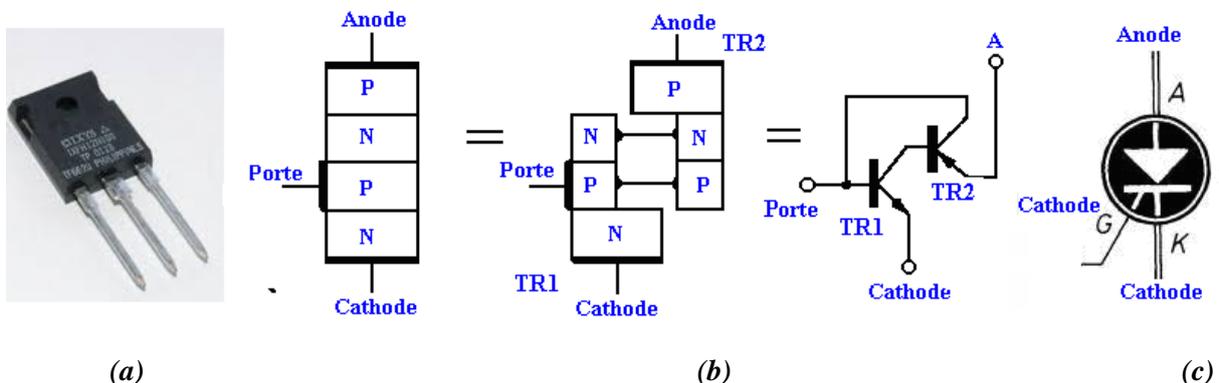


Figure I.6. (a)Thyristor, (b)son décomposition, (c) leur symbole.





Supposons que l'on coupe les deux blocs centraux, de façon à pouvoir décomposer le thyristor en deux parties. Relions celles-ci entre elles, au moyen de connexion, comme sur la figure (I-6-b).

L'une des deux parties ainsi obtenues est formée d'un bloc P, se trouvant entre deux blocs N, constituant un transistor du type N.P.N. (TR1 sur la figure (I-6-b)).

L'autre partie est formée d'un bloc de silicium N, se trouvant entre deux blocs P, constituant un transistor du type P.N.P. (TR2 sur la figure (I-6-b)).

I.3.2. Caractéristique d'un thyristor :

I.3.2.1. Thyristor réelle :

a. Caractéristiques d'anode $I_A(V_{AK})$:

Le courant I_A est pratiquement nul avant l'amorçage, la tension V_{AK} est très faible et quasi constante ($\approx 0,8$ V) en régime de conduction. Le point pour lequel V_{AK} est maximal est appelé point de retournement dont les coordonnées (V_{AK0} ; I_{A0}) sont appelées tension et courant de retournement.

Par convention, à courant de gâchette nul la tension de retournement est notée V_{DRM} (tension de pointe que peut supporter le thyristor en polarisation directe pour se maintenir à l'état bloqué).

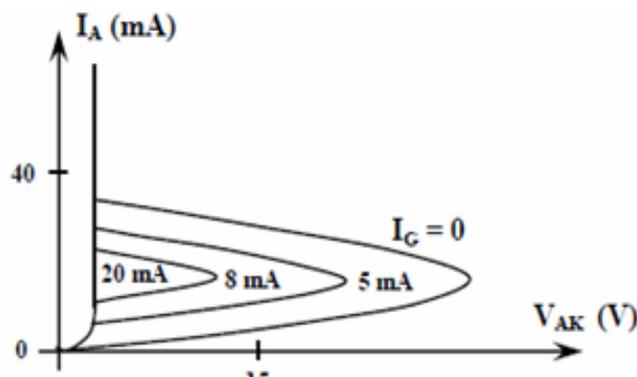


Figure I.7. Caractéristiques directes d'un thyristor.

La tension de retournement est une fonction décroissante du courant de gâchette et de la température. Pour un courant de gâchette





$I_G = I_{GT}$, l'état passant apparaît pour tout V_{AK} positif : Le thyristor se comporte comme une diode comme le montre la figure I-7.

b. Caractéristique inverse

La caractéristique inverse est analogue à celle d'une diode à jonction : Courant très faible avant claquage, caractéristique pratiquement verticale après claquage.

La valeur absolue de la tension V_{AK} pour laquelle apparaît le claquage est notée V_{RRM} (tension inverse de pointe que peut supporter le thyristor pour se maintenir à l'état bloqué).

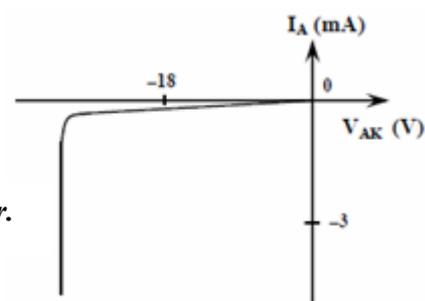


Figure I- 8. Caractéristiques inverse d'un thyristor.

I.3.2.2. Caractéristique statique simplifiée

Lors de l'étude des redresseurs à thyristors, on utilise, du moins dans un premier temps, la caractéristique schématisée idéalisée (voir la figure (I-9)). Elle comprend trois branches ;

- OP : tension positive, pas d'impulsion sur la gâchette depuis que \hat{e} ' est devenu positif, thyristor bloqué ;
- OM : après envoi d'une impulsion alors que v était positif, thyristor conducteur.
- ON : tension négative, thyristor bloqué,

Ce tracé néglige ;

- Le courant de fuite inverse (i négatif très faible, pour la branche ON);
- Le courant de fuite direct (i positif très faible, pour la branche OP);
- La chute de tension directe (v positif de l'ordre de 2 volts, pour la branche OM).

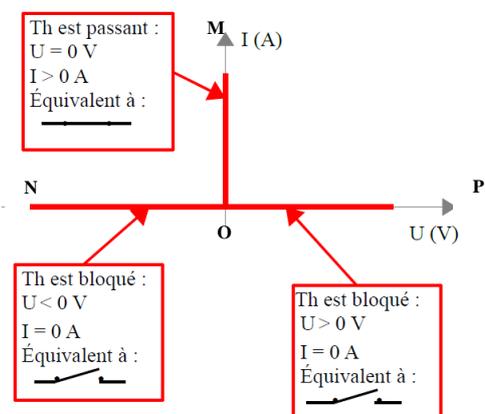


Figure I. 9. Caractéristique idéale d'un thyristor.

Ces trois branches sont forcément décrites dans l'ordre indiqué par les flèches sur la figure.



I.3.3. Thyristor GTO :

I.3.3.1. Définition :

Le thyristor GTO (Gate Turn Off) est une évolution du thyristor classique qui a la propriété de pouvoir être bloqué à l'aide de la gâchette, contrairement aux thyristors classiques. Donc le GTO est un interrupteur commandable, à la fois à l'ouverture et à la fermeture. Il est beaucoup employé dans les applications de fortes puissances, due à sa capacité de pouvoir bloquer les courants avec les signaux de gâchette, ce qui offre à la structure, un meilleur contrôle de l'énergie réactive. Il est utilisé pour les commutations des fortes puissances, avec des tensions de 2500V, 4500V et 6000V et des courants de 600A à 6000A environ.

Le GTO est structurellement identique à un [thyristor](#), donc muni de trois [électrodes](#) :

- l'[anode](#) **A** ;
- la [cathode](#) **K** ;
- l'électrode de commande appelée [gâchette](#) **G**.

Il est composé de quatre couches [dopées](#) alternativement P, N, P, N.

la figure (I-10) montre les deux symboles différents un peu du thyristor au niveau de la gâchette et leurs caractéristiques statiques[W-5] :

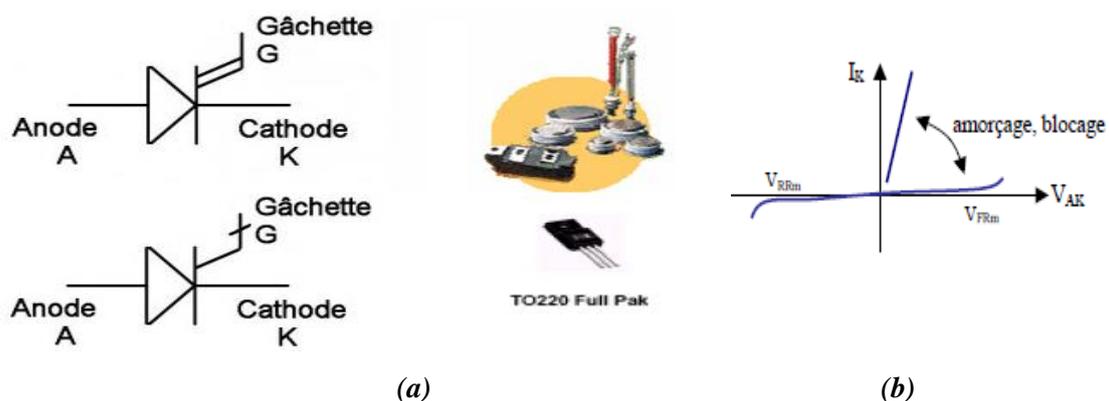


Figure I.10. Thyristor GTO, (a) Symbole électrique, (b) caractéristique $I_G(V_{AK})$ idéalisée.





I.3.3.2. Caractéristique d'un thyristor GTO :

a. Amorçage :

Un GTO s'amorce par la gâchette (avec $V_{gk} > 0$) comme un thyristor. Le courant de gâchette peut être de quelques ampères. Une fois la conduction amorcée, elle se maintient.

b. Blocage :

Le GTO se bloque si le courant d'anode s'annule (comme le thyristor). Le mode de blocage spécifique du GTO consiste à détourner la quasi totalité du courant d'anode dans la gâchette. Le courant "sort" donc de la gâchette. En pratique, on applique donc une tension négative sur la gâchette ($V_{gk} < 0$) pour détourner le courant. L'opération doit avoir une durée minimale pour assurer un blocage fiable et non dangereux pour le GTO (0.1ms typique). Ceci est une limitation en fréquence.

La différence principale avec un thyristor est que la gâchette est fortement interdiguée, c'est-à-dire divisée en un réseau de mini-gâchettes distribuées sur toute la puce, afin de permettre une extraction uniforme du courant lors du blocage.

*** Blocage du thyristor GTO

Le blocage du thyristor GTO peut se faire de deux façons :

- par interruption naturelle du courant principal I_{ak} , qui se produit par exemple à chaque alternance si le thyristor est utilisé sous tension alternative ;
- par extraction du courant au niveau du circuit de gâchette (obtenue par application d'une tension négative sur la gâchette, par un circuit appelé « extracteur de charges »).

On peut résumer la commande du GTO par l'observation de son courant de gâchette :

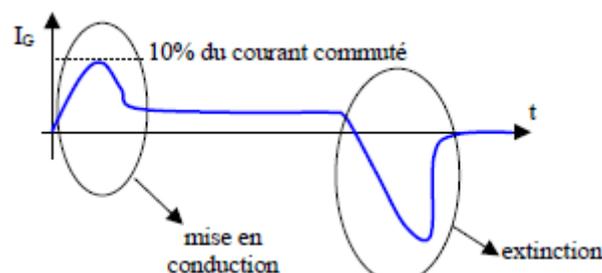


Figure I. 11. Mode de commande d'un thyristor GTO.





I.3.3.3. Le domaine d'application d'un thyristor GTO :

Le domaine d'application de l'électronique industrielle s'étend à de nombreux secteurs de l'industrie. Dans ces secteurs nous retrouvons par exemple :

- les entraînements régulés
- les engins de traction
- les usines et réseaux électriques
- les machines-outils
- les installations de recherches nucléaires
- les processus chimiques et métallurgiques

Les thyristors sont les éléments les plus répandus sur les installations existantes et les GTO ont été remplacés sur le matériel neuf par des transistors. Cependant lors d'une panne, il est parfois long et fastidieux de retrouver les composants dont vous avez besoin [W-6].

I.3.4. Triacs :

I.3.4.1. Principe de fonctionnement :

Un triac (Triode Alternatif Current) est un dispositif à cinq couches et à chaîne *PNPN* dans chaque sens entre les bornes *TH1* et *TH2*. C'est donc un dispositif bidirectionnel comme son symbole l'indique clairement. En effet, alors que le thyristor ne s'amorce qu'en polarisation directe, le triac est amorçable pour des tensions d'alimentation de signe quelconque. Il est équivalent à deux thyristors montés en opposition. Il n'existe qu'une seule gâchette *G* et deux anodes *A1* et *A2* non identiques.

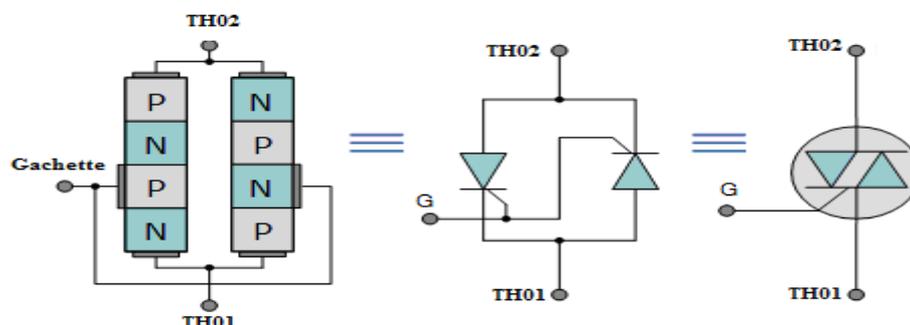


Figure I.12. Triacs, (a) Symbole électrique, (b) caractéristique *i-v* idéalisée.





I.3.4.2. Caractéristique d'un Triac

Le triac peut être commuté à l'état passant par un courant gâchette positif ou négatif, mais il est plus sensible au courant positif injecté lorsque la borne T2 est positive et au courant négatif si la borne TI est positive. La puissance fournie à la charge est maximale lorsque le déclenchement a lieu juste après le passage par zéro de la tension alternative, mais en retardant l'impulsion de déclenchement, on peut faire varier à volonté l'intensité appliquée à la charge.

Mais en pratique, on utilise toujours le courant gâchette négative, selon la caractéristique représentée à la figure (I-13).

Caractéristique d'un triac.

Contrairement au thyristor, on voit que le triac peut conduire dans les deux sens de polarisation.

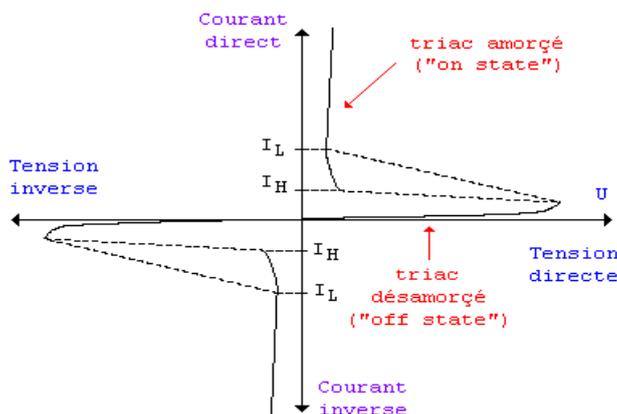


Figure I. 13. La caractéristique d'un Triac : courbe U-I

I.3.4.3. Applications :

Principalement les triacs sont beaucoup plus utilisés dans les convertisseurs alternatif – alternatif (gradateurs triphasé et monophasé).

Le triac est avant tout destiné à piloter des charges raccordées au secteur 230 V, par exemple une ampoule (charge non-inductive) ou un moteur électrique (charge inductive). Il permet de réaliser des gradateurs (variateurs) de lumière, des variateurs de vitesse pour les moteurs des appareils électro-ménagers ou de bricolage ; il permet aussi, associé à un capteur (photorésistance...) de commander un dispositif de commutation ou de régulation (chauffage, électrovanne...) par ouverture ou fermeture du circuit. Les applications, on le voit, sont diverses et nombreuses.





I.3.4.4. Choix des triacs :

Le choix des triacs dépend :

- Du courant efficace dans le semi-conducteur (IFAV).
- Du courant de pointe répétitif (ITSM).
- De la tension directe maximale répétitive (VDRM).

I.4. Les transistors BJT :

I.4.1. Définition :

Le transistor bipolaire à jonction (ou BJT “Bipolar Junction Transistor”) est un composant électronique actif, c’est-à-dire un composant qui est capable de transformer un signal électrique et d’en amplifier sa puissance.

La puissance électrique injectée est délivrée par les sources d’alimentation.

Donc un transistor à jonctions est constitué essentiellement de deux diodes mises dos à dos.

Deux configurations sont possibles: *npn* ou *pnp*.

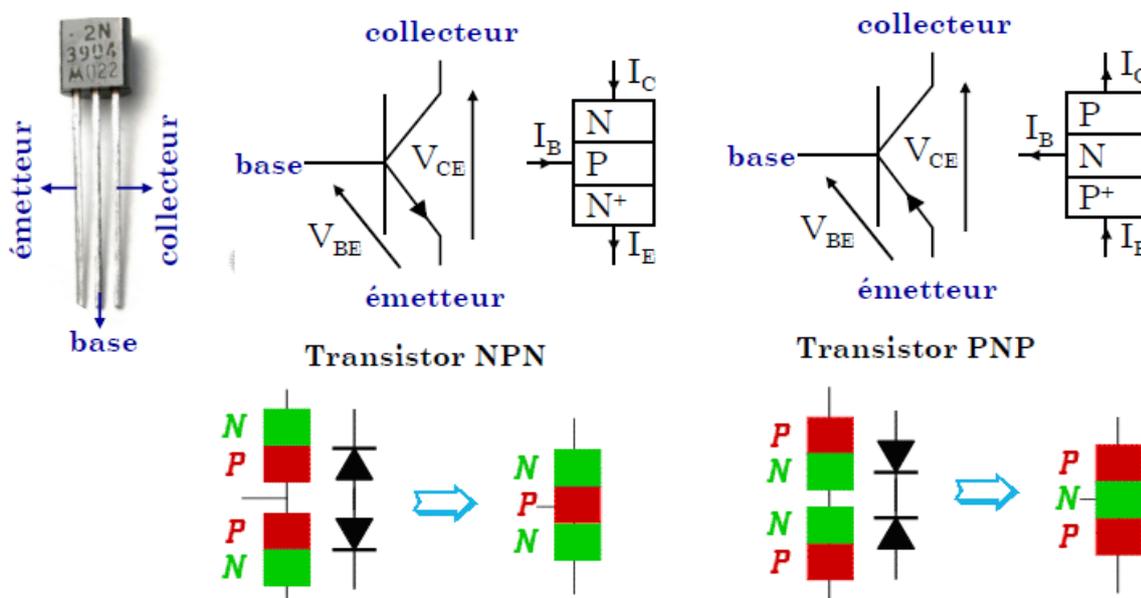


Figure 1.14. Schéma de principe d’un transistor bipolaire de type npn et pnp symbole électrique et sens conventionnels des courants.

Le transistor est composé de trois bornes : l’émetteur (E), la base (B) et le collecteur (C).

- 1- L’émetteur est très dopé et a une très faible résistance.
- 2- La base, la partie centrale, est très mince et légèrement dopée





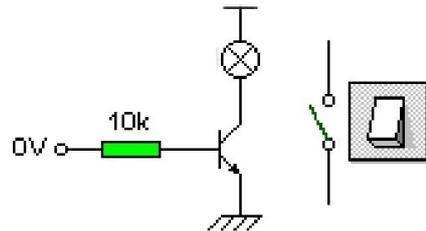
3- Le collecteur est également légèrement dopé.

Habituellement le transistor est placé en série avec une source continue de courant. Il sert alors comme une vanne électrique de contrôle, ouvrant complètement ou partiellement et permettant le passage d'un courant intense de passer ou bien coupant ce courant. Ce contrôle est réalisé à l'aide d'un faible courant à travers la base.

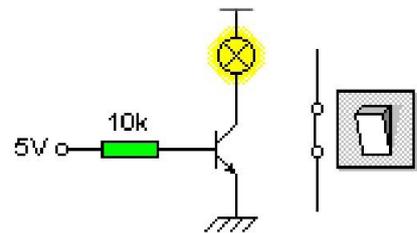
I.4.2. Caractéristique statique des transistors :

Un transistor travaillant en commutation ne peut occuper de façon stable que deux états :

- Le transistor bloqué est équivalent à un interrupteur ouvert entre C et E. Il est bloqué si la tension V_{ce} étant positive, le courant de base est nul ou négatif.
- Le point de repos est obligatoirement sur la droite de charge.



- Le transistor saturé est équivalent à un interrupteur fermé entre C et E. En cas de forte injection dans la base état saturé, il faut envoyer à sa base un courant supérieur à $\frac{I_C}{\beta}$; ou β est



le gain statique

Cette droite est dessinée entre les points de blocage idéal (où $I_C=0$ et $V_{CE} = V_{CC}$) et le point de saturation

a. Le Blocage

- Le transistor est en blocage quand $I_B = 0$
- Il n'existe qu'un courant de fuite
- Ce courant de fuite est causé par l'effet thermique
- $V_{CE} \approx V_{CC}$
- Les deux jonctions sont en polarisation inverse



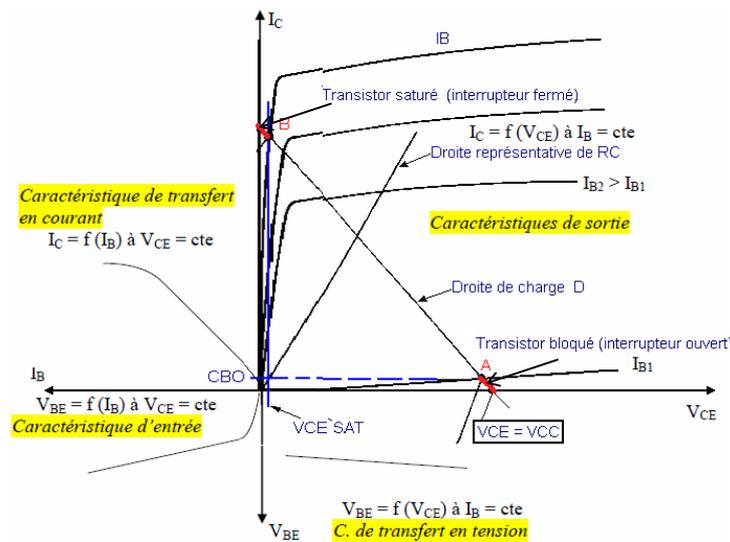


Figure I.15. Caractéristiques réelle et idéale du transistor

b. La saturation

- Lorsque la jonction B-E passe en polarisation directe et que le courant I_B \nearrow , I_C \nearrow
 $I_C = \beta I_B$
- $V_{CE} \searrow$ car la tension aux bornes de RC \nearrow
- Lorsque V_{CE} atteint sa valeur de saturation ($V_{CE}(sat)$), la jonction B-C passe en polarisation $I_C = I_{C\ sat} = I_{C\ max..}$

I.4.3. Le transistor bipolaire à grille isolée : l'IGBT

I.4.3.1. Définition :

Le transistor bipolaire à grille isolée (I.G.B.T.) est un nouveau composant semiconducteur de puissance, qui est né dans les années 1985. L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un transistor bipolaire à commande par effet de champ. Donc c'est un composant de puissance qui associe MOS et transistor bipolaire de puissance.

- **Bipolaire** (chute de tension faible à l'état passant, tension directe bloquée élevée) ;
- **MOS** (commande en tension, temps de commutation brefs).

Un IGBT type NPN possède comme un transistor bipolaire un collecteur et un émetteur mais la base est remplacée par une électrode haute impédance qui est la grille d'un MOS. Il est





constitué par un transistor bipolaire PNP de puissance de faible gain associé à un MOS canal N qui fournit le courant de base. La figure ci-contre montre le symbole représentatif de l'IGBT et les **deux segments** de sa caractéristique idéale.

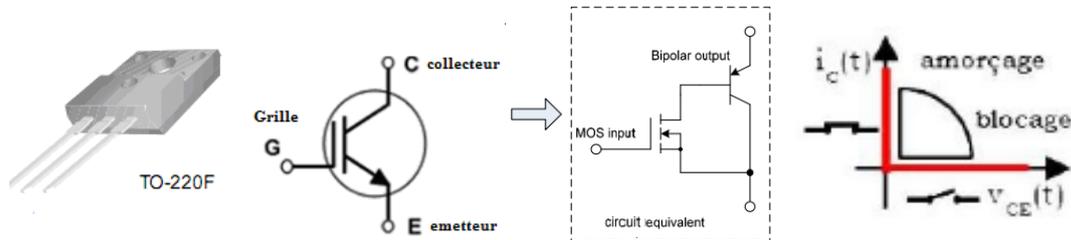


Figure I.16. L'IGBT. (a) Symbole électrique, (b) caractéristique i - v idéalisée

En effet, côté commande, entre la grille **G** et l'émetteur **E**, il équivaut exactement à un **MOS** ; côté sortie, entre collecteur **C** et émetteur **E**, il équivaut sensiblement à un bipolaire à jonction..

I.4.3.2. Caractéristique statique des transistors :

Ce transistor est **commandé en tension** par la tension v_{GE} . Ses conditions de fonctionnement sont caractérisées par :

$v_{GE} > 0$ 0	\Rightarrow	IGBT passant	\Rightarrow	$v_{CE} = 0$	et	$i_c > 0$
$v_{GE} \leq 0^*$ 0	\Rightarrow	IGBT bloqué	\Rightarrow	$v_{CE} > 0$	et	$i_c = 0$

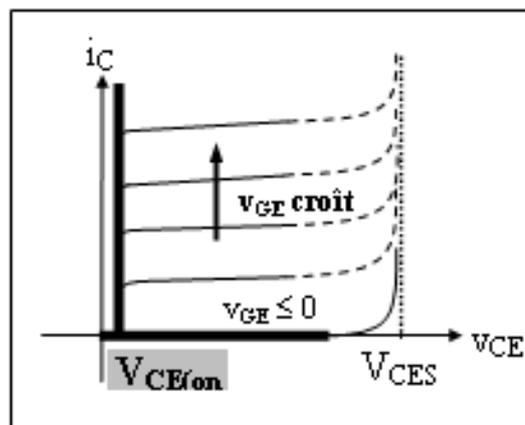


Figure I.17. Caractéristique statique d'un transistor IGBT





Les caractéristiques statiques sont montrées figure (I-17). Les principales différences avec le MOS sont :

1- A l'état passant l'existence d'un seuil V_0 (de l'ordre de 1V) dans la chute de tension dû à la jonction P+N-.

2- Une résistance dynamique R_0 nettement plus faible que celle du MOS équivalent.

3- Les pertes par conduction peuvent s'exprimer par :

$$P_{\text{cond}} = V_0 I_{\text{dmoy}} + R_0 I_{\text{deff}}^2.$$

I.4.3.3. Application IGBT :

Les transistors IGBT ont permis d'envisager des développements jusqu'alors non viables en particulier dans la vitesse variable ainsi que dans les applications des machines électriques et des convertisseurs de puissance qui nous accompagnent chaque jour et partout, sans que nous en soyons particulièrement conscients : automobiles, trains, métros, bus, avions, bateaux, ascenseurs, électroménager, télévision, domotique, etc.

Ils sont utilisés comme un transistor bipolaire à porte isolée. Il associe les avantages des transistors bipolaires et ceux des transistors MOSFET.

I.4.4. Le transistor MOSFET :

I.4.4.1. Définition :

Le MOSFET (Métal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) est un transistor à effet de champ dont la grille métallique est totalement isolée du canal par une mince couche isolante d'oxyde de silicium (SiO_2) d'épaisseur voisine de $0,1 \mu\text{m}$ [3].

Les MOSFET appartiennent à la grande famille des transistors. C'est à dire ces composants « à trois pattes », capables de moduler le courant qui les traverse. Ainsi, comme les autres transistors, les MOSFET peuvent servir à *amplifier* un signal. Mais aussi, et c'est là qu'ils excellent, à *commuter* un circuit – c'est à dire *l'ouvrir* ou le *fermer* un peu à la manière d'un interrupteur électriquement commandé. C'est particulièrement vrai pour les *MOSFET de puissance* (*power MOSFET*) qui sont capables de commuter une charge de plusieurs ampères sur une impulsion de quelques volts.

Le MOSFET se présente comme un composant à trois ports :





- le « drain » (noté D) ;
- la « grille » (notée G) ;
- la « source » (notée S).

Les tensions sont mesurées par rapport à la source. On mesure ainsi :

- V_{DS} la tension entre le drain et la source ;
- V_{GS} la tension entre la grille et la source ;

Enfin, pour un MOSFET idéal, aucun courant ne peut entrer par la grille. Ainsi, le courant qui entre par le drain ressort par la source et *vice versa*. On note donc ce courant I_{DS} car il est le même en D et en S.

Il existe deux types de MOSFET (voir figure (I-18)) : 1- Le MOSFET « canal N » ou NFET ;

2- Le MOSFET « canal P » ou PFET ;

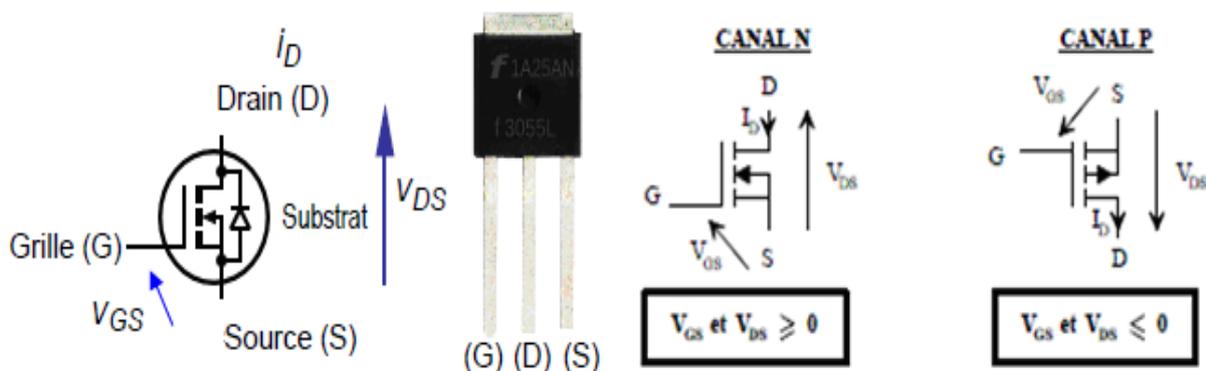


Figure I.18. Schéma de principe d'un transistor MOSFET de type CANAL N et CANAL P
Symbole électrique et sens conventionnels des courants.

Les transistors sont dotés d'un **canal** N ou P par lequel est assuré le passage du courant entre Drain et Source.





I.4.4.2. Caractéristique statique :

La commande du transistor est réalisée par la tension V_{GS} . La valeur de la tension V_{GS} qui assure le blocage du transistor est appelée V_{GSth} ou V_T .

A l'état saturé, le transistor se comporte comme une résistance entre Drain et Source. Cette résistance est nommée $R_{DS(on)}$ et présente généralement une très faible valeur.

Pour les tensions V_{GS} positives, il y a un accroissement du nombre de porteurs libres dans le canal (enrichissement) et pour les tensions V_{GS} négatives, on a un appauvrissement. L'expression du courant drain est comme pour un JFET donnée par :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (I-1)$$

mais cette fois V_{GS} peut être positif ou négatif.

La polarisation de ce type de transistor est particulièrement simple car on peut le polariser avec la grille à la masse ($V_{GS} = 0$). On peut également utiliser les mêmes méthodes de polarisation que pour les JFET. Les applications de ce type de transistor sont les mêmes que celles des transistors à effet de champ à jonction.

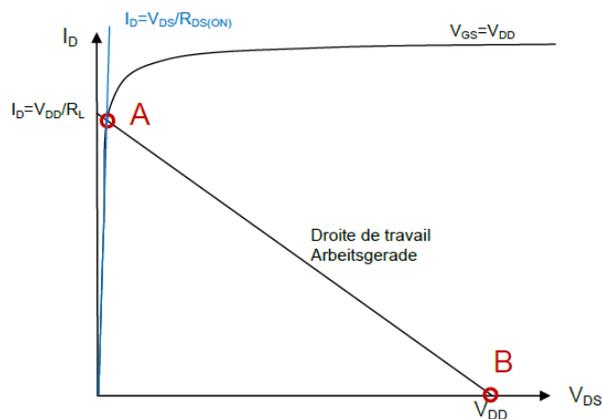


Figure I.19. Caractéristiques statiques d'un transistor MOSFET





***** FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR MOS EN COMMUTATION :**

Le transistor se comporte comme **un interrupteur** (entre D et S) commandé par une tension V_{GS} :

	CANAL N	CANAL P
<p>Le transistor est bloqué si :</p>	<p>1) $V_{GS} < V_{GS\ th}$ (avec $V_{GS\ th}$ positive)</p> <p>2) En général, on prendra $V_{GS} = 0\ V$</p>	<p>1) $V_{GS} > V_{GS\ th}$ on prendra</p> <p style="text-align: center;">$V_{GS} = 0\ V$</p> <p>La tension de commande V_{GS} est négative</p>
<p>Le transistor est saturé si</p>	<p>1) $V_{GS} > V_{GS\ th} + \frac{I_{D\ max}}{g_m}$ Où g_m désigne trans conductance; exprimée en Siemens (S).</p> <p>II) En général, on prendra $V_{GS} = + V_{cc}$</p> <p>$V_{DS} = V_{DS\ sat} = 0V$ $I_D = I_{D\ max}$</p>	<p>1) $V_{GS} < V_{GS\ th} - \frac{I_{D\ max}}{g_m}$</p> <p>on prendra $V_{GS} = - V_{cc}$</p>

I.4.5. Comparaison des transistors bipolaires, des MOS et des thyristors :

Les transistors bipolaires, les MOS et les thyristors des convertisseurs servent d'interrupteurs électroniques. Idéalement, de tels dispositifs :

- présentent une tension et un courant illimités,
- ont des temps d'ouverture et de fermeture nuls,
- ont un courant de fuite nul,
- ont des pertes de conduction et de commutation nulles,
- ont une puissance d'amorçage nulle,
- supportent des surintensités et des tensions transistors
- sont faciles à protéger contre les amorçages parasites, ou les défauts
- sont de prix modique et faciles à monter.





I.5. Mesure de courant, tension et puissance :

I.5. Définitions.

I.5.1.1. Le courant et la tension alternative:

Un courant est alternatif s'il change de sens au cours du temps t ; en outre, il est périodique si son intensité i reprend la même valeur à des intervalles de temps égaux à T . On a alors : $i = f(t) = f(t + nT)$ (1).

n est un nombre entier.

T est la *période* et son inverse f est la *fréquence* : $T = 1/f$

La définition est évidemment la même pour la tension.

I.5.1.2. Le courant et la tension sinusoïdale :

a. Valeurs instantanées :

Courant et tension : La valeur instantanée représente la valeur réelle de la tension ou du courant à un moment précis. Cette valeur correspond à la distance verticale entre la courbe sinusoïdale et l'axe horizontal (l'axe de temps). L'ensemble de ces valeurs donnent les fonctions $v(t)$ et $i(t)$, respectivement tension et courant en fonction du temps.

On donne : $i(t) = I_{Max} \sin \omega t$ $v(t) = V_{Max} \sin \omega t$

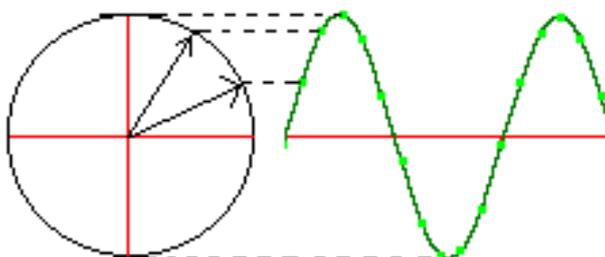


Figure I.20. Les valeurs caractéristiques de l'onde sinusoïdale à l'instant t

Puissance :

La puissance électrique instantanée que l'on note souvent $P(t)$ et qui a pour unité le watt (symbole W) est le produit de la tension instantanée (en volts) par le courant instantané (en ampères).





$$P(t) = v(t).i(t) \quad (\text{I-2})$$

La puissance électrique instantanée fournie à Z s'écrit alors:

$$P(t) = v(t).i(t) = 2.V.I. \sin wt. \sin wt \quad (\text{I-3})$$

$$P(t) = V.I. \sin wt + V.I \sin 2wt \quad (\text{I-4})$$

L'expression (41) montre que $p(t)$ est la somme d'un terme constant et d'un terme variable à fréquence double de la fréquence de la tension d'excitation. La puissance varie au cours du temps.

b. Valeurs moyennes :

Tension et Courant:

La valeur moyenne d'un signal périodique est la moyenne des valeurs instantanées mesurées sur une période complète. Elle est notée v_{moy} . On trouve aussi dans les documents la notation \bar{v} ou même $\langle v \rangle$.

Si T désigne la période du signal $v(t)$ et $i(t)$ alors la valeur moyenne est donnée par :

$$\langle V \rangle = \bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t).dt \quad (\text{I-5})$$

la Tension moyenne et tension maximale sont liées par la relation $V_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{max}}}{\pi/2}$ ou

$$V_{\text{moy}} = \frac{2.V_{\text{max}}}{\pi} \quad (\text{I-6})$$

$$\langle I \rangle = \bar{I} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t).dt \quad (\text{I-7})$$

Le calcul est évidemment le même pour le courant.

Puissance : La formule précédente de la tension et courant moyen] est aussi valable pour la puissance en remplaçant $v(t)$ par $p(t)$. Si dans cette formule on remplace $p(t)$ par sa propre valeur de la formule ..., on a [W-7]:





$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_{\max} \sin wt . I_{\max} \sin wt . dt = \frac{V_{\max} . I_{\max}}{T} \int_0^T \sin^2 wt . dt \quad (\text{I-8})$$

$$P = \frac{V_{\max} . I_{\max}}{4} = \frac{R . I_{\max}^2}{4} \quad (\text{I-9})$$

La puissance apparente en monophasé est le produit de la tension efficace et le courant efficace.

$$S = V_{\text{eff}} . I_{\text{eff}} \quad (\text{I-10})$$

$$S = \frac{V_{\text{eff}}^2}{2R\sqrt{2}} \quad (\text{I-11})$$

La puissance apparente du secondaire est différente de la puissance active. On définit ainsi le facteur de puissance

$$K = \frac{P}{S} \quad (\text{I-12})$$

c. Valeurs Efficaces :

La valeur efficace (aussi dite RMS ou Root Mean Square) d'un courant ou d'une tension, variable au cours du temps, correspond à la valeur du courant continu ou de la tension continue produisant un échauffement identique dans une résistance. Cette [valeur efficace](#) ne peut être calculée que si ce courant ou cette [tension](#) sont des grandeurs périodiques.

Elle est lue au voltmètre, commutateur en position AC ou sur un calibre alternatif de tension.

Elle est notée V. On trouve aussi très souvent la notation V_{eff} , cela peut éviter les confusions.

Tension efficace et tension maximale sont liées par la relation :

$$V = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \quad (\text{I-13})$$

Pour avoir V, valeur efficace, en fonction de l'expression de u(t), il suffit donc de prendre la racine carrée de l'ensemble, ce qui revient à dire que l'on a calculé la racine carrée de la moyenne du carré.





$$V_{eff} = \sqrt{\frac{\int_0^T v(t)^2 .dt}{T}} \quad (I-14)$$

***** Calcul :

Tension efficace :

on applique alors l'équation (I-14).

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{\int_0^T (V_{Max} \sin(\omega t))^2 .dt}{T}} \quad (I-15)$$

$$v(t) = V_{Max} \sin \omega t \quad (I-16)$$

On extrait les constantes de l'intégrale :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{Max}^2}{T} \int_0^T (\sin(\omega t))^2 .dt} \quad (I-17)$$

Pour intégrer on modifie l'expression de la fonction en utilisant les relations remarquables des fonctions sinusoidales.

$$\sin^2(\alpha) + \cos^2(\alpha) = 1 \quad (I-18)$$

$$\cos(a + b) = \cos(a) . \cos(b) - \sin(a) . \sin(b) \quad (I-19)$$

$$\cos(2\alpha) = \cos^2(\alpha) - \sin^2(\alpha)$$

et donc si $a = b = \alpha$ on a

Par soustraction on en tire que

$$1 - \cos(2\alpha) = 2 . \sin^2(\alpha) \quad (I-20)$$

D'où , si $\alpha = \omega t$:

$$\sin^2(\omega t) = \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \quad (I-21)$$





que l'on remplace dans l'expression (I-17)

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{Max}^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} dt} \quad (I-22)$$

$$V_{eff} = V_{max} \cdot \sqrt{\left[\frac{t - \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega}}{T/2} \right]_0^T} = V_{max} \cdot \sqrt{\left[T - 0 - \frac{\sin(4\pi)}{4\pi} + \frac{\sin(0)}{2\omega} \right]_0^T}$$

Or : $\sin(0) = 0$ et : $\sin\left(\frac{2 \cdot 2\pi}{T} \cdot T\right) = \sin(4\pi) = 0$

On a donc :

$$V_{eff} = V_{max} \cdot \sqrt{\frac{(T)}{T/2}} = V_{max} \cdot \sqrt{2} \quad (I-23)$$

soit : $V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$ (I-24)

Il s'agit à présent de déterminer la valeur maximale I_M (ou la valeur efficace I_{eff}) du courant et son déphasage φ à partir de la tension :

$$v(t) = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi)$$

Intensité efficace :

La valeur efficace d'un courant alternatif est définie comme la racine carrée de la moyenne du carré de l'intensité calculée sur une période. Elle s'écrit [W-8] :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (I-25)$$

Dans le cas d'un courant alternatif sinusoïdal, on obtient:

$$I_{eff} = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \quad (I-26)$$

En fait, la puissance efficace n'existe pas .





En fait, les valeurs efficaces sont relatives aux courants et tensions, et on a vu que par définition, elles donnent la même puissance qu'une tension continue égale : la puissance calculée à partir d'une tension ou d'un courant efficace est donc une puissance moyenne .

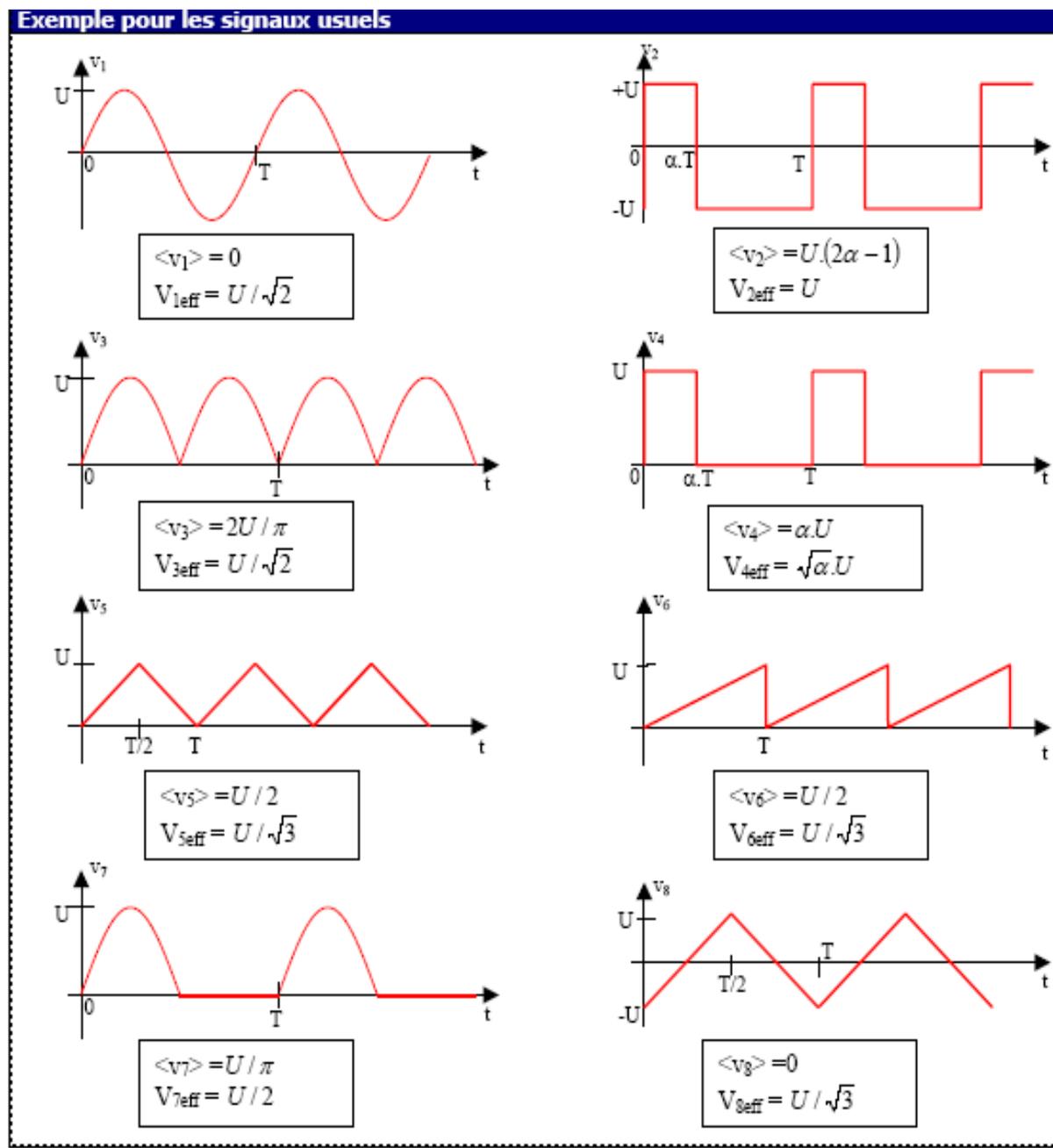


Figure I.21. les valeurs efficaces sont relatives aux tensions pour les signaux usuels





I.6. Protection des éléments semiconducteurs :

I.6.1. Diode :

a. Protection contre les surintensités :

Cette protection est assurée par un fusible ultra rapide (UR) dont la contrainte thermique ($I_2.t$) est plus faible que celle de la diode. (Si bien qu'il « fond » avant la diode.)[4]

b. Protection contre les surtensions

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un **circuit RC-série** en parallèle avec le commutateur (Figure I-22) ou un **élément non linéaire** supplémentaire, la diode transil (Figure I-23) : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension. **C-**

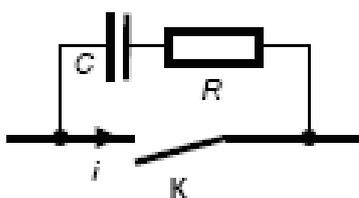


Figure I.22. Protection avec circuit RC

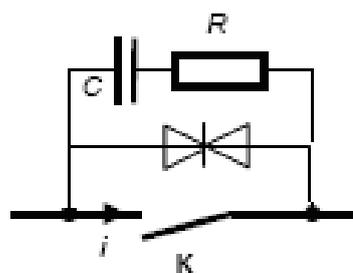


Figure I.23. Protection avec diode transil

Protection en dv/dt et di/dt :

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux variations brutales de tension et de courant qui apparaissent lors des commutations. Contre les variations de courant, on utilise une inductance (qui retarde le courant) tandis que le condensateur retarde la tension (Figure I-24). Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, les circuits d'aide à la commutation (CALC) ou adoucisseurs sont insérés (Figure -25).

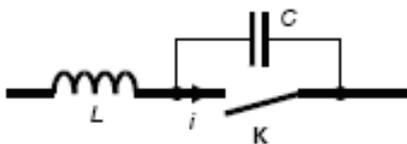


Figure I.24. Protection avec inductance et condensateur.

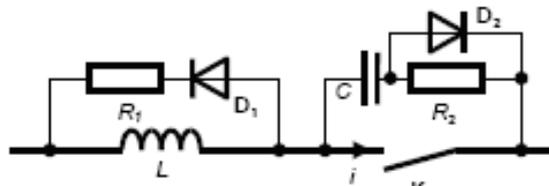


Figure I.25. Protection avec circuit adoucisseur ou calc



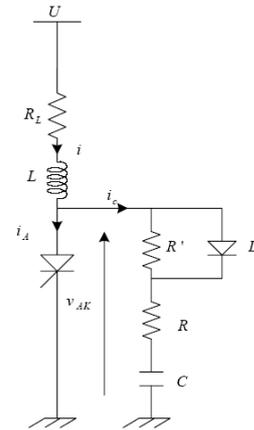


I.6.2 Thyristor :

I.6.2.1 Protection contre les (dv/dt) à l'état bloqué :

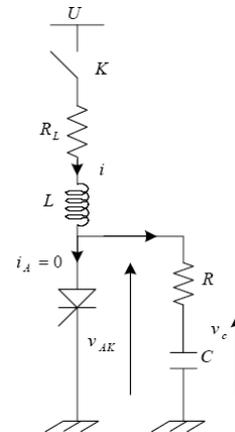
Cette fonction est assurée par un circuit $R C$ série entre anode et cathode et par une bobine d'inductance L en série [4].

Figure I.26. Protection à l'état bloqué



I.6.2.2 Protection contre les (di/dt) à la fermeture.

Figure I.27. Schéma de protection à la fermeture



I.6.3. Le transistor bipolaire à grille isolée : l'IGBT

I. 6.3.1 Protection contre les surtensions :

Pour protéger les IGBT contre les surtensions, on a habituellement recours aux moyens suivants: Surdimensionnement des IGBT ou dispositifs écrêteurs. On utilise habituellement des IGBT ayant une tension de crête supérieure à la tension crête appliquée. Le coefficient de surdimensionnement adoptée est d'environ 2.





Les circuits écrêteurs sont montés en parallèle sur les IGBT. Ces circuits absorbent l'énergie des surtensions au moment du blocage, évitant ainsi des amorçages intempestifs. On utilise des résistances non-linéaires varistors. Une autre solution consiste à utiliser des diodes TRANSIL entre le collecteur et la grille d'IGBT souvent appelés «clamping» ou «clamping actif».

I.6.3.2 Protection contre les surintensités :



La protection la plus simple contre les surintensités accidentelles causées par un court-circuit ou par une fausse manoeuvre est l'utilisation des fusibles à action rapide. La valeur du fusible doit être inférieure à la valeur efficace maximale du courant direct du IGBT. La protection avec des fusibles souvent est combinée avec des disjoncteurs automatiques (avec réarmement manuel). Ils peuvent être placés soit en série avec chaque IGBT, soit en série avec chaque paire de IGBT.

Les fusibles ne sont pas suffisamment rapides pour protéger les transistors qui "claquent" très rapidement lorsque le courant dépasse des valeurs dangereuses. La protection est donc assurée par l'intermédiaire d'un circuit électronique qui mesure des paramètres significatifs et interrompt la commande en cas de danger.



I.6.3.3 Protection contre les surchauffes

Le schéma fonctionnel du circuit de protection comporte un capteur de température, une Bascule de Schmidt et un Indicateur de surchauffe. Le capteur de température (une résistance CTP - Posistor, Série PTFM) détecte la température du dissipateur de chaleur de la paire d'IGBT sur laquelle il est monté. Dès qu'il détecte une surchauffe légèrement au-dessus de 100° C, le circuit de protection bloque la commande pour cette paire d'IGBT. Le voyant Indicateur de surchauffe s'allume pour indiquer à l'utilisateur que le module d'IGBT surchauffe.

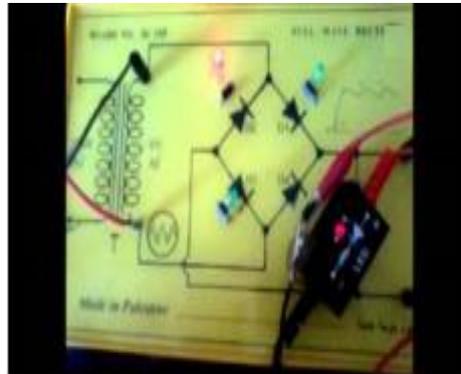
Les IGBT qui ont surchauffé ne peuvent conduire avant que la température du dissipateur de chaleur ne soit descendue à 80° C. L'Indicateur de surchauffe s'éteint pour indiquer à l'utilisateur que le module d'IGBT de puissance ne surchauffe plus.





CONVERTISSEURS COURANT ALTERNATIF - COURANT CONTINU

Chapitre II



REDRESSEMENT NON COMMANDÉ ET COMMANDÉ





SOMMAIRE

I.1.	Introduction.....	39
I.2.	Redressement non commandé.....	39
I.2.1.	Définition.....	39
I.2.2.	Monophasé simple alternance	39
I.2.2.1.	Sur charge purement résistive	39
I.2.2.2.	Sur charge inductive RL.....	42
I.2.2.3	Sur charge inductive RL avec une diode de roue libre	44
I.2.2.4	Sur charge active RE.....	46
I.2.2.5	Filtrage capacitif ou charge R // C.....	47
I.2.3.	Redressement double alternance Monophasé.....	49
I.2.3.1.	Sur charge purement résistive.....	49
I.2.3.2.	Sur charge inductive RL	52
I.2.4.	Redressement double alternance en pont de Graëtz.....	54
I.2.4.1.	Sur charge purement résistive	54
I.2.4.2.	Sur charge inductive RL.....	57
I.2.4.3.	Sur charge active RLE.....	58
I.2.5.	redressement triphasé.....	60
I.2.5.1.	Redresseurs triphasés P3 à diodes simple alternance (demi pont)..	60
I.2.5.2.	Les Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3	64
I.2.5.2.1.	Sur charge résistive	64
I.2.5.2.2.	Sur charge inductive RL.....	68
I.2.5.2.3.	Sur charge active RLE.....	69
I.2.6.	Les trois types de montages redresseurs.....	70
I.3.	Redressement commandé.....	71
I.3.1.	Redressement monophasé simple.....	71
I.3.1.1.	Sur charge purement résistive	71
I.3.1.2.	Sur charge inductive RL.....	74
I.3.2.	Redressement monophasé double sur charge resistive pure R.....	76
I.3.3.	Commutation parallèle double PD2 à thyristors.....	78
I.3.3.1.	Sur charge purement résistive	78
I.3.3.2.	Sur charge active RLE.....	80





I.3.4	Redressement commandé par pont mixte.....	82
I.3.5	Redresseurs commandés à thyristors triphasés.....	85
I.3.5.1.	Redresseur type parallèle P3 sur charge resistive.....	86
I.3.5.2.	Redresseur type parallèle P3 sur charge inductive.....	88
I.3.6.	Redresseur type parallèle double PD3.....	92
I.3.6.1	Redresseur type parallèle PD3 sur charge resistive.....	92
I.3.6.2.	Etude du montage redresseur parallèle PD3 (pont complet).....	95
I.4.	Fonctionnement réel d'un redresseur Commandé.....	98
I.4.1.	Phénomène d'empiétement dans les convertisseurs à redressement commandé	98
I.4.1.1	Montage triphasé à point neutre	98
I.4.2.	Ratée d'amorçage	100
I.4.3.	Réaction au réseau	100





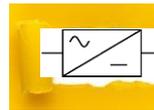
LES CONVERTISSEURS ALTERNATIF/CONTINU LE REDRESSEMENT



II.1. Introduction :

Les besoins des récepteurs électriques nécessitent d'adapter la forme de l'énergie fournie par le réseau de distribution. C'est le rôle des modulateurs d'énergie. Les réseaux et les récepteurs électriques absorbent de l'énergie sous deux formes, en continu ou en alternatif. Pour adapter l'offre à la demande quatre types de convertisseurs sont nécessaires. Parmi ceux-ci, la conversion alternatif-continu au sein de redresseurs non commandés ou commandés. Les redressements permet à partir des diodes et thyristors puis un système de filtrage constitué des bobines et des condensateurs de convertir une tension(ou un courant) en une autre tension (ou courant) continu.

II.2 Redressement non commandé :



II.2.1. Définition : Le redressement est l'opération par laquelle une tension alternative est convertie en une tension unidirectionnelle. On trouve cette fonction dans les convertisseurs alternatif-continu. La charge elle peut être résistive, inductive ou capacitif ; elle est alimentée en courant continu à partir d'une source alternative.

Si le redressement utilise des diodes alors il est dit redressement non commandé. Son rôle c'est d'alimenter uniquement les récepteurs à courant continu a partir de source alternatif.

II.2.2. Monophasé simple alternance :

II.2.2.1. Sur charge purement résistive :

Soit le montage de la figure (II-1) alimentant une charge résistive. La diode est supposée idéale dont sa caractéristique est représentée sur la figure vue dans le chapitre précédent [W-7].

Ce type de redressement permet de supprimer l'alternance négative d'un signal en conservant l'alternance positive. Ce dispositif simple assure l'augmentation de la tension moyenne puisqu'elle n'est plus nulle.



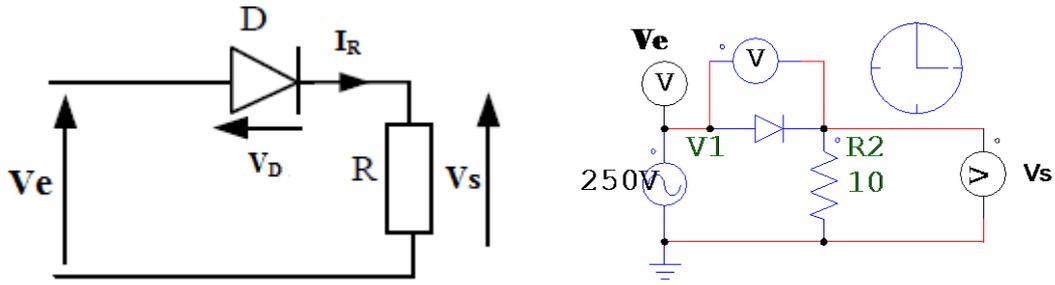


Figure.II.1 Montage d'un redresseur monophasé alimentant une charge purement résistive

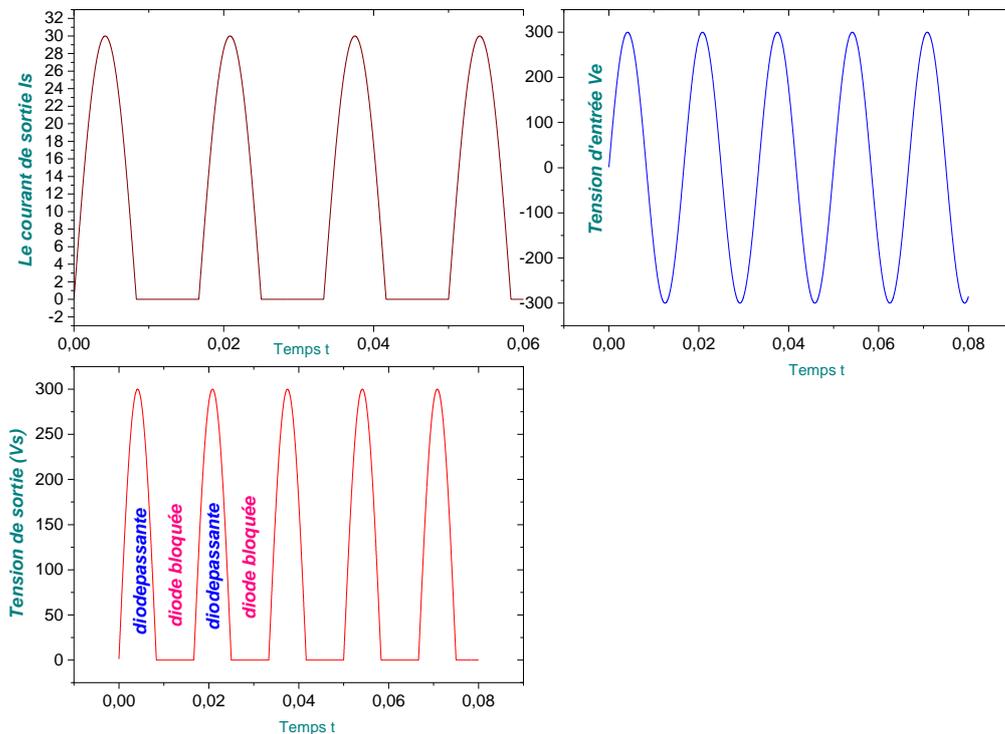


Figure.II.2. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

Analyse du fonctionnement :

On considère la diode D parfaite

$$v_e(t) = \bar{V}_e \sin \omega t \tag{II-1}$$

Quelque soit l'état de la diode on a : $V_e = V_D + V_s$

L'étude du montage conduit à discuter l'existence du courant $i(t)$ dans la charge en fonction de l'état de la diode. La tension n'apparaît aux bornes de la charge que si la tension



de la source est positive entraînant une tension positive en sortie. Dès que la tension réseau est négative, la diode est bloquée : la tension aux bornes de la charge et le courant sont nuls.

Ce fonctionnement est illustré par les chronogrammes de la figure (II-2).

Pour une tension d'entrée $V_e(t) > 0 \Rightarrow V_A > V_K$ la diode D est passante

$$V_D = 0V, \quad V_s = V_e, \quad I_R = \frac{V_e}{R}$$

Pour une tension d'entrée $V_e(t) < 0 \Rightarrow V_A < V_K$ la diode D est bloquée

$$V_D = V_e, \quad V_s = 0V, \quad I_R = 0A$$

Tension et courant moyens : Les valeurs moyennes de la tension aux bornes de la charge et du courant sont :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_2} V_s(t).dt = \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_2} V_e \sin wt .dt = \frac{V_e}{T} \left[-\frac{1}{w} \cos wt \right]_{T_1}^{T_2} = \frac{V_e}{T} \left[-\frac{1}{w} \cos wt \right]_0^{\frac{T}{2}} \text{ pour } w = \frac{2.\pi}{T}$$

on aura :

$$\langle V_s \rangle = \frac{V_e}{T} \left[-\frac{1}{w} \cos wt \right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{V_e}{T.w} \left[-\cos w \frac{T}{2} + \cos 0 \right] = \frac{V_e}{T.w} \left[-\cos \pi + \cos 0 \right] = \frac{2.V_e}{T.w} = \frac{V_e}{\pi}$$

D'où :

$$\langle V_s \rangle = \bar{V}_s = \frac{V_e}{\pi} \tag{II-2}$$

Et

$$\langle I_s \rangle = \bar{I}_s = \frac{V_s}{R} = \frac{V_e}{\pi.R} \tag{II-3}$$

La tension efficace est donnée par :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{\int_{T_1}^{T_2} (V_e \sin(wt))^2 .dt}{T}} \tag{II-4}$$





$$\Rightarrow V_{eff}^2 = \frac{V_e^2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} dt = \frac{V_e^2}{2T} \left[t - \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega} \right]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{V_e^2}{2T} \left[\frac{T}{2} - 0 - \frac{\sin(2 \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{T}{2})}{2 \cdot \frac{2\pi}{T}} + \frac{\sin(0)}{2\omega} \right]$$

$$\Rightarrow V_{eff}^2 = \frac{V_e^2}{4}$$

D'où : $V_{eff} = \frac{V_e}{2}$ (II-5)

On a : $I_{eff} = \frac{V_s}{R} = \frac{V_{eff}}{R} = \frac{V_e}{2.R}$ (II-6)

Facteur de puissance : Le facteur de puissance k est rapport de la puissance active (moyenne) à la puissance apparente

$$S = \frac{V_e}{\sqrt{2}} \cdot I_{eff} \dots\dots\dots \text{Puissance apparente}$$

Vue de la source La puissance moyenne est la $P = \frac{V_e \cdot I_e}{4} = \frac{R \cdot I_e^2}{4}$ puissance active alors :

Donc : $K = \frac{P}{S}$

II.2.2.2. Sur charge inductive RL :

En électrotechnique les charges sont souvent combinées : inductive et résistive. Les électroaimants ou les machines à courant continu en sont des exemples. Le schéma permettant la nouvelle étude est celui de la Figure suivante [5].

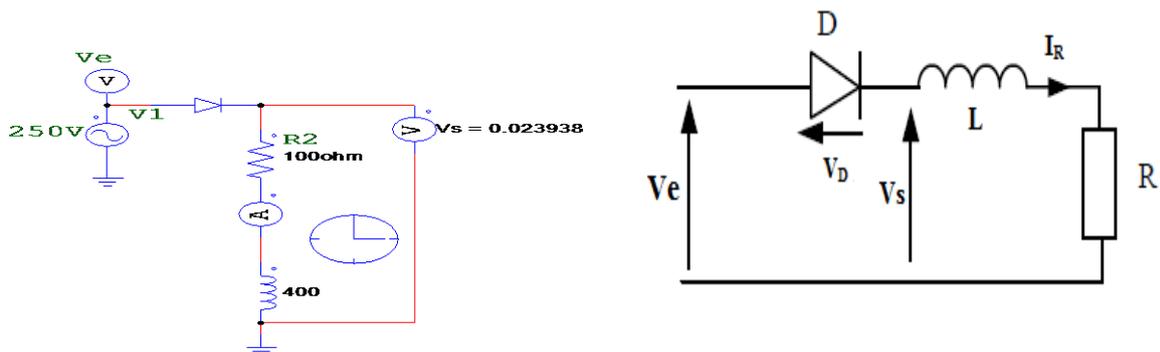


Figure II.3. Redresseur à diode avec charge inductive.



Nous voyons que la tension redressée évolue selon l'allure de la tension sinusoïdale d'entrée et qu'elle croit jusqu'à une valeur maximum égale à la tension maximum débitée. Puis cette tension commence à diminuer en suivant l'allure de la sinusoïde pour se retrouver à une valeur nulle. Ce point n'est cependant pas la fin de l'évolution de la tension aux bornes de la charge, en effet, nous remarquons que la tension passe en négatif durant un temps donné fixé par la présence d'un courant dans la charge.

Une fois le courant nul, la diode se bloque

et la tension devient nulle.

- ✚ $V_e(t) > 0$, la diode
- D est passante \Rightarrow
- $U_d = 0 \Rightarrow V_s = V_e$

Déterminons l'expression de $i_s(t)$.

L'équation différentielle qui régit le circuit est d'après la loi des mailles :

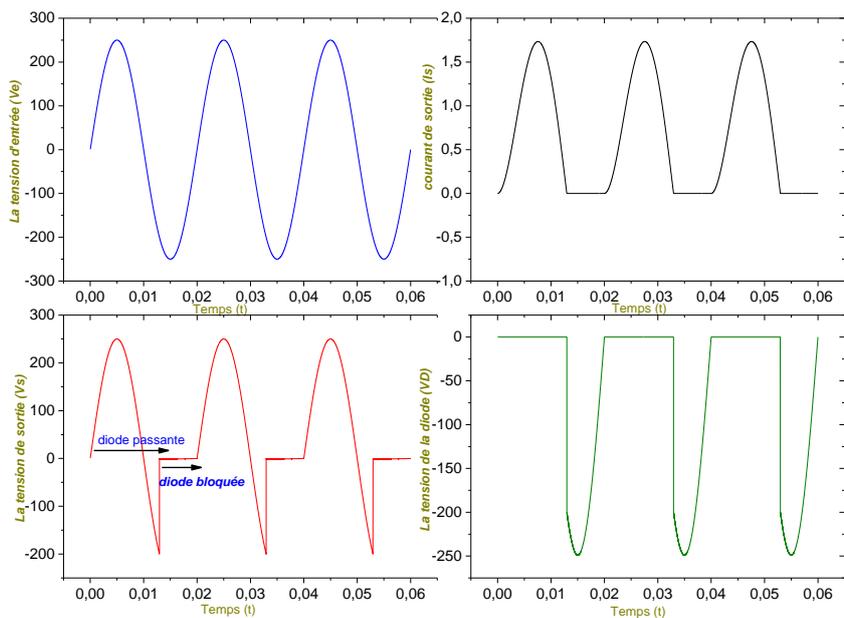


Figure II.4. chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri = V_e(t) = \hat{V}_e \cdot \sin(\omega t)$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{T/2+\alpha} V_s(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T/2} V_e \sin \omega t \cdot dt + \int_{T/2}^{T/2+\alpha} -V_e \sin \omega t \cdot dt \right] = \frac{V_e}{T} \left[\left[-\frac{1}{\omega} \cos \omega t \right]_0^{T/2} + \left[\frac{1}{\omega} \cos \omega t \right]_{T/2}^{T/2+\alpha} \right]$$

Pour $T = 2\pi$ on aura :

$$\langle V_s \rangle = \frac{V_e}{T \cdot \omega} \left[-\cos \omega \left(\frac{T}{2} + \alpha \right) + \cos 0 \right] = \frac{V_e}{T \cdot \omega} \left[-\cos \omega \left(\frac{T}{2} + \alpha \right) + 1 \right] = \frac{V_e}{T \cdot \omega} [\cos \omega \alpha + 1]$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{V_e}{T \cdot \omega} \left[\cos \omega \left(\frac{T}{2} + \alpha \right) + 1 \right] \tag{II-7}$$

si l'impédance possède une résistance interne RL alors le courant moyen $\langle I \rangle = \frac{V_{moy}}{R + RL}$.



La tension efficace est donnée par :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{\int_0^{\frac{T}{2}+\alpha} (V_e \sin(\omega t))^2 .dt}{T}} \quad (II-8)$$

$$\Rightarrow V_{eff}^2 = \frac{V_e^2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}+\alpha} \frac{1-\cos(2\omega t)}{2} .dt = \frac{V_e^2}{2T} \left[t - \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega} \right]_0^{\frac{T}{2}+\alpha} = \frac{V_e^2}{2T} \left[\frac{T}{2} + \alpha - 0 - \frac{\sin(2 \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot (\frac{T}{2} + \alpha))}{2 \cdot \frac{2\pi}{T}} + \frac{\sin(0)}{2\omega} \right] \Rightarrow V_{eff}^2 = \frac{V_e^2}{4}$$

D'où :

$$V_{eff} = \frac{V_e}{2} \sqrt{1 + \frac{\alpha \sin 2\alpha}{\pi \cdot 2\pi}} \quad (II-9)$$

$$I_{eff} = I_{eff R} + I_{eff ond}$$

On a : $I_{eff ond} = \frac{V_{eff}}{Z}$ $I_{eff R} = \frac{V_{eff R}}{R}$

Avec : $Z = ((R + R_L)^2 + (L\omega)^2)^{\frac{1}{2}}$

✚ Pour $V_e(t) < 0$: la diode D reste passante tant que le courant de sortie I_R n'est pas devenu nul. $\Rightarrow U_d = 0 \Rightarrow V_s = V_e < 0$.

A $t = t_2$, $I_R = 0$ D se bloque $\Rightarrow V_D = V_e \Rightarrow V_s = 0$ et $I_R = 0$

II.2.2.3. Sur charge inductive RL avec une diode de roue libre :

La charge inductive introduit un retard à l'installation et à la suppression du courant. Les performances de montage sont médiocres, la tension redressée V_s étant en partie négative, sa valeur moyenne est diminuée (plus **L** augmente plus la valeur moyenne de V_d diminue) par rapport au cas de charge résistive. Pour éviter cet inconvénient, on emploie une diode DRL « roue libre », montée en parallèle inverse sur la charge inductive. Dès que la tension redressée V_d tend à devenir négative, la diode DRL se met à conduire, court-circuitant et démagnétisant la charge inductive[2] [5].

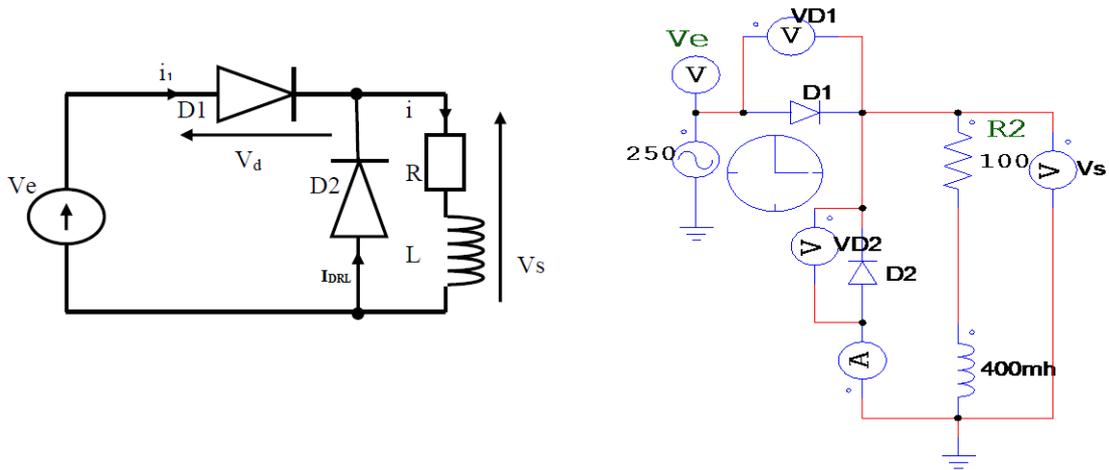


Figure II.5. *Redresseur à thyristor avec charge inductive avec une diode de libre*

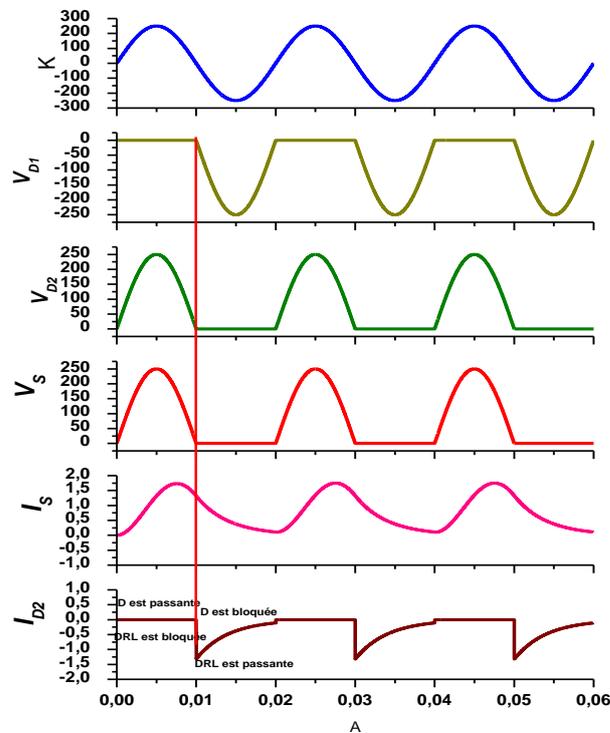


Figure II.6. *Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.*

- $0 < t < T/2$ Les valeurs de la tension V_{moy} et du courant I_s de la charge sont ceux définis dans le paragraphe précédent. A l'instant $t=T/2$, l'intensité du courant I_s vaut :

$$I_s = Ve \frac{V_e}{Z} \sin \varphi (1 + e^{-\frac{T}{2\tau}})$$

- $T/2 < t < T$ A l'instant t_1 la diode D_2 devient passante et la diode D_1 devient bloquée. La structure est équivalente au modèle ci-contre. La tension V_{moy} égale à zéro volt. L'intensité du courant I_{moy} répond à l'équation différentielle :





$$L \frac{di}{dt} + Ri = 0 \quad \text{donc} \quad I_{moy} = I_1 \cdot e^{-\frac{T-t}{\tau}} . \quad \text{A l'instant } t=T, \text{ la valeur de } I_{moy} \text{ vaut : } I_{moy} = I_1 \cdot e^{-\frac{T}{2\tau}}$$

- $T < t < 3T/2$ Les valeurs de la tension V_{moy} et du courant I_s de la charge sont ceux définis dans le paragraphe précédent, en tenant compte, cette fois, des valeurs initiales du courant $I_{moy} = I_{DRL}$.
- A l'instant $3T/3$, la valeur du courant I_{moy} vaut I_3 qui est supérieure à I_1 .
- $T > 3T/2$ La valeur moyenne de I_{moy} croît au fur et à mesure des alternances. Cette succession de valeurs tend vers une limite appelée "régime permanent".

II.2.2.4. Sur charge active RE :

E : force électromotrice (f.é.m.) d'une batterie d'accumulateurs de résistance interne négligeable.

- $V_e(t) > 0$: pour que la diode D soit passante, il faut que V_D soit positif, c'est-à-dire qu'il faut au moins $v_e > E$.
- $0 \leq V_e \leq E$, D est bloquée $\Rightarrow I_s = 0$, $V_s = E$ (la batterie ne se charge pas) et $V_D = V_e - E < 0$.
- $V_e \geq E$, D est passante $\Rightarrow V_s = V_e$, $I_s = I_s = \frac{V_e - E}{R}$ (la batterie se charge et sert à limiter l'intensité de charge) et $V_D = 0$.
- $V_e(t) < 0$: La diode D est polarisée en inverse et reste bloquée. $\Rightarrow I_s = 0$, $V_s = E$ (la batterie ne se charge pas) et $V_D = V_e - E < 0$.

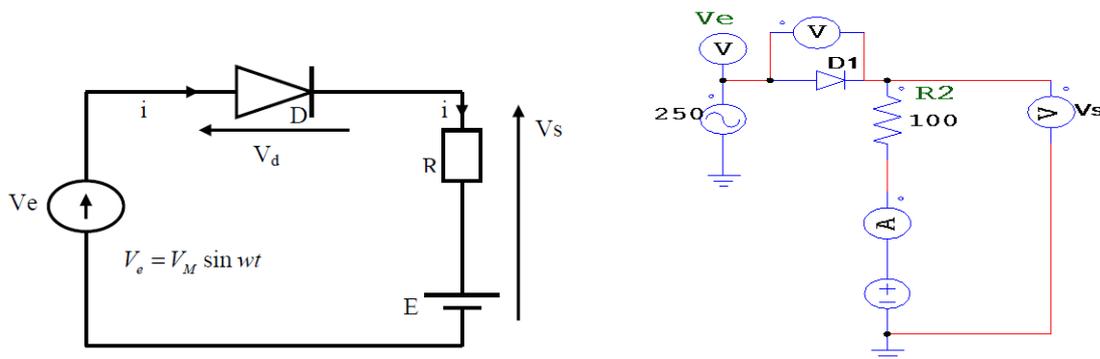


Figure .II.7. : schéma du montage redresseur avec une charge active



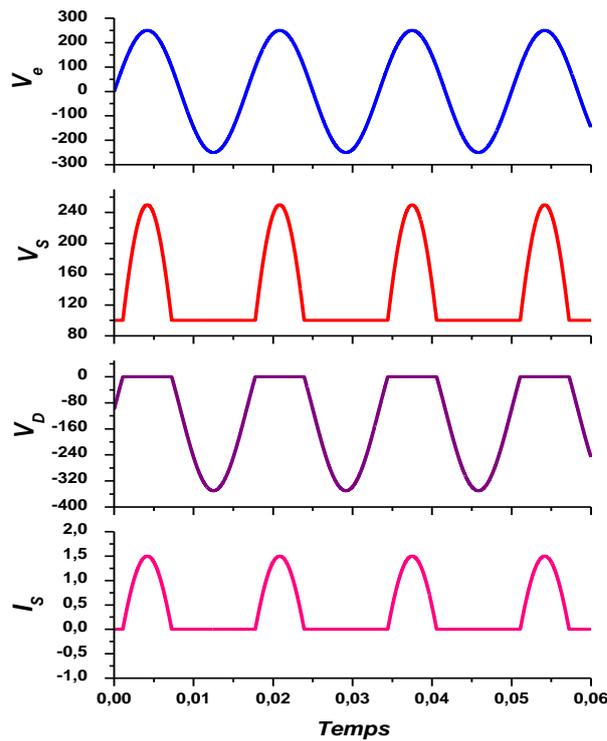


Figure. II.8. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

II.2.2.5. Filtrage capacitif ou charge R // C

La figure (II-1) étudié au paragraphe II. 2.2.1 est complétée par un condensateur C monté en parallèle sur la résistance R (Figure II-9).

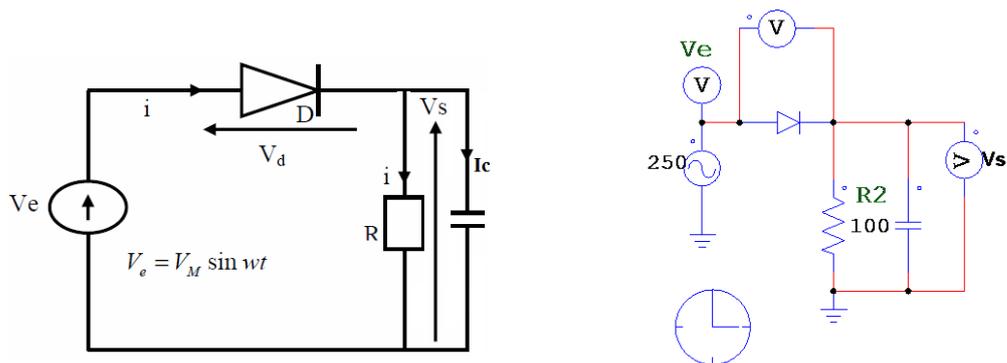


Figure.II.9. Redresseur avec une charge capacitive

Les équations générales énoncées au § II-1 s'écrivent dans ce cas :

- . propriétés du semi-conducteur : $i_D > 0 \rightarrow v_D = 0$
- . loi des mailles : $V_s = V_D + V_c$





• loi des noeuds : $I_s = I_D = I_R + I_c$

• loi d'ohm appliquée à la charge : $I_R = \frac{V_C}{R}$, $I_c = C \frac{dV_C}{dt}$

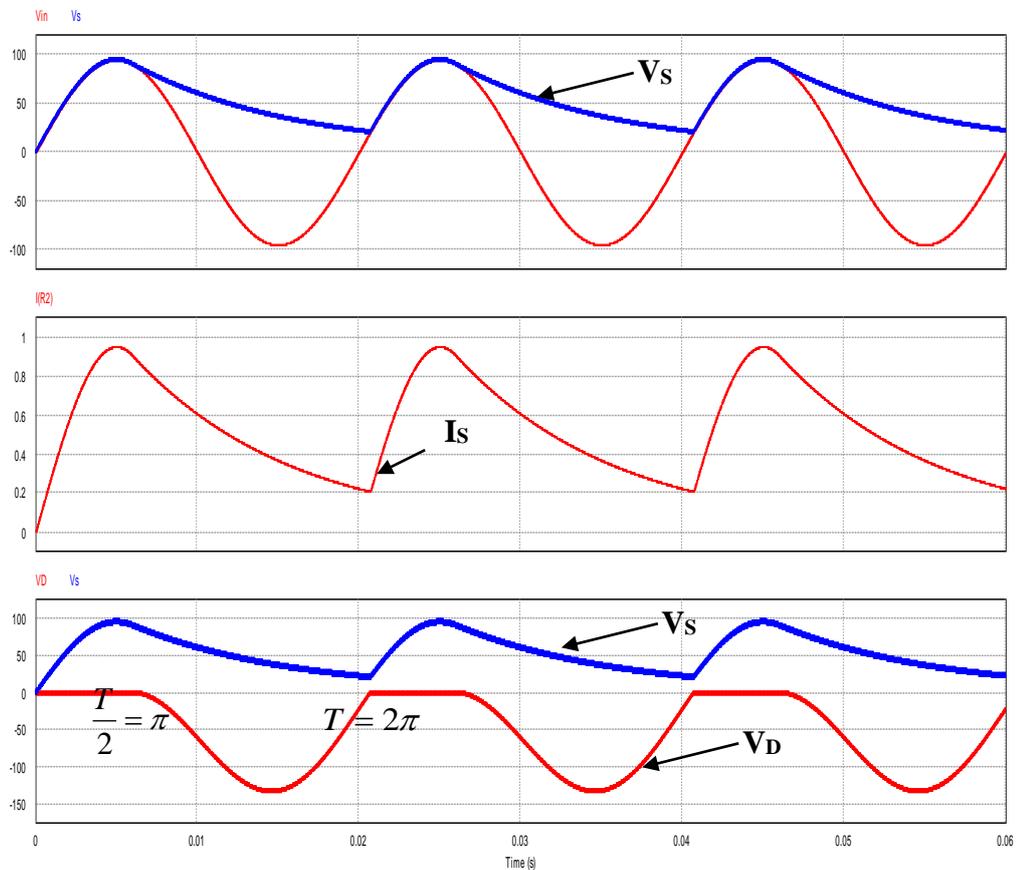


Figure.II.10. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

Si la diode était remplacée par un interrupteur, lorsqu'elle est passante (interrupteur fermé), on aurait :

$$V_c(\theta) = V_s(\theta) = V_e \sin\theta$$

Et les courants i_R et i_c seraient :

$$I_R = V_e \frac{V_e}{R} \sin wt \quad \text{et}$$

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} = cwV_e \cos wt \tag{II-10}$$

La présence de la diode D ne permet ce régime que si son courant i_D est positif.





Pour l'angle $\theta = \text{Arctg}(-RC\omega)$, le courant i_D passe par zéro et à partir de l'instant t_e , la diode D se bloque.

Le condensateur C est chargé à la tension $V_e = V_s(\omega t)$, il se décharge alors dans la résistance R tant que $V_c(\omega t)$ reste supérieure à $V_s(\omega t)$ et suit la loi :

$$I_c = -I_R = \frac{V_e}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{II-11})$$

avec $\tau = RC$

Quand $V_s(\omega t)$ redevient supérieure à $V_c(\omega t)$, la tension aux bornes de la diode $V_D = V_s - V_c$ redevient positive et la diode se réamorçage à nouveau.

II.2.3. Redressement double alternance monophasé :

II.2.3.1. Sur charge purement résistive :

Pour remédier aux inconvénients du montage précédent, c'est-à-dire : tension continue de sortie dépendant de la valeur du condensateur de filtrage et difficulté à obtenir un bon nivellement, on a réalisé un autre type de circuit redresseur, où les deux alternances de la tension sont effectivement utilisées.

Ce nouveau montage s'appelle redresseur à double alternance, ou redresseur doubleur d'intensité (ne pas confondre avec le redresseur « doubleur de tension » dont nous parlerons dans cette leçon).

Dans ce type de circuit, on utilise deux redresseurs et un transformateur avec secondaire à point -milieu (figure (II-11)) [W-1].

On applique aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur une tension sinusoïdale $V = V_e \sin \omega t$. Le secondaire à point milieu du transformateur est constitué par deux enroulements symétriques délivrant entre leurs bornes deux tensions V_1 et V_2 en opposition de phase : $V_1 = -V_2 = V_M \sin \omega t$ avec $V_M = \frac{m.V_e}{2}$ où m est le rapport de transformation.



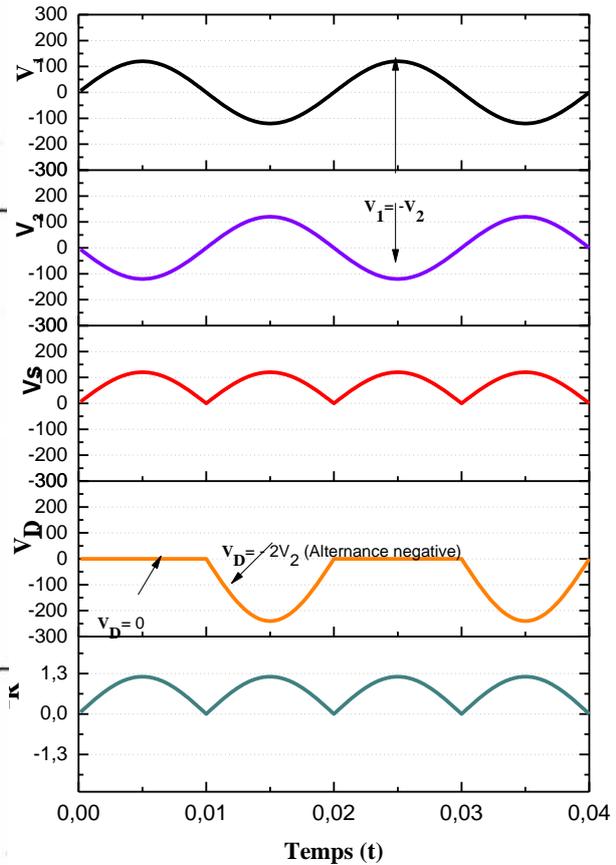
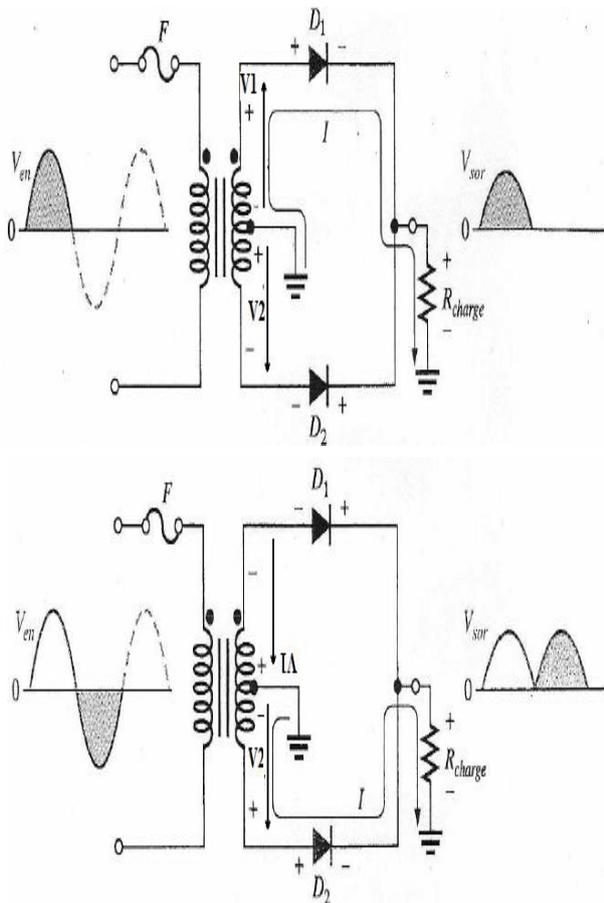


Figure II.11. Montage d'un redresseur double alternance monophasée alimentant une charge purement résistive

Figure II.12. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

- Pour $0 < t < T/2$, $V_1 > V_2$, la diode conduit D_1 .
Les tensions aux bornes de la charge et aux bornes de la diode D_2 sont (Figure (II.13.a.)):

$$V_s = V_1 = V_M \sin \omega t$$

$$V_{D2} = V_2 - V_s = -2V_M \sin \omega t$$

- Pour $T/2 < t < T$, $V_2 > V_1$, la diode conduit D_2 .
Les tensions aux bornes de la charge et aux bornes de la diode D_1 sont (Figure (II.13.b.)):

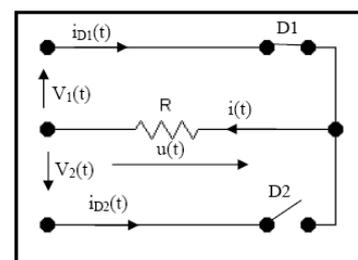


Figure II.13.a





$$V_s = V_2 = -V_M \sin \omega t$$

$$V_{D1} = V_1 - V_s = 2V_M \sin \omega t$$

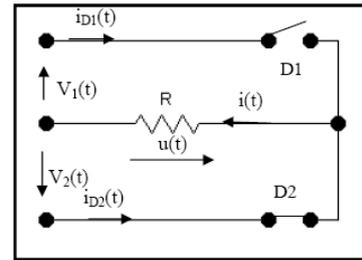


Figure II.13.b.

Les diodes sont plus sollicitées que pour le montage simple alternance : en effet, la diode qui ne conduit pas devra supporter une tension V_R double de celle requise dans le montage à simple alternance, soit deux fois la tension crête présente sur chacun des secondaires.

Chaque diode ne conduit que pendant une alternance de $e(t)$, soit : $I_{Dmoy} = \frac{V_M}{R \cdot \pi}$

La valeur moyenne d'une tension périodique est la moyenne des valeurs instantanées mesurées sur une période complète, et la tension $V(t)$ est périodique de période $T/2$, T est la période de la tension secteur

Alors la valeur moyenne de cette tension est donnée par :

$$\langle V \rangle = \bar{V} = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} v(t) \cdot dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_M \sin \theta \cdot d\theta \quad (\text{II-12})$$

$$\bar{V} = V_{moy} = \frac{1}{\pi} [V_M \cos \theta]_0^{\pi} = \frac{V_M}{\pi} [\cos 0 - \cos \pi] = 2 \frac{V_M}{\pi} \quad (\text{II-13})$$

Finalement la tension $V_{moy} = 2 \frac{V_M}{\pi}$

Et donc sa valeur efficace est :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{Max}^2}{T} \int_0^T (\sin(\omega t))^2 \cdot dt} \quad (\text{II-14})$$

Pour intégrer on modifie l'expression de la fonction en utilisant les relations remarquables des fonctions sinusoïdales et on trouve :





$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{Max}^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos(\theta)}{2} .d\theta} \quad (II-15)$$

$$V_{eff} = V_{max} \cdot \sqrt{\frac{\left[t - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]_0^\pi}{\pi 2}} = V_{max} \cdot \sqrt{\frac{\left[\pi - 0 - \frac{\sin(4\pi)}{4\pi} + \frac{\sin(0)}{2} \right]}{\pi 2}}$$

$$V_{eff} = V_{max} \sqrt{\frac{1}{2}} = V_{max} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (II-16)$$

Le courant moyen étant égal à :

$$I_{moy} = 2 \frac{V_M}{\pi . R} \quad (II-17)$$

Le facteur de forme F :
$$F = \frac{V_{eff}}{V_{moy}} = \frac{V_{max} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}}{V_{max} \cdot \frac{2}{\pi}} = \frac{\sqrt{2} . \pi}{4} = 1.11 \quad (II-18)$$

Le taux d'ondulation τ :
$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0.48 \quad (II-19)$$

II.2.3.2. Sur charge inductive RL :

La charge est maintenant constituée d'une inductance L en serie avec une resistance R. L'inductance L s'oppose aux variations du courant Is. si on donne à L une valeur suffisante, le courant dans la charge devient ininterrompu.

Les tensions de sortie du transformateur sont en opposition de phase.

$$V_1 = -V_2 = V_M \sin \omega t \quad \text{avec } V_m = \frac{m.V_e}{2} \quad \text{où m est le rapport de transformation.}$$

...Pour $0 < t < T/2$, $V_2 > 0$, la diode D_2 est bloquée ($I_{D2}=0$). La tension redressée est indépendante de la résistance et de l'inductance ; s'exprime par :

$$V_s = V_M \sin \omega t$$



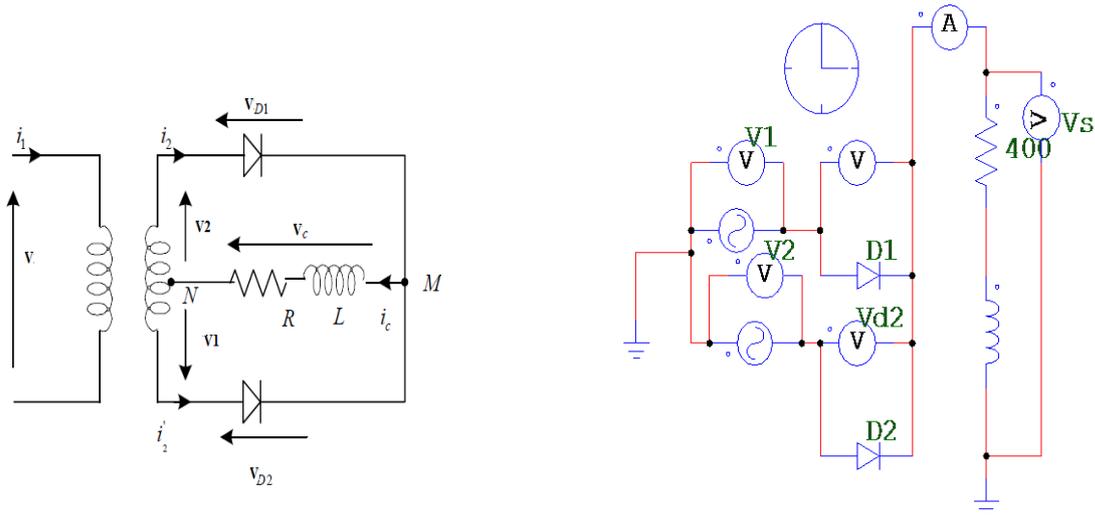


Figure II.14. Redresseur à diode avec charge inductive.

- Pour $T/2 < t < T$, $V_2 > 0$, la diode D_2 est passante, D_1 est passante ($I_{D1}=0$). La tension redressée s'exprime par :

$$V_s = V_2 = -V_M \sin \omega t$$

$$V_{D1} = V_1 - V_s = 2V_M \sin \omega t \tag{II-20}$$

La décomposition en série de Fourier donne :

$$V_s = \frac{2V_M}{\pi} \left[1 + \frac{2}{3} \cos(2\theta) - \frac{2}{15} \cos(4\theta) + \dots \right] \tag{II-21}$$

Pour un récepteur résistif et inductif, la valeur du courant dépend de la résistance et de l'inductance. Ainsi le courant redressé est de la forme :

$$I_s = \frac{2V_{\max}}{\pi R} + \frac{4V_{\max}}{3\pi \sqrt{R^2 + 4(L\omega)^2}} \cos(2\theta + \varphi_2) - \frac{4V_{\max}}{15\pi \sqrt{R^2 + 16(L\omega)^2}} \cos(4\theta + \varphi_4) + \dots \tag{II-22}$$



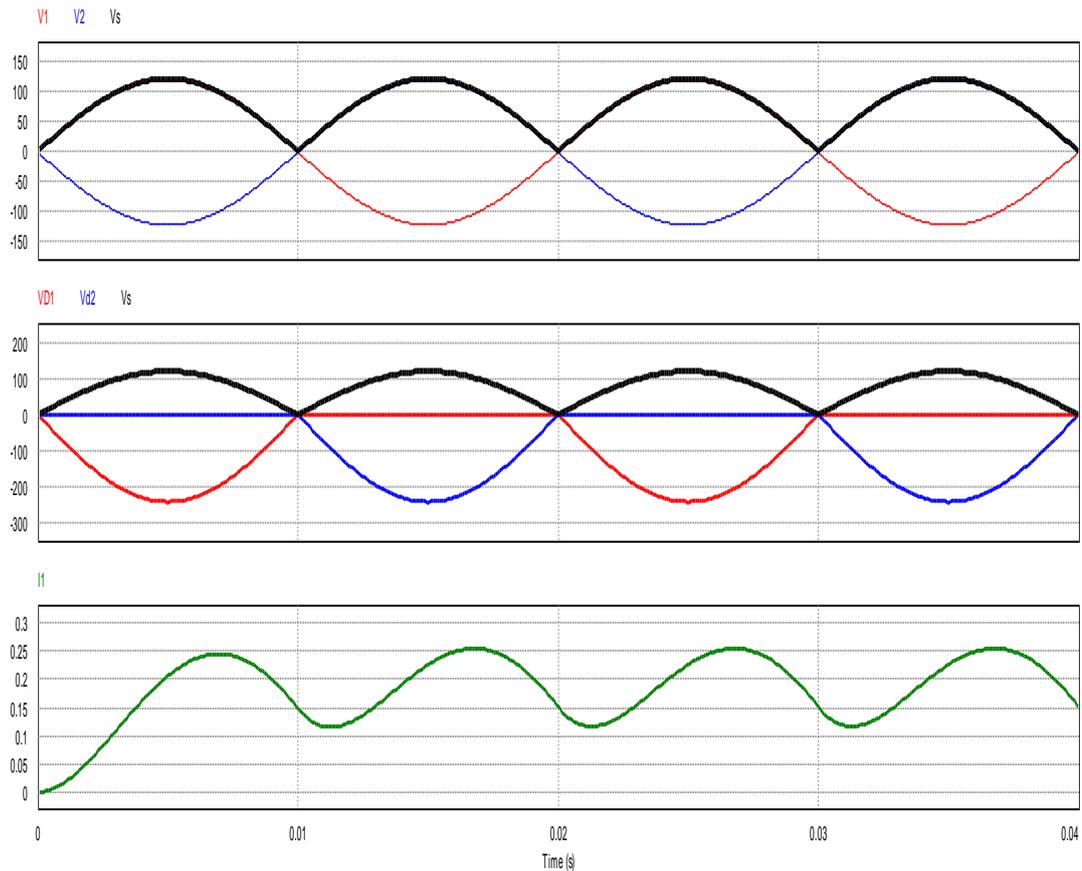


Figure II.15. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

II.2.4. Le redressement double alternance en pont de Graëtz :

II.2.4.1. Sur charge purement résistive :

Le circuit de la Figure II.16.a et b), appelé redresseur en pont, permet d'obtenir dans la charge R un courant circulant toujours dans le même sens quelles que soient les polarités des bornes 1 et 2 de la source. Lorsque la tension sinusoïdale V_{14} est positive, le courant passe par les diodes D_1 et D_4 . Lorsque les polarités de la source sont inversées, le courant passe par les diodes D_2 et D_3 . La tension V_{23} aux bornes de la charge est donc constituée d'une série de demi-sinusoïdes toutes positives et variant entre zéro et la valeur V_M .

Analyse du fonctionnement

Alternance positive

** $V_e(t) > 0, 0 < t < T/2$.

D_1 et D_4 sont passantes, (interrupteurs fermés) $\Rightarrow V_{D1} = V_{D4} = 0$ et $V_{D2} = V_{D3} = -V_e$





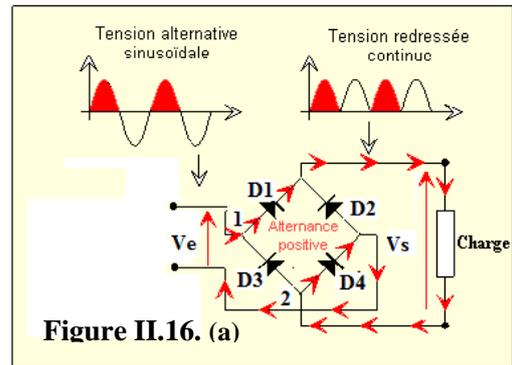
Le schéma équivalent au montage pour l'alternance positive est présenté dans la figure (II-16-a)

Loi des mailles : $V_e - V_{D1} - V_s - V_{D2} = 0$

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

Loi des nœuds :

$$I_e = I_{D1} = I_{D4} = I_s = \frac{V_s}{R}$$



Alternance négative

**** $V_e(t) < 0, T/2 < t < T.$**

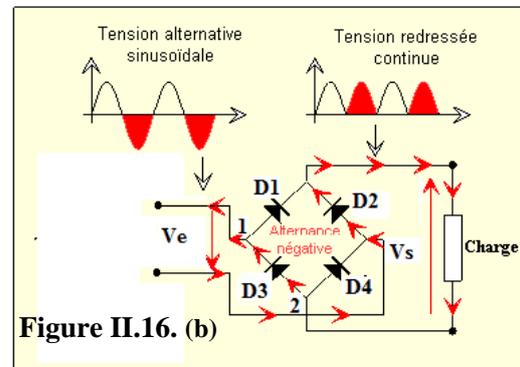
D₂ et D₃ sont passantes $\Rightarrow V_{D2} = V_{D3} = 0$ (interrupteurs fermés) et D₁ et D₄ sont bloquées

Loi des mailles : $V_e + V_{D2} + V_s + V_{D3} = 0 \Rightarrow V_e + V_s = 0 \Rightarrow V_s = -V_e > 0$

$$I_e = -I_{D2} = -I_{D3} = -I_s = \frac{V_s}{R}$$

Loi des nœuds :

$$I_{D1} = I_{D4} = 0$$



Loi des mailles pour D1 : $V_{D1} + V_{D4} + V_s = 0 \Rightarrow u_{D1} = -V_s = V_e < 0$

Le schéma équivalent au montage pour l'alternance négative est est présenté dans la figure (II-16-b):

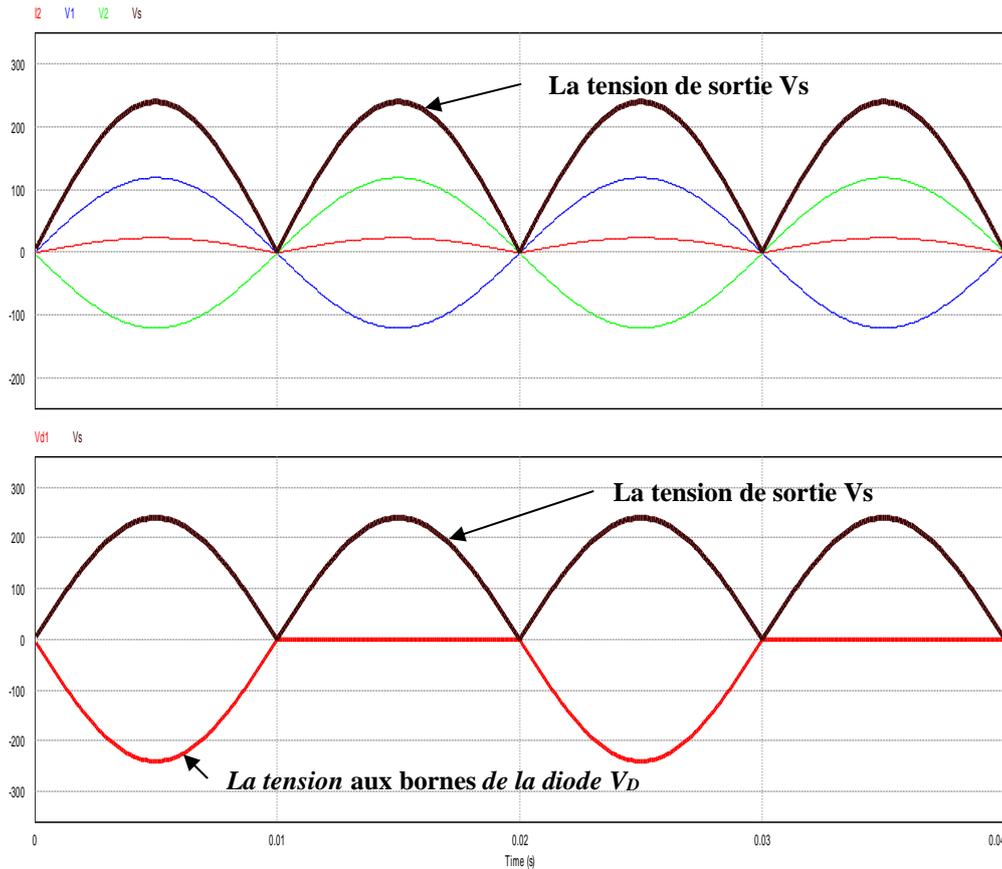


Figure II.17. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

$$V_{D1} = V_1 - V_s = 2 V_M \sin wt \quad (II-23)$$

La valeur moyenne du signal double alternance u est 2 fois la valeur moyenne de la simple alternance puisque l'aire sous la courbe est doublée :

$$V_{moy} = 2 \frac{V_M}{\pi} = 2 \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{\pi} \quad \text{et} \quad I_{moy} = 2 \frac{I_M}{\pi} = 2 \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{\pi R}$$

Et donc sa valeur efficace est :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{Max}^2}{T} \int_0^T (\sin(wt))^2 .dt} \quad (II-24)$$

Pour intégrer on modifie l'expression de la fonction en utilisant les relations remarquables des fonctions sinusoïdales et on trouve :



$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_{Max}^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos(\theta)}{2} .d\theta} \quad (II-25)$$

$$V_{eff} = V_{max} \sqrt{\frac{1}{2}} = V_{max} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (II-26)$$

Facteur de puissance : Le facteur de puissance k est rapport de la puissance active (moyenne) à la puissance apparente

$$S = V_{eff} . I_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} . I_{eff}$$

Puissance apparente

Vue de la source La puissance moyenne est la puissance active alors :

$$P = V_{moy} . I_{moy} = \frac{2V_M . I_{moy}}{\pi}$$

Donc :

$$K = \frac{P}{S} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.90 \quad (II-27)$$

II.2.4.2. Sur charge inductive RL :

La charge est maintenant constituée d'une charge inductive (une inductance pure L en serie avec une résistance R). On peut dire que l'inductance L s'oppose aux variations du courant Is.

Si on donne à L une valeur suffisante le courant dans la charge devient ininterrompu : c'est le regime de conduction « continu ».

On peut ecrire :

$$V_s = V_R + V_L = L \frac{di}{dt} + Ri = Ve(t) = \hat{V}e . \sin(\omega t)$$

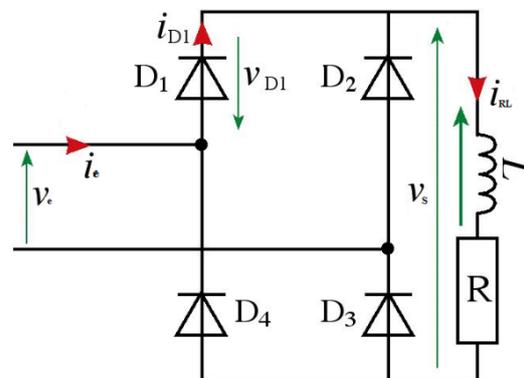


Figure II.18. Redresseur double alternance en pont de GraëtZ avec charge inductive.





Courant Moyen

Courant moyen pour une charge inductive :

$$\langle V_s \rangle = R \cdot \langle I_s \rangle + \langle L \frac{di}{dt} \rangle \Rightarrow$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{V_s}{R} = \frac{2 \cdot V_M}{R \cdot \pi}$$

Courant moyen dans une diode :

$$\langle I_D \rangle = \frac{\langle I_s \rangle}{2}$$

On remarque plus l'inductance est grande,
Plus le courant I_{RL} est faible, on théorise ; souvent on suppose que L est suffisamment grande pour pouvoir considérer I_{RL} comme constant et égal à $\langle I_{RL} \rangle$

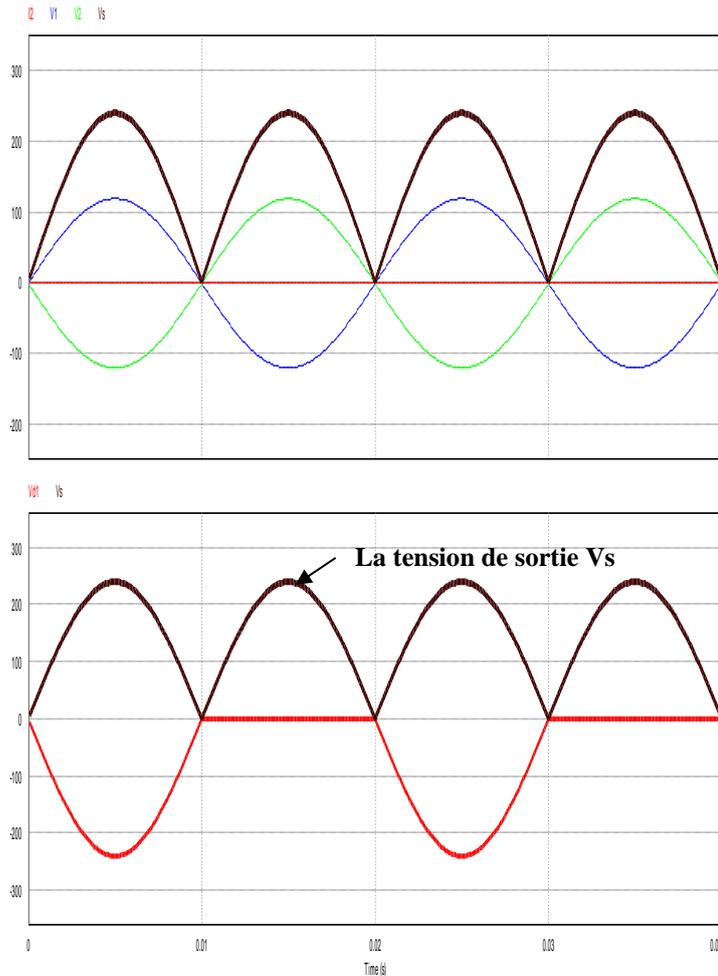


Figure II.19. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant

II.2.4.3. Sur charge RLE :

On donne $V1(t) = V_M \cdot \sin(\omega \cdot t)$; La force contre électromotrice $E = 50 \text{ V}$ est continue, de valeur inférieure à $V_M = 120 \text{ V}$.

Le courant de charge i_c a la même allure que la tension v_s . Suivant la valeur de la constante de temps $\tau = L/R$, le courant i_c devient nul avant la date " $T/2 + t_1$ " (on dit que le courant est interrompu) ou il n'est pas nul à cette date (on dit que le courant est ininterrompu).

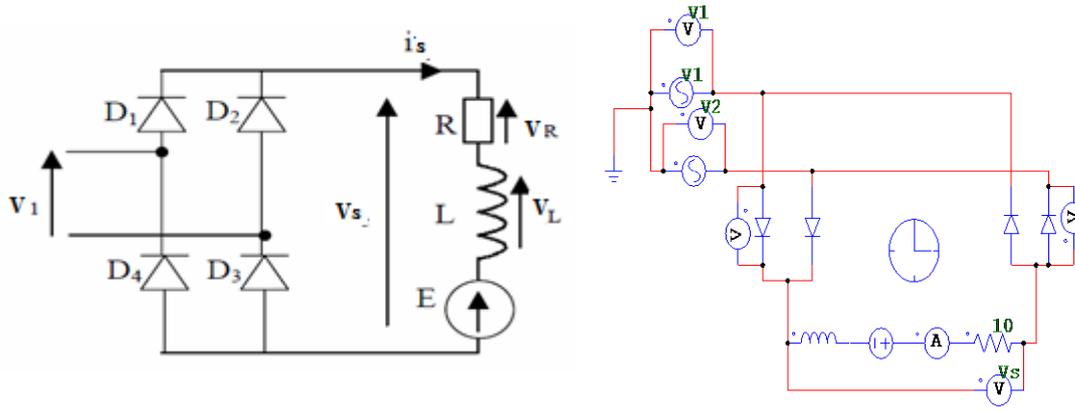


Figure II.20. Redresseur double alternance en pont de Graëtz avec une charge RLE.

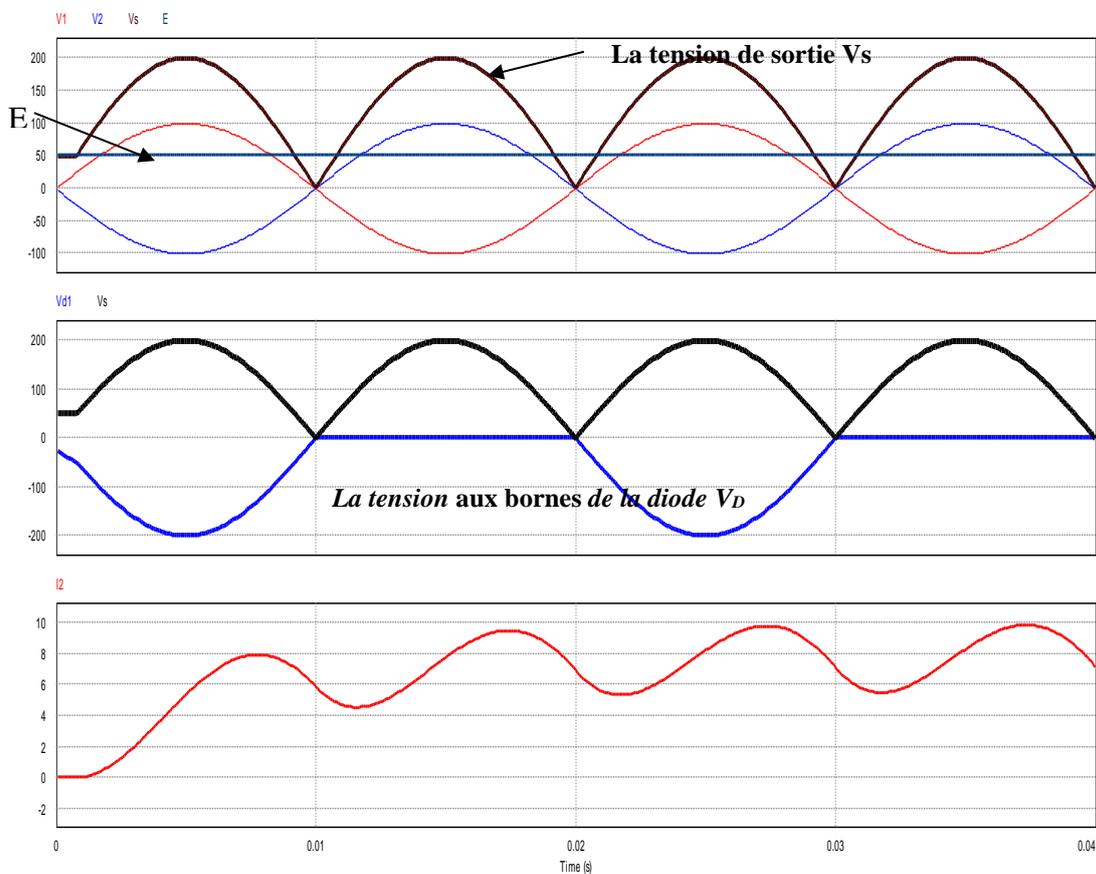


Figure II.21. Chronogrammes des tensions d'entrée et de sortie et du courant.

On aura les mêmes chronogrammes et la même tension moyenne donc la valeur moyenne de cette tension est donnée par :

$$\langle V \rangle = \bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v(t).dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_M \sin\theta.d\theta \quad (\text{II-28})$$





$$\bar{V} = V_{moy} = \frac{1}{\pi} [V_M \cos\theta]_0^\pi = \frac{V_M}{\pi} [\cos 0 - \cos \pi] = 2 \frac{V_M}{\pi} \quad (\text{II-29})$$

$$\langle V \rangle = \bar{V} = 2 \frac{V_M}{\pi} \quad (\text{II-30})$$

$$\text{Or } V_s(t) = L \frac{di_s(t)}{dt} + Ri_s(t) + E = Ve(t) = \hat{V}e \cdot \sin(\omega t)$$

$$\langle V_s(\theta) \rangle = L \frac{d \langle i_s(\theta) \rangle}{dt} + R \langle i_s(\theta) \rangle + E \quad \text{et on a} \quad L \frac{d \langle i_s(\theta) \rangle}{dt} = 0$$

$$\langle V_s(\theta) \rangle = R \langle i_s(\theta) \rangle + E = \frac{2V_M}{\pi} \quad (\text{II-31})$$

II.2.5. Le redressement triphasé:

En triphasé, on distingue de type, le redressement simple alternance et le redressement double alternance

II.2.5.1. Redresseurs triphasés P3 à diodes simple alternances (demi pont) :

Le montage redresseur P3 à diodes est constitué de trois diodes, connectées chacune à une phase du secondaire d'un transformateur triphasé. A partir du réseau triphasé, on obtient au secondaire du transformateur un système triphasé équilibré de tensions (V_1, V_2, V_3), qu'on notera[6], [8]:

$$V_1(t) = V_m \sin \omega t$$

$$V_2(t) = V_m \sin (\omega t - 2\pi / 3)$$

$$V_3(t) = V_m \sin (\omega t - 4\pi / 3)$$

Dans ce type d'étude, il ne faut pas perdre de vue que nous avons à faire à un réseau triphasé et que dès lors les tensions simples sont déphasées l'une de l'autre de 120°.



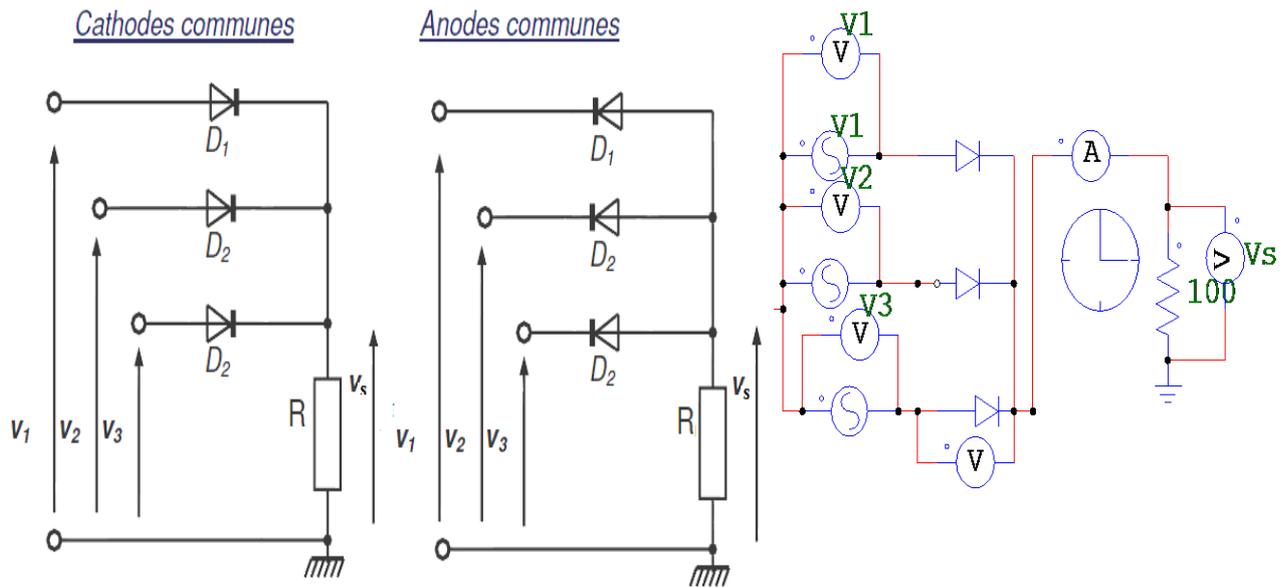


Figure II.22. Montage P3 tout diode

Les différentes phases de fonctionnement du montage sont alors décrites par le tableau suivant:

Intervalles	Diode passante	Tensions aux bornes des diodes bloquées	Tension redressée
$\pi/6 \leq \omega t < 5\pi/6$	D1	$V_{D2} = V_{D1} - V_{s1} + V_{s2} \approx V_{s2} - V_{s1}$	$V_s = V_{e1}$
$5\pi/6 \leq \omega t < 3\pi/2$	D2	$V_{D2} = 0$	$V_s = V_{e2}$
$3\pi/2 \leq \omega t < 13\pi/6$	D3	$V_{D2} = V_{D3} - V_{s3} + V_{s2} \approx V_{s2} - V_{s3}$	$V_s = V_{e3}$

Les trois diodes forment un redresseur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions.





Allure des tensions et des courants au secondaire

Seule la diode dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire. Supposons qu'à un instant donné, v_1 est la tension plus élevée.

Si la diode D_2 conduit ($V_{D2} = 0, V_S = V_2$), D_1 se trouve sous la tension :

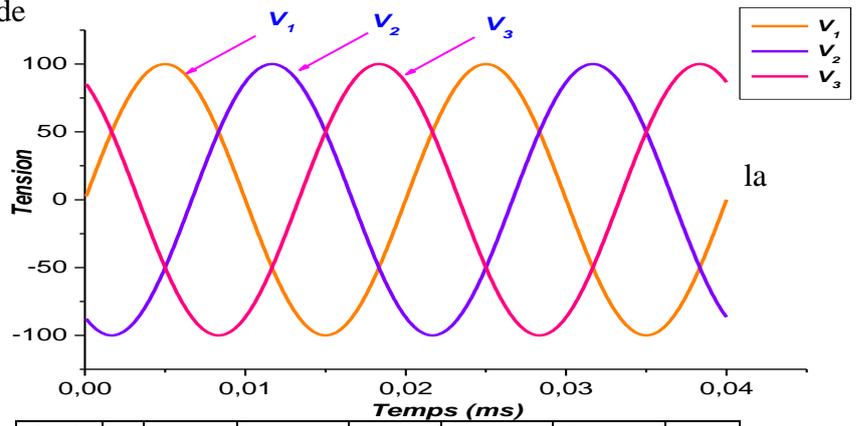
($V_{D1} = V_1 - V_S = V_1 - V_2 > 0$) et devient passante.

On a alors : $V_{D1} = 0$ et $V_{D2} = V_1 - V_2 < 0$.

donc la diode D_2 se bloque.
donc : $V_S = V_1$ quand $V_1 > V_2$ et V_3

$V_S = V_2$ quand $V_1 < V_2$ et V_3

$V_S = V_3$ quand $V_1 < V_3$ et V_2



Diode 1	0	1	0	0	1	0	0
Diode 2	0	0	1	0	0	1	0
Diode 3	1	0	0	1	0	0	1

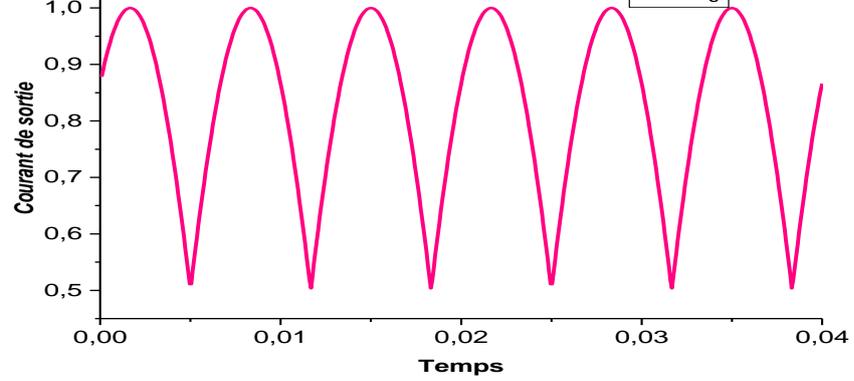
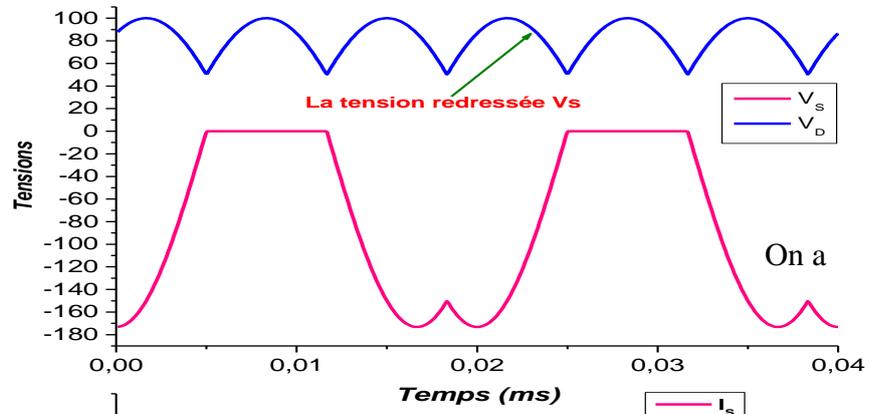


Figure (II-23) : chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie, de la diode et du courant.

Calcul des grandeurs caractéristiques :

Valeur moyenne :

- La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :



$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{4\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_s(\theta) \cdot d\theta = \frac{3V_M}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_s(\theta) \sin \theta \cdot d\theta = \frac{3V_M}{2\pi} [-\cos \theta]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}}$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{3V_M}{2\pi} \left[\cos \frac{\pi}{6} - \cos \frac{5\pi}{6} \right] = \frac{3V_M}{2\pi} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] = \frac{3\sqrt{3}V}{2\pi} = 0.826V \quad (\text{II-32})$$

$$I_{moy} = \langle I_R \rangle = \frac{V_s}{R} = 0.826 \cdot I_M \quad (\text{II-33})$$

avec $I_M = \frac{V_M}{R}$

Valeur efficace :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (V_M \sin(\theta))^2 \cdot d\theta} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (V_M \sin(\theta))^2 \cdot d\theta} + \sqrt{\frac{3V_M^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(\frac{1 - \cos(2\theta)}{2}\right) \cdot d\theta}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \sin(2\theta) \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}}} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{2\pi} \left[\frac{5\pi}{6} - \frac{1}{2} \sin \frac{10\pi}{6} - \left(\frac{\pi}{6} - \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{3} \right) \right]} =$$

$$V_{eff} = \frac{V}{2} \sqrt{\frac{1}{\pi} [4\pi + 3\sqrt{3}]} = 0.84V \quad \text{Et on a : } I_{eff} = 0.84 \cdot I_M \quad (\text{II-35})$$

FACTEUR DE FORME

$$F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}} = 1.016 \quad (\text{II-36})$$

TAUX D'ONDULATION

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0.18 \quad (\text{II-37})$$

La tension maximale à supporter en inverse (II-38)

Courants dans les diodes :

Le courant de sortie étant considéré comme constant, de valeur I_c , et les diodes parfaites, on déduit de l'étude du fonctionnement les formes d'ondes des courants dans ces



dernières: i_1, i_2, i_3 sont respectivement les courants dans les diodes D_1, D_2, D_3 .

D'où les expressions de i_{max}, i_{moy} et i_{eff} , les valeurs maximale, moyenne et efficace de ces courants: $i_{max} = I_c$

$$I_{1moy} = \frac{1}{T} \int i_1(t) dt = \frac{I_M}{3} \quad \text{et} \quad I_{1eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_1^2(t) dt} = \frac{I_M}{\sqrt{3}} \quad (\text{II-39})$$

II.2.5.2. Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3

a. Sur charge résistive R :

Le redresseur en pont triphasé est identique au redresseur en pont monophasé sauf qu'il possède deux diodes supplémentaires raccordées à la troisième phase (Fig. II.24) . Ce redresseur est aussi connu sous le nom de pont de Graëtz.

Ce redresseur est le prototype du redresseur industriel. Le secondaire du transformateur est couplé en étoile et connecté à deux groupes de diodes : un commutateur à cathode commune (D_1, D_2, D_3) et un commutateur à anode commune (D_1', D_2', D_3'). L'existence d'un courant continu dans la charge exige la conduction de deux diodes à tout instant, une de chaque commutateur[9], [W-4].

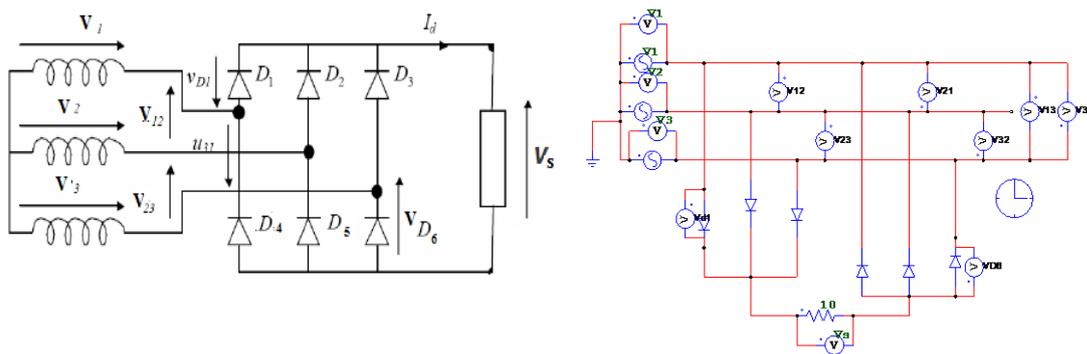


Figure II.24. Montage PD3 tout diode

- lorsque $V_1 > V_2 > V_3$, D_1, D_5 conduisent : $V_s = V_1 - V_2$
- lorsque $V_1 > V_3 > V_2$, D_1, D_5 conduisent : $V_s = V_1 - V_2$
- lorsque $V_2 > V_1 > V_3$, D_2, D_6 conduisent : $V_s = V_2 - V_3$





Intervalles	Diodes passantes	Tensions aux bornes des diodes	Tension redressée
$\pi/6 \leq \omega t < \pi/2$	D1, D5	$V_{D2} = V_{D1} - V_1 + V_2 \approx V_2 - V_1$ $V_{D3} = V_{D1} - V_1 + V_3 \approx V_3 - V_1$ $V_{D4} = -V_1 + V_2 + V_{D5} \approx V_2 - V_1$ $V_{D6} = -V_3 + V_2 + V_{D5} \approx V_2 - V_3$	$V_s = -V_{D5} - V_2 + V_1 - V_{D1} \approx V_1 - V_2$
$\pi/2 \leq \omega t < 5\pi/6$	D1, D'3	$V_{D2} = V_{D1} - V_1 + V_2 \approx V_2 - V_1$ $V_{D3} = V_{D1} - V_1 + V_3 \approx V_3 - V_1$ $V_{D4} = -V_1 + V_3 + V_{D6} \approx V_3 - V_1$ $V_{D5} = -V_2 + V_3 + V_{D6} \approx V_3 - V_2$	$V_s = -V_{D6} - V_3 + V_1 - V_{D1} \approx V_1 - V_3$
$5\pi/6 \leq \omega t < 7\pi/6$	D2, D6	$V_{D1} = V_{D2} - V_2 + V_1 \approx V_1 - V_2$ $V_{D3} = V_{D2} - V_2 + V_3 \approx V_3 - V_2$ $V_{D4} = -V_1 + V_3 + V_{D6} \approx V_3 - V_1$ $V_{D5} = -V_2 + V_3 + V_{D6} \approx V_3 - V_2$	$V_s = -V_{D'3} - V_3 + V_2 - V_{D2} \approx V_2 - V_3$
$7\pi/6 \leq \omega t < 3\pi/2$	D2, D4	$V_{D1} = V_{D2} - V_2 + V_1 \approx V_1 - V_2$ $V_{D3} = V_{D2} - V_2 + V_3 \approx V_3 - V_2$ $V_{D'2} = -V_2 + V_1 + V_{D4} \approx V_1 - V_2$ $V_{D'3} = -V_3 + V_1 + V_{D4} \approx V_1 - V_3$	$U_c = -V_{D4} - V_1 + V_2 - V_{D2} \approx V_2 - V_1$
$3\pi/2 \leq \omega t < 11\pi/6$	D3, D4	$V_{D1} = V_{D3} - V_3 + V_1 \approx V_1 - V_3$ $V_{D2} = V_{D3} - V_3 + V_2 \approx V_2 - V_3$ $V_{D5} = -V_2 + V_1 + V_{D4} \approx V_1 - V_2$ $V_{D6} = -V_3 + V_1 + V_{D4} \approx V_1 - V_3$	$V_s = -V_{D4} - V_1 + V_3 - V_{D3} \approx V_3 - V_1$
$11\pi/6 \leq \omega t < 13\pi/6$	D3, D5	$V_{D1} = V_{D3} - V_3 + V_1 \approx V_1 - V_3$ $V_{D2} = V_{D3} - V_3 + V_2 \approx V_2 - V_3$ $V_{D4} = -V_1 + V_2 + V_{D5} \approx V_2 - V_1$ $V_{D6} = -V_3 + V_2 + V_{D5} \approx V_2 - V_3$	$U_c = -V_{D5} - V_2 + V_3 - V_{D3} \approx V_3 - V_2$

Les trois diodes D₁, D₂, D₃ forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les diodes D'₁, D'₂, D'₃ forment un commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions.





La tension redressée est à tout instant la différence entre ces deux tensions, soit :

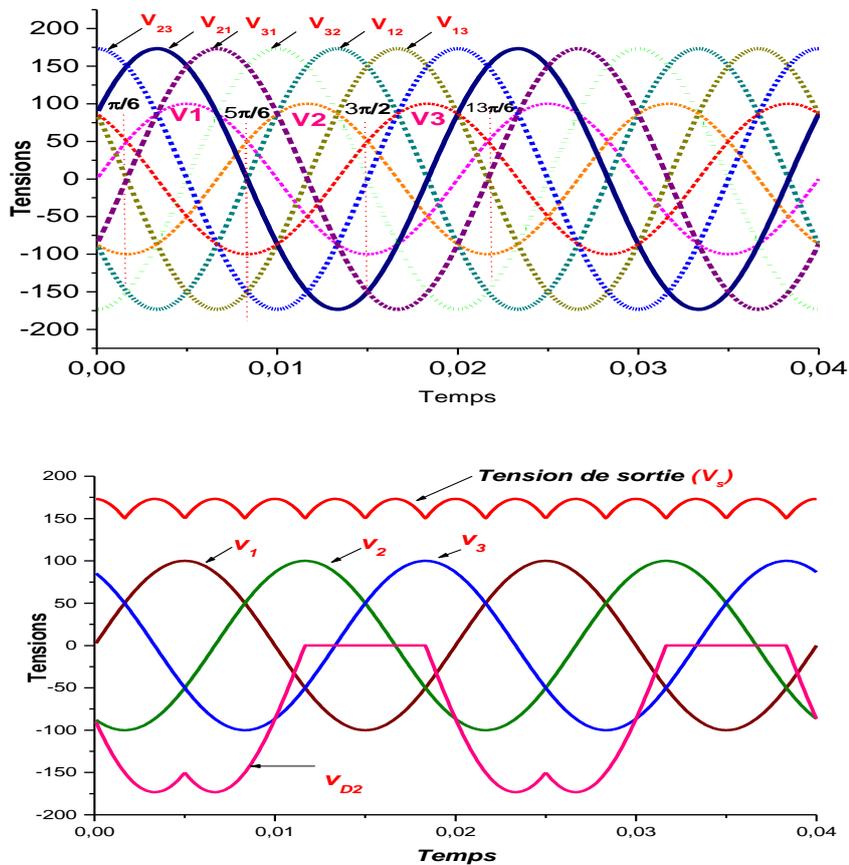


Figure II.25. Chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie, de la diode et du courant.

Valeur moyenne pont de graetz :

$$\begin{aligned}
 \langle V_s \rangle &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_s(\theta) \cdot d\theta = \frac{3V_M}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_M \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \cdot d\theta = \frac{3V_M}{2\pi} \left[-\cos\theta\right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \\
 \langle V_s \rangle &= \frac{3\sqrt{3} V_M}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \sin\theta + \frac{1}{2} \cos\theta\right) \cdot d\theta = \frac{3\sqrt{3} V_M}{\pi} \left[\sqrt{3} \cos\theta + \sin\theta\right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \\
 \langle V_s \rangle &= \frac{3\sqrt{3} V_M}{\pi} \left(0 + 1 - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{3} + \frac{1}{2}\right)\right) = \frac{3\sqrt{3} V_M}{\pi} = 0.95V_M \tag{II-40}
 \end{aligned}$$



Valeur efficace

$$\begin{aligned}
 V_{eff} &= \sqrt{\frac{3V_M^2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} 1 + \cos(2\theta).d\theta} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{\pi} \left(\theta + \frac{1}{2} \sin 2\theta\right)_0^{\frac{\pi}{6}}} = \sqrt{\frac{3V_M^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{3}\right)} \\
 V_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} (V_M)^2 \cos.\theta d\theta} = \sqrt{\frac{2V_M^2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \cos.\theta d\theta} + \sqrt{\frac{V_M^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(\frac{1+\cos(2\theta)}{2}\right).d\theta} \\
 V_{eff} &= \sqrt{\frac{3.3.2.V^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4}\right)} = 3.V \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4}\right)} = 3.V \sqrt{\left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\right)} = 0.94V_M \quad (II-41)
 \end{aligned}$$

FACTEUR DE FORME :

$$F = \frac{V_{eff}}{V_{moy}} = 1.009 \quad (II-42)$$

TAUX D'ONDULATION :

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1} = 0.042 \quad (II-43)$$

Ce résultat montre clairement que la forme de la tension redressée est plus proche du continu que pour le montage P3 ($F = 1,02$).

On peut donc conclure que le montage PD3 est le plus efficace des montages parallèles pour ce qui concerne la rentabilité du transformateur.

Etude des courants

Le courant de sortie étant considéré comme constant, de valeur I_c , et les diodes parfaites, on déduit de l'étude du fonctionnement les formes d'ondes des courants dans ces dernières[6]:

i_1, i_2, i_3 sont respectivement les courants dans les diodes D_1, D_2, D_3 .

i'_1, i'_2, i'_3 sont respectivement les courants dans les diodes D_4, D_5, D_6 .

D'où les expressions de i_{max}, i_{moy} et i_{eff} , les valeurs maximale, moyenne et efficace de ces courants:



$$I_{1\text{moy}} = \frac{1}{T} \int i_1(t) dt = \frac{I_M}{3} \quad \text{et} \quad I_{1\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_1^2(t) dt} = \frac{I_M}{\sqrt{3}} \quad (\text{II-44})$$

b. Sur charge inductive RL :

Au vu des courbes de potentiel, on pourra remplir le diagramme de conduction.

Pour dessiner l'allure de la tension aux bornes de la charge, il suffit de considérer que toute diode passante (connue par le diagramme des conductions) est équivalente à un interrupteur fermé. Une loi de maille (écrite Σ des tensions = 0 pour éviter des erreurs bêtes !) passant par les sources d'alimentation alternatives permet dans chaque intervalle de trouver l'expression de $V_s(\theta)$.

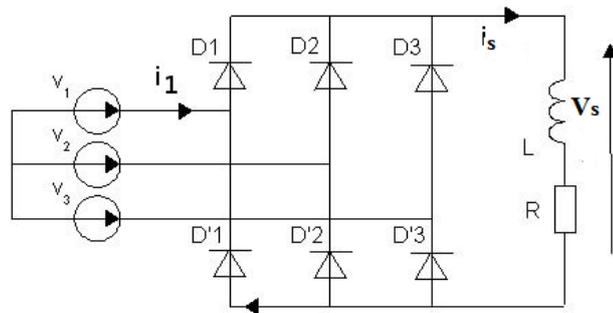


Figure (II-26) : Montage PD3 tout diode sur une charge inductive

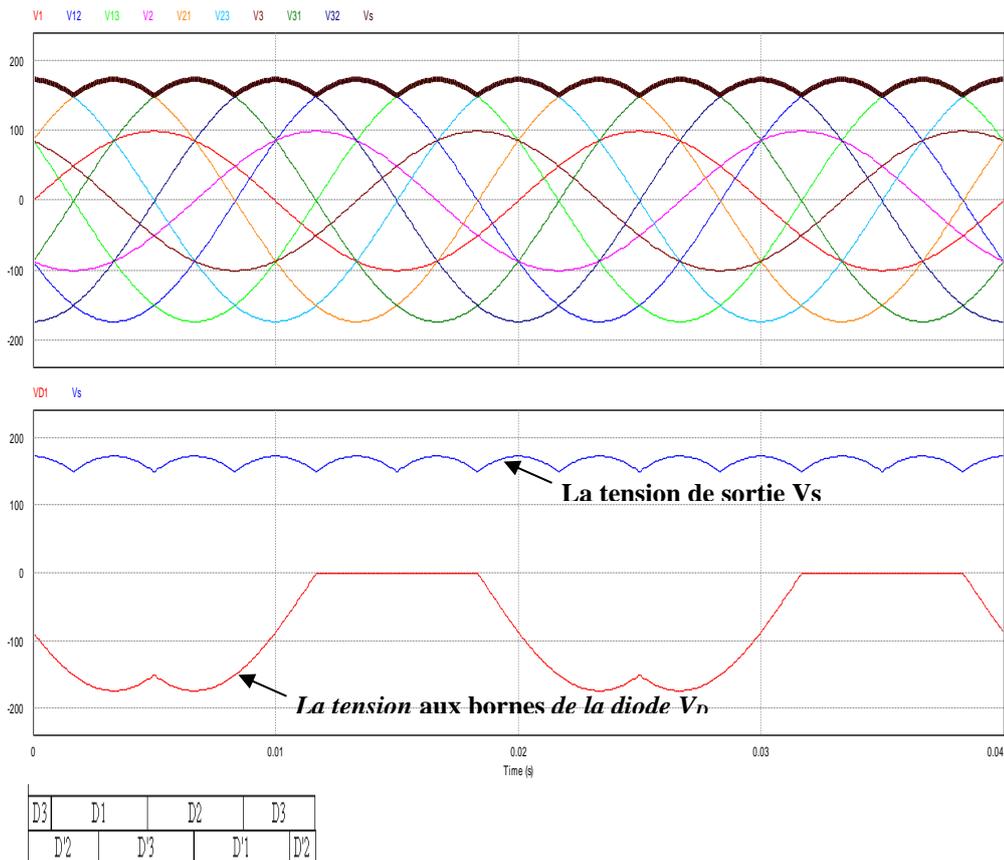


Figure I.27. Chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie, de la diode et du courant.



Chapitre II : *Convertisseurs courant alternatif - courant continu*

Par exemple, en $\alpha = \pi/3$, ce sont les diodes D1 et D'2 qui conduisent ;

On peut donc écrire la loi de maille [8] :

$$- V_1(t) + V_s(t) + V_2(t) = 0$$

$$\text{Soit } V_s(t) = V_1(t) - V_2(t) = V_{12}(t)$$

Et ainsi de suite pour toute la période...

Caractérisation d'un montage redresseur

La première caractéristique d'un montage redresseur consiste à calculer la valeur moyenne de la tension qu'il délivre en fonction de la valeur efficace de la source qui l'alimente. On se souvient de la définition de la valeur moyenne :

$$\langle V \rangle = \bar{V} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) . dt = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_M \sin \theta . d\theta$$

Heureusement deux hypothèses permettent de le simplifier :

Charge très inductive	Charge très capacitive (ou source de tension)
Le courant est supposé continu dans la charge $P = \langle V_s \rangle i_s$ $P = V_{SMoy} i_s$	La tension aux bornes de la charge est supposée continue $P_{Ch} = \langle u_{Ch} i_{Ch} \rangle = V_s \langle i_s \rangle$ $sP_{Ch} = V_s i_s Moy$

La puissance apparente est obtenue par le calcul habituel $S = V I$ ou $S = 3 V I$ en triphasé.

c. Sur charge active R-L-E :

Le schéma de puissance est donné ci-dessous ainsi que les formes d'onde.

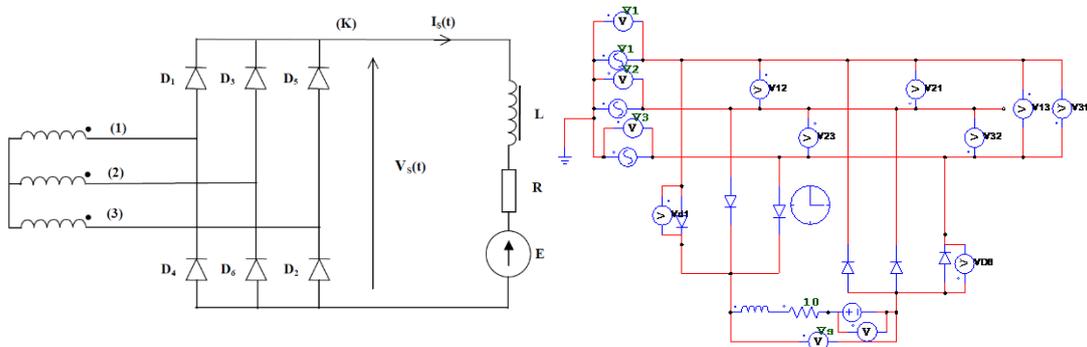


Figure II.28. Montage PD3 tout diode sur une charge active RLE



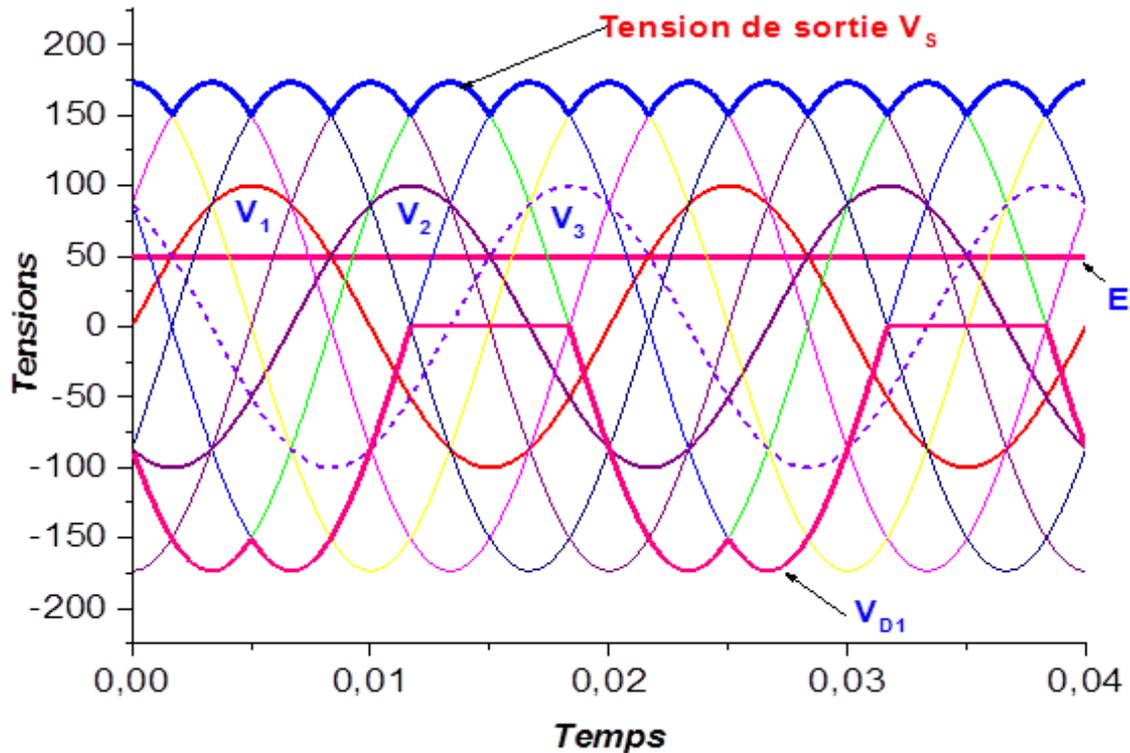


Figure II.29. Formes d'onde pour le PD3 toutes diodes

Courants et tensions pour les diodes:

Chaque diode conduit un $q^{\text{ième}}$ de période ; ici $1/3$ de période, soit $2\pi/3$.

Si la self de lissage est suffisamment importante, le courant $I_s(t)$ peut être assimilé à un courant constant d'intensité égale à la valeur moyenne de $I_s(t)$, soit I_s cette valeur moyenne.

- La valeur maximum du courant dans une diode sera : I_s

- La valeur moyenne du courant dans une diode sera : $I_s/q = I_s/3$

- La valeur efficace du courant dans une diode sera : $\frac{I_s}{\sqrt{q}} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$

La tension inverse que les diodes doivent supporter, dépend de l'instant considéré :

Si D_1 conduit $\Rightarrow V_{AK1} = 0$

Si D_2 conduit $\Rightarrow V_{AK1} = V_1 - V_2 \Rightarrow V_{AK1M} = U\sqrt{2} = V_1\sqrt{6}$

Si D_3 conduit $\Rightarrow V_{AK1} = V_1 - V_3$

II.2.6. Les trois types de montages redresseurs[W-13]:

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q). Ces tensions peuvent être les tensions aux bornes d'un alternateur. Généralement,





Les impulsions d'amorçage sont envoyées en retard par rapport au zéro du secteur d'un angle α . Ainsi, on amorce le thyristor aux instants $\alpha, 2\pi+\alpha, 4\pi+\alpha, \dots$ etc. on prend par exemple $\alpha = 45^\circ$.

À $t = t_0$, on amorce le thyristor en agissant sur sa gâchette. Il se met en régime de conduction jusqu'à ce que $i_c(t)$ s'annule à l'instant $t=T/2$, puis il se bloque spontanément. Il restera alors bloqué jusqu'à ce qu'il soit réamorcé. L'angle α correspondant à t_0 ($\alpha=2\pi.t_0/T$) s'appelle l'angle de retard à l'amorçage. Par conséquent, la tension aux bornes de la charge résistive est:

Lorsque le thyristor s'amorce, on aura $V_s=V_e$. Dans le cas d'une charge résistive, le courant I_s s'annule lorsque la tension secteur passe par zéro et le thyristor se bloque spontanément.

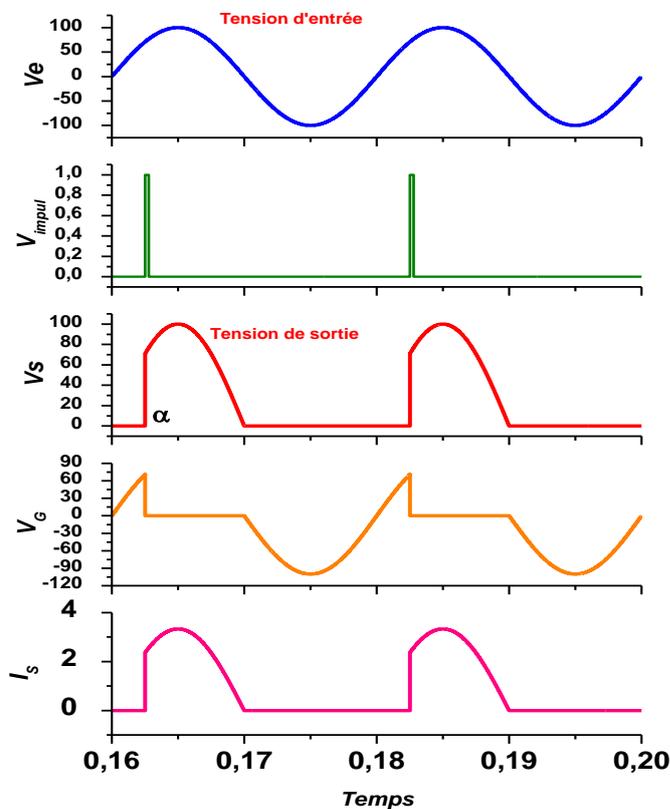


Figure II.31. Organigramme d'un redressement commandé monoalternance sur charge résistive

Principe de fonctionnement :

Selon la loi des mailles on a : $V_e = V_{AK} + V_s$.

- $V_e(t) > 0 \quad V_{TH} > 0$: le thyristor peut être amorcé.
- Si $I_{Gachette} = 0A$: le thyristor reste bloqué ($i = 0$) : $V_{TH} = V_e$ et $V_s = 0$.



- Si une impulsion de courant I_G suffisante apparaît sur sa gâchette alors le

thyristor devient passant et $V_{TH} = 0$, $V_s = V_e$ et $I_D = \frac{V_e}{R}$

- $V_e(t) = 0$ $i = 0A$: le thyristor se bloque naturellement.
- $V_e(t) < 0$ $V_{TH} > 0$: le thyristor ne peut pas être amorcé. Il est bloqué même si une impulsion de courant apparaît sur sa gâchette.

Calcul des grandeurs caractéristiques :

Valeur moyenne :

- La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par:

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(\theta) . d\theta = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_{Me} \sin \theta . d\theta = \frac{V_M}{\pi} [-\cos \theta]_{\alpha}^{\frac{T}{2}} = \frac{V_M}{2\pi} \left[-\cos \frac{T=2\pi}{2} + \cos \alpha \right]$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{V_M}{2\pi} [1 + \cos \alpha] \tag{II-45}$$

La valeur moyenne de la tension de sortie V_s varie en fonction de la valeur de l'angle de l'amorçage α .

La valeur moyenne du courant $i_c(t)$ est donc :

$$I_{moy} = \langle I_R \rangle = \frac{V_M}{2\pi R} [1 + \cos \alpha] \tag{II-46}$$

-La Tension efficace aux bornes de la charge :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} (V_M \sin(\theta))^2 . d\theta} = \sqrt{\frac{V_M^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} (V_M \sin(\theta))^2 . d\theta} + \sqrt{\frac{V_M^2}{2\pi} [\theta - \sin(2\theta)]_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}}}$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_M^2}{2\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \alpha + \sin 2\alpha \right]} \tag{II-47}$$



II.3.1.2. Redressement monophasé simple sur charge Inductive :

En électrotechnique les charges sont souvent combinées : inductive et résistive. Le schéma permettant la nouvelle étude est représenté sur la figure 3.

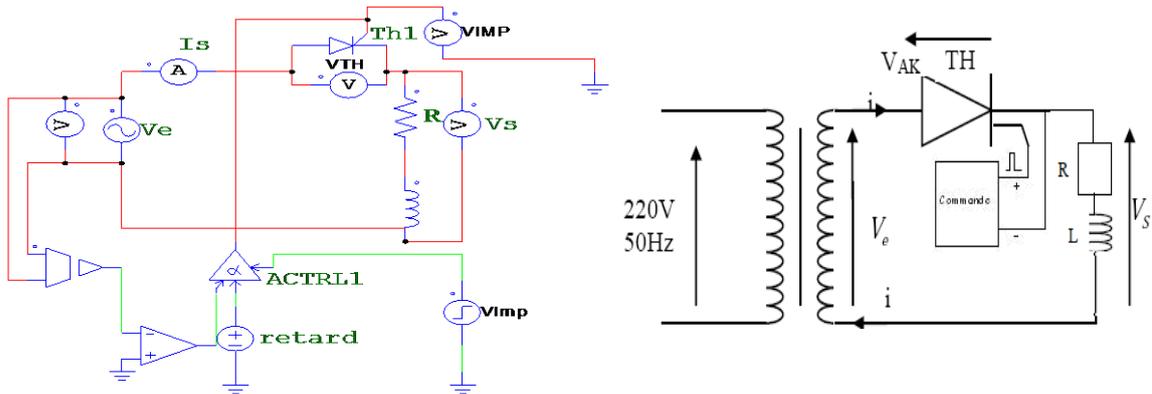


Figure II.32. Montage d'un redresseur monophasé alimentant une charge inductive

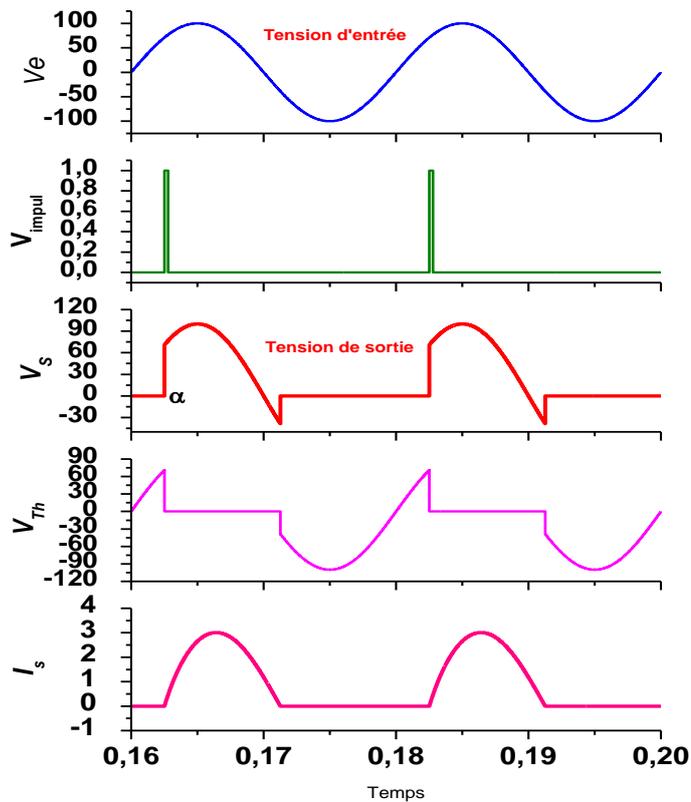


Figure II.33. Organigramme d'un redressement commandé monoalternance sur charge inductive



Avant l'instant d'application de l'impulsion de commande à $t = t_0$, le thyristor est bloqué $\Rightarrow i = 0$ d'où : $V_s = 0$; mais lorsque l'impulsion est appliquée : le Thyristor est fermé $V_{TH}=0$

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri = Ve(t) = V_M \sin(\omega.t)$$

Si $i(t=0)=0$ alors : \Rightarrow

$$i(t) = \frac{V_M}{\sqrt{(L\omega)^2 + R^2}} \left[\sin \varphi e^{-\frac{R(t-t_0)}{L}} + (\sin(\omega t - \varphi)) \right] \quad (II-48)$$

Donc le thyristor ne se bloquera que lorsque le courant s'annule.

Pour éviter l'apparition d'une partie négative au niveau de la tension d'entrée on emploie une diode de roue libre branché en parallèle avec la charge inductive comme le montre la figure (II-30).

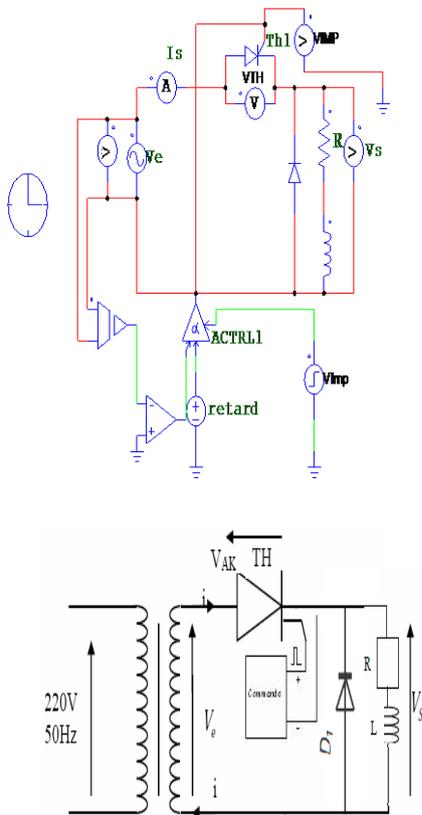


Figure II.34. Montage d'un redresseur monophasé alimentant une charge inductive avec diode de roue libre

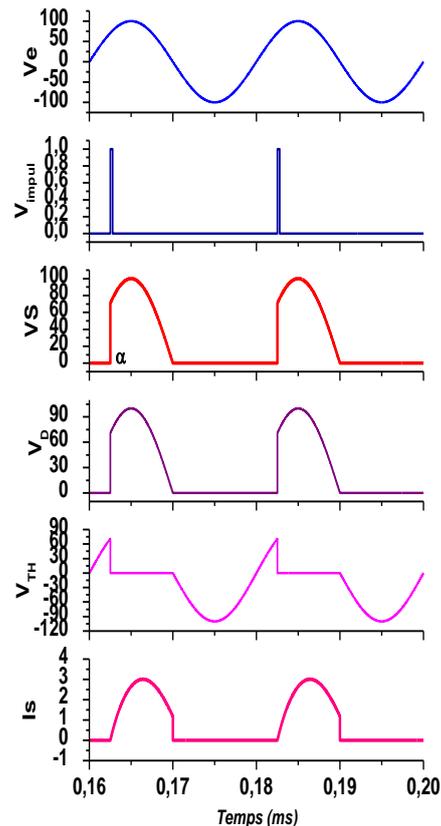


Figure II.35. Chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie et du courant.





II.3.2. Redressement monophasé double sur charge résistive pure R[W-14] :

Les deux tensions en opposition de phase, sont obtenues à l'aide d'un transformateur à point milieu.

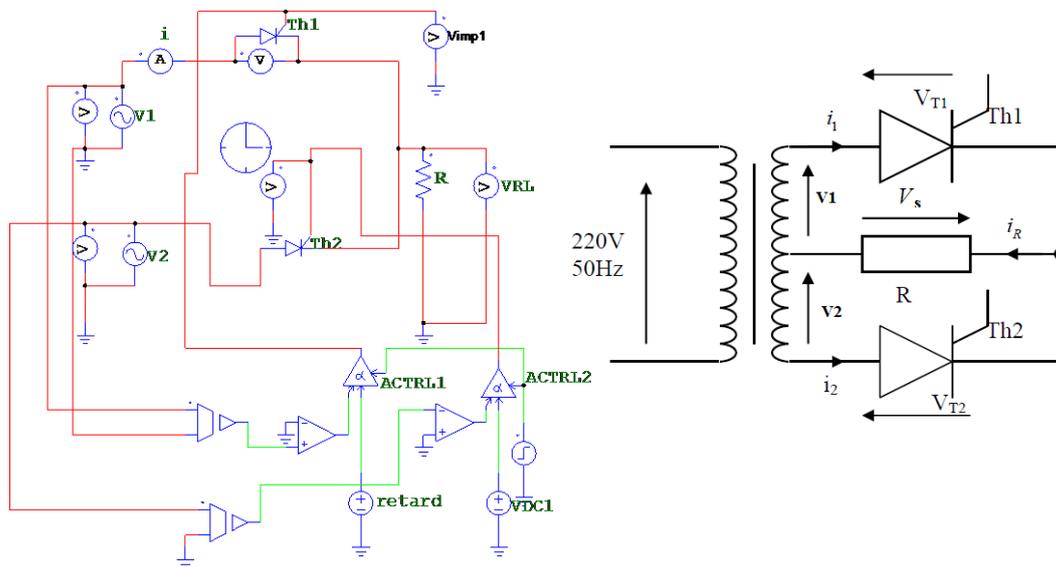


Figure II.36. Montage d'un redresseur monophasé double alternance alimentant une charge résistive

$r \ 0 \leq \theta \leq \pi : V_1(t) > 0$
 et $V_2(t) < 0$:

Par conséquent :

$V_{TH1} > 0 \Rightarrow$ le thyristor TH 1 peut être amorcé ;
 $V_{TH2} < 0 \Rightarrow$ le thyristor TH 2 ne peut pas être amorcé même en présence d'impulsion.

Pour $\theta < \varphi$: Les deux thyristors TH₁ et TH₂ sont bloqués.

$i_1 = i_2 = i_R = 0$;

$V_R = 0$; $V_{TH1} = V_R < 0$;
 $V_{TH2} = -V_R > 0$.

A $\theta = \pi + \varphi$, le thyristor TH₂ s'amorce alors donc :

$V_{TH2} = 0$;
 $i_2 = i_R = -V_R / R > 0$;

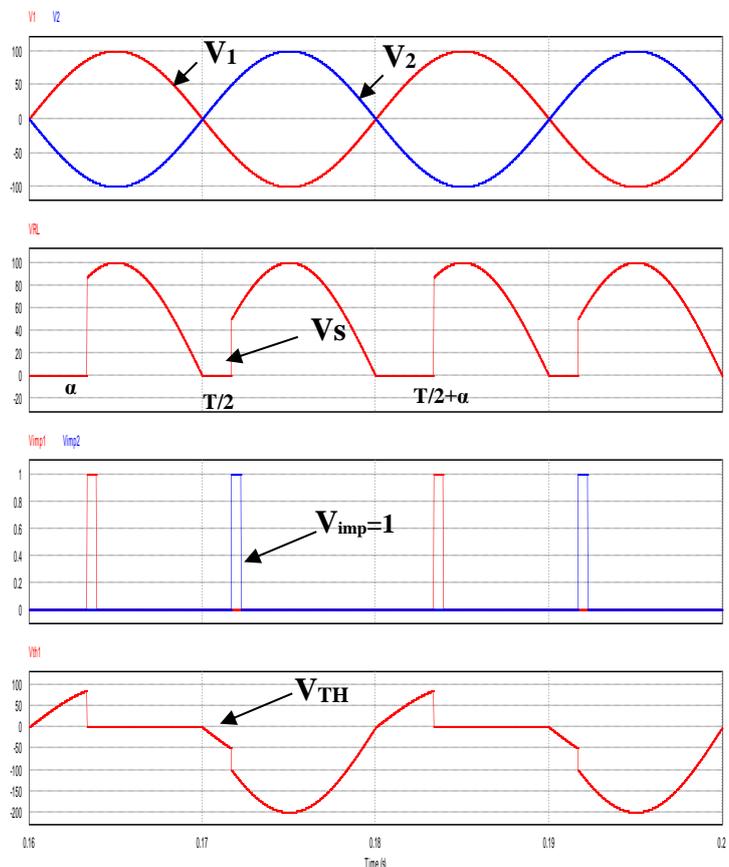


Figure II.37. Organigramme d'un redressement commandé double alternance sur charge résistive



$i_1 = 0$; A $\theta = 2\pi$, le thyristor TH2 se bloque $\Rightarrow V_R = 0$, $V_{TH1} = 2 V_R < 0$; $i_R = i_{TH2} = 0$

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} V_s(\theta) . d\theta = \frac{3V_M}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} V_M \sin\theta . d\theta = V_M . \frac{1 + \cos\varphi}{\pi}$$

Le courant qui traverse le thyristor ne s'annule pas, ce dernier reste passant même lorsque v_1 devient négatif.

Le thyristor se bloque à l'amorçage du second thyristor.

Si l'inductance est assez grande, l'ondulation Δi (présente la différence entre le courant maximum et le courant minimum) devient négligeable et le courant est alors considéré constant.

Au secondaire, les équations générales du montage sont les suivantes :

. Propriété des semi-conducteurs : $i_{TH} > 0 \rightarrow V_{TH} = 0$

. Loi des mailles : $V_1 = V_{TH1} + V_S$, $V_2 = V_{TH2} + V_S$

. Loi des noeuds: $i_{TH1} + i_{TH2} = i_S$

. Loi d'Ohm aux bornes de la charge : $V_s = L \frac{di}{dt} + Ri = Ve(t) = V_M \sin(\omega t)$ ic

--- Ainsi dans le cas où le thyristor TH1 est amorcé :

$i_{TH1} > 0 \rightarrow V_{TH1} = 0$, $V_1 = V_{TH1} + V_S \rightarrow V_1 = V_S$,

$V_2 = V_{TH2} + V_S \rightarrow V_{TH2} = -2V_2 \rightarrow i_{TH2} = 0$, $i_{TH1} + i_{TH2} = i_S \rightarrow i_{TH1} = i_S$

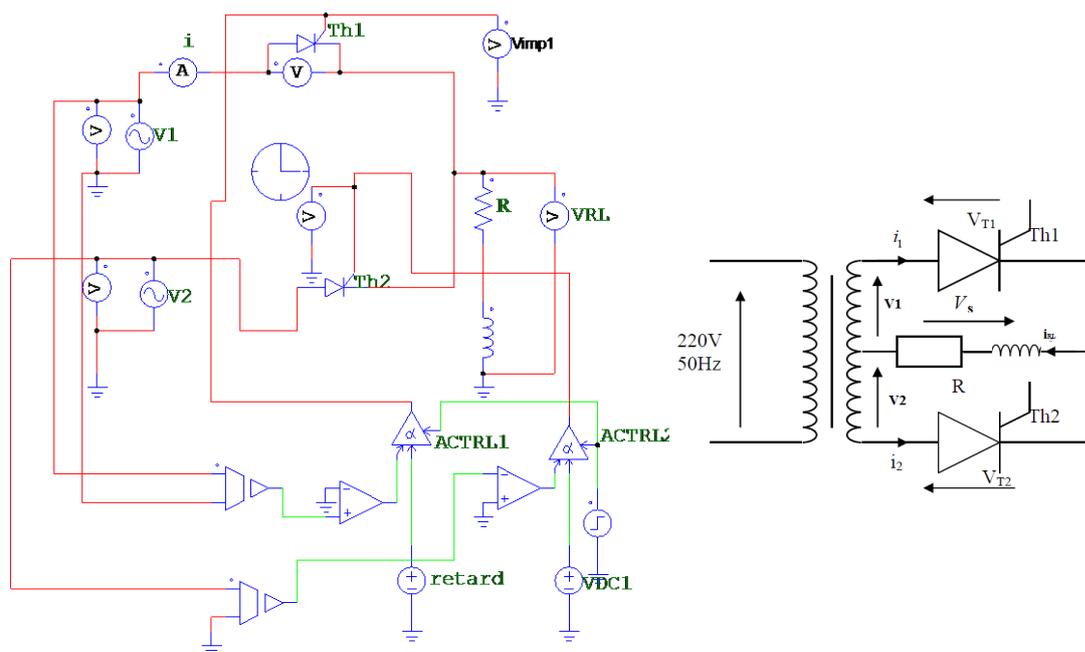


Figure II.38. Montage d'un redresseur monophasé double alternance alimentant une charge inductive.

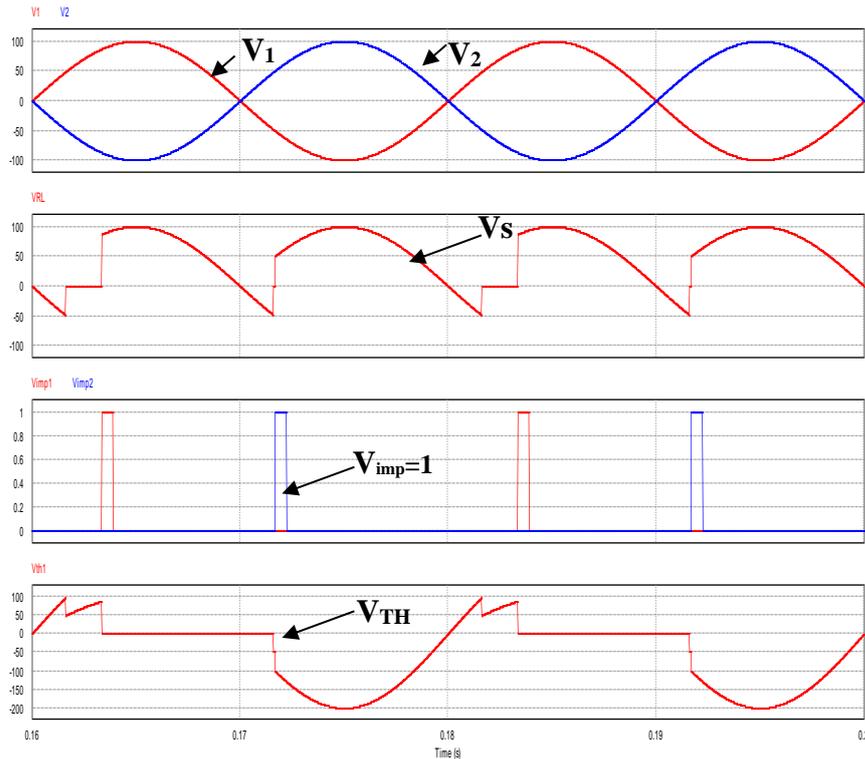


Figure II.39. Organigramme d'un redressement commandé double alternance sur charge inductive

II.3.3. Commutation parallèle double - PD2 à thyristors :

II.3.3.1. Sur charge purement résistive :

Le montage redresseur PD2 à thyristors est constitué de quatre thyristors connectés deux par deux en inverse :

Les impulsions de débloccage sont envoyées sur les gâchettes des thyristors respectivement aux angles. Pour th_1 et th_4 $\omega t = \alpha + 2k\pi$,

$$\text{Pour } th_2 \text{ et } th_3 \omega t = (\alpha + \pi) + 2k\pi$$

Les différentes phases de fonctionnement du montage sont alors :

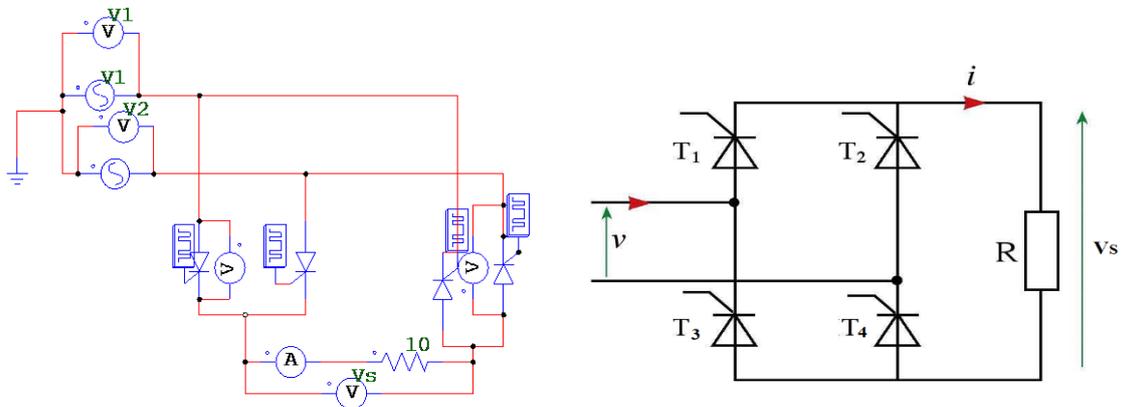


Figure II.40. Montage d'un redresseur monophasé double alternance PD2 alimentant une charge résistive.



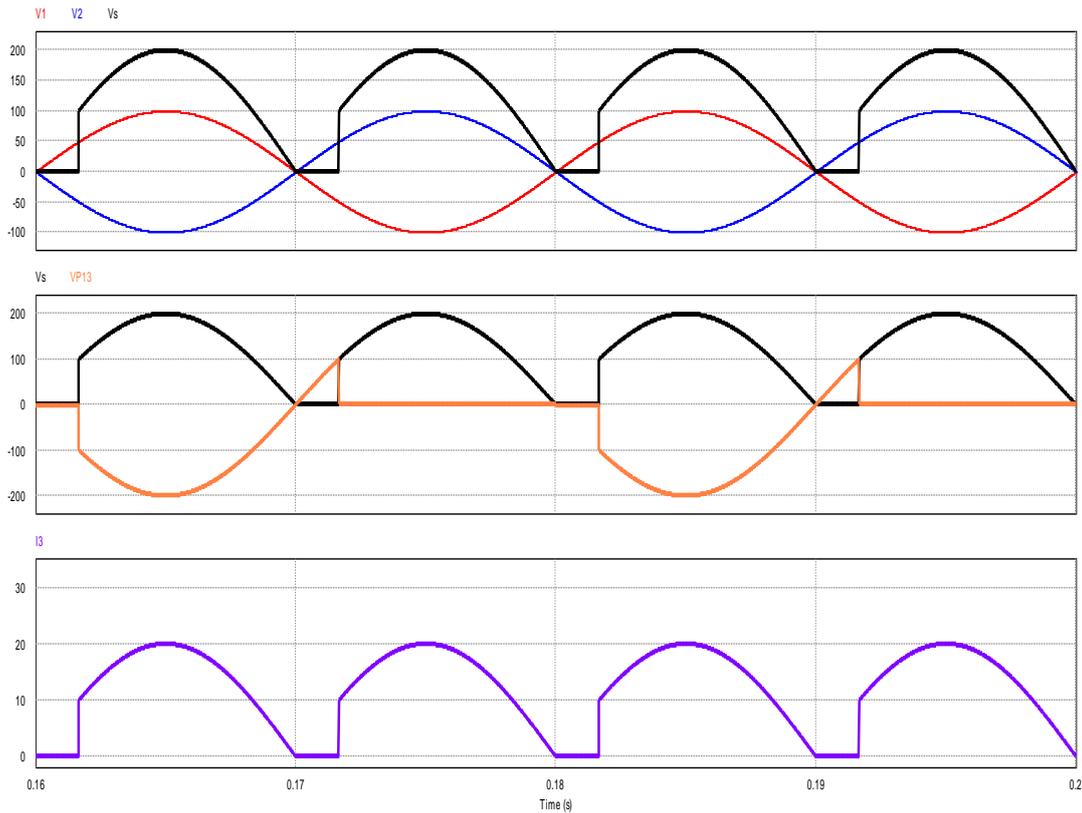


Figure II.41. Organigramme d'un redressement commandé double alternance PD2 sur charge résistive

Intervalles	Thyristors passants	Tensions aux bornes des thyristors bloquées	Tension redressée
$\alpha \leq \theta < \pi + \alpha$	Th1, Th4	$V_{th2} = -V_s + V_{th1} \approx -V_s$ $V_{th3} = -V_s + V_{th4} \approx -V_s$	$U_c = V_s$
$\pi + \alpha \leq \theta < 2\pi$	Th2, Th3	$V_{th1} = V_s + V_{th2} \approx V_s$ $V_{th4} = V_s + V_{th3} \approx V_s$	$U_c = -V_s$

Étude des tensions

- Tous les intervalles de conduction étant décalés de α , il suffit de reprendre l'intégrale utilisée dans le cas du redressement non commandé et de rajouter cet angle aux intervalles d'intégration. On a donc La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :





$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(\theta) . d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_M \sin \theta . d\theta = \frac{V_M}{\pi} [-\cos \theta]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{V_M}{\pi} [-\cos(\pi + \alpha) + \cos \alpha]$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{2V_M}{\pi} \cos \alpha \tag{II-49}$$

Deux cas sont à considérer :

- $\alpha \leq \pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée est positive, le transfert de puissance se fait du coté alternatif vers le coté continu, le système fonctionne en *redresseur*.

- $\alpha > \pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée est négative, le transfert de puissance se fait du coté continu vers le coté alternatif, le système fonctionne en *onduleur*. Le réseau continu néanmoins à imposer la fréquence et à fournir de la puissance réactive, d'où la précision parfois ajoutée dans la dénomination d'*onduleur non-autonome*.

Etude des courants

Les valeurs maximale, moyenne et efficace de ces courants sont:

On peut remarquer que les allures des courants sont identiques, au décalage de α près, à celles obtenues en redressement non commandé. Ceci, qui est valable quel que soit le montage tout thyristors, nous permet d'écrire directement les résultats.

$$I_{TH\text{moy}} = \frac{I_s}{2} ; I_{TH\text{max}} = I_s \text{ et } I_{TH\text{eff}} = \frac{I_s}{\sqrt{2}} \tag{II-50}$$

II.3.3.2. Sur charge active R-L-E: (Régime de conduction continue) [10], [11]

$$V_e - V_s > 0$$

Amorçage de Th_1, Th'_1 à α et de Th_2, Th'_2 à $\alpha + \pi$

L'angle d'amorçage de α est choisi de telle façon $V_e = V_M \sin wt = V_M \sin \theta$ pour que la tension anode cathode de Th_1 soit positive.

On suppose que le courant de sortie i_s ne s'annule pas.

il existe toujours un groupe (Th_i, Th'_i) qui conduit.

À chaque amorçage, le nouveau groupe conduit. Il dérive alors naturellement le courant i_s , ce qui bloque le groupe précédent[8], [W-10].





$$\theta \in [\alpha, \alpha + \pi] \rightarrow V_s = V_e$$

La tension de sortie vaut donc :

$$\theta \in [\alpha + \pi, \alpha + 2\pi] \rightarrow V_s = -V_e$$

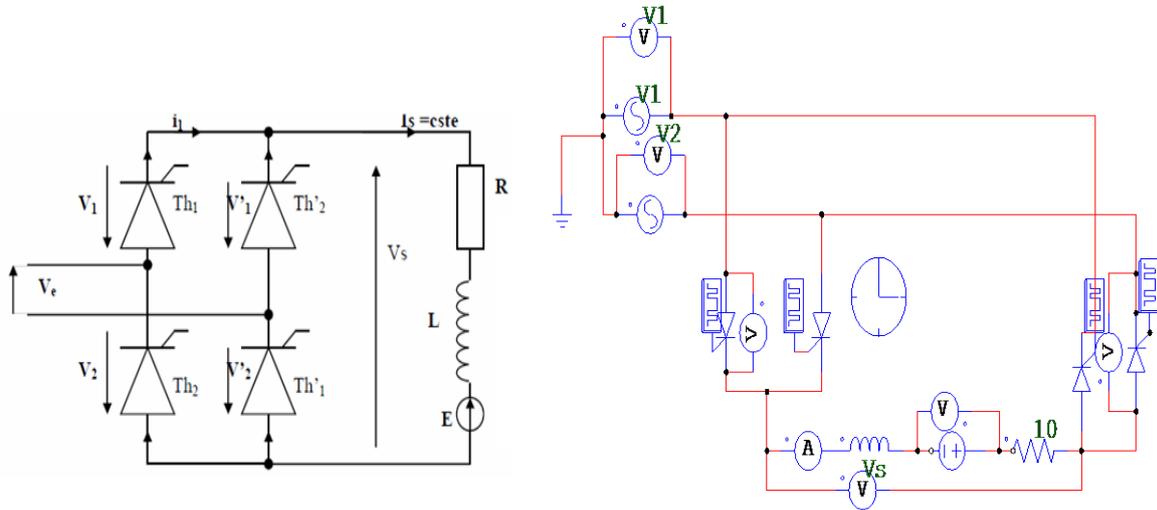


Figure II.42. Montage d'un redresseur monophasé double alternance PD2 alimentant une charge active RLE.

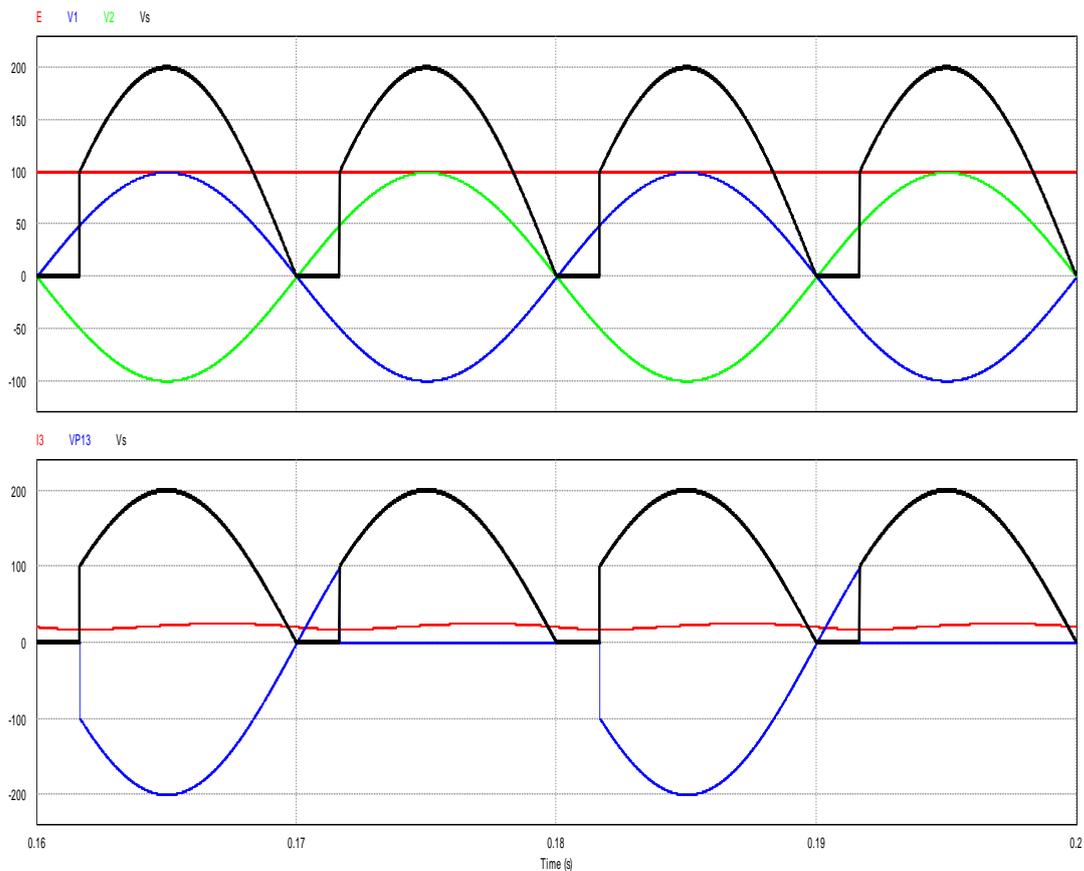


Figure II.43. Organigramme d'un redressement commandé double alternance PD2 sur charge RLE



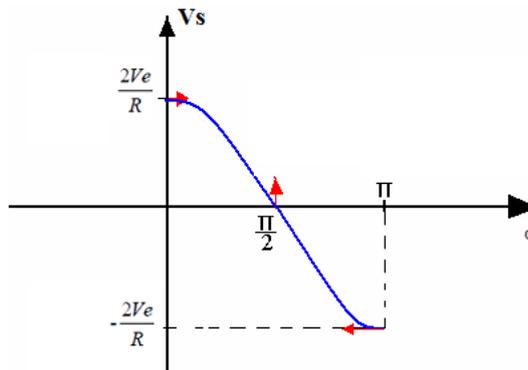


$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_M \sin \theta . d\theta = \frac{V_M}{\pi} [-\cos \theta]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2V_M}{\pi} \cos \alpha \quad (\text{II-51})$$

$$i_s = \frac{V_s - E}{R} = \frac{\frac{2V_e \cos \alpha}{\pi} - E}{R} \quad (\text{II-52})$$

la tension moyenne en sortie peut être positive ou négative selon la valeur de α .

Figure II.44. Tension moyenne en fonction de l'angle d'amorçage α



II.3.4. Redressement commandé par pont mixte

On considère un montage redresseur en pont pour lequel on a deux thyristors montés « cathodes communes » et deux diodes en « anodes communes » (figure II.45.) Les impulsions de débloccage sont envoyées sur les gâchettes des thyristors respectivement aux angles. Pour $th_1 \omega t = \alpha + 2k\pi$, Pour $th_2 \omega t = (\alpha + \pi) + 2k\pi$.

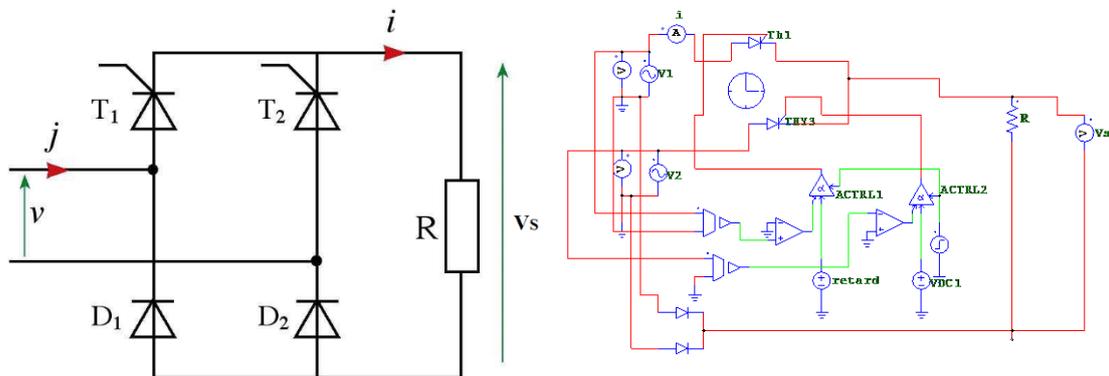


Figure II.45. Montage d'un redresseur commandé par pont mixte.





a. Fonctionnement :

Pendant l’alternance positive, on amorce le thyristor à l’instant angulaire α . La diode D2 se met spontanément à conduire. La charge voit une tension $V_s=V_e$. Le réseau débite alors le courant constant de sortie I_s (charge industrielle). Au passage de la sinusoïde par zéro, la tension de sortie a tendance à devenir négative. Ceci provoque la conduction de D1 et la charge se trouve en court-circuit sur les diodes D1 et D2 et $V_s=0$. Le thyristor Th1 voit une tension $V_{Th1}=V_e$ négative et se bloque. Le courant débité par le réseau s’annule (Th1 et Th2 bloqués) et le courant I_s circule dans la maille D1, D2 et la charge. Après un angle de retard α , on envoie une impulsion de gâchette à Th2 qui s’amorce puisque la tension à ses bornes, $V_{Th2}=-V_e$, est positive. Son amorçage impose à la diode D2 une tension $V_{D2}=V_e$ négative ; elle se bloque donc. Le réseau débite un courant $-I_s$. Seuls Th2 et D1 restent conducteurs et $V_s=-V_e$ jusqu’à la prochaine alternance.

Les différentes phases de fonctionnement du montage sont alors décrites par le tableau suivant:

Intervalles	Eléments passants	Tensions aux bornes des éléments bloqués	Tension redressée
$\alpha \leq \omega t < \pi$	th 1, D2	$V_{th2} = -V_s + V_{th1} \approx -V_s$ $V_{D1} = -V_s + V_{D2} \approx -V_s$	$U_c = V_s$
$\pi \leq \omega t < \pi + \alpha$	th 1, D1	$V_{th2} = -V_s + V_{th1} \approx -V_s$ $V_{D2} = V_s + V_{D1} \approx V_s$	$U_c = 0$
$\pi + \alpha \leq \omega t < 2\pi$	th 2, D1	$V_{th1} = V_s + V_{th2} \approx V_s$ $V_{D2} = V_s + V_{D1} \approx V_s$	$U_c = -V_s$
$2\pi \leq \omega t < 2\pi + \alpha$	th 2, D2	$V_{th1} = V_s + V_{th2} \approx V_s$ $V_{D1} = -V_s + V_{D2} \approx -V_s$	$U_c = 0$

Etude des tensions

- La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par:

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(\theta).d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin \theta .d\theta = \frac{V_M}{\pi} [-\cos \theta]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_M}{2\pi} \left[-\cos \frac{T = 2\pi}{2} + \cos \alpha \right]$$

$$\langle V_s \rangle = \frac{V_M}{\pi} [1 + \cos \alpha] \tag{II-53}$$

La valeur moyenne de la tension de sortie V_s varié en fonction de la valeur de l’angle de L’amorçage α .





- Tensions maximales aux bornes des diodes et des thyristors bloqués

$$\alpha \leq \pi/2 \quad V_{thmax} = V_{th2}(\omega t = \pi/2) = -V_M$$

$$\alpha > \pi/2 \quad V_{thmax} = V_{th2}(\omega t = 3\pi/2) = +V_M$$

La tension maximale à supporter par les diodes en inverse est $V_{Dmax} = V_{D1}(\omega t = \pi/2) = -V_M$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_M \sin(\theta))^2 d\theta} = \sqrt{\frac{V_M^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sin(\theta))^2 d\theta} = +\sqrt{\frac{V_M^2}{2\pi} [\theta - 1/2 \sin(2\theta)]_{\alpha}^{\pi}}$$

$$V_{eff} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha} \quad (II-54)$$

Etude des courants

Les valeurs maximale, moyenne et efficace de ces courants sont:

$$I_{moy} = \langle I_R \rangle = \frac{1}{T} \int_T i(t) dt \quad (II-55)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T i^2(t) dt} \quad (II-56)$$

On supposera que la charge est suffisamment inductive pour maintenir le courant de sortie constant. Les oscillogrammes sont donnés par la figure(II.46.).

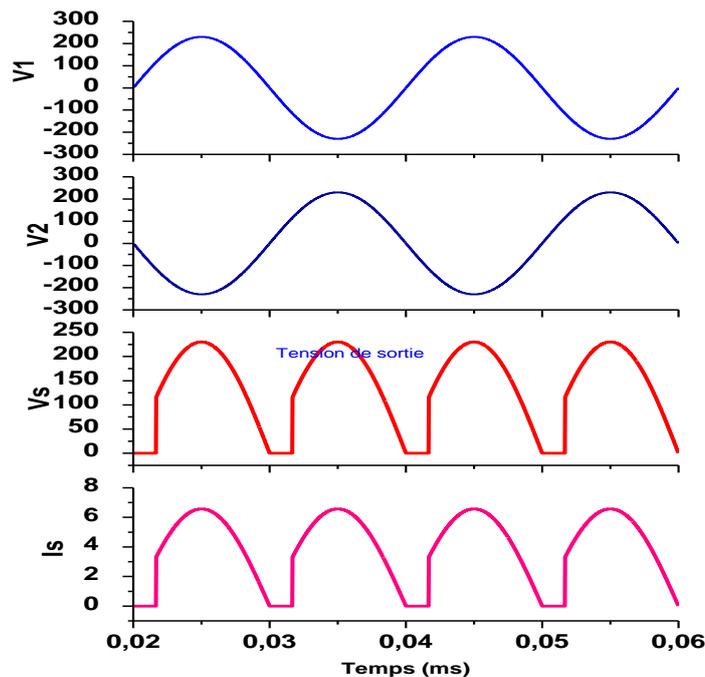


Figure II.46. Organigramme d'un redressement commandé à pont mixte PD2 sur charge R



Courants dans les thyristors	Courants dans les diodes
<p>Chaque thyristor conduit pendant au plus une alternance et voit les valeurs de courants suivantes : $I_{max} = I_s$; $I_{moy} = I_s (1-\alpha)/2\pi$; $I_{eff} = I_s \sqrt{(0.5-\alpha/2\pi)}$.</p>	<p>La diode D1 se bloque seulement lorsque le thyristor Th1 entre en conduction. Chaque diode voit les valeurs de courant suivantes : $I_{max} = I_s$; $I_{moy} = I_s (1- (1-\alpha)/2\pi)$; $I_{eff} = I_s \sqrt{(1- (1-\alpha)/2\pi)}$.</p>

Facteur de puissance :

La puissance active $P = V_{max} I_s / \pi \cdot (1 + \cos\alpha)$.

La puissance apparente $S = V_{max} / \sqrt{2} \cdot I_s \cdot \sqrt{(1-\alpha/\pi)}$.

Le facteur de puissance vaut alors : **$F_p = (1 + \cos\alpha) \cdot \sqrt{2} / (\pi \cdot \sqrt{(1-\alpha/\pi)})$** .

II.3.5. Redresseurs commandés à thyristors triphasés :

Contrairement à la commande en monophasé, ou l'angle de retard à l'amorçage des thyristors est référencé au zéro de la sinusoïde du secteur, en triphasé le point de référence est l'instant où deux tensions composant le système triphasé équilibré deviennent égales (instant de conduction des diodes dans un redresseur non commandé).

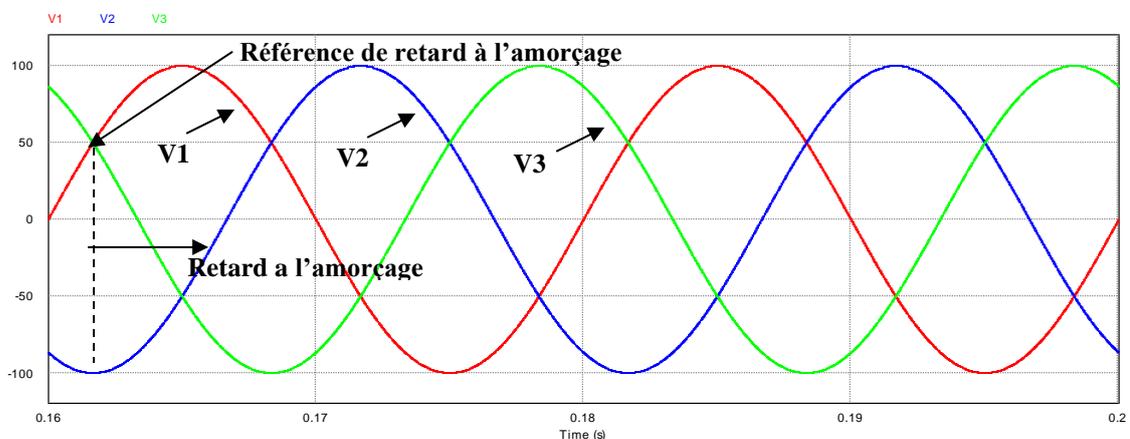


Figure II.47. Organigramme d'un redressement commandé à thyristors triphasés



II.3.5.1. Redresseur type parallèle P3 charge résistive [W-14]:

Le montage redresseur P3 à thyristors est constitué de trois thyristors, connecté chacun à une phase.

Les thyristors sont débloqués avec un retard en angle de α , c'est à dire que des impulsions de déblocage sont envoyées sur les gâchettes des thyristors respectivement aux angles

$$\text{Pour } th_1 \omega t = (\pi/6 + \alpha) + 2k\pi.$$

$$\text{pour } th_2 \omega t = (5\pi/6 + \alpha) + 2k\pi.$$

$$\text{pour } th_3 \omega t = (3\pi/2 + \alpha) + 2k\pi .$$

Etude du fonctionnement :

Les différentes phases de fonctionnement du montage sont alors décrites par le tableau suivant:

Intervalles	Thyristors passants	Tensions aux bornes des diodes bloquées	Tension redressée
$\pi/6 + \alpha \leq \theta < 5\pi/6 + \alpha$	Th1	$VT_2 = VT_1 - V_{s1} + V_{s2}$ $\approx V_{s2} - V_{s1} = -U_{21}$ $VT_3 = VT_1 - V_{s1} + V_{s3}$ $\approx V_{s3} - V_{s1} = U_{31}$	$U_c = V_{s1} - VT_1 \approx V_{s1}$
$5\pi/6 + \alpha \leq \theta < 3\pi/2 + \alpha$	Th2	$VT_1 = VT_2 - V_{s2} + V_{s1}$ $\approx V_{s1} - V_{s2} = U_{12}$ $VT_3 = VT_2 - V_{s2} + V_{s3}$ $\approx V_{s3} - V_{s2} = U_{32}$	$U_c = V_{s2} - VT_2 \approx V_{s2}$
$3\pi/2 + \alpha \leq \theta < 13\pi/6 + \alpha$	Th3	$VT_1 = VT_3 - V_{s3} + V_{s1}$ $\approx V_{s1} - V_{s3} = U_{13}$ $VT_2 = VT_3 - V_{s3} + V_{s2}$ $\approx V_{s2} - V_{s3} = U_{23}$	$U_c = V_{s3} - VT_3 \approx V_{s3}$

D'après ce tableau, la forme d'onde de la tension redressée est donnée aux figures II.49.



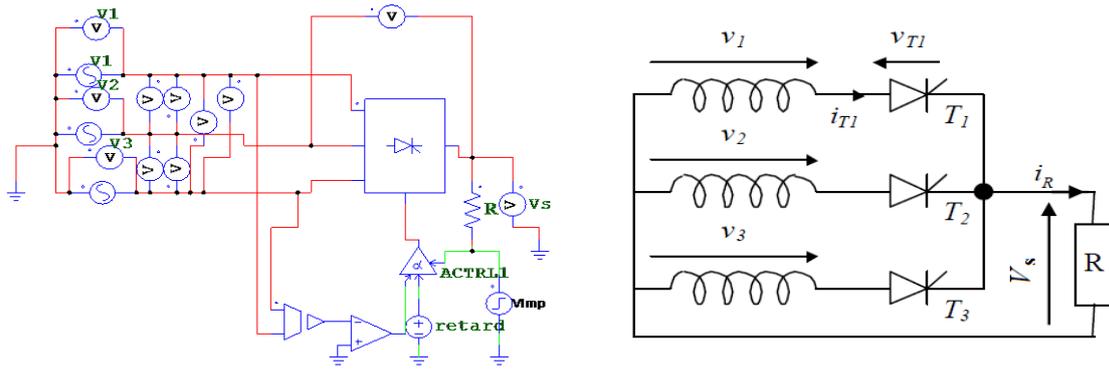


Figure II.48. Montage d'un redresseur triphasé P3 alimentant une charge résistive.

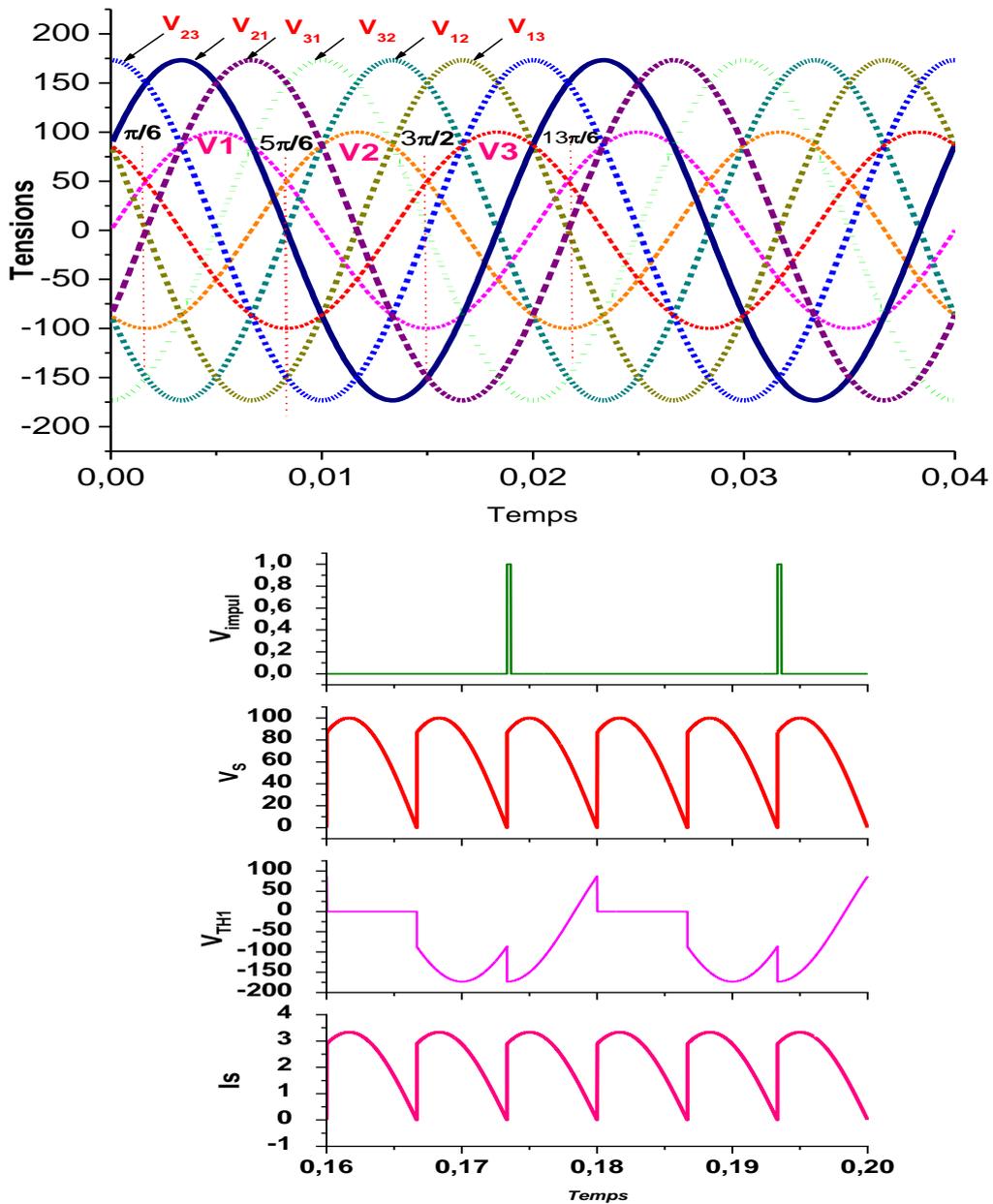


Figure II.49. Organigramme d'un redressement commandé triphasé P3 sur charge résistive





Valeur moyenne de la tension redressée

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \int_T V_s(\theta) d\theta = \frac{3V_M}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_M \sin \theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}V_M}{2\pi} \cos \alpha \quad (II-57)$$

Rappelons que le retard à l'amorçage α est compris dans l'intervalle $[0, \pi[$. Deux cas sont à considérer[W-10]:

- $\alpha \leq \pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée est positive, il en est donc de même pour la puissance active fournie par le réseau au récepteur ($P = U_{cmoy} I_c$); le transfert de puissance se fait du coté alternatif vers le coté continu, le système fonctionne en **redresseur**.

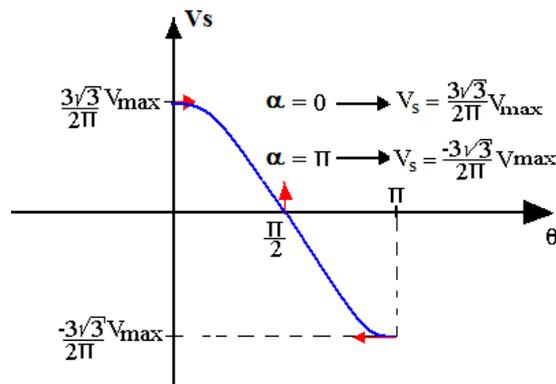


Figure II.50. Tension moyenne en fonction de l'angle d'amorçage α

- $\alpha > \pi/2$, la valeur moyenne de la tension redressée est négative ainsi donc que la puissance active; le transfert de puissance se fait du coté continu vers le coté alternatif, le système fonctionne en **onduleur ou redresseur inversé**.
- Lorsque le thyristor th_i ($i \in \{1, 2, 3\}$) est passant, la tension aux bornes de th_j bloqué ($j \in \{1, 2, 3\}$) est: $V_{thj} = V_{thi} - V_{si} + V_{sj} \approx V_{sj} - V_{si}$ $i \in \{1, 2, 3\}$ $j \in \{1, 2, 3\}$.

II.3.5.2. Redresseur type parallèle P3 charge inductive :

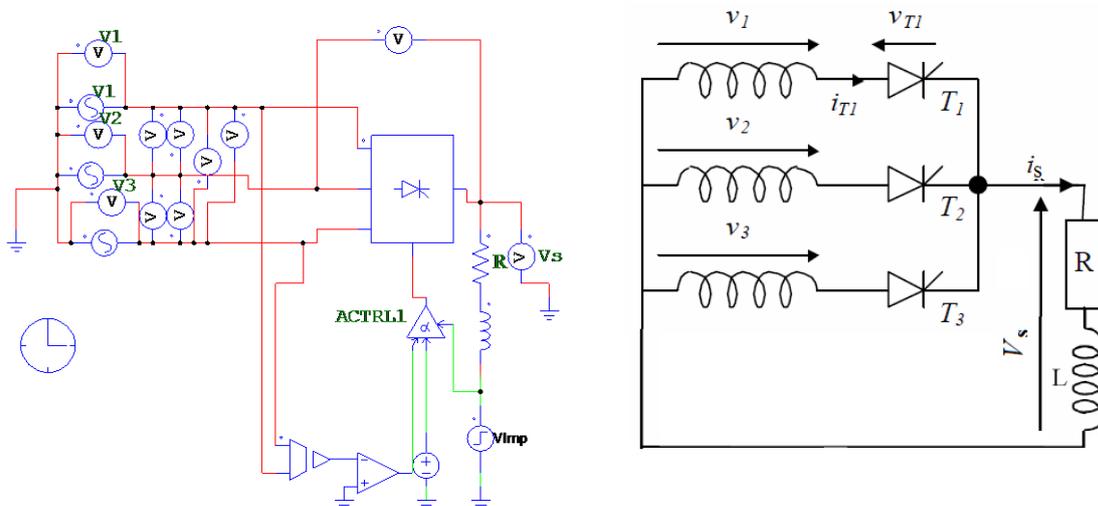


Figure II.51. Montage d'un redresseur triphasé P3 alimentant une charge inductive.





Le thyristor Th1 est susceptible de conduire à l'instant $\pi/6$ (instant de conduction naturelle des diodes) ou la tension V_1 devient la plus positive. Contrairement à une diode, le thyristor ne pourra conduire que lorsqu'une impulsion de gâchette lui est délivrée.

A l'instant α (retard par rapport à la conduction naturelle des diodes), on amorce th1 et $V_s = V_1$. En supposant que la charge est telle que le courant I_s ne s'annule jamais au cours de la période, le thyristor Th1 restera conducteur tant que Th2 n'est pas amorcé. A l'amorçage de Th2, le thyristor Th1 voit une tension $V_{Th1} = V_1 - V_2 = V_{12}$ négative et se bloque. Dans ces conditions, on a $V_s = V_2$. Lorsqu'on amorce Th3, le thyristor Th2 se bloque puisque sa tension anode cathode $V_{Th2} = V_2 - V_3 = V_{23}$ est devenue négative ; et l'on aura $V_s = V_3$.

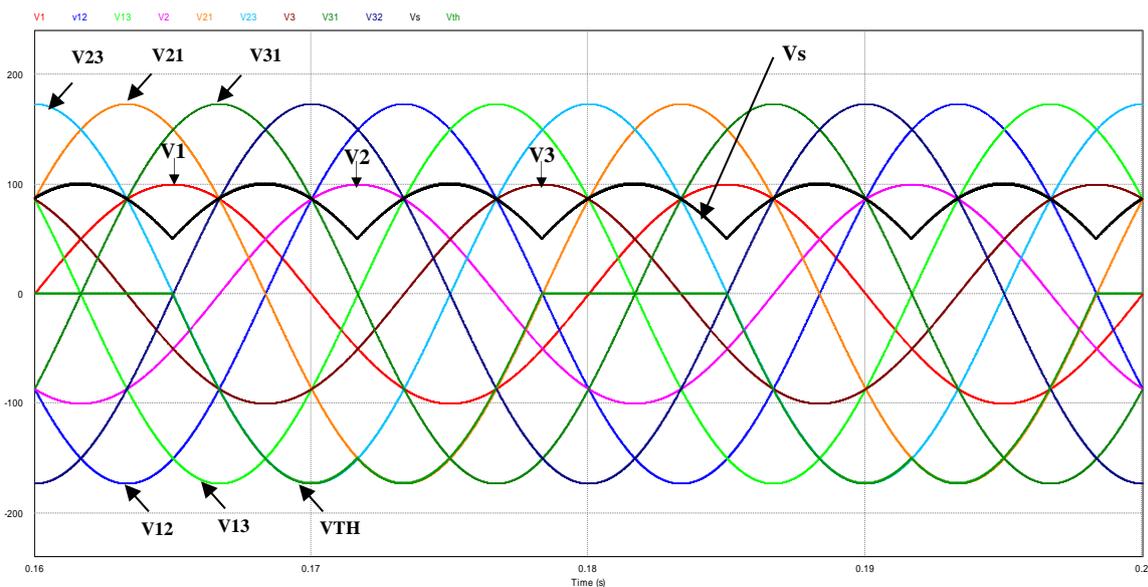
Ainsi, le courant de sortie I_s se trouve commuté à tour de rôle par l'un des trois thyristors.

En agissant sur la valeur de l'angle de retard à l'amorçage α , on pourra varier la valeur moyenne de tension délivrée à la charge ou encore le mode de marche de l'ensemble : Redresseur ou onduleur assisté.

La différence par rapport à une charge inductive est qu'au passage de la tension de charge V_s par zéro, le courant traversant le thyristor s'annule et celui-ci se bloque ; ainsi $V_s = 0$. Pour une charge résistive, la tension V_s ne peut en aucun cas devenir négative.

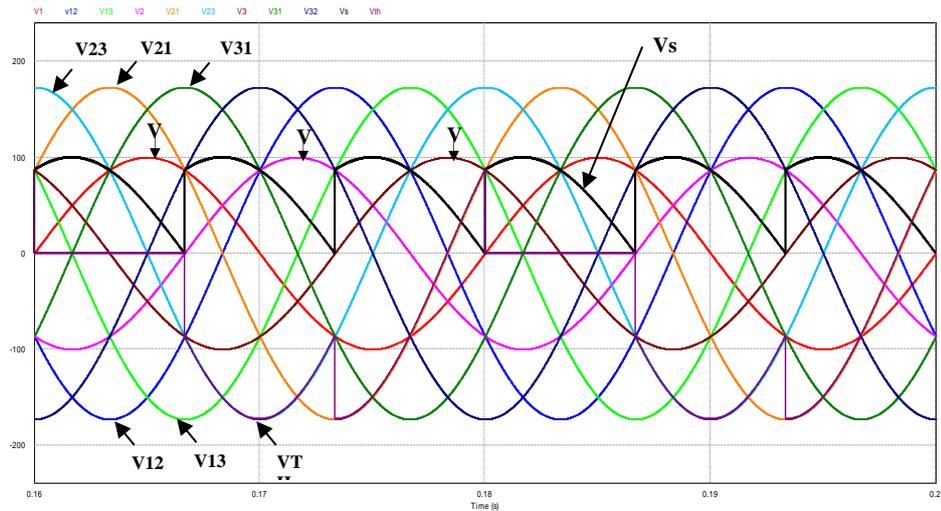
a. Allures de tension récupérée pour une charge inductive (conduction continue) :

Allures pour $\alpha = 0^\circ$:

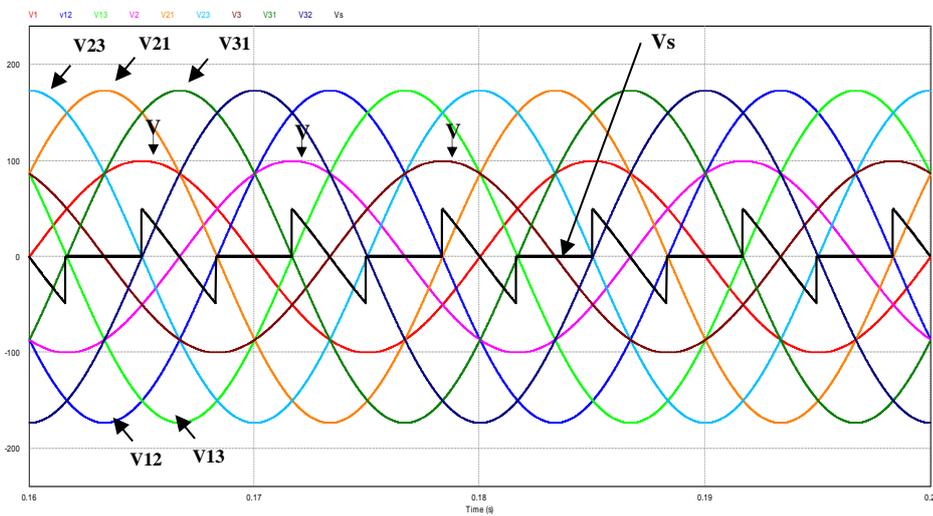




Allures pour $\alpha=30^\circ$:



Allures pour $\alpha=90^\circ$:



Allures pour $\alpha=120^\circ$:

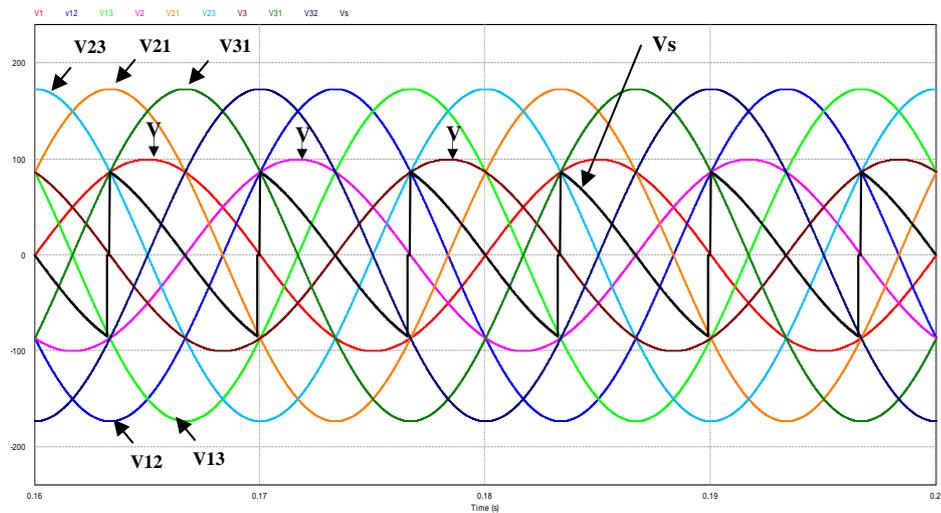


Figure (II-52) : Organigrammes d'un redressement commandé triphasé P3 sur charge inductive pour $\alpha=0^\circ$, $\alpha=30^\circ$, $\alpha=90^\circ$ et $\alpha=120^\circ$.



$$\langle V_s \rangle = \frac{3\sqrt{3}V_M}{2\pi} \cos\alpha \quad (\text{II-58})$$

On peut démontrer que la valeur moyenne de tension en sortie est donnée par :

On remarque également que pour $\alpha < 90^\circ$, le montage fonctionne en redresseur ($V_{smoy} > 0$), tandis que la marche est celle d'un onduleur assisté pour $\alpha > 90^\circ$.

On note également que la tension appliquée aux thyristors ($V_{Th1}=V_1-V_s$) atteint un maximum de $\sqrt{3} V_{max}$ en direct et en inverse.

On remarque aussi que la durée d'application de la tension inverse après le blocage du thyristor diminue avec l'angle de retard à l'amorçage α :

- Pour $\alpha=0^\circ$, cette durée est de 240° .
- Pour $\alpha=60^\circ$, cette durée est de 120° .
- Pour $\alpha=90^\circ$, cette durée est de 90° .
- Pour $\alpha=120^\circ$, cette durée est de 60° .

Donc il faut faire en sorte que l'angle de retard à l'amorçage reste inférieur à 180° sous risque du réamorçage du thyristor dès que la tension à ses bornes devient positive. Ceci entraînerait des conséquences très graves.

c/ Courants et facteur de puissance:

Chaque thyristor débite pendant le tiers de la période. On aura donc: $I_{THmoy} = \frac{I_s}{3}$; $I_{THmax} = I_s$

et $I_{THeff} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$.

Les courants dans les thyristors sont identiques aux courants débités par le réseau.

La puissance active : $P = \langle V_s \rangle \cdot I_s$, et la puissance apparente $S = 3 \cdot \frac{V_M}{\sqrt{2}} I_{THeff} = 1.22 V_M \cdot I_s$

On déduit le facteur de puissance pour une charge inductive : $F_p = \frac{3\sqrt{3}V_M \cos\alpha}{1.22 \cdot 2\pi} = 0.67 \cos\alpha$

Conclusion : L'angle α permet de commander la valeur moyenne de la tension redressée, mais il augmente l'ondulation de la tension et diminue le facteur de puissance.





II.3.6. Redresseur type parallèle double PD3 :

II.3.6.1. Redresseur type parallèle PD3 charge résistive :

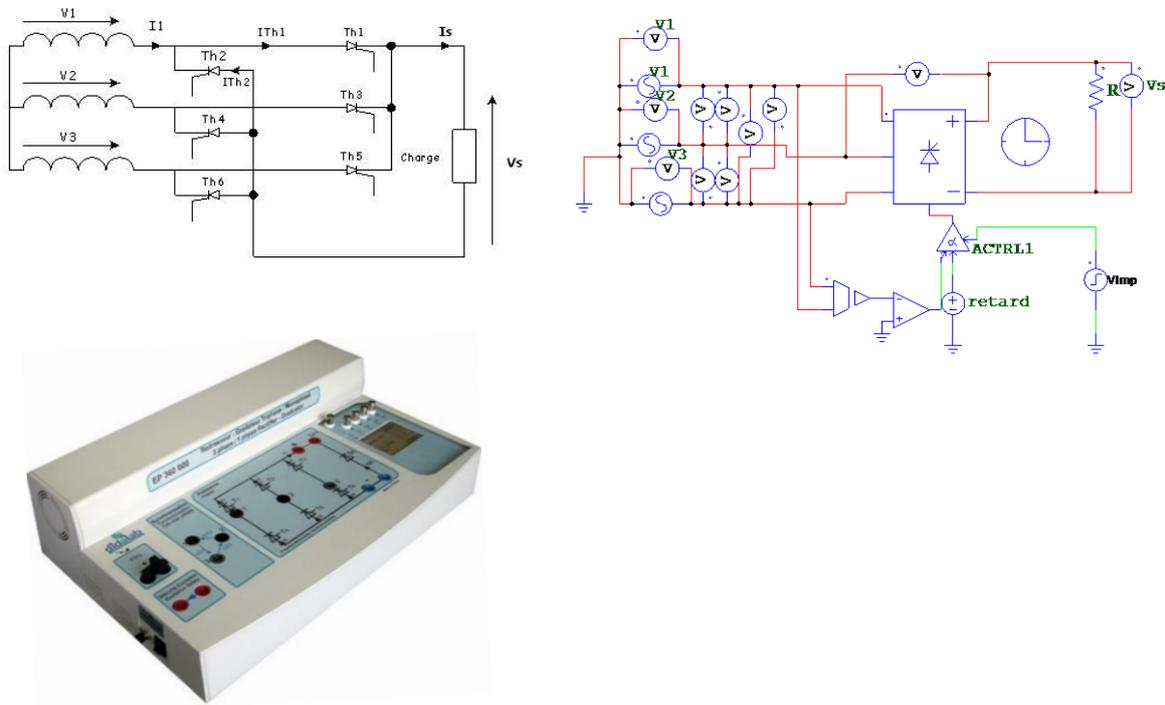


Figure II.53. *Montage d'un redresseur triphasé PD3 alimentant une charge résistive.*

Comme pour un redresseur parallèle double à diodes triphasé, la charge voit une tension égale à la différence entre la tension délivrée par le commutateur « plus positif » et celle fournie par le commutateur plus négatif ».

Le thyristor Th1 est susceptible de conduire lorsque la tension V_1 est la plus positive des composantes V_1 , V_2 et V_3 . Il est commandé à l'amorçage après un angle de retard α (retard par rapport à la conduction naturelle des diodes). Le thyristor Th4 est à son tour susceptible de conduire lorsque V_2 devient la plus négative. Il est commandé à l'amorçage après un angle de retard à l'amorçage α . Si ces deux thyristors conduisent simultanément, on aura en sortie $V_s = V_1 - V_2 = V_{12}$ [8], [W-11].



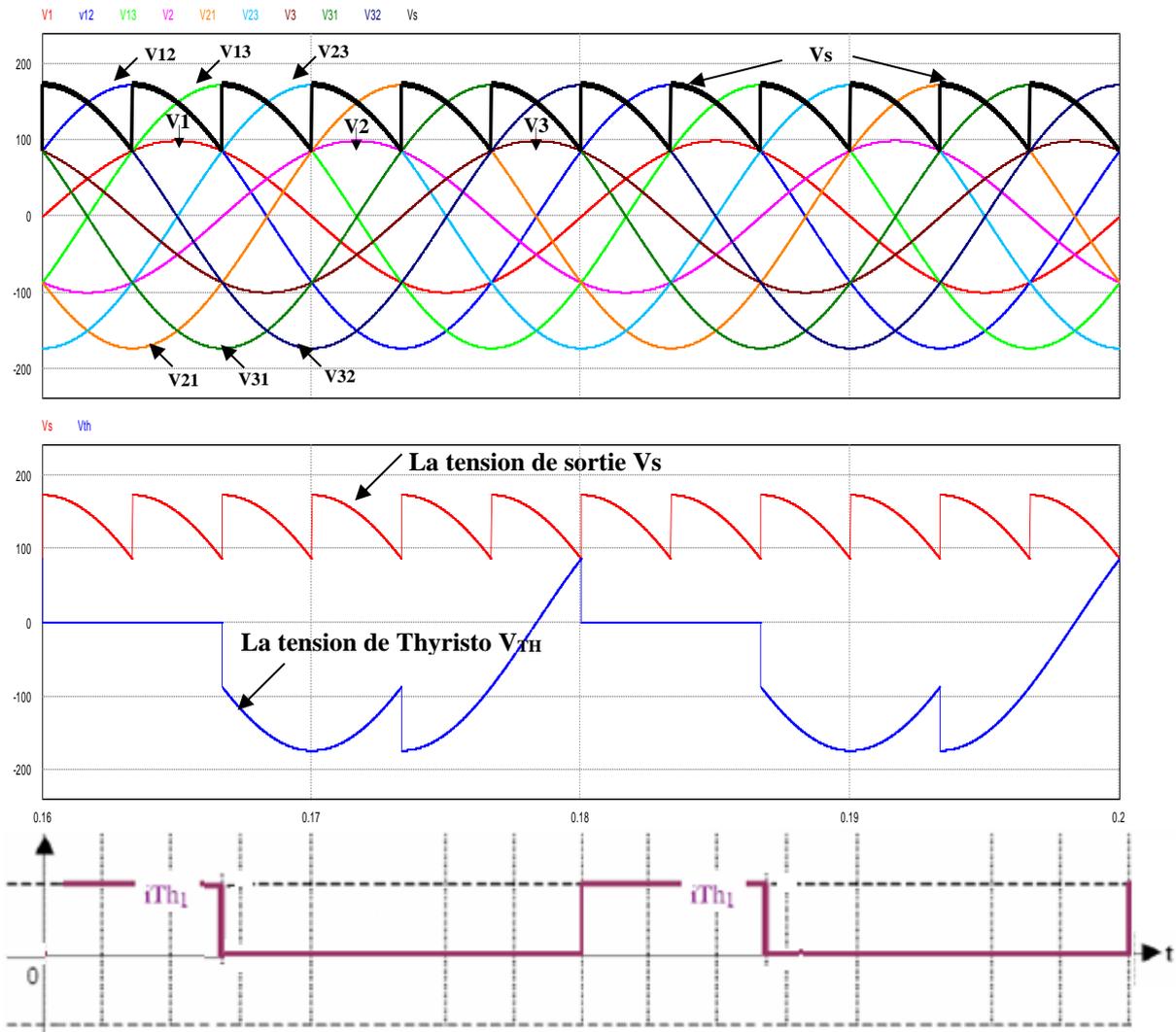


Figure II.54. Organigrammes d'un redressement commandé triphasé PD3 sur charge résistive.

Les allures des courants et des tensions s'obtiennent ensuite par les raisonnements habituels (figure II.54).

Calcul des grandeurs caractéristiques :

Valeur moyenne de $\langle V_s \rangle$:

La tension redressée \$V_s\$ est périodique de période \$T/3\$.

Entre \$T/12 + \alpha\$ et \$+5T/12 + \alpha\$, cette tension s'exprime par: $V_s = V_1 = V_M \sin \omega t = \sqrt{2} V \sin \omega t$

avec : \$V\$ est la valeur efficace des tensions simples[W-12].

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} V_s(\theta).d\theta = \frac{3V_M}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} \sin(\theta).d\theta = \frac{3\sqrt{2}V}{T} \frac{-1}{\omega} [\cos \omega t]_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} \quad \text{avec} \quad \omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{et} \quad T = 2\pi$$



$$\begin{aligned} \langle V_s \rangle &= \frac{3\sqrt{2}V}{T} \left(\frac{-2\pi}{T} \right) \left[\cos \frac{T}{2\pi} \left(\frac{5T}{12} + \alpha \right) - \cos \frac{T}{2\pi} \left(\frac{T}{12} + \alpha \right) \right] \\ \langle V_s \rangle &= \frac{3\sqrt{2}V}{2\pi} \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha \right) \right] = \frac{3\sqrt{3}V_M}{2\pi} \cos(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos(\alpha) \\ \langle V_s \rangle &= \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos(\alpha) \end{aligned} \quad (\text{II-59})$$

Valeur de la tension efficace :

$$\begin{aligned} V_{eff} &= \frac{3}{T} \sqrt{\int_{\frac{T}{12}+\alpha}^{\frac{5T}{12}+\alpha} (V_M \cdot \sin wt)^2 dt} = \frac{3}{T} \sqrt{\int_{\frac{T}{12}+\alpha}^{\frac{5T}{12}+\alpha} (\sqrt{2}V \cdot \sin wt)^2 dt} = V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos 2\alpha} \\ V_{eff} &= V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos 2\alpha} = V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos 2\alpha} \\ V_{eff} &= V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (\text{II-60})$$

Valeurs moyennes et efficaces des courants :

Les expressions sont les mêmes qu'en redressement non commandé.

$$I_{CTH} = \frac{I_s}{3} \quad I_{TH} = \frac{I_s}{\sqrt{3}}$$

Fonctionnement en redresseur et en onduleur :

- ✚ Tant que la condition $\alpha < \pi/2$ reste vérifiée, la puissance fournie par le montage redresseur est positive. Celui-ci fonctionne donc en générateur. En fait le redresseur ne sert que d'intermédiaire, c'est en réalité le réseau d'alimentation qui fournit la puissance absorbée par la charge.
- ✚ Pour α supérieur à $\pi/2$, $\langle V_s \rangle$ devient négatif. Les thyristors imposant le sens du courant, I_s reste positif ce qui entraîne que la puissance est négative et que le montage redresseur fonctionne en récepteur. Mais, là encore, il ne sert que d'intermédiaire et transfère sur le réseau la puissance reçue. Cette puissance ne pouvant provenir que du circuit de charge, celui-ci devra pouvoir fonctionner en générateur.





II.3.6.2. Etude du montage redresseur Parallèle Double PD3 (pont complet)

Le pont PD3 à 6 thyristors ci-dessous est alimenté par une ligne triphasée alternative sinusoïde équilibrée de sens direct. Il est alimenté une charge active. Celle-ci est composée d'une source de tension continue E , et d'une résistance R , connectées en série avec une inductance de lissage L [7].

Les thyristors fonctionnent avec un retard d'amorçage de 30° par apport à l'amorçage naturel (la conduction est continue par hypothèse, il y a en permanence un et un seul thyristor conducteur parmi Th_1, Th_2 et Th_3 , et un seul thyristor conducteur parmi $Th'1, Th'2$ et $Th'3$).

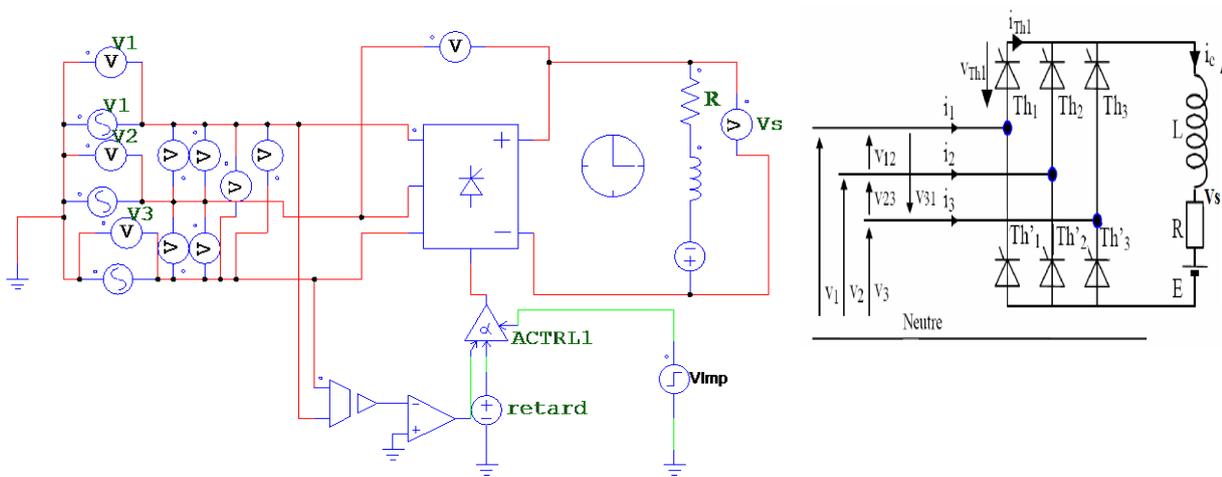
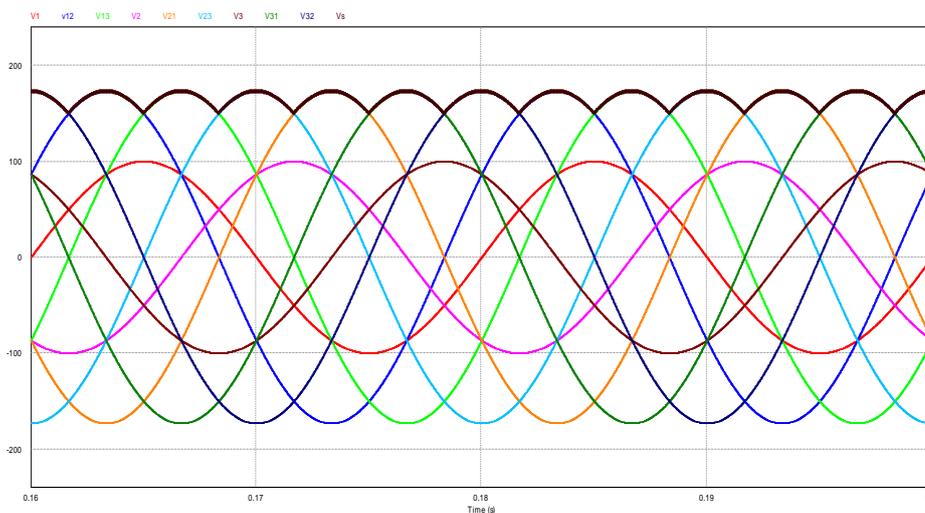


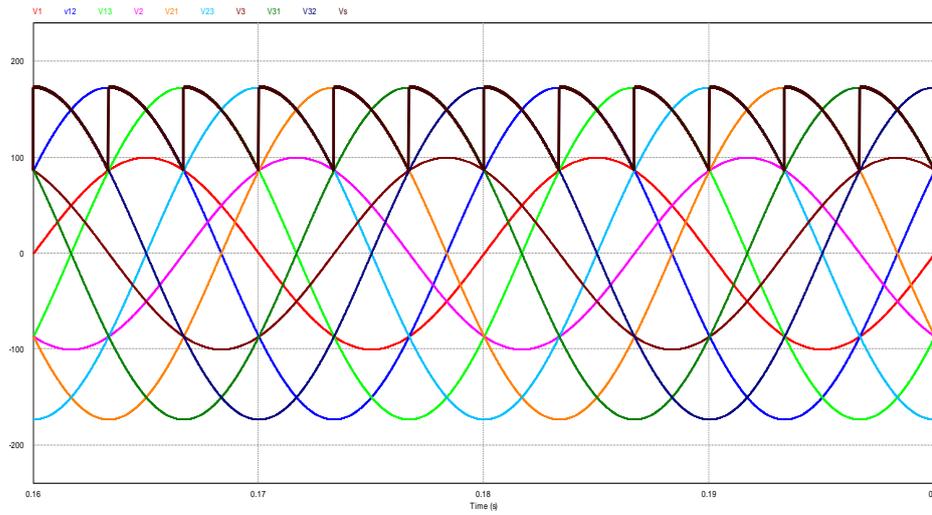
Figure II.55. Montage d'un redresseur triphasé PD3 alimentant une charge R-L-E.

- Allure pour $\alpha = 0^\circ$:

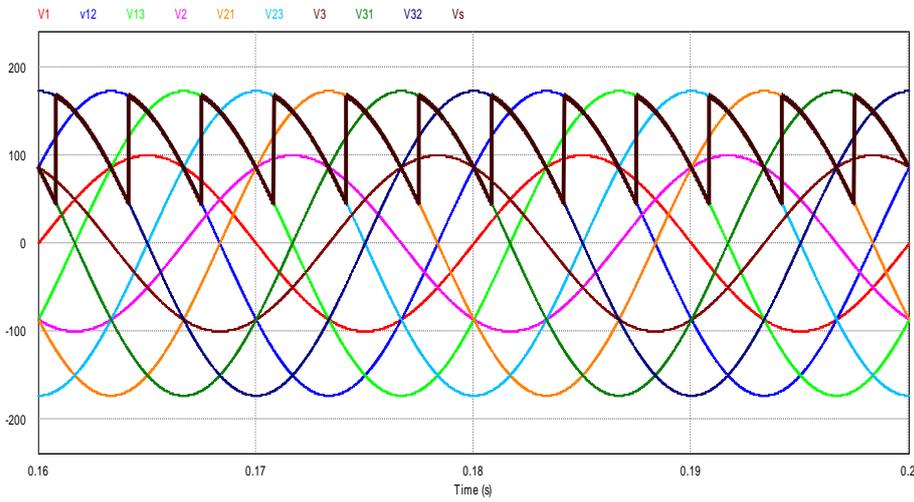




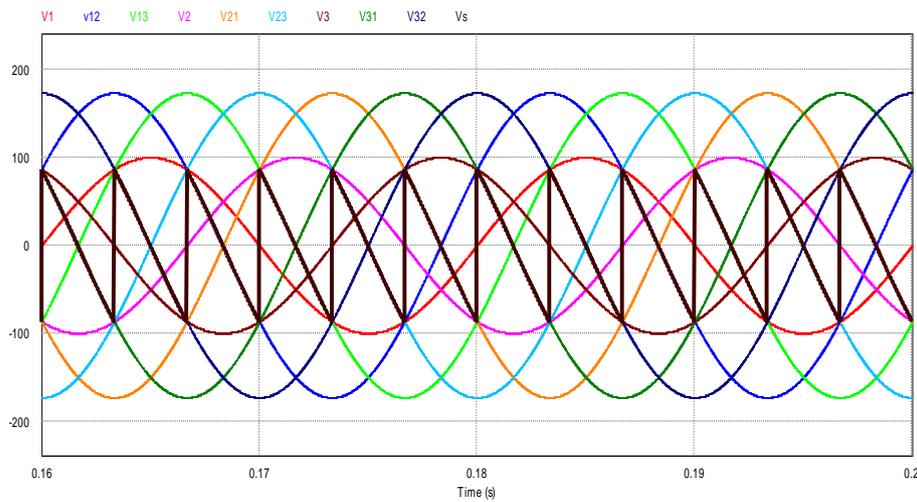
Allure pour $\alpha = 30^\circ$:



Allure pour $\alpha = 45^\circ$:



Allure pour $\alpha = 90^\circ$:





Allure pour $\alpha = 120^\circ$:

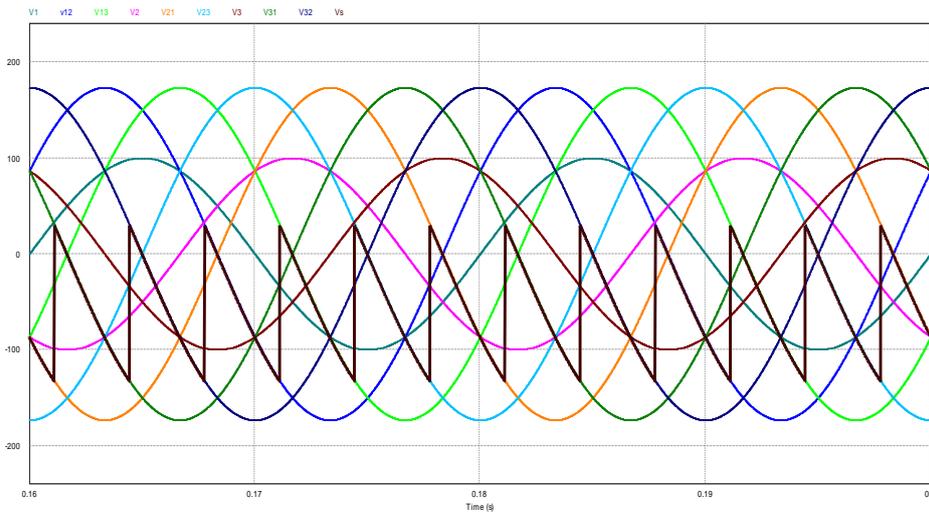


Figure II.56. Organigrammes d'un redressement commandé triphasé PD3 sur charge R-L-E pour $\alpha=0^\circ$, $\alpha=30^\circ$, $\alpha=45^\circ$, $\alpha=90^\circ$, $\alpha=120^\circ$.

a. Commutation retardée – mode redresseur :

Augmentons maintenant de 30° l'angle de retard à l'amorçage (Figure II.56.). Le courant ' I_s ' au lieu d'être transféré de TH1 à TH3 à l'angle 00 , continuera à circuler dans TH3 jusqu'à ce que l'impulsion gâchette ($0l$) déclenche la conduction du thyristor TH1. La commutation se fait et le point K passe brusquement du potentiel de la ligne 3 à celui de la ligne 1. Une commutation semblable se répète dans chacun des autres thyristors qui entrent en conduction, l'un après l'autre, à des intervalles de 45 degrés. Il en résulte la forme d'onde en dents de scie montrée sur la Figure (II.56.). Le niveau de K suit le sommet des ondes sinusoïdales, mais la valeur moyenne de la tension est évidemment inférieure à sa valeur précédente. On peut prouver que la valeur moyenne est donnée par l'expression : Étant donné que $V_s < E$, le courant dans le montage est nul.

b. Commutation retardée – mode onduleur :

L'équation (II.59.) indique que la tension V_s devient négative lorsque l'angle d'amorçage est retardé de plus de 90° .

Cela ne produit pas de courant négatif car, comme on vient de le dire, les thyristors ne conduisent pas dans le sens inverse. Par conséquent, le courant est simplement nul. On peut, cependant, imposer la circulation d'un courant en raccordant aux bornes du convertisseur une Source de tension continue E de valeur et de polarité appropriées (Figure II.55.) Afin qu'un





courant puisse s'établir, la tension E_0 doit être légèrement supérieure à la tension E_d . Le courant de charge est alors donné par :

$$I_s = \frac{E - V_s}{R} \quad (\text{II-61})$$

Etude de la tension redressée :

La tension redressée V_s est périodique de période $T/3$.

$$\langle V_s \rangle = \frac{3\sqrt{2}V}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) \right] = \frac{3\sqrt{3}V_M}{2\pi} \cos(\alpha) = \frac{3\sqrt{6}V}{2\pi} \cos(\alpha) \quad (\text{II-62})$$

Valeur de la tension efficace :

$$V_{eff} = V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos 2\alpha} = V_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos 2\alpha} \quad (\text{II-63})$$

$$V_s(t) = Ri_s(t) + E \Rightarrow V_{Smoy} = RI_{moy} + E \Rightarrow I_{moy} = \frac{V_{Smoy} - E}{R}$$

Pour $\alpha > \pi$, $V_{Smoy} < 0$ et $I_s < 0$ et la conduction n'est pas continu.

On peut distinguer deux types de fonctionnements :

✓ Pour $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ le montage fonctionne en redresseur La puissance

$P = V_{smoy} \cdot I_s = \frac{3\sqrt{3}V_M}{2\pi} I_s \cos(\alpha)$ est positive il reçoit de l'énergie de la ligne triphasée et la transmette a la charge RLE.

✓ Pour $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ le montage fonctionne en onduleur La puissance P est négative .il renvoie de l'énergie de la ligne triphasée et la transmette a la charge RLE.

II.4. Fonctionnement réel d'un redresseur Commandé

II.4.1. Phénomène d'empiétement dans les convertisseurs à redressement commandé :

On peut prendre comme exemple le montage triphasé

II.4.1.1. Montage triphasé à point neutre :

Un redresseur n'est pas une source de tension parfaite. Expérimentalement, on observe une diminution de la tension moyenne délivrée avec le niveau moyen de courant débité par ce système de conversion de puissance.





Les principaux éléments responsables de cette chute de tension sont :

- les résistances du transformateur (primaire et secondaire pour chaque phase).
- la résistance dynamique des interrupteurs.
- les inductances de la source (ramenées par le réseau, les inductances de fuite du transformateur) qui empêchent les commutations de courant d'être instantanées.

Le fait que la commutation de courant ne soit pas instantanée entraîne aussi un effet que l'on représente par une chute de tension. C'est le phénomène d'empiétement. Il n'a bien entendu rien à voir avec l'effet Joule. C'est lui que nous allons détailler maintenant, analysons les formes d'ondes et le schéma équivalent du montage commandé.

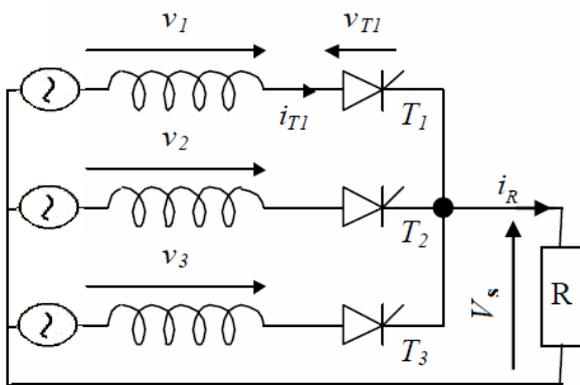


Figure II.57. Montage P3 tout Thyristor

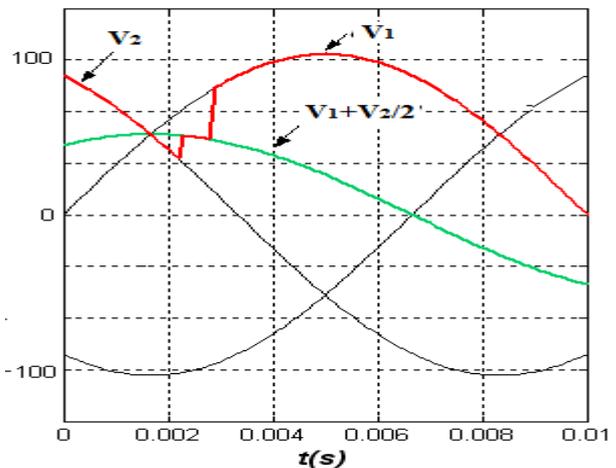


Figure II.58. Forme d'onde de la tension redressée

La forme d'onde de la tension redressée lors du phénomène d'empiétement est représentée dans la courbe (Figure II-58)

a - Analyse du phénomène d'empiétement :

Lors de la commutation des courants I_s du thyristor TH1 sur le thyristor TH2 , il apparaît aussi trois séquences équivalentes dans un cycle de 2π de régime permanent.. Admettant que le thyristor TH1 soit conducteur avec $i_s=i_{TH1}$.

En alimentant le thyristor TH2, on provoque un court-circuit entre les phases A et B (tenant compte de la conduction simultanée) ceci augmente le courant i_{TH2} et diminue le courant i_{TH1}

$i_{TH2}(\sum \text{courants}) = I_{ch} = i_{TH1} - i_{TH2}$ à la fin de la commutation seul le thyristor TH2 est

conducteur et le courant $I_{ch} = i_{TH2}$. Pendant le court-circuit dans le schéma équivalent entre

les phases A et B, une tension de commutation $V_s = V_2 - V_1 = \sqrt{3}V_{LM} \sin(\omega t + \varphi)$.





Pour que le thyristor TH2 puisse être amorcé, il faut que la condition $V_s \geq 0$ soit remplie. On constate que la différence du phénomène d’empiétement dans les montages commandés et non commandés c’est que ; l’angle d’empiétement τ est réduit c’est-à-dire : moins de durée de court-circuit, et le changement du courant de commutation (i_c) à une variation linéaire (déplacement des crêtes de i_c par rapport au commencement du phénomène d’empiétement).

b- Détermination de la tension redressée en fonction de l’angle d’empiétement

$$\langle V_s \rangle = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + \tau}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_{1M} \sin(\theta) . d\theta + \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\varphi + \alpha} V_{1M} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cos \varphi . d\varphi = \frac{3V_M}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_M \sin \theta . d\theta = \frac{3\sqrt{3}V_M}{2\pi} \cos \alpha$$

II.4.2. Ratée d’amorçage : pour le cas du montage redresseur Parallèle PD2 (pont complet) étudié dans le paragraphe p 3-3-2. on remarque que :

Limite du fonctionnement en onduleur : Cas où α tend vers π .

Les impulsions sont appliquées sur les thyristors à α , $\pi + \alpha$, $2\pi + \alpha$, $3\pi + \alpha$, , mais par exemple à partir de $2\pi + \alpha$ les tensions v_2 et v_3 sont insuffisantes pour amorcer TH2 et TH3. Alors TH1 et TH4 demeurent conducteurs. La tension de sortie v devient sinusoïdale ! C’est la perte de contrôle de l’ondeur. Il s’en suit une brutale augmentation du courant i et la destruction d’un élément. En effet $\langle V_s \rangle$ passe d’une valeur proche de $-2V_M/\pi$ à zéro donc di/dt augmente et le courant i croît.

Pour éviter ce risque de perte de contrôle il faut créer une butée électronique dans l’élaboration des impulsions de commande et faire varier α de 0 à $5\pi/6$ par exemple.

II.4.3. Réaction au réseau : conditions idéales de fonctionnement

Nous avons dans un premier temps fixé la valeur de l’inductance de lissage suffisamment grande, de telle manière que le courant dans la charge ne présente aucune ondulation. Le courant redressé dans ce cas ne contient que sa composante continue I_d .

Nous avons également négligé la résistance et l’inductance du transformateur. Ces conditions de fonctionnement sont supposées être idéales. Nous avons en plus fixé la tension aux bornes des secondaires de telle manière que la tension maximale totale (V_M) qui résulterait aux bornes d’une phase du convertisseur multiniveau soit la même pour les cas symétrique et asymétriques.





CONVERTISSEUR COURANT CONTINU - COURANT CONTINU

Chapitre III



HACHEUR





SOMMAIRE

III.1.	Introduction.....	102
	...	
III.2.	Les interrupteurs électroniques (la commutation forcée).....	103
III.2.1	Interrupteur idéal	103
III.2.2.	Interrupteur à commutation spontanée (Fonction diode).....	103
III.2.3.	Interrupteur à commutation commandée (Fonction transistor).....	103
III.2.4.	Unidirectionnalité des interrupteurs.....	105
III.3.	Hacheur série.....	105
III.3.1.	Principe de fonctionnement du hacheur série.....	105
	a, Schéma de principe dans le cas d'une charge résistive.....	105
	b. Hacheurs série (Abaisseur de tension).....	106
	c. Charge comportant un électromoteur.....	108
III.4.	Hacheurs parallèle (elevator de tension).....	111
	Schéma de principe.....	113
	Fonctionnement à courant de source ininterrompu.....	113
III.5.	Hacheur réversible en courant.....	115
III.6.	Hacheur réversible en tension.....	116
III.7.	Hacheurs quatre quadrant.....	119





III.1. Introduction :

Hacheurs sont les convertisseurs statiques continu-continu (DC/DC) permettant de fabriquer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe. La figure (III-1) rappelle le schéma de principe de l'hacheur. Il est évident que le procédé le plus simple pour transformer une tension continue de valeur fixe en une tension continue réglable est le montage en potentiomètre diviseur de tension. Selon la structure, il peut être abaisseur ou élévateur de tension et, dans certaines conditions, renvoyer de l'énergie à l'alimentation. Il est utilisé dans les alimentations et pour le pilotage des moteurs.

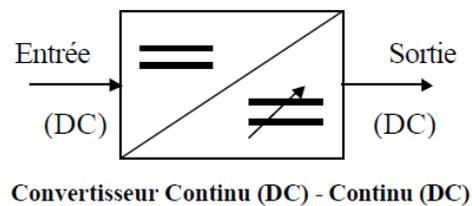


Figure III.1. le schéma de principe d'un hacheur

Pour simplifier, on considère les composants parfaits ; et en particulier l'interrupteur électronique unidirectionnel en courant commandable à l'ouverture et à la fermeture. Celui-ci peut être réalisé avec un transistor bipolaire, un MOSFET, un thyristor, un GTO, etc.

Dans ce chapitre seront résumées les fonctions de transfert des convertisseurs suivant :

- 1) le hacheur série;
- 2) le hacheur parallèle ;
- 3) le hacheur réversible ;

Ces fonctions de transfert expriment la relation entre la tension de sortie v_s et les différentes grandeurs suivantes :

- le rapport cyclique α ;
- le courant crête dans l'inductance du circuit imposé par une consigne i_{ON} ;
- la tension d'entrée v_e .

a. Définition du rapport cyclique :

Le rapport cyclique est défini comme le temps t_{ON} pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage T , soit :

$$\alpha = \frac{t_{ON}}{T} \quad (III-1)$$





On définit également le temps pendant lequel l'interrupteur est fermé par : $t_{OFF} = T - t_{ON}$

III.2. Les interrupteurs électroniques (La Commutation Forcée):

Les interrupteurs électroniques sont des composants à base de semi-conducteurs (voir Chapitre I - élément de semi-conducteurs en électronique de puissance-). On notera que ces derniers permettent de réaliser des fonctions plus complexes que ceux fabriqués à partir de conducteurs ohmiques (R, L, C par exemple). L'Amplificateur Opérationnel est constitué de composants à semi-conducteurs.

III.2.1. Interrupteur idéal :

- ❖ Un interrupteur idéal ne consomme pas de puissance :
 - ouvert : aucun courant ne le traverse, pour un courant nul.
 - fermé : il est assimilé à un fil sans résistance, pour une tension nulle.

- ❖ Le passage d'un état à l'autre s'appelle *commutation* :
 - d'ouvert à fermé : *fermeture* ou *amorçage*
 - de fermé à ouvert : *ouverture* ou *blocage*

III.2.2. Interrupteur à commutation spontanée : (Fonction diode)

La diode est un interrupteur à commutation spontanée. C'est l'état du reste du circuit qui provoque la commutation :

- passage bloquée à passante : la tension à ses bornes tend à devenir positive figure(III-2)
- passage passante à bloquée : le courant tend à devenir négatif [W-4]

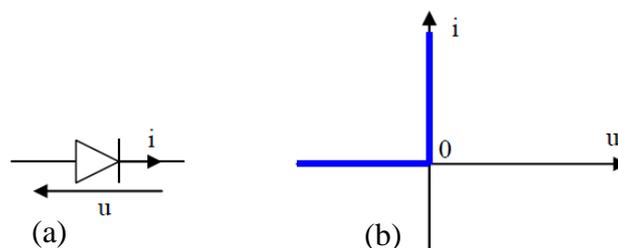


Figure III.2. La diode . (a) Symbole électrique, (b) caractéristique i-v idéalisée

III.2.3. Interrupteur à commutation commandée : (fonction transistor)





Le transistor est un interrupteur à commutation commandée. C'est un 'circuit de commande' extérieur au circuit étudié qui provoque la commutation.

On notera le critère qui permet de choisir entre les deux types de commutation.

Lorsque le transistor est bloqué, la tension à ses bornes est positive ; dans le cas de la diode, elle est négative

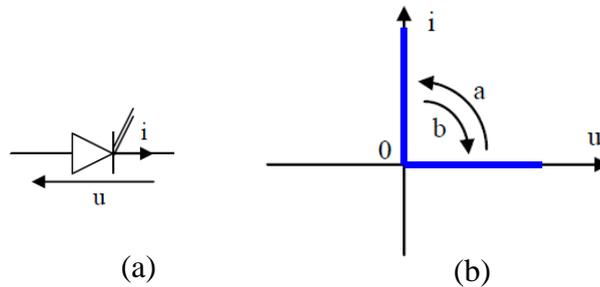


Figure III.3. Hacheur. (a) Symbole électrique, (b) caractéristique *i-v* idéalisée

III.2.4. Unidirectionnalité des interrupteurs

Les deux types d'interrupteurs sont unidirectionnels. Le courant ne peut les traverser que dans un sens.

Il est possible d'associer deux interrupteurs en parallèle pour réaliser un interrupteur bidirectionnel. On peut aussi concevoir des hacheurs à 4 interrupteurs (unidirectionnels) pour permettre une conversion de puissance réversible : puissance échangée de l'entrée vers la sortie, puis de la sortie vers l'entrée.

III.3. Hacheur série :

III.3.1. Principe de fonctionnement de l'hacheur série

III.3.1.1. Schéma de principe dans le cas d'une charge résistive

E est la source d'alimentation fixe.

Le hacheur H est un interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture, soit par exemple un transistor bipolaire. Il est alors unidirectionnel en courant.

La charge est une résistance R comme le montre la figure(III-4).

Le courant dans la charge est nommé i_c ; le courant délivré par la source de tension est nommé i_s .

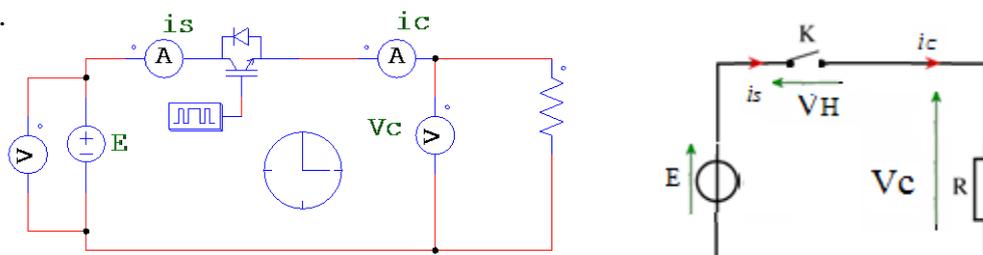


Figure III.4. Schéma de principe du hacheur série avec une charge R





On choisit une période T et une fraction α de cette période. α s'appelle le rapport cyclique, $0 < \alpha < 1$, sans dimension.

- de 0 à αT : H est fermé $\Rightarrow V_H = 0$
 $V_C = E$
 $i_S = \frac{V_C}{R} = \frac{E}{R}$
- de αT à T : H est ouvert $\Rightarrow i_S = 0$
 $V_C = Ri_S = 0$
 $V_H = E$

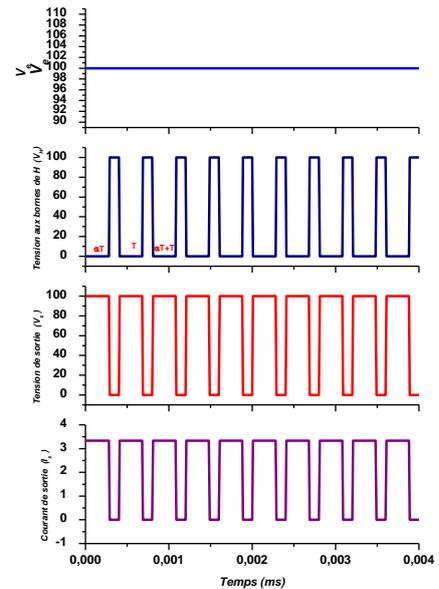


Figure III.5. *Forme d'onde du Hacheur série sur Charge résistive*

Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge

On calcul la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge par la méthode des aires, pour cela, sur une période de hachage [5] :

$$\langle V_C \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} V_C(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} E.dt = \frac{1}{T} [t]_0^{t_1} = \frac{E}{T} [t_1 - 0] = \frac{t_1}{T} .E = \frac{\alpha T}{T} .E = \alpha .E$$

$$\langle V_C \rangle = \alpha .E < E \tag{III-2}$$

donc on peut dire d'après la figure (III-5) que le hacheur serie est bien abaisseur de tension , si la charge est resistive le courant i_c est interrompu.

L'ajout d'une inductance L de valeur suffisante en serie avec la charge permettra le lissage du courant.

Remarques :

La valeur moyenne de la tension V_c peut etre ajustee en jouant sur la valeur du rapport cyclique α donc sur la commande de H.

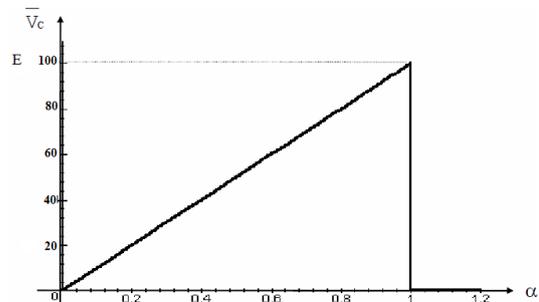


Figure III.6. *Variation de <V_c> en fonction de alpha*



$$\langle I_C \rangle = \frac{V_C}{R} = \frac{\alpha}{R} \cdot E \quad (III-3)$$

III.3.1.2 Hacheurs série (Abaisseur de tension) [15]:

Il est appelé aussi abaisseur de tension, dévolteur, Buck converter, Step down converter.

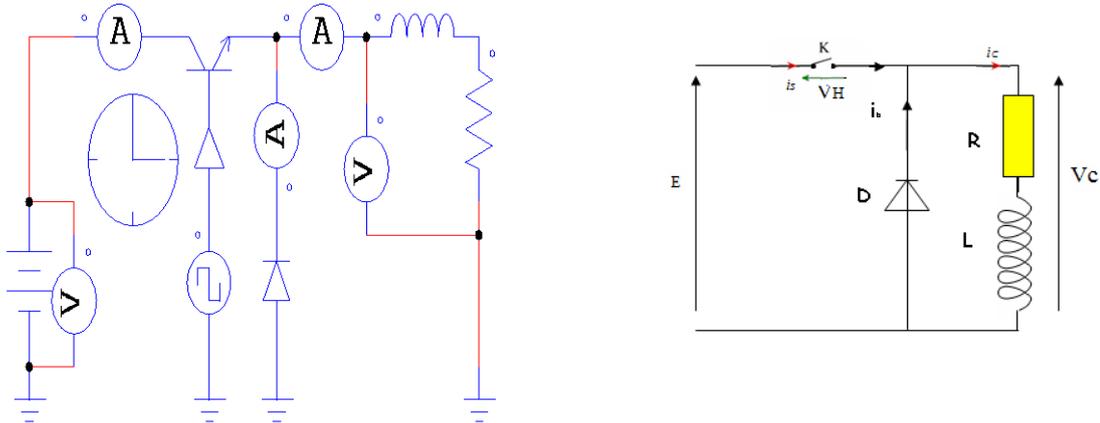


Figure III. 7. Schéma de principe du hacheur série avec une charge RL

Le circuit est le même que précédemment avec en plus, en série avec la résistance, une inductance L, et en parallèle avec ces deux éléments une diode de roue libre. Cette diode, comme l'interrupteur électronique H, sera considérée comme parfaite.

On a : $V_C = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} = E$

On ferme H \Rightarrow courant dans la charge

On ouvre H \Rightarrow décharge d'inductance à travers la diode (période de roue libre)

La tension V_C est équivalente au montage sur charge résistive. Sa valeur moyenne se calcul toujours par la relation : $\bar{V}_c = E \cdot \alpha$

Le courant I_c a une allure différente. Cela provient de la charge inductive. Ici le courant ne peut pas instantanément changer de valeur, il croit et décroît selon une constante de temps qui peut être calculée par la relation [6] :

$$\tau = \frac{L}{R}$$

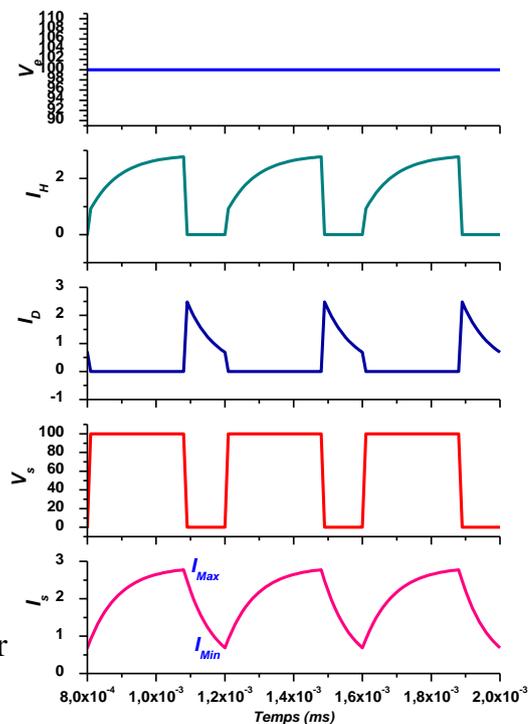


Figure III.8. Forme d'onde de l'Hacheur série sur Charge inductive



τ : constante de temps en seconde.

Après que le régime transitoire est disparu, on trace l'allure du courant de charge en régime permanent et on suppose à $t=0$, $i_c(0)=I_{\min}$ et à $t=t_{\alpha T}$, $I_c(t_{\alpha T})=I_{\max}$.

de 0 à αT : H est fermé.

La source E alimente la charge.

Le courant ne peut pas passer par la diode.

$$V_H = 0 \Rightarrow V_C = E$$

$$i_C = i_s = i_H$$

✚ Le courant augmente progressivement (la pente dépend de la valeur de L).

Linéarisation du courant i_c

Lorsque x est grand on approxime e^{-x} par une droite et par conséquent la fonction

$i_C(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R}$ dans chaque phase tend à devenir affine (rectiligne). De cette constatation,

on va faire une approximation à chaque phase de fonctionnement de remplacer le terme R xsss par le terme $R \cdot I_c$.

Il est à remarquer que $E_C + R\bar{I}_C = \bar{V}_C = \alpha E$

H fermé :

$$L \frac{di_C}{dt} = E(1-\alpha) \Rightarrow \frac{di_C}{dt} = E \frac{(1-\alpha)}{L} = cte \Rightarrow i_C(t) = E \frac{(1-\alpha)}{L} t + I_{\max}$$

à $t=0$, $i_C=I_{\min}$ à $t_1=t_{\alpha T}$ où H va être ouvert

$$I_{\max} = E \frac{(1-\alpha)}{L} \alpha T + I_{\min} \quad \text{(III-4)}$$

H ouvert :

$$L \frac{di_C}{dt} = -\alpha E \Rightarrow \frac{di_C}{dt} = -E \frac{\alpha}{L}$$

$i_C(t_{HF})=I_{\min}$, $i_C(t) = E\alpha \frac{(1-\alpha T)}{L} + I_{\min}$ à $t_2=T$ où H va être fermé $i_C=I_{\max}$

$$I_{\max} = E \frac{(1-\alpha)}{L} \alpha T + I_{\min} \quad \text{(III-5)}$$





Pour calculer la valeur moyenne de l'intensité du courant dans la charge, nous utiliserons le fait que l'intensité i_c est portée par des segments de droites, la valeur moyenne se calcule donc en prenant les deux extremums, et en calculant directement la moyenne entre eux

Pour calculer la valeur moyenne du courant dans la diode et l'interrupteur électronique, nous utiliserons la même méthode des aires que celle utilisée pour calculer la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge.

$$\bar{I}_D = (1 - \alpha)\bar{I}_C$$

$$\bar{I}_H = \alpha\bar{I}_C$$

Ondulation du courant dans la charge :

Elle est donnée par la relation :

$$\Delta i = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2} \quad \text{(III-6)}$$

Elle peut être mesurée à l'oscilloscope en visualisant la tension aux bornes d'une résistance.

Pour diminuer Δi , il faut augmenter l'inductance L ou/et la fréquence f .

III.3.1.3. Charge comportant un électromoteur :

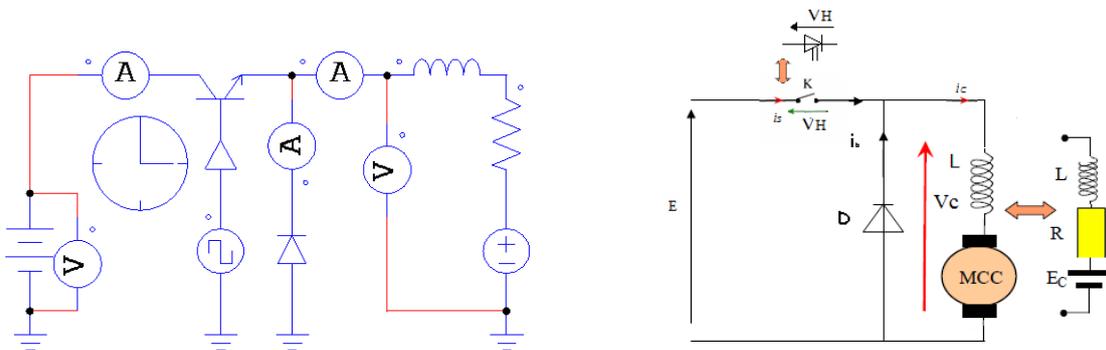


Figure III.9. Schéma de principe de l'hacheur série avec une charge RLE

Le récepteur est modélisé par l'association en série d'une source de tension de f.e.m. E , d'une résistance R et d'une inductance L [6] :

R → chute de tension ohmique

L → chute de tension induite par les variations du flux du champ magnétique créé par le courant i_s





$E \rightarrow$ fem moyenne induite par les variations du flux du champ magnétique créé par les autres sources de champ magnétique.

Commentaire :

Pour un bon fonctionnement du moteur, il est préférable que le courant soit le plus régulier possible, d'où la présence d'une bobine de lissage. Si son inductance est suffisamment grande, on pourra considérer le courant comme constant ($\Delta i \approx 0$).

Loi des mailles : $V_C = V_M + V_L$

On passe aux valeurs moyennes : $\bar{V}_C = \bar{V}_M + \bar{V}_L$

Et comme pour un signal périodique :

$$V_L = 0$$

Nous obtenons pour le moteur :

$$V_M = E = V_C$$

Les interrupteurs H et D sont supposés parfaits : tension nulle à l'état passant, courant nul à l'état bloqué.

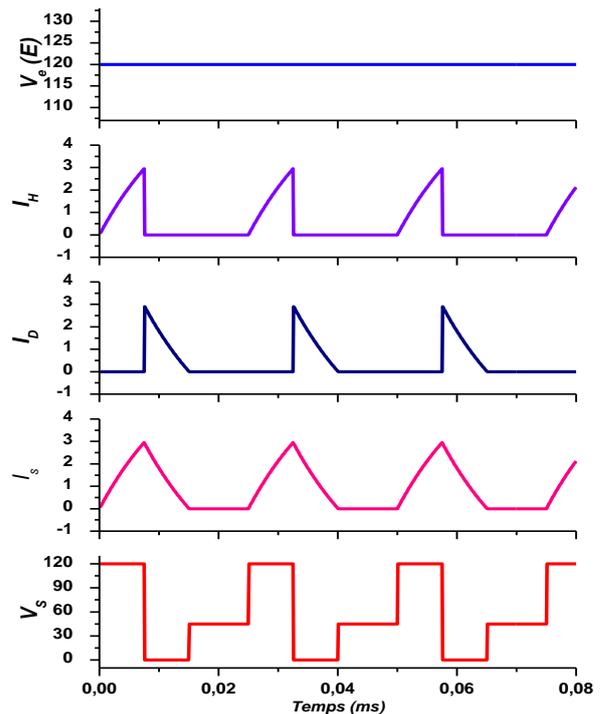


Figure (III-10) : *Forme d'onde de l'Hacheur série sur Charge RLE*

La valeur efficace :

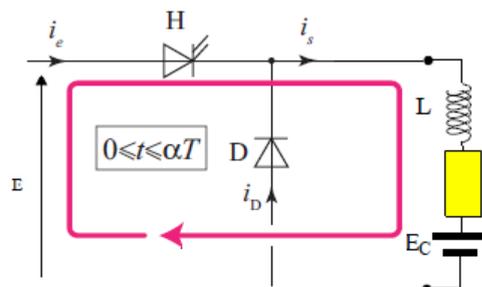
$$U_c = \sqrt{\alpha} \cdot V_o \tag{III-7}$$

✚ De 0 à αT , H est passant et D est bloquée.

$$E - L \frac{di_s}{dt} - Ri_s - E_C = 0 \quad \text{soit}$$

$$i_s(t) = i_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E - E_C}{R} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}.$$

✚ De αT à T , H est bloqué et D est passante.





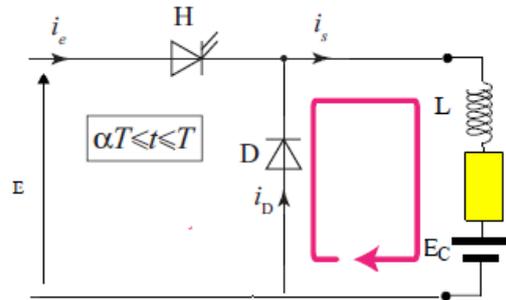
Par conséquent le courant i_e est nul et les courants i_D et i_s identiques et solutions de l'équation différentielle :

$$L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + E_C = 0 \quad \text{soit}$$

$$i_s(t) = i_1 e^{-\frac{t-\alpha T}{\tau}} + \frac{-E_C}{R}$$

L'expression des constantes i_0 et i_1 en fonction des données du problème s'obtient

en écrivant d'une part la continuité (au sens mathématique) entre les 2 expressions de i_s à l'instant $t = \alpha T$ et d'autre part la périodicité de i_s en régime établi ($i_s(t=0) = i_s(t=T)$). On obtient :



$$i_0 = \frac{E}{R} \left(\frac{e^{-\frac{T}{\tau}(1-\alpha)} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \quad \text{(III-8)}$$

$$i_1 = \frac{E}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \quad \text{(III-9)}$$

On voit donc que i_0 est négatif et i_1 positif : durant l'intervalle $[0, \alpha T]$ le courant i_s est croissant et l'énergie stockée sous forme magnétique dans l'inductance ($\frac{1}{2} Li_s^2$) augmente ; durant l'intervalle $[\alpha T, T]$ i_s est décroissant et l'inductance se

décharge. On a : $i_{s \min} = i_0 + \frac{E - E_C}{R}$

$$i_{s \max} = i_1 - \frac{E_C}{R}$$

La valeur moyenne du courant dans le récepteur s'obtient en écrivant :

$$V_C = L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + E_C$$

puis en prenant la valeur moyenne de chacun des 2 membres [W-15]:

$$\overline{V_C} = L \overline{\frac{di_s}{dt}} + Ri_s + E_C \quad \text{(III-10)}$$

Or, la valeur moyenne d'une somme de fonctions est la somme des valeurs moyennes de ces fonctions[14]





$$\alpha E = L \frac{d\bar{i}_s}{dt} + R\bar{i}_s + E_C$$

Comme la valeur moyenne de la dérivée d'une fonction périodique est nulle, il vient

$$\bar{i}_s = \frac{\alpha E - E_C}{R} \tag{III-11}$$

Remarquons que les interrupteurs H et D étant unidirectionnels en courant, le courant i_s moyen est nécessairement positif quelque soit α . Ceci implique $E_C < \alpha E$.

Ainsi,
$$i_{s \max} \approx \bar{i}_s + \frac{\Delta i_s}{2}$$
 Avec :

$$i_{s \min} \approx \bar{i}_s - \frac{\Delta i_s}{2}$$

$$\Delta i_s = \frac{ET}{R\tau} \alpha(1-\alpha) \tag{III-12}$$

L'ondulation du courant $\Delta i = I_{s \max} - I_{s \min}$ est maximale pour $\alpha=0.5$ et $\Delta i_s = \frac{ET}{R\tau} = \frac{ET}{4L}$

III.4. Hacheurs parallèle (élévateur de tension) [2] :

Le hacheur survolteur est un convertisseur assurant le transfert d'énergie d'une source de courant vers une source de tension, dont la tension de sortie V_C est supérieure à la tension d'entrée E .

D'où l'appellation de convertisseur élévateur ou encore survolteur (STEPUP converter).

On l'appelle également hacheur « parallèle » (BOOST converter) du fait que le semiconducteur commandé est délivré aux bornes du générateur.

E est une source de tension continue idéale.

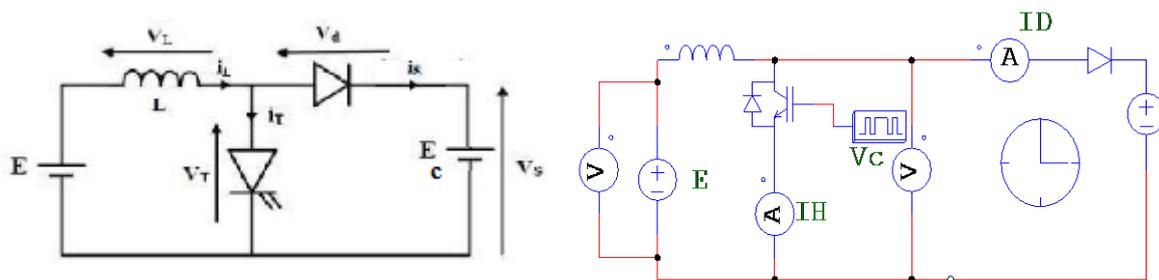


Figure III.11. Schéma de principe de l'hacheur parallèle



K est un interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture, soit par exemple un transistor bipolaire. Il est unidirectionnel en courant [W-16].

Le courant dans la charge est nommé i_{ch} ; le courant délivré par la source de tension est nommé i_s .

L'inductance L permet de lisser le courant appelé sur la source. Elle stocke de l'énergie électrique puis la restitue pour créer la surtension.

Le hacheur est constitué de deux interrupteurs électroniques, K et la diode D, de l'inductance L, du condensateur C ainsi que du circuit de commande de K et d'un éventuel circuit de stabilisation [W-14].

1. **Montage idéal :**

- ❖ De 0 à αT , K fermé,

$$V_H = E + L \frac{di_s}{dt} = 0$$

$$L \frac{di_s}{dt} = + \frac{E}{L} > 0$$

E_C bloque la diode D

- ❖ De αT à T, K ouvert, i_s (en réalité L) rend D passante :

$$V_H = E_C = E - L \frac{di_s}{dt}$$

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{E - E_C}{L} \tag{III-13}$$

$$\frac{di_s}{dt} < 0 \text{ pour avoir } i_s(t) \text{ périodique}$$

$$V_{Hmoy} = \int_{\alpha T}^T E_C dt$$

Calculons la valeur moyenne :

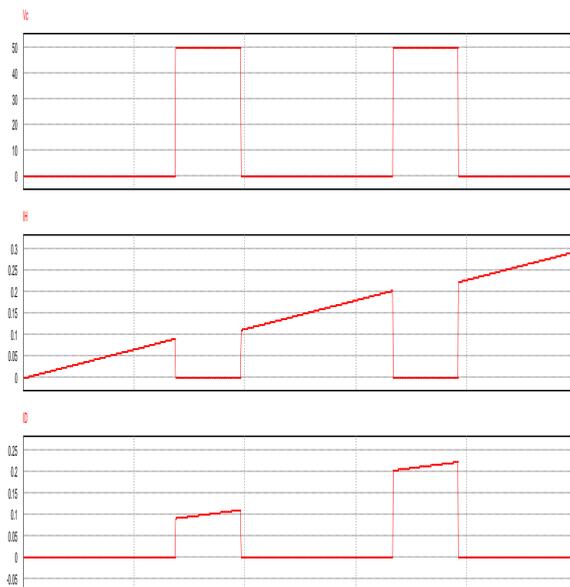


Figure III.12. Forme d'onde du Hacheur parallèle



$$V_{HMOY} = (1 - \alpha)E_C \quad (III-14)$$

On a donc :

$$E_C = \frac{E}{1 - \alpha} \quad (III-15)$$

II.4.1. Schéma de principe

L'inductance permet de lisser le courant appelé sur la source. La capacité C permet de limiter l'ondulation de tension en sortie.

On distingue 2 phases de fonctionnement:

- Lorsque l'interrupteur I est fermé, la diode est polarisée en inverse ($V_D = V_S$); la charge est donc isolée de la source. La source fournit de l'énergie à l'inductance l .
- Lorsque l'interrupteur I est ouvert, l'étage de sortie (C+ charge) reçoit de l'énergie de la source et de l'inductance l [W-15].

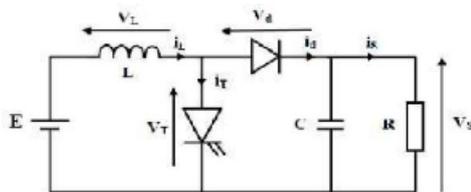


Figure III.13. Schéma de principe de l'hacheur parallèle avec charge RC

II.4.2. Fonctionnement à courant de source ininterrompu

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

$$E = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{donc} \quad i_L(t) = \frac{1}{L} \int E dt = \frac{E}{L} t + i_L(0)$$

On a : $V_L = 0$; $i_D = 0$; $V_H = E$

Pour $\alpha T < t < T$, l'interrupteur I est ouvert, l'inductance l se démagnétise et le courant $i_L(t)$ décroît :

$$E = L \frac{di_L}{dt} + V_D \quad \text{donc} \quad i_L(t) = \frac{E - V_D}{L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T)$$

$$\text{Avec : } i_L(t) = \frac{E}{L} \alpha T + i_L(0)$$

Et : $E < V_D$ car $i_L(t)$ doit décroître.





On a : $V_L = V_D$; $i_D = i_L$; $V_L = E - V_D$

Formes d'ondes.

Les formes d'ondes sont de la forme suivante (en supposant la tension et le courant de sortie continus).

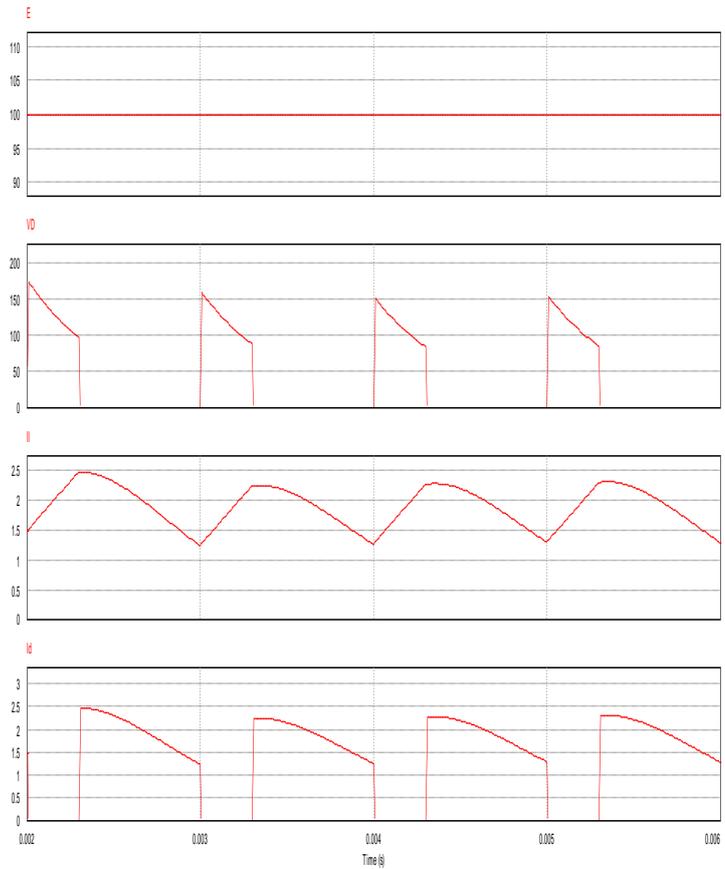


Figure III.14. Forme d'onde de l'Hacheur parallèle sur Charge RC

Calcul de la tension moyenne de sortie et des ondulations.

- valeur moyenne de la tension de sortie.

On sait que la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle donc on a, en conduction continue

$$E\alpha T = (-E + V_S).(1 - \alpha)T \quad \text{soit}$$

$$V_S = \frac{E}{1 - \alpha} \tag{III-16}$$

Or comme α est inférieur à 1, la tension moyenne de sortie est bien supérieure à la tension d'entrée.

- Relation entre le courant moyen de sortie et le courant moyen dans la diode.

$I_S = I_a$ car le courant moyen dans la capacité est nul.

Donc $I_S = (1 - \alpha)I_L$. De plus, connaissant la tension moyenne de sortie et la résistance de





charge, on en déduit facilement I_s ce qui permet de connaître I_L .

- Calcul de l'ondulation de courant crête à crête dans l'inductance L.

$$\Delta i_L = \frac{\alpha E}{L f} \quad \text{(III-17)}$$

III.5. Hacheur réversible en courant :

La réversibilité de la machine à courant continu a été traitée. On est conduit à envisager différents types de réversibilité de l'ensemble convertisseur - machine selon que celle-ci fonctionnera dans deux quadrants du plan ,ou dans l'ensemble des quatre quadrants.

- Avec une structure à deux interrupteurs, on peut commander le transfert de l'énergie dans les deux sens entre une source de tension et une source de courant à condition que les deux sources présentent la ou les mêmes réversibilités. On se limite ici à la réversibilité en courant : ou $i_s > 0$, $i_s < 0$

Ce dispositif rassemble un hacheur série (H_s , D_s) abaisseur de tension et un hacheur parallèle (H_p , D_p) élévateur de tension[14].

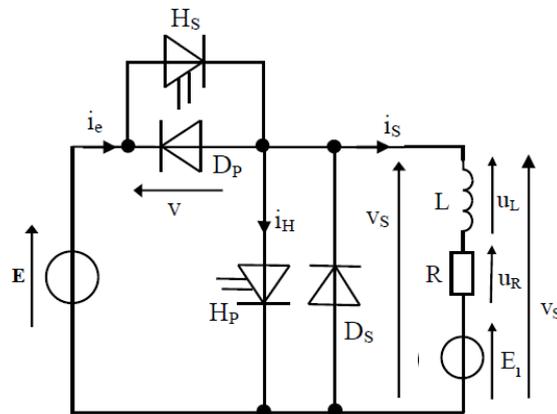
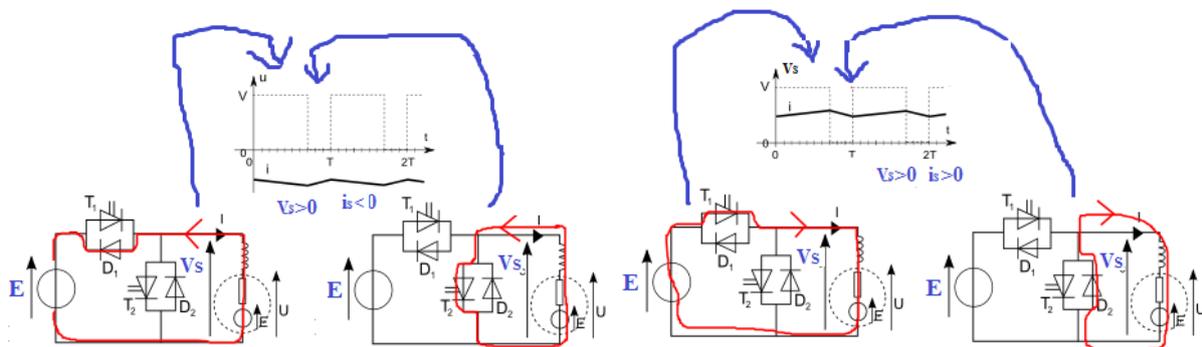


Figure III.15. Schéma de principe du hacheur réversible en courant.

Quand on commande le hacheur série, le hacheur parallèle étant inactif, la machine à courant continu fonctionne en moteur ($i_s > 0$), il y'a transfert d'énergie électrique de la source E vers la charge.



Quand on commande le hacheur parallèle, le hacheur série étant inactif la machine à courant continu fonctionnant en génératrice qui débite dans la source, ($i_s < 0$), permettant ainsi la récupération d'énergie lors des phases de freinage.



Ce type de hacheur permet des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension V_S unidirectionnelle) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant) \Rightarrow fonctionnement de la machine dans les quadrants 1 et 4 pour lesquels $\text{ohm} > 0$.

❖ De 0 à $\alpha.T$: H_1 est fermé et H_2 ouvert; nous avons $V_S = E$ donc D_1 est bloquée et $i_S = 0$; Le courant $i_{H1} = i_E$ imposé par la charge passe dans H_1 s'il est positif et dans D_1 s'il est négatif.

❖ De $\alpha.T$ à T : H_1 est ouvert et H_2 fermé; nous avons $V_S = 0$ donc D_1 est bloquée et $i_E = 0$.

Le courant $i_S = -i_{H1}$ passe dans D_2 s'il est positif et dans H_2 s'il est négatif voir la figure(III-17).

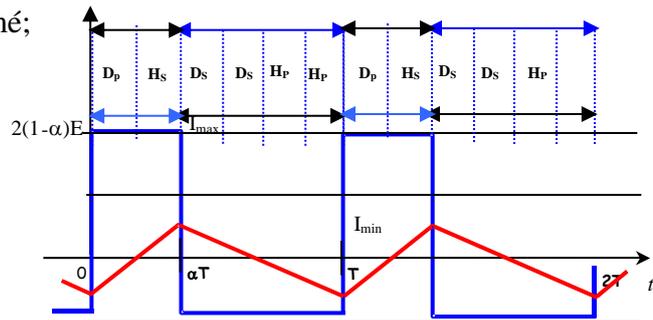


Figure (III-16) : *chronogrammes de la tension de sortie et du courant*

III.6. Hacheurs réversibles en tension

Les quatre interrupteurs étant unidirectionnels en courant, le courant dans la charge ne peut être que positif ou nul. La structure est donnée par la figure(III.17)[W-16] :

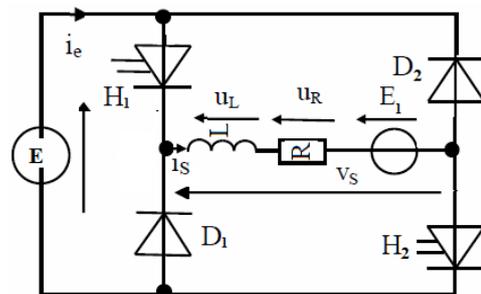


Figure III.17. *Schéma de principe du hacheur réversible en tension .*

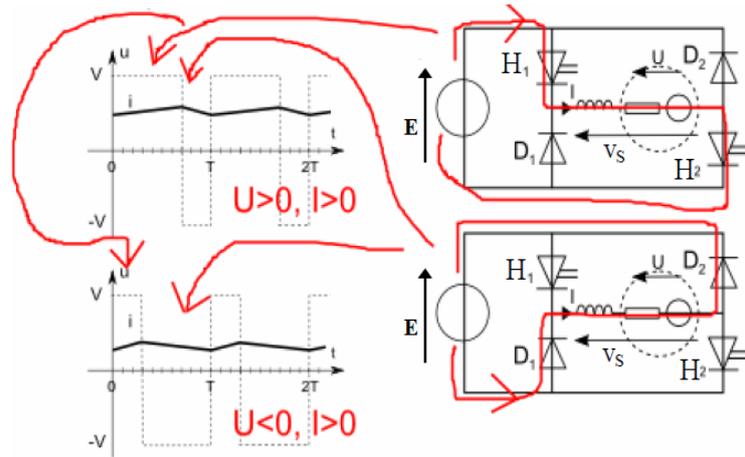
La charge est modélisée par le circuit

$E - r - L$.

➤ De 0 à $\alpha.T$: H_1 et H_2 sont fermés; nous avons $E = V_S$ et $i_e = i_s$; le courant charge devant être positif, la structure doit fonctionner en survolteur : $E > E_1$.



➤ De $\alpha.T$ à T : H_1 et H_2 sont ouverts; la continuité du courant i impose la conduction de D_1 et de D_2 ; nous avons donc $V_S = -E$ et $i_e = -i_s < 0$; la source de tension E doit donc être réversible en courant .



➤ Le courant tend vers la valeur de régime permanent $-(E+V_S)/R$; cette valeur étant négative et i_s ne pouvant s'inverser, nous devons examiner deux cas :

❖ l'énergie emmagasinée dans L durant la phase de transfert d'énergie est suffisante pour que l'intensité reste positive de $\alpha.T$ à T ; nous sommes en régime de conduction continue.

❖ l'énergie dans L est insuffisante pour assurer la conduction continue; à l'instant $t = \beta.T < T$, le courant i s'annule et les diodes se bloquent; de $\beta.T$ à T , nous avons $i_e = 0$ et $E = V_S$.

calculs :

Tension de sortie.

La forme de la tension de sortie est donc la suivante

La tension moyenne de sortie V_S est alors donnée par:

$$V_S = \alpha.E + (1 - \alpha).(-E) = (2\alpha - 1).E \quad \text{(III-19)}$$

Si α est supérieur à 0,5, alors , la tension moyenne de sortie est positive. En revanche, dans le cas où le rapport cyclique est inférieur à 0,5 la tension moyenne de sortie est négative.

pour un régime de conduction permanent on a (figure (III.18)):





➤ De 0 à $\alpha \cdot T$, nous avons une liaison directe entre source et charge : $i_e = i_s$ et

$$E = E_1 + Ri + L \frac{di}{dt}; \text{ en posant } \tau = \frac{L}{R}, \text{ la}$$

solution de cette équation est :

$$i_s = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E - E_1}{R}; \text{ le courant étant}$$

croissant sur cette phase, nous avons :

$$i(0) = I_{\min} = \frac{A + (E - E_1)}{R}; \text{ nous en}$$

déduisons :

$$i_s = \frac{(RI_{\min} - E + E_1) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + E - E_1}{R}.$$

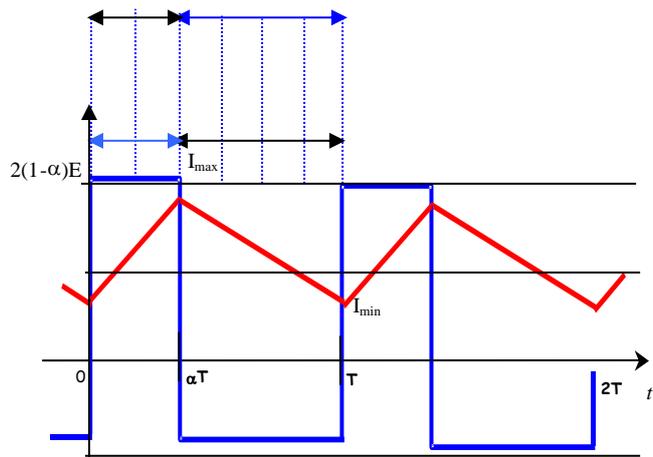


Figure III.18. Chronogrammes de la tension de sortie et du courant

A la fin de cette phase, nous avons : $i(\alpha T) = I_{\max} = \frac{e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} I_{\min} + (1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}})(E - E_1)}{R}.$

➤ De $\alpha \cdot T$ à T , nous avons une liaison croisée entre source et charge : $i_e = -i_s$ et

$$-E = E_1 + Ri + L \frac{di}{dt}; \text{ en posant } t' = t - \alpha \cdot T, \text{ la solution de cette équation est :}$$

$$i_s = Be^{-\frac{t'}{\tau}} - \frac{E + E_1}{R}; \text{ la continuité du courant en } t' = 0 \text{ impose}$$

$$i(t' = 0) = I_{\max} = B - \frac{E + E_1}{R} \quad i(t' = 0) = I_{\max} = B - (V + E)/R; \text{ nous en déduisons :}$$

$$i_s = \frac{(RI_{\max} + E + E_1) \cdot e^{-\frac{t'}{\tau}} + E - E_1}{R}.$$

A la fin de cette phase $t' = (1 - \alpha) \cdot T$, nous avons en régime permanent: on a

$$i[t' = (1 - \alpha)T] = I_{\min} = e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \cdot I_{\max} = -\left(1 - \frac{(1 - \alpha)T}{\tau}\right) \cdot \frac{E + E_1}{R}.$$

Les équations (Re.5) et (Re.6) permettent de calculer les extremums de l'intensité :

$$I_{\min} = E \frac{(2e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} - 1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \cdot e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})}{R(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \cdot e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})} - \frac{E}{R}. \quad \text{(III-20)}$$





$$I_{\max} = E \frac{(1 - 2e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})}{R(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})} - \frac{E}{R} \quad (\text{III-21})$$

Nous en déduisons l'ondulation crête à crête du courant :

$$\Delta i = 2E \frac{(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} + e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})}{R(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}})} \quad (\text{III-22})$$

III.7. Hacheur quatre quadrants

On considère maintenant le hacheur quatre quadrants représenté par le schéma

de la figure (III.19) :

Nous avons la même structure en pont que pour le hacheur réversible en tension mais nous utilisons quatre interrupteurs réversibles en courant[14].

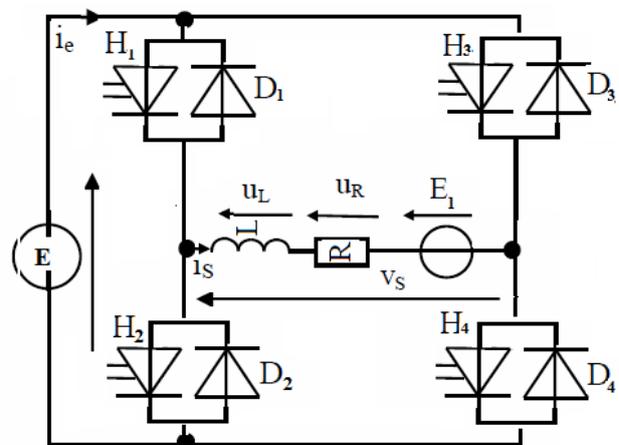


Figure III.19. La structure de l'hacheur a quatre quadrants

On effectue une commande complémentaire des interrupteurs électroniques de telle manière que l'on ait :

- H₁ fermé ou D₂ passante, H₃ fermé ou D₄ passante, H₂ ouvert et D₁ bloquée, et H₄ ouvert et D₃ bloquée, pendant αT ,
- H₁ ouvert et D₂ bloquée, H₃ ouvert et D₄ bloquée, H₂ fermé ou D₁ passante, et H₄ fermé ou D₃ passante, pendant $(1 - \alpha) T$.

On considère maintenant le **hacheur quatre quadrants** représenté par le schéma

- ❖ Pour obtenir une tension $V_s > 0$, on peut commander en permanence la fermeture de H₄ :
 - Si $i_s > 0$, on hache par H₁ :
 - ✓ H₁ fermé, i_s passe par H₁ et H₄ : $V_s = E$ et $i_e = i_s$.



- ✓ H₁ ouvert, i_s passe par D₂ et H₄ : V_s = 0 et i_e = 0.
- Si i_s < 0, on hache par H₂ :
 - ✓ H₂ fermé, -i_s passe par H₂ et D₄ : V_s = 0 et i_e = 0.
 - ✓ H₂ ouvert, -i_s passe par D₁ et D₄ : V_s = E et i_e = -i_s.
- ❖ Pour obtenir une tension V_s > 0, on peut commander en permanence la fermeture de H₃ :
 - Si i_s > 0, on hache par H₁ :
 - ✓ H₁ fermé, i_s passe par H₁ et D₃ : V_s = 0 et i_e = 0.
 - ✓ H₁ ouvert, i_s passe par D₂ et H₃ : V_s = -E et i_e = - i_s.
 - Si i_s < 0, on hache par H₂ :
 - ✓ H₂ fermé, -i_s passe par H₂ et H₃ : V_s = -E et i_e = - i_s.
 - ✓ H₂ ouvert, -i_s passe par D₁ et H₃ : V_s = 0 et i_e = 0.

La tension moyenne de la tension V_s est :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} E dt + \int_{\alpha T}^T -E dt \right] = \frac{1}{T} [E\alpha T - ET + E\alpha T] = E(2\alpha - 1)$$

$$\langle V_s \rangle = E(2\alpha - 1) \quad \text{(III-23)}$$

D'où :

$$V_{Smoy} = (2\alpha - 1)E \quad \text{(III-23)}$$

$$I_{Smoy} = (2\alpha - 1)E \quad \text{(III-24)}$$

$$P_{Emoy} = E.I_{emoy} = (2\alpha - 1)E.I_s = P_{sMoy} \quad \text{(III-25)}$$

La structure peut donc fonctionner avec n'importe quelle combinaison de signes pour V_s et i_s; elle est entièrement réversible; de plus le courant i_s pouvant s'inverser à tout moment, la structure fonctionne toujours en conduction permanente.





CONVERTISSEUR COURANT ALTERNATIF - COURANT ALTERNATIF

Chapitre IV



GRADATEURS





SOMMAIRE

VI.1.	Introduction.....	123
VI.2.	Définition d'un Gradateur	123
VI.2.1.	Gradateur Monophasé (Charge R et RL).....	124
VI.2.1.1.	Gradateur à angle de phase	124
a.	Etude du fonctionnement	125
b.	Charge résistive et inductive	126
VI.2.1.2.	Gradateur à train d'ondes	127
a.	Définition	127
b.	Principe de fonctionnement d'un gradateur sur charge résistive.....	128
VI.2.2	Les gradateurs triphasé.....	129





V.1. Introduction

Le transfert de l'énergie électrique d'une source alternative afin d'alimenter une charge en alternatif est réalisé à l'aide d'un gradateur ou d'un cycloconvertisseur. Selon le cas d'utilisation avec un changement de fréquence ou non du courant, on utilisera l'un ou l'autre convertisseur.

Le gradateur est un convertisseur de structure extrêmement simple, il est utilisé pour des applications type éclairage (lampadaire halogène, éclairage de scène, ...) ou sur un moteur universel car il n'est pas nécessaire pour ces applications de faire varier la fréquence des courants d'alimentation. Il est aussi utilisé sur des moteurs asynchrone sa cage pour la variation de la vitesse industrielle en pompage, pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que dans de nombreux processus industriels (float glass pour la fabrication du verre, réchauffage de fluides en pétrochimie, fours à diffuser, bancs d'essais de cyclage thermique, etc.).

IV.2. Définition d'un Gradateur :

Un gradateur est un dispositif de l'électronique de puissance destiné à modifier un signal électrique dans le but de faire varier sa tension et son intensité efficace de sortie et de modifier ainsi la puissance dans la charge. Ce dispositif est utilisé sur des tensions alternatives (souvent sinusoïdales) : c'est un convertisseur direct alternatif-alternatif.

Le gradateur est un appareil qui permet à partir d'une source alternative, de convertir une tension sinusoïdale de valeur efficace constante en une tension alternative de même fréquence mais de valeur efficace variable. Les composants utilisés sont généralement les thyristors et les triacs.

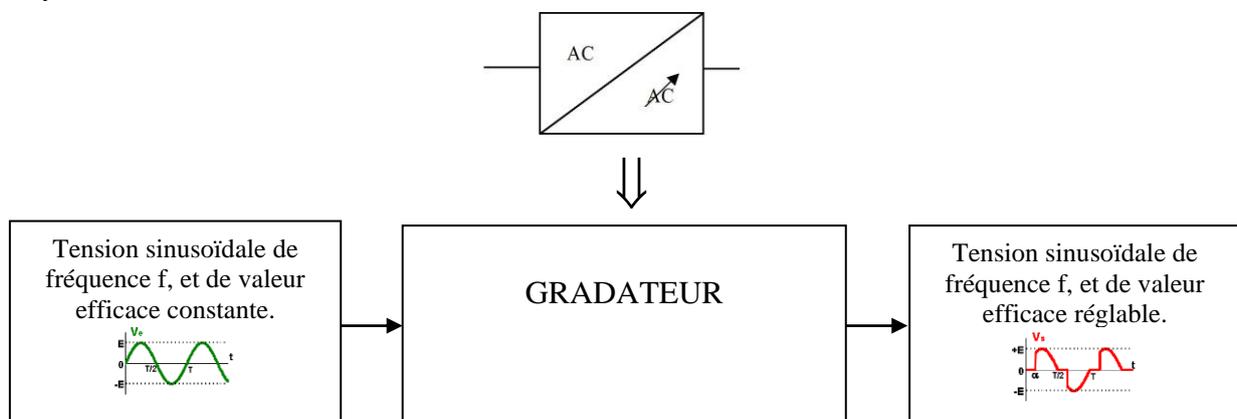


Figure IV.1. Schéma synoptique d'un gradateur.





Pour Th1 $\omega t = \alpha + 2k\pi$

Pour Th2 $\omega t = (\alpha + \pi) + 2k\pi$

Il existe 2 technologies de gradateur :

Le gradateur à angle de phase et le gradateur monophasé à trains d'ondes.

IV.2.1. Gradateur Monophasé (Charge R et RL).

IV.2.1.1. Gradateur a angle de phase :

Dans ce type de gradateur, le signal envoyé sur l'entrée de commande du gradateur est analogique[W-17].

Le thyristor Th1 est amorcé durant l'alternance positive avec un angle de retard α par rapport au passage par zéro de la tension secteur. Le thyristor Th2 est amorcé durant l'alternance négative avec le même angle de retard.

On obtient alors aux bornes de la charge la tension qui est montrée sur la figure (IV-3).

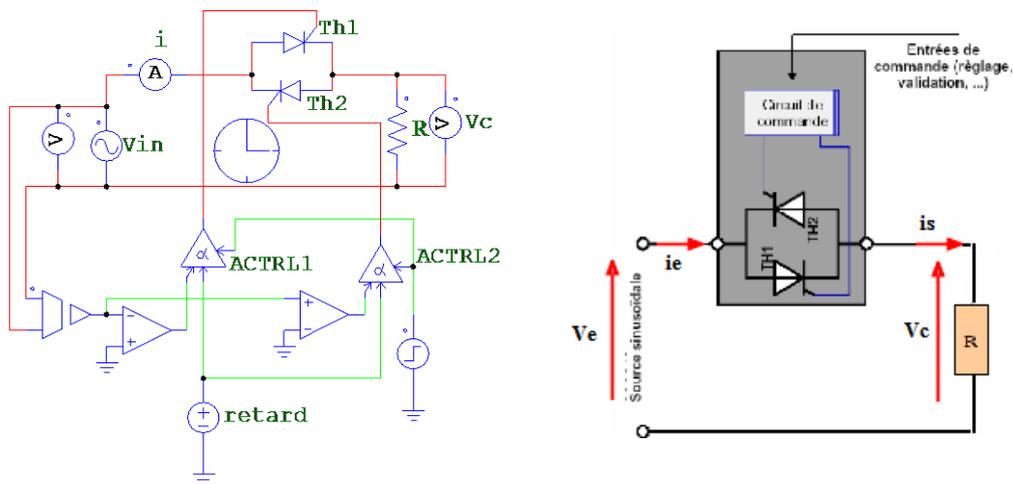


Figure IV.2. Schéma de principe d'un gradateur monophasé avec une charge résistive

a. Etude du fonctionnement :

Les différentes phases de fonctionnement du montage sont alors décrites par le tableau suivant:



Intervalles	Thyristors passants	Tensions aux bornes des Thyristors bloqués	Tension redressée
$0 \leq \omega t < \alpha$	Aucun	$V_{Th2} = V_e - V_C$	$V_c = V_e$
$\alpha \leq \omega t < \pi$	Th1	$V_{Th2} = V_e - V_C$	$V_c = 0$
$\pi \leq \omega t < \pi + \alpha$	Aucun	$V_{Th2} = V_e - V_C$	$V_c = V_e$
$\pi + \alpha \leq \omega t < 2\pi$	Th2	$V_{Th2} = 0$	$V_c = 0$

On a :

$$V_e = V_M \sin \omega t = V_M \sin \theta$$

- La valeur efficace de la tension de la tension au bornes de la charge est donnée par :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} (V_M \sin(\theta))^2 .d\theta} = \sqrt{\frac{V_M^2}{T} \int_{\alpha}^{2\pi} \frac{1 - \cos(\theta)}{2} .d\theta} = V_M \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} \frac{1 - \cos(\theta)}{2} .d\theta}$$

$$V_{eff} = V_M \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{\theta}{2} - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]_{\alpha}^{2\pi}} = V_M \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\pi - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right]} = V_M \sqrt{\left[\frac{1}{2} - \alpha \frac{1}{4\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi} \right]}$$

$$V_{eff} = U_{eff} \sqrt{2} \sqrt{\left[\frac{1}{2} - \alpha \frac{1}{4\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{4\pi} \right]} = U_{eff} \sqrt{\left[\frac{2}{2} - \alpha \frac{2}{4\pi} + \frac{2\sin(2\alpha)}{4\pi} \right]} \text{ avec } V_M = U_{eff} \sqrt{2}$$

Le but de ce calcul est de démontrer la relation liant les valeurs efficaces en amont et en aval du gradateur :

$$V_{eff} = U_{eff} \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)}$$

Avec V_{eff} : valeur efficace aux bornes de la charge,

La tension redressée a donc l'allure suivante:



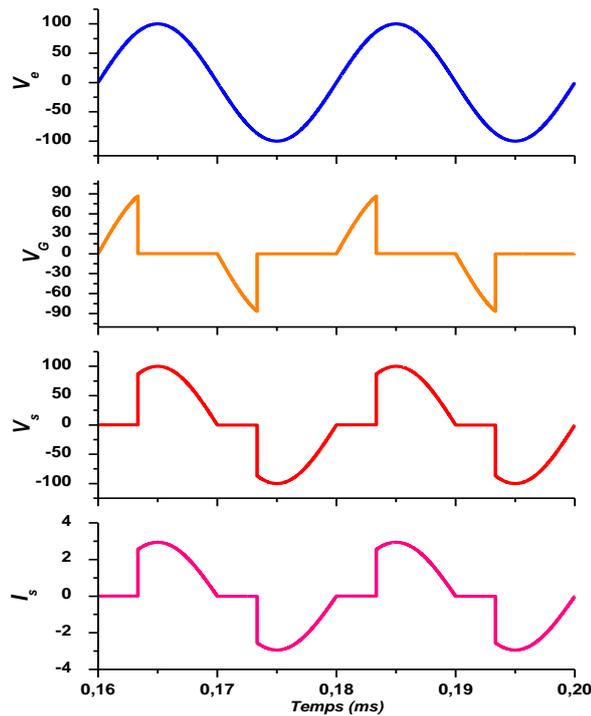


Figure IV.3. chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie, et du courant d'un gradateur.

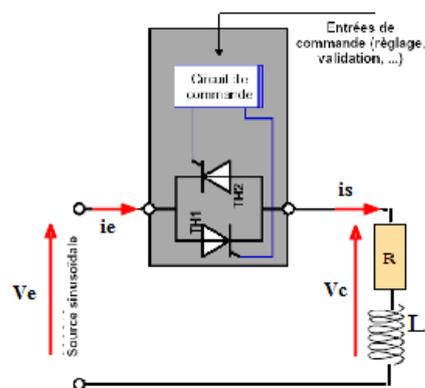
b. Charge inductive:

Dans le cas d'une charge inductive nous devons tenir compte de la valeur relative du retard à l'amorçage α , et du déphasage propre du circuit ϕ . Ce dernier réduit la plage de variation de l'angle α . Pour un circuit R-L série (Figure (V-4)), savons que[15]:

$$tg\phi = \frac{L\omega}{R}$$

$$z = \sqrt{(L\omega)^2 + R^2}$$

Figure IV. 4. Schéma de principe d'un gradateur monophasé avec une charge RL



lors du passage du courant dans le gradateur on a :



$$V_c(t) = L \frac{di_s(t)}{dt} + Ri_s(t) + E = Ve(t) = V_M \cdot \sin(\omega t)$$

donc on a deux solution l'une homogène et l'autre est particulière

le cas ou la solution est homogène $i_1(t)$ s'écrit :

$$L \frac{di_1(t)}{dt} + Ri_1(t) + E = 0, \quad i_1(t) = K \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad \tau = \frac{L}{R}$$

Solution particulière $i_2(t)$ donne:

$$i_2(t) = \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$$

D'où la solution generale s'écrit sous la forme :

$$i_G(t) = \frac{V_M}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + K \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Avec les conditions initiales : à $t = \alpha \Rightarrow i_G = 0$ on tombe sur :

$$i_G(t) = \frac{V_M}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin(\alpha - \varphi) K \cdot e^{-\frac{\alpha - \omega t}{\tau}} \right]$$

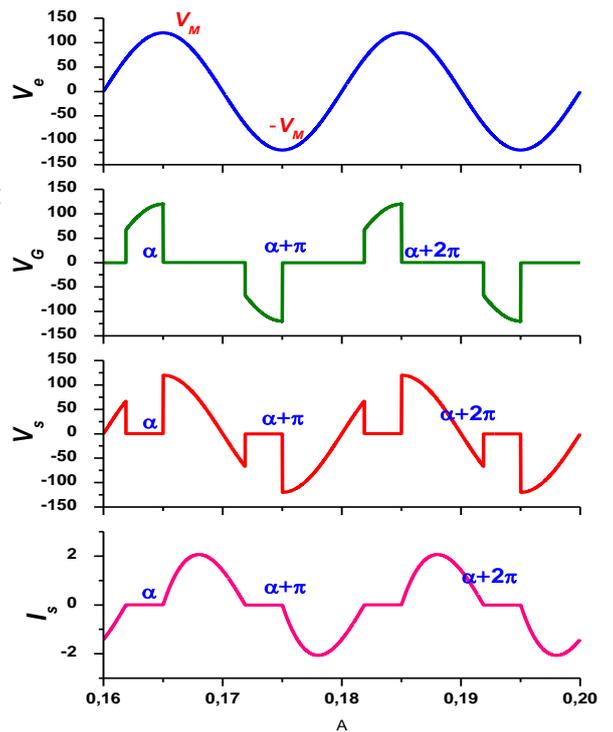


Figure IV.5. Les allures de la tension et les courants Aux borne de R-L et pour $\alpha > \varphi$.

IV.2.1.2. GRADATEUR A TRAIN D'ONDES

a. Définition :

C'est un appareil qui, alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, fournit à la charge des salves de tension de manière à faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge, dans ce type de gradateur on garde le schéma de la figure(V-2) .

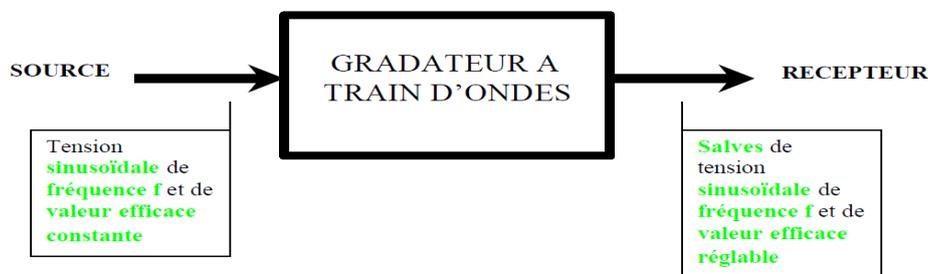


Figure IV.6. . Schéma synoptique d'un gradateur a train d'ondes.



b. Principe de fonctionnement d'un gradateur sur charge résistive :

Les deux thyristors reçoivent des impulsions de gâchettes pendant un temps t_1 multiple d'une période secteur (réseau). Ils se comportent comme un interrupteur fermé. Ils sont ensuite bloqué jusqu'au temps T (période du gradateur).

On retrouve donc aux bornes de la charge la pleine tension du réseau, mais pendant un temps variable sur la période T du gradateur[16],[17].

La période du gradateur est généralement de quelques secondes à plusieurs minutes. Ce qui permet d'obtenir pendant une période du gradateur T un nombre élevé de périodes du réseau. Ceci offre la possibilité d'une modulation avec une précision d'autant plus grande que la période du gradateur est grande.

Valeur de la tension efficace aux bornes de la charge : $V_{eff} = U_{eff} \sqrt{\alpha}$.

Avec $U_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$ tension efficace fournie par la source

α : rapport cyclique

Puissance moyenne dissipée dans la charge : $P_{moy} = \frac{U_{eff}^2}{R} \cdot \frac{T_{on}}{T_c} = \frac{U_{eff}^2}{R} \cdot \alpha$

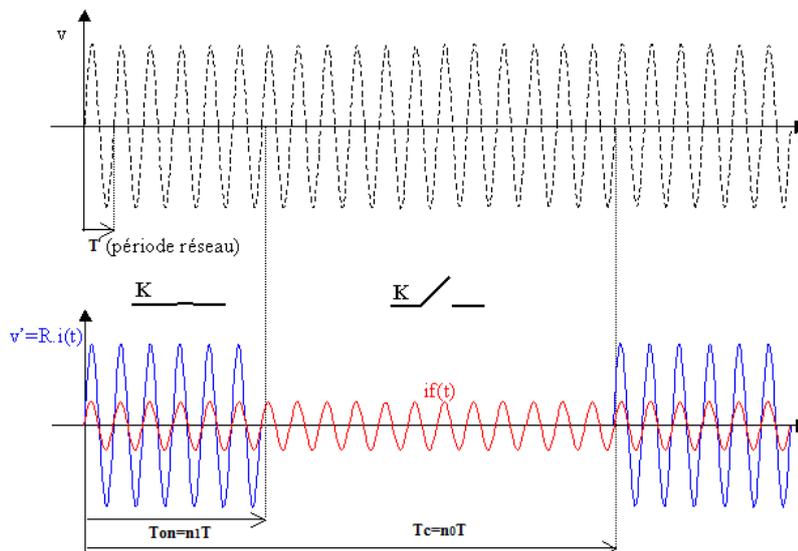


Figure IV7. Chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie d'un gradateur.





IV.2.2. Les gradateurs triphasés[18] :

Les montages sont nombreux. Les plus simples sont ceux dont l'étude revient à celle de trois gradateurs monophasés, montés en étoile ou en triangle.

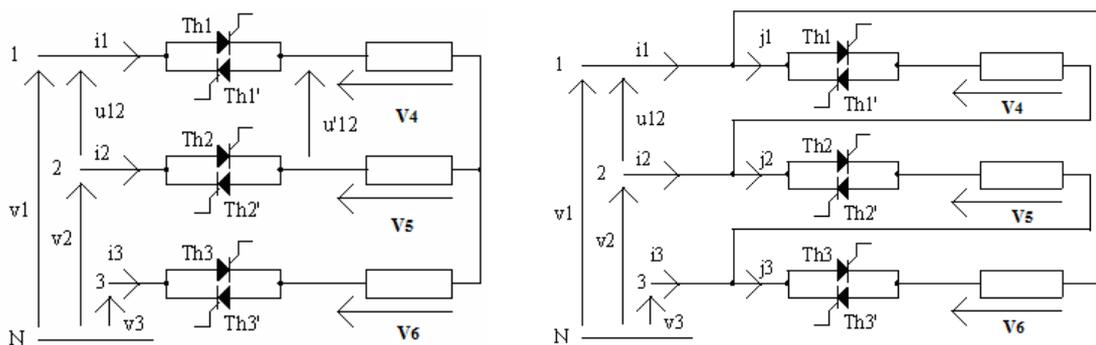
On utilise très souvent le gradateur triphasé :

- pour régler la vitesse d'un moteur asynchrone;
- pour faire varier la puissance « de chauffe » d'un montage triphasé de résistances;
- pour faire varier la puissance réactive fournie à un système triphasé équilibré de bobines.

Pour réaliser un gradateur triphasé, on dispose un gradateur monophasé en série sur chaque phase. Afin d'assurer un fonctionnement équilibré du montage, il sera nécessaire de décaler les commandes des 3 phases de $2\pi/3$ les unes par rapport aux autres : $V_1(t) = V_m \sin \omega t$

$$V_2(t) = V_m \sin (\omega t - 2\pi / 3)$$

$$V_3(t) = V_m \sin (\omega t - 4\pi / 3)$$



Montage gradateur triphasé

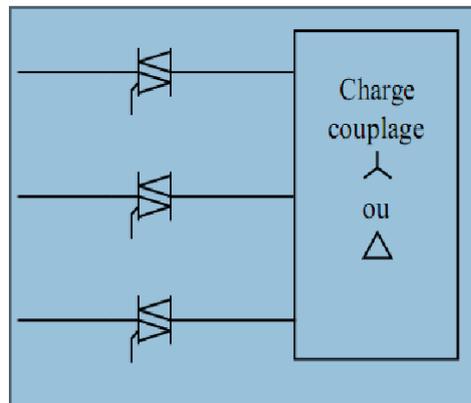


Figure IV.8. Schéma de principe d'un gradateur Triphasé

La charge est formée de trois résistances R identiques. Dans ce cas, chaque thyristor se bloque lorsque le courant donc la tension v' de la phase passe par 0[W-18].





L'ordre de commande des thyristors est : Th1 en α , Th6 en $\alpha+60^\circ$, Th2 en $\alpha+120^\circ$, Th4 en $\alpha+180^\circ$, Th3 en $\alpha+240^\circ$ et Th5 en $\alpha+300^\circ$.

Le récepteur est formé des trois résistances identiques. Lorsque l'angle de retard à l'amorçage varie de 0 à $\frac{5\pi}{6}$, trois modes de fonctionnement se succèdent.

IV.2.2. 1. Principe :

Chaque thyristor est commandé avec un retard α par rapport à l'instant où la tension vue par celui-ci devient positive : **passage par zéro** (pour Th₁, Th₂ et Th₃) ou négative (pour Th₄, Th₅ et Th₆). Ainsi [19]:

- Le thyristor Th₁ est amorcé avec un retard α par rapport au moment où V₁ devient positive.
- Le thyristor Th₆ est amorcé avec un retard α par rapport au moment où V₃ devient négative.

On déduit :

- Les thyristors de la même phase sont commandés avec un décalage de 180°.
- Les thyristors de la phase 2 sont commandés selon un décalage de 120° par rapport à ceux de la phase 1.

Pour simplifier le tracé des tensions aux bornes de la charge, on s'est limité au tracé de V₁ seulement.

a-Premier mode :

Ce mode est défini pour : $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$

Pour $\alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$, Th₁, Th₂ et Th₅ conduisent.

$$V_4 = Ri_1 = V_1, \quad V_5 = Ri_2 = V_2, \quad V_6 = Ri_3 = V_3$$

$$V_{Th1} = V_{Th2} = V_{Th3} = 0$$

Pour $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} + \alpha$, Th₁ et Th₅ conduisent.

$$V_4 = -V_5 = \frac{1}{2}(V_1 - V_2), \quad V_6 = 0 \quad \text{avec } i_1 = -i_5 = V_1/R$$

$$V_{Th1} = V_{Th2} = 0, \quad V_{Th3} = \frac{3}{2}V_3$$





b. Deuxième mode

Ce mode est caractérisé par la conduction de deux redresseurs. Il est défini pour :

Pour $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$, quand α varie de $\frac{\pi}{3}$ à $\frac{\pi}{2}$, l'intervalle de débit des redresseurs reste constant et égal au tiers de période mais il se décale progressivement.

$$V_4 = -V_5 = \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \quad , V_6 = 0 \quad \text{avec} \quad i_4 = -i_5 = V_1/R$$

$$V_{Th1} = V_{Th2} = 0 \quad , V_{Th3} = 3/2 \cdot V_3$$

Ce mode de fonctionnement cesse pour $\alpha = \frac{\pi}{2}$.

c. Troisième mode

Il est défini pour est caractérisé par la conduction de deux ou zéro redresseurs.

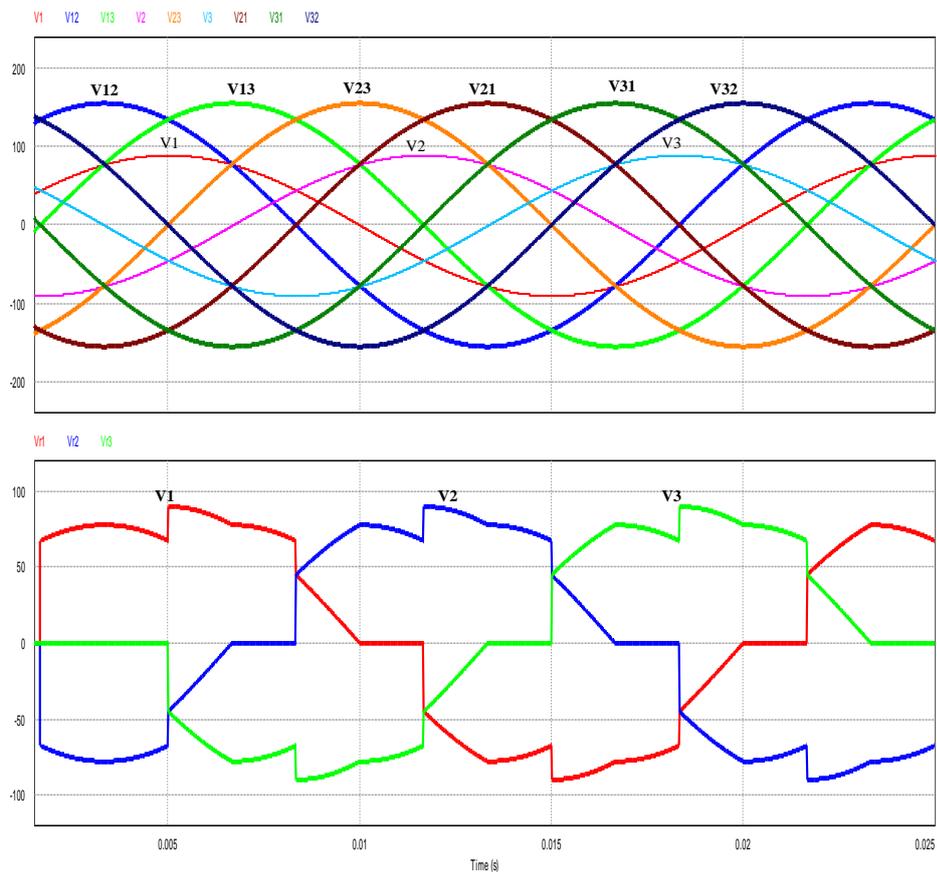
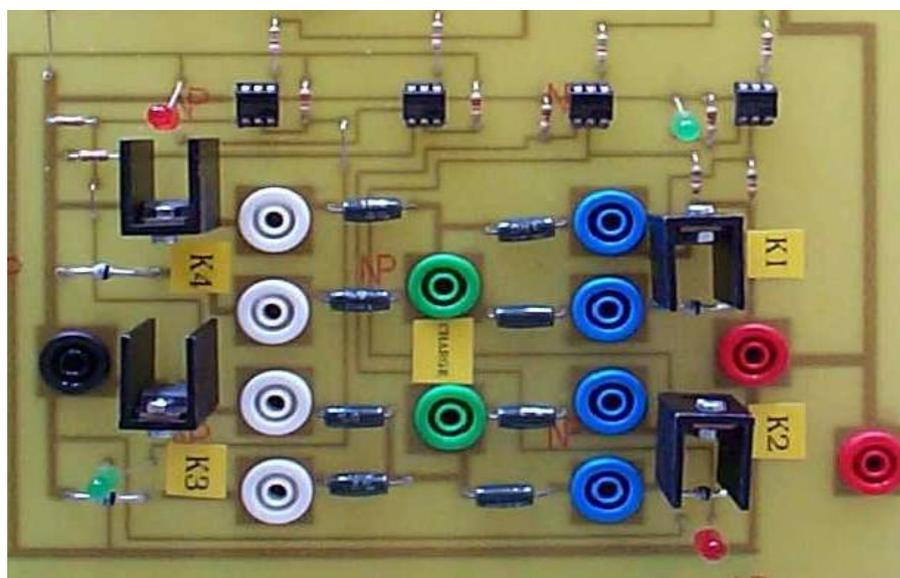


Figure IV.9. Chronogrammes des tensions d'entrée, de sortie d'un gradateur Triphasé.



CONVERTISSEURS COURANT CONTINU - COURANT ALTERNATIF

Chapitre V



ONDULEUR





SOMMAIRE

V.1.	Introduction.....	134
V.2.	Onduleurs.....	134
...		
V.2.1.	Définition.....	134
V.2.2.	Onduleurs monophasée	135
V.2.2.1.	Onduleurs de tension monophasée.....	135
a.	Onduleurs à interrupteurs en parallèle à point milieu	135
b.	Onduleurs à interrupteurs en série.....	137
b.1.	Débit sur charge résistive.....	137
b.2.	Débit sur charge inductive.....	138
c.	Onduleurs en pont (ou en H).....	140
V.2.3.	Onduleur de tensions triphasées	144
V.3.	Paramètre de performance de l'onduleur.....	146
V.3.1.	Facteur de la nième harmonique HF.....	146
V.3.2.	Distorsion d'harmonique total THD et le facteur DF.....	146
V.4.	Origine des Harmoniques.....	148
V.4.1.	Déformation d'un signal sinusoïdal.....	148
V.4.2.	Mode de représentation : le spectre en fréquence.....	148
V.4.3.	L'harmonique mesuré en pratique.....	148
V.5.	Onduleur MLI	149
V.5.1.	Onde MLI unipolaire et onde MLI bipolaire.....	149
V.5.1.1.	Onde unipolaire.....	149
V.5.1.2.	Onde bipolaire.....	150
V.5.2.	Commande MLI du bras H1 - H1'.....	152
V.6.	Onduleurs à résonance.....	153
V.6.1.	Onduleur de tension à résonance série	153
V.6.2.	Onduleur de courant à résonance parallèle.....	153





V.1. Introduction

Dans le cas des ponts redresseurs à thyristors fonctionnant en onduleurs de courant (ponts de Graëtz monophasés et triphasés à thyristors), la fréquence et la forme de tension sont imposées par le réseau alternatif : ces onduleurs de courant sont dits non autonomes. Le réseau alternatif assure la commutation des thyristors : on dit que la commutation des thyristors est naturelle.

Les autres onduleurs sont dits autonomes, et lorsque leur configuration est à thyristors, il faudra, dans les cas de charges inductives ou purement résistives, assurer la commutation de ces derniers par des circuits auxiliaires.

Nous allons effectuer un classement 'pédagogique' et non exhaustif des différents onduleurs.

Nous distinguerons entre autres, trois structures de principe.

- Les **onduleurs de tension** que l'on retrouve dans l'alimentation des moteurs à courant alternatif et dans les alimentations alternatives de secours.
- Les **onduleurs de courant** ou commutateurs de courant .
- Les **onduleurs à résonance** qui se partagent en deux familles
 - ⇒ les onduleurs série ou à résonance de tension,
 - ⇒ les onduleurs parallèle ou à résonance de courant.

Les applications les plus courantes des onduleurs à résonance sont d'une part, le chauffage par induction et d'autre part, l'alimentation des générateurs d'ozone (ozoniseurs).

V.2. Onduleurs

V.2.1. Définitions :

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu-alternatif permettant de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

La figure (V-1) rappelle le schéma symbolique de l'ondeur.



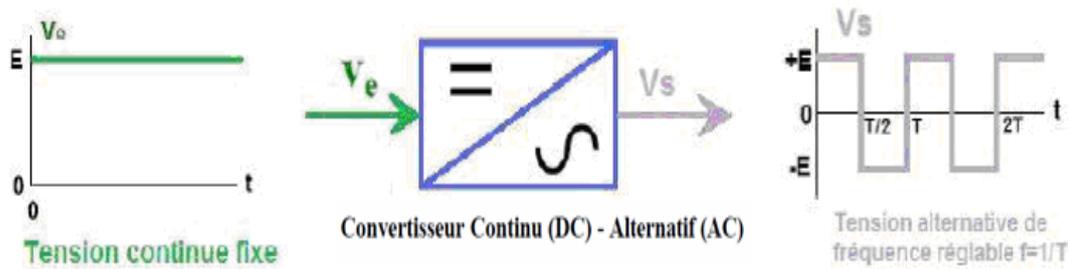


Figure V.1. Schéma de principe d'un onduleur

Comme on l'a vu au paragraphe 3.3 et 3.5 du chapitre (II), un redresseur commandé tout thyristors peut fonctionner en onduleur. Ce type d'onduleur est dit « non autonome » ou encore « assisté » car il ne permet de fixer ni la fréquence ni la valeur efficace des tensions du réseau alternatif dans lequel il débite.

On se propose dans ce chapitre d'étudier les onduleurs autonomes. Ces derniers fixent eux-mêmes la fréquence et la valeur efficace de leur tension de sortie.

V.2.2. Onduleurs monophasés :

V.2.2.1 Onduleurs de tension monophasée :

Deux possibilités existent pour réduire à 2 le nombre de semiconducteurs. il faut pour cela disposer d'une source de tension à point milieu (avec 2 condensateurs) ou bien d'un transformateur à point milieu (push-pull).

Le fil conducteur de l'étude est surtout fondé sur l'intérêt certain que présente une onde de courant dans la charge, voisine de la sinusoïde.

a. Onduleurs à interrupteurs en parallèle à point milieu:

1°) Principe : Le schéma de principe représenté ci-dessous, comporte un transformateur à point milieu. Les deux enroulements primaires ont chacun $\frac{N_1}{2}$ spires, et l'enroulement secondaire relié au récepteur par exemple une charge RL) comporte N_2 spires. Soit $m = \frac{N_2}{N_1}$

Schéma du montage : **Onduleur à interrupteurs en parallèle**



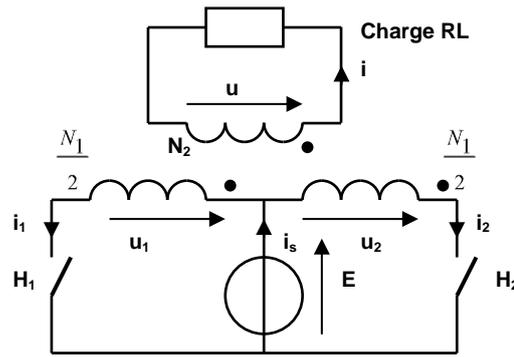


Figure V.2. Schéma de principe d'un Onduleur à interrupteurs en parallèle

➤ **Pendant l'intervalle temporel $0 < t < T/2$ l'interrupteur H_1 est fermé.**

Nous avons donc les relations:

$$u_1 = u_2 = E \quad (V-1)$$

$$u = 2 \frac{N_2}{N_1} u_1 = 2.m.E \quad (V-2)$$

Le courant $i_l(t)$ circule et la loi d'Hopkinson impose :

$$\Leftrightarrow \frac{N_1}{2} i_1 - N_2 . i = 0 \quad \text{d'où} \quad i_1 = 2.m.i$$

Dans la charge RL, l'évolution du courant $i(t)$ suit une loi exponentielle et d'après la relation ci-dessus il en est de même de l'évolution du courant $i_1(t)$

➤ **Pendant l'intervalle temporel $T/2 < t < T$ l'interrupteur H_2 est fermé.**

L'interrupteur H_1 est évidemment ouvert, et nous avons maintenant les nouvelles relations suivantes :

$$u_1 = u_2 = E \quad (V-3)$$

$$u = 2 \frac{N_2}{N_1} u_1 = -2.m.E \quad (V-4)$$

$$\Leftrightarrow -\frac{N_1}{2} i_2 - N_2 . i = 0 \quad \text{d'où} \quad i_2 = -2.m.i$$

Nous allons maintenant donner les allures de quelques évolutions de tensions et de courant.





Les interrupteurs pourront, par exemple être des transistors MOSFET ou IGBT (ou encore des thyristors) avec une diode positionnée tête-bêche aux bornes de chaque transistor.

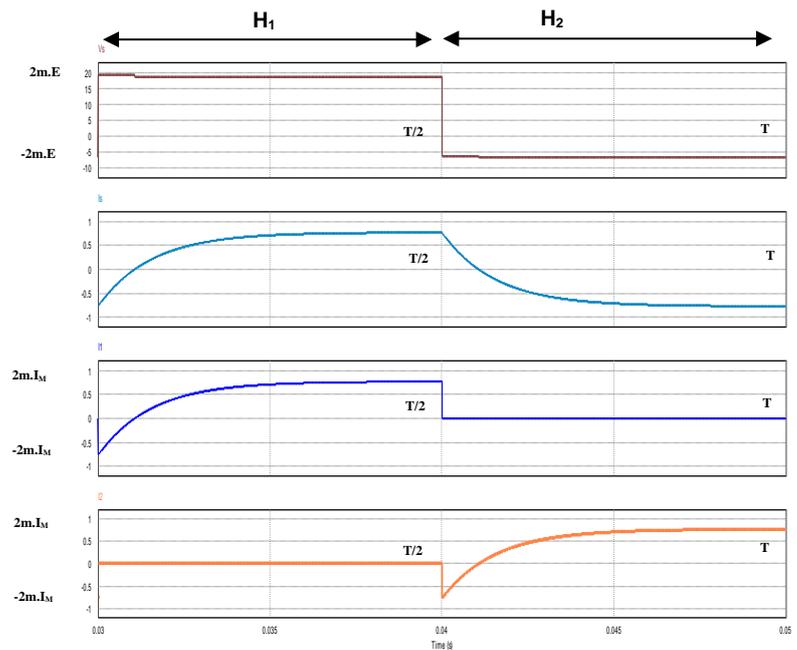


Figure V.3. *Forme d'onde des tensions et des courants de l'onduleur à interrupteurs en parallèle.*

b. Onduleurs à interrupteurs en série :

b.1. Débit sur charge résistive :

Comme la charge est résistive, l'intensité du courant dans la charge a la même forme d'onde que la tension aux bornes de la charge[W-19].

Les interrupteurs K1 et K2 doivent supporter une tension positive à leurs bornes lorsqu'ils sont ouverts et sont traversés par une intensité unidirectionnelle (positive pour K1 et négative pour K2) lorsqu'ils sont fermés. On peut donc réaliser K1 avec un transistor bipolaire NPN et K2 avec un transistor bipolaire PNP.

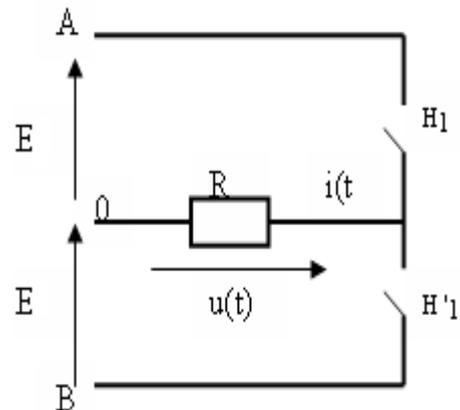
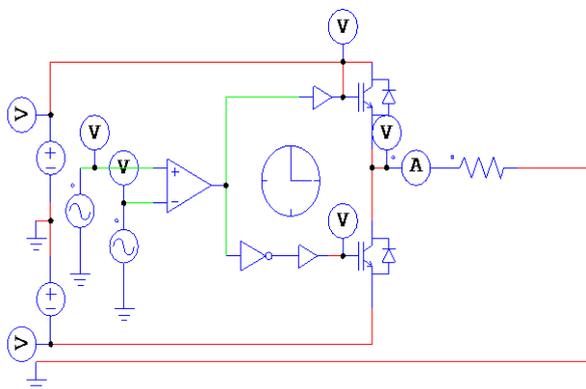


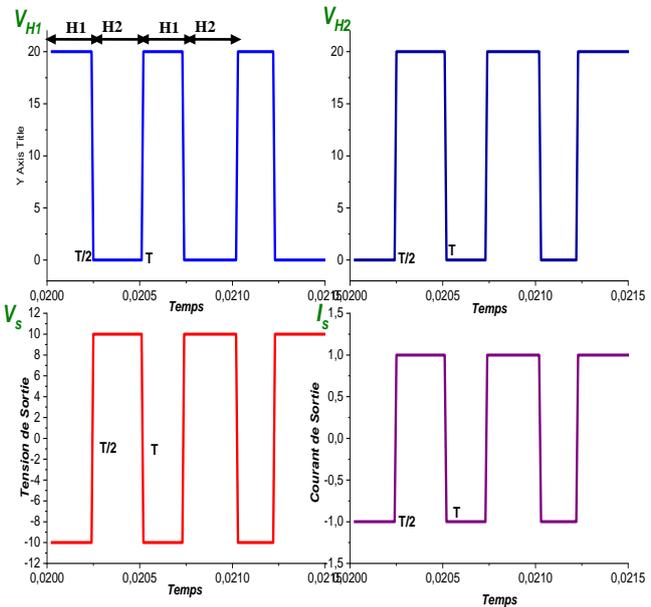
Figure V.4. *Schéma de principe de l'onduleur à interrupteurs en série*





La période et la fréquence de la tension aux bornes de la charge et de l'intensité du courant qui parcourt la charge sont imposées par la commande des interrupteurs, il s'agit donc d'un onduleur autonome.

Figure V.5 *Forme d'onde de la tension et du courant de l'onduleur à interrupteurs en série.*



✚ La tension U_c ne peut donc prendre que les deux valeurs suivant le cas:

- H1 fermé H2 ouvert $U_c = E$.
- H1 ouvert H2 fermé $U_c = -E$.

**La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est nulle $V_c = 0$, de même pour le courant $I_c = 0A$.

✚ -La valeur efficace de la tension aux bornes de la charge est fixe $V_{eff} = E$ et pour le courant est $I_e = E/R$

A partir de deux tensions continues fixes, nous avons maintenant un courant alternatif de fréquence réglable.

b.2. Débit sur charge inductive[6]

Le schéma ci-dessous représente un onduleur avec une source à point milieu et deux interrupteurs en série.

E est une source de tension continue, réversible en courant. H_1 et H'_1 sont deux interrupteurs électroniques, commandés de manière périodique :



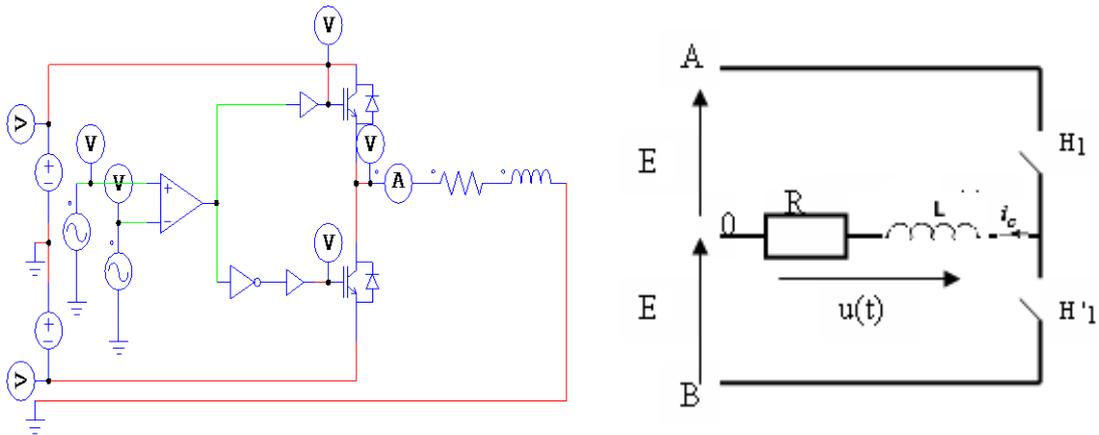


Figure V.6. Schéma de principe de l'onduleur à interrupteurs en série avec une charge inductive

✚ **Pour $0 \leq t < T/2$:** H_1 fermé et H'_1 ouvert donc $V_S = +E$. La tension aux bornes de la charge est positive.

Le courant circule soit par T_1 soit par D_1 suivant le signe de celui-ci. Le courant dans la charge i_c s'annule à l'instant t_1 , le courant a une croissance exponentielle de la valeur minimale ($-I_M$) à la valeur maximale I_M [W-20].

✚ **Pour $0 \leq t < t_1$:** le courant dans la charge est négatif $i_c < 0$.

Le courant circule par la diode D_1 : $i_{D1} = -i_c$. Le transistor T_1 ne conduit pas.

La puissance instantanée $p = u_c \cdot i_c < 0$: il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. Il s'agit d'une phase de récupération.

✚ **Pour $t_1 \leq t < T/2$:** le courant dans la charge est positif $i_c \geq 0$.

Le courant circule par le transistor T_1 : $i_{T1} = i_c$. La diode D_1 est bloquée.

La puissance instantanée $p = u_c \cdot i_c \geq 0$: il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. Il s'agit d'une phase d'alimentation.

✚ **Pour $T/2 \leq t < T$:** K_2 fermé et K_1 ouvert donc $V_S = -E$. La tension aux bornes de la charge est négative.

Le courant circule soit par T_2 soit par D_2 suivant le signe de celui-ci. Le courant dans la charge i_c s'annule à l'instant t_2 , et le courant $i(t)$ effectue une décroissance exponentielle de la valeur I_M à la valeur ($-I_M$).

✚ **Pour $T/2 \leq t < t_2$:** le courant dans la charge est positif $i_c > 0$.

Le courant circule par la diode D_2 : $i_{D2} = i_c$. Le transistor T_2 ne conduit pas.

La puissance instantanée $p = u_c \cdot i_c < 0$: il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. Il s'agit d'une phase de récupération.





✚ Pour $t_2 \leq t < T$: le courant dans la charge est négatif $i_c \leq 0$.

Le courant circule par le transistor T_2 : $i_{T2} = -i_c$. La diode D_2 est bloquée.

La puissance instantanée $p = u_c \cdot i_c \geq 0$: il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. Il s'agit d'une phase d'alimentation.

Les oscillogrammes sont représentés dans la figure (V-7)

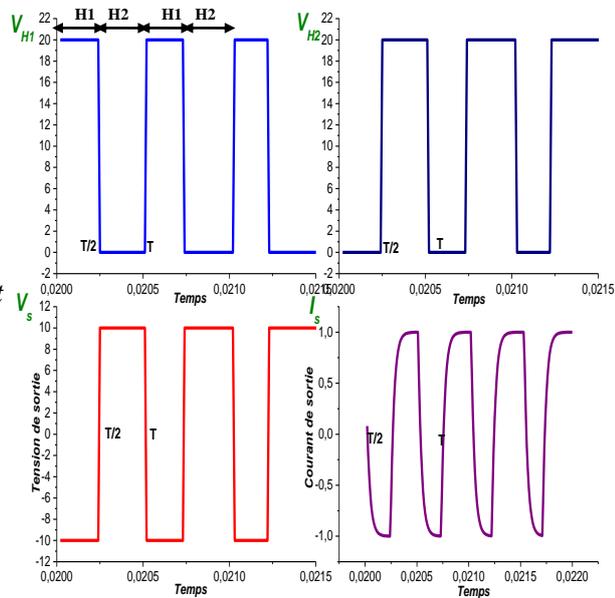


Figure V.7. *Chronogrammes de la tension et du courant pour une charge RL.*

c. Onduleurs en pont (ou en H) :

A- Principe [6]

L'onduleur monophasé en pont est un montage constitué de 4 soupapes (IGBT, MOS, ...) schématisés par les 4 interrupteurs montés en série (Tr_1 , Tr_3) et (Tr_2 , Tr_4) avec leurs diodes de roue libre. Le schéma de principe de ce montage est donné par la figure (V-8).

L'onduleur en pont ne nécessite pas de source de tension d'alimentation à point milieu

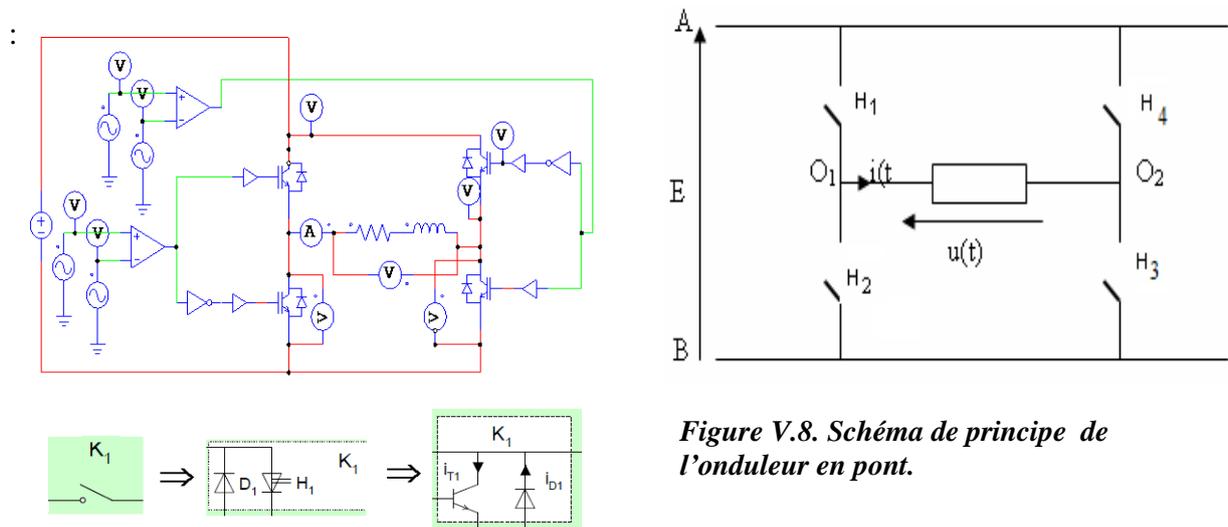


Figure V.8. *Schéma de principe de l'onduleur en pont.*

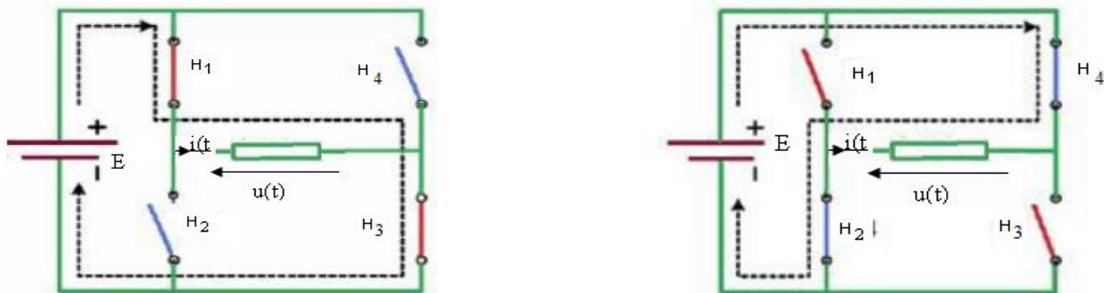




Le montage est constitué de deux bras d'onduleur: le bras A constitué de Tr 1 et Tr 2, le bras B constitué de Tr 4 et Tr 3 [W-19].

Si on considère A, Tr1, Tr2, B, Tr4, Tr3 comme des variables logiques (fonctionnement en soupapes), on obtient les équations logiques suivantes:

- ✓ Soupape $Tri=0 \Rightarrow$ Transistor bloqué , $Tri=1 \Rightarrow$ Transistor saturé
- ✓ **Bras A** $A = 0 \Rightarrow Tr 1 = 0, Tr 2 = 1$ $A = 1 \Rightarrow Tr 1 = 1, Tr 2 = 0$
- ✓ **Bras B** $B = 0 \Rightarrow Tr 3 = 1, Tr 4 = 0$ $B = 1 \Rightarrow K3 = 0, Tr 4 = 1$



Les allures des graphes seront données dans le cas d'une charge RL. Nous allons étudier les deux modes de commande habituellement utilisés [W-20]:

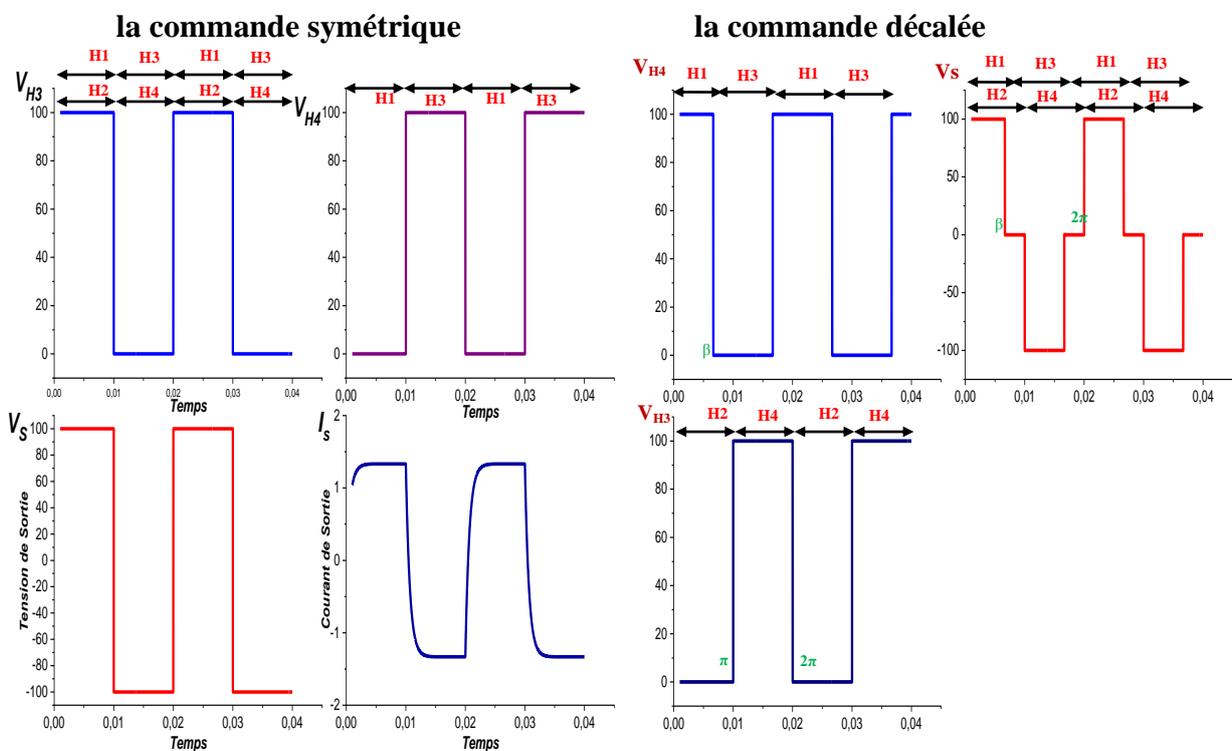


Figure V.9. *Forme d'onde des tensions et des courants de l'onduleur en pont.*



Afin de simplifier l'écriture, nous remplacerons les intervalles temporels par les intervalles angulaires, en remarquant que nous passerons des premiers aux seconds en effectuant des multiplications par la pulsation ω .

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \text{ et } \theta = \omega.t$$

$$\pi = \omega \cdot \frac{T}{2} \text{ et } 2\pi = \omega.T$$

✚ **En commande symétrique**, Dans cette commande, K1 et K3 sont commandés en même temps, saturés pendant l'alternance positive et bloqués pendant l'alternance négative, pour l'intervalle de θ varie entre $[0, \pi]$.

Alors le point O_1 est au potentiel de A, et le point O_2 est au potentiel de B, donc on a :

$$V_S = V_A - V_B = E \tag{V-5}$$

Puis, pour θ compris entre $[\pi, 2\pi]$, les interrupteurs K2 et K4 sont commandés en même temps. Le point O_1 se retrouve au potentiel de B, et le point O_2 est au potentiel de A .

$$V_S = V_B - V_A = -E \tag{V-6}$$

On remarquera que lors d'une commande symétrique, les fermetures des deux bras d'interrupteurs sont dans ce cas décalées de l'angle π , ce qui conduit à une valeur efficace U de la tension $u(t)$ égale à :

$$V_{eff} = E \tag{V-7}$$

❖ On remarque que $K1 \text{ et } K3 = \overline{K2 \text{ et } K4}$, c'est une commande complémentaire.

❖ On remarquera que ce sont les blocages des transistors qui délimitent les alternances.

Enfin, l'onde $u(t)$ présente une symétrie par rapport à l'origine O, et sa série de Fourier est constituée par des termes en sinus de rangs impairs :

$$u(t) = \frac{4.E}{\pi} \left(\sin\theta + \frac{1}{3}\sin3\theta + \frac{1}{5}\sin5\theta + \frac{1}{7}\sin7\theta + \dots + \frac{1}{K}\sin K\theta \right) \text{ K étant un entier impair .}$$

✚ **En commande décalée**, les fermetures des deux bras d'interrupteurs sont décalées de l'angle $(\beta + \pi)$.





Evaluons la valeur efficace V_{eff} de l'onde décalée :

$$V_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\beta}^{\pi} E^2 d\theta = 2.E^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{\beta}{2\pi} \right) \quad (\text{V-8})$$

Nous pouvons ainsi en réglant l'angle β , faire varier la valeur efficace de la tension rectangulaire V_s :

$$U = E \cdot \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \quad (\text{V-9})$$

Afin d'écrire simplement la série de Fourier de l'onde V_s , nous faisons effectuer à l'axe des ordonnées, une translation vers la droite d'un angle : $\alpha = \frac{\beta}{2}$

Nous obtenons ainsi l'onde $V_\alpha(t)$ décalée de α et symétrique par rapport à l'origine O :

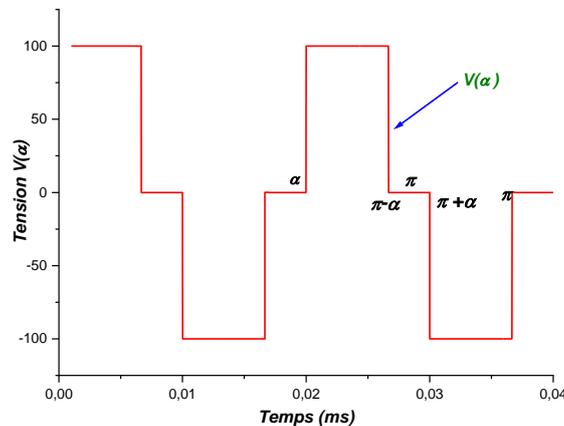


Figure V.10. Chronogramme de la tension V_α

La série de Fourier est maintenant constituée par des termes impairs en sinus :

$$V_\alpha(t) = \frac{4.E}{\pi} \left((\cos \alpha) \cdot \sin \theta + \frac{1}{3} (\cos 3\alpha) \cdot \sin 3\theta + \frac{1}{5} (\cos 5\alpha) \cdot \sin 5\theta + \dots \dots \frac{1}{K} (\cos K\alpha) \cdot \sin K\theta \right)$$

B- Configuration des courants :

Les deux bras sont constitués par des interrupteurs bidirectionnels. Les allures des graphes des courants et des tensions seront données dans le cas d'une charge RL, pour les deux modes de commande : **symétrique** et **décalée**.

Etude du courant de sortie:

D'après ce qui précède, la tension V_s est signal carré d'amplitude $\pm E$.

- Le courant $i(t)$ sera la réponse à $u(t)$ par l'équation différentielle :



$$\frac{Ldi}{Rdt} + i = \frac{\pm E}{R} \tag{V-10}$$

On sait que cette équation a pour solution :

$$i(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + B$$

Après l'identification et l'application des conditions initial (figure ()) on obtient :

$$i(t) = \frac{\pm E}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) - I_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{V-11}$$

- La condition de raccordement permet de déterminer l'amplitude du courant:

$$I = \frac{E}{R} \frac{T}{4\tau} = \frac{E}{R} \frac{1}{4\tau f_0} \tag{V-12}$$

Avec $\tau = \frac{L}{R}$

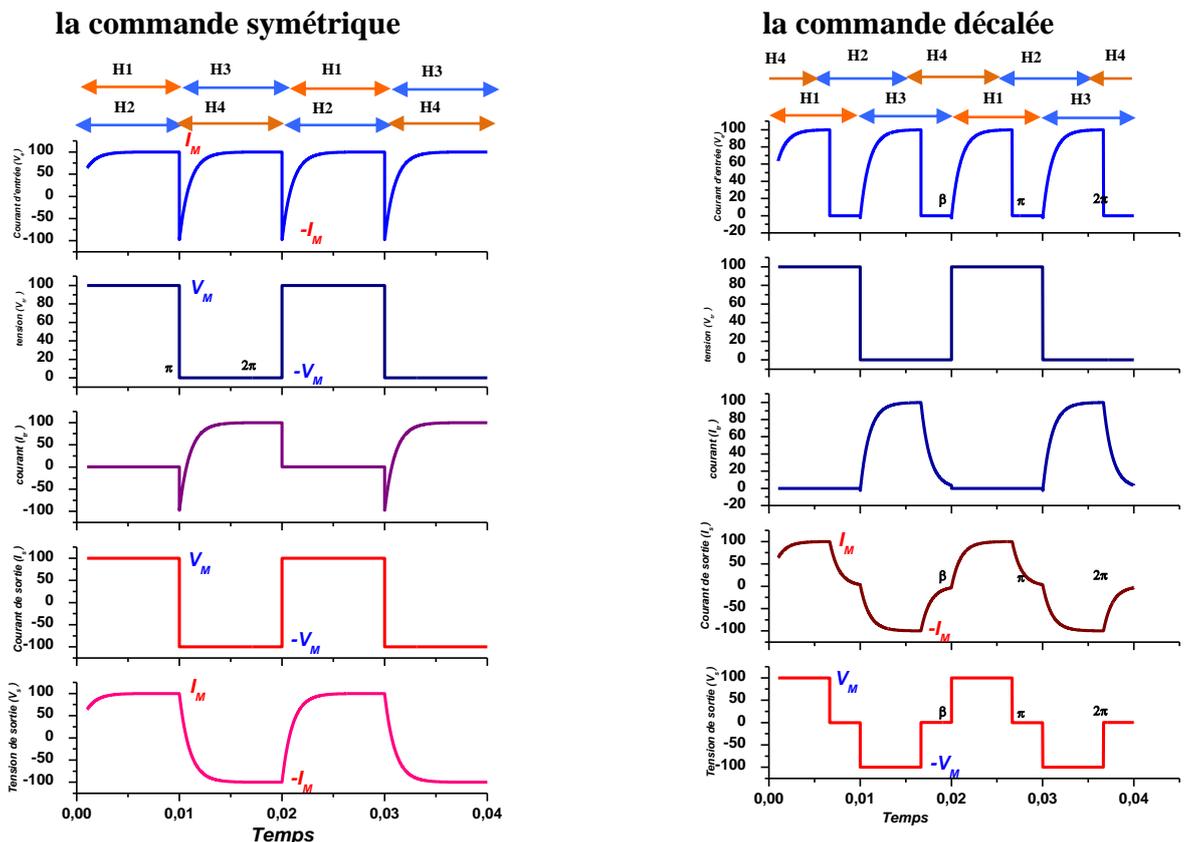


Figure V.11. *Forme d'onde des tensions et des courants de l'onduleur à interrupteurs en parallèle.*

V.2.3. Onduleur de tension triphasé

Un onduleur triphasé se comporte de trois phases dont les ondes de tensions sont déphasées respectivement de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport à l'une d'elles [21].

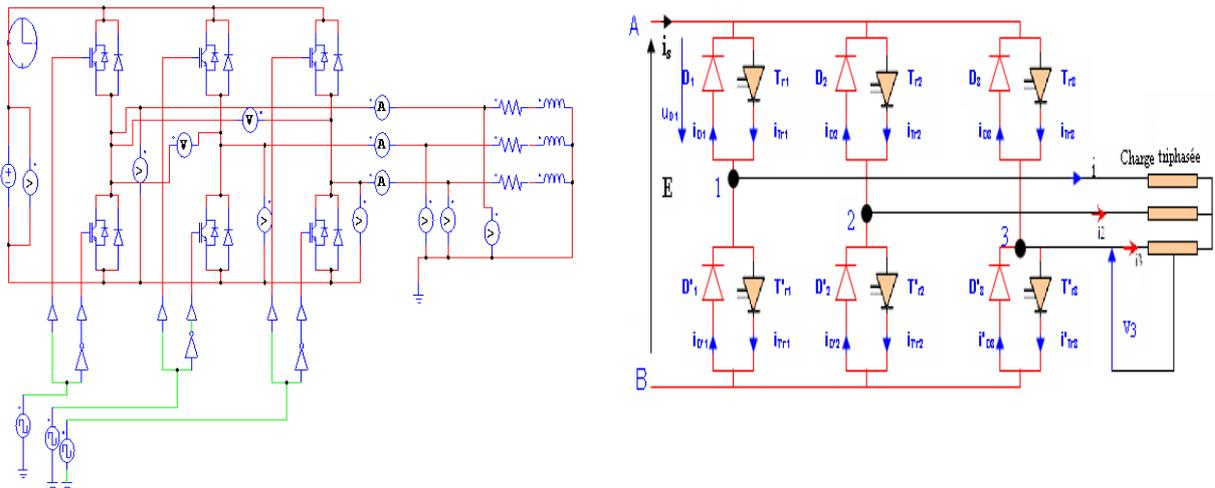


Figure V.12. *Circuit de fonctionnement de l'onduleur Triphasé.*

Nous nous intéresserons uniquement à la structure de l'onduleur à trois bras et à interrupteurs en série. Considérons le schéma ci-dessous (trois onduleurs monophasés en pont). Nous avons immédiatement les relations suivantes au niveau de la charge :

$$\left[i_1 + i_2 + i_3 = 0 \right.$$

$$\left[v_1 + v_2 + v_3 = 0 \right.$$

$$u_{12} = v_1 - v_2 \longrightarrow (1)$$

$$u_{23} = v_2 - v_3 \longrightarrow (2)$$

$$u_{31} = v_3 - v_1 \longrightarrow (3)$$

En effectuant membre à membre la différence entre les équations (1) et (3), on obtient :

$$u_{12} - u_{31} = 2.v_1 - v_2 - v_3 = 3.v_1$$

On arrive ainsi à l'expression de la tension simple:

$$v_1 = \frac{1}{3} \cdot (u_{12} - u_{31})$$

Et par permutation circulaire des indices 1,2,3, on peut établir les expressions des deux autres tensions simples:

$$v_2 = \frac{1}{3} \cdot (u_{23} - u_{12})$$

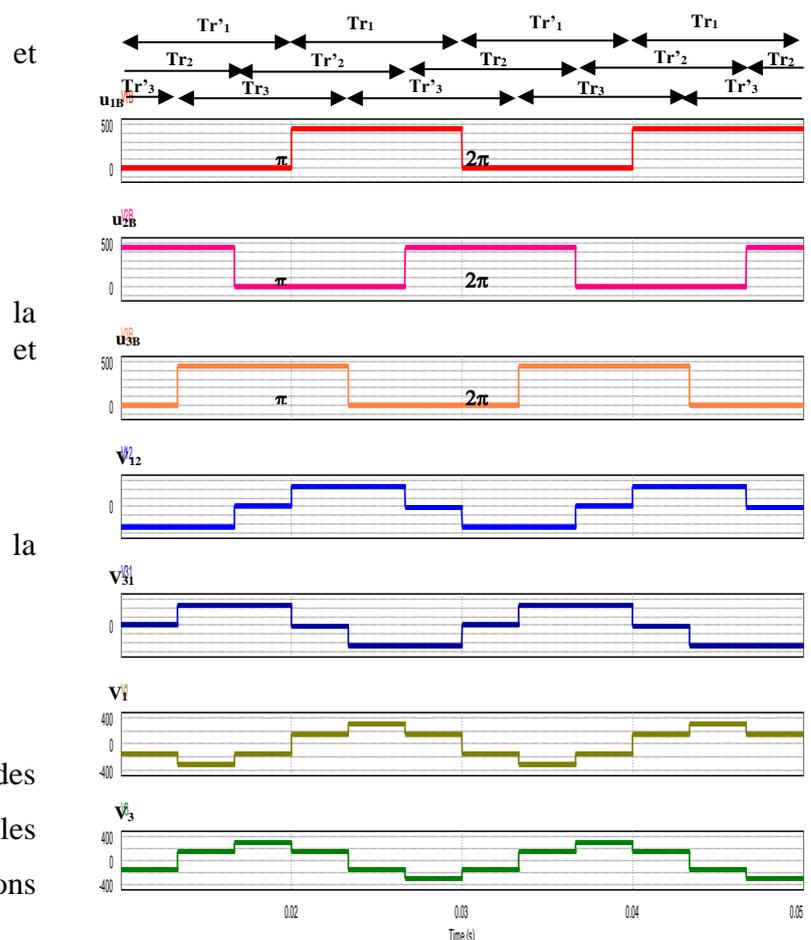


Figure V.13.: *Allure des tensions simples et composées de l'onduleur triphasé.*





$$v_3 = \frac{1}{3} \cdot (u_{31} - u_{23})$$

Représentons les différentes allures des graphes des tensions simples v_1 et v_2 que nous allons construire à partir des tensions composées.

V.3. Paramètre de performance de l'onduleur :

Les sorties d'un onduleur (tension, courant) contiennent certaines harmoniques, et la qualité de l'énergie fournit par un onduleur est évaluée suivant les paramètres de performance suivant :

V.3.1. Facteur de la n^{ième} harmonique HF_n :

C'est la mesure de la contribution individuelle des harmoniques définit comme suit :

$$HF_n = \frac{V_{\text{eff}_n}}{V_{\text{eff}_1}} \quad (\text{V-13})$$

V_{eff_n} : Valeur efficace de la n^{ième} harmonique.

V_{eff_1} : Valeur efficace de la fondamentale.

V.3.2. Distorsion d'harmonique total THD et le facteur DF :

Le taux de distorsion, encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant ou à la tension[20].

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{F_1} \quad (\text{V-14})$$

On va couramment jusqu'au 40ème ou 50ème rang d'harmoniques. Cette grandeur permet d'évaluer à l'aide d'un nombre unique la perturbation d'un courant ou d'une tension en un point d'un réseau, voire de comparer deux réseaux sujets à des harmoniques de rangs différents. Le THD représente sensiblement l'augmentation de l'effet Joule dans les lignes et les dispositifs. Un appareil de mesure qui n'effectue pas une analyse spectrale ne mesure pas le THD mais une valeur approchée appelée le facteur de distorsion, ou DF.

Ce facteur, inférieur à 100 %, est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du signal total.

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{\sqrt{F_1 + H_2^2 + H_3^2 + \dots}} \quad (\text{V-15})$$





Lorsque la distorsion est faible, les deux valeurs THD et DF sont équivalentes. Si DF dépasse les 15 %, il est possible de corriger la mesure pour obtenir le taux de distorsion harmonique total.

$$THD = \frac{DF}{\sqrt{1 - DF^2}} \quad (V-16)$$

Un bon appareil d'analyse de réseaux donne la valeur efficace du signal puis le compare à celle du signal sans son fondamental. Mais certains appareils ne mesurent que la valeur moyenne des signaux redressés et non pas les valeurs efficaces. La mesure peut être alors inférieure à DF, et aucune correction ne permet de retrouver THD. La distorsion de l'onde de tension est proportionnelle à l'impédance du réseau et à l'amplitude des courants harmoniques. La précision de son calcul n'est limitée que par l'incertitude de l'impédance du réseau. Le taux de distorsion du réseau électrique est presque partout inférieur à 2% en HTB, 5% en HTA et 7% en BT. C'est la mesure de la similitude de la forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale :

$$THD = \frac{1}{V_{eff1}} \left(\sum_{n=1,2}^{n=\infty} (V_{effn})^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (V-17)$$

 ***Le THD en tension caractérise la déformation de l'onde de tension.***

Une valeur de THDu inférieure à 5 % est considérée comme normale. Aucun disfonctionnement n'est à craindre. Une valeur de THDu comprise entre 5 et 8 % révèle une pollution harmonique significative. Quelques disfonctionnements sont possibles.

Une valeur de THDu supérieure à 8 % révèle une pollution harmonique importante. Des disfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et la mise en place de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.

 ***Le THD en courant caractérise la déformation de l'onde de courant***

Une valeur de THDi inférieure à 10 % est considérée comme normale. Aucun disfonctionnement n'est à craindre. Une valeur de THDi comprise entre 10 et 50 % révèle une pollution harmonique significative. Il y a risque d'échauffements, ce qui implique le surdimensionnement des câbles et des sources.

Une valeur de THDi supérieure à 50 % révèle une pollution harmonique importante. Des disfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et la mise en place de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.





V. 4. Origine des Harmoniques :

V.4.1. Déformation d'un signal sinusoïdal :

$$y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (\text{V-18})$$

avec : Y_0 : valeur de la composante continue généralement nulle et considérée comme telle par la suite,

- Y_n : valeur efficace de l'harmonique de rang n ,
- ω : pulsation de la fréquence fondamentale,
- φ_n : déphasage de la composante harmonique à $t = 0$.

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques.

V.4.2. Mode de représentation : le spectre en fréquence

Le spectre est un histogramme fournissant l'amplitude de chaque harmonique en fonction de son rang. L'examen du spectre permet d'apprécier à la fois quels sont les harmoniques en présence et leur importance respective.

Spectre d'un signal de composante fondamentale 50hz, et comportant des harmoniques de rangs 3(150Hz), 5(250Hz), 7(350Hz) et 9(450Hz) ,Comme le montre la figure (V.14.).

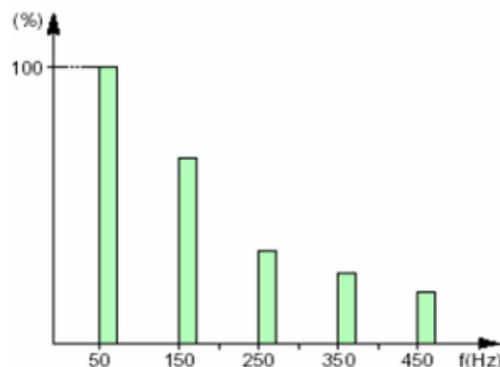


Figure V.14. Spectre d'un signal.

V.4.3. Harmonique mesuré en pratique :

Les harmoniques les plus fréquemment rencontrés dans le cas des réseaux triphasés, donc en pratique les plus gênants, sont les harmoniques de rangs impairs.

Au-delà du rang 50, les courants harmoniques sont négligeables et leur mesure n'est plus significative.

Ainsi, une bonne précision de mesure est obtenue en considérant les harmoniques jusqu'au rang 30.





Les distributeurs d'énergie surveillent les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11 et 13. Aussi, la compensation des harmoniques jusqu'au rang 13 est impérative, une bonne compensation prendra également en compte les harmoniques jusqu'au rang 25.

V.5. Onduleur MLI :

En se limitant pour le moment au cas des onduleurs monophasés, on peut classer ceux-ci en fonction de la forme d'onde qu'ils délivrent, classement que nous avons résumé ci-après.

- 1- Onduleurs à onde rectangulaire
- 2- Onduleurs à créneau réglable
- 3- Onduleurs en marche d'escalier
- 4- Onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (M.L.I. ou P.W.M. pour pulse width modulation)

Puisqu'il est possible, avec des impulsions de largeur bien déterminée, de modifier la valeur moyenne, il est donc réalisable de modifier ce rapport cyclique de manière à ce que la moyenne soit une sinusoïde. C'est le principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion : MLI ou PWM .

Les onduleurs à modulation MLI se classent en deux sous-catégories:

- 4-1- M.L.I. à onde unipolaire
- 4-2- M.L.I. à onde bipolaire

V.5.1. Onde MLI unipolaire et onde MLI bipolaire :

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) d'une cellule de commutation est obtenue par comparaison d'un signal triangulaire (porteuse) qui détermine la fréquence de découpage avec le signal de modulation. Plusieurs techniques existent selon que le signal triangulaire soit symétrique ou non (dent de scie monte ou descendante) et selon que le signal de référence est échantillonné ou non. La figure (V-17) présente une MLI centrée (signal triangulaire symétrique) et échantillonnée : le signal modulant est bloqué en début de période à la valeur atteinte par la sinusoïde de référence à la demi-période du signal.

V.5.1.1. Onde MLI unipolaire

Dans toutes les configurations pour lesquelles les fonctions de modulation des deux cellules ne sont pas opposées, soit $f_{m1} \neq 1-f_{m2}$, la tension V_s prend une troisième valeur et vaut alors $+E$





$(f_{m1} > f_{m2})$, 0 ($f_{m1} = f_{m2}$) ou $-E$ ($f_{m1} < f_{m2}$). On parle alors de mode unipolaire figure (V-15)

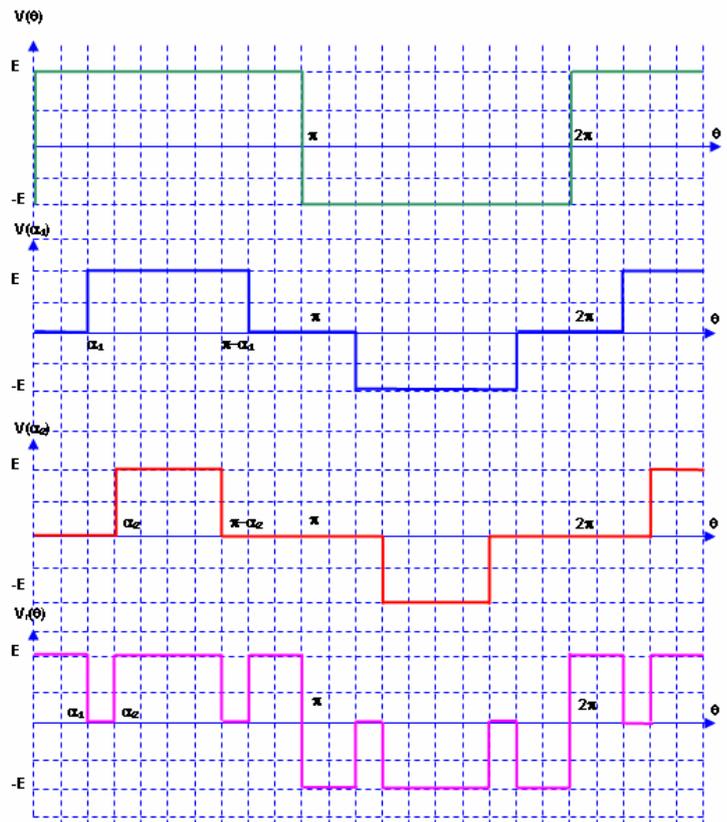
Dans ce mode les discontinuités de tension vues par la charge sont limitées à E et apparaissent à chaque commutation de l'une des deux cellules.

Considérons une onde rectangulaire $e(t)$ d'amplitude E , et associons-la à d'autres ondes $V(\alpha_i)$, décalées de l'angle α_i et d'amplitude E , afin d'obtenir une onde résultante $V_r(t)$ dont l'équation de définition est :

$$V_r = V + \sum_{i=1}^{i=k} (-1)^i V(\alpha_i) \tag{V-19}$$

Prenons un exemple avec $i = 2$, et construisons les représentations graphiques permettant la construction de l'onde MLI $V_r(t)$ en effectuant la somme algébrique :

Figure V.15. Forme d'onde des tensions d'une Onde MLI Unipolaire.



$$V_r = V - V(\alpha_1) + V(\alpha_2) \tag{V-20}$$

V.5.1.2. *Onde MLI bipolaire[21] :*

Lorsque l'on commande le pont de manière diagonale, c'est-à-dire l'on applique le même commande sur les interrupteurs diagonalement opposés, ce qui correspond à $f_{m1} = 1 - f_{m2}$,



la tension V_s ne peut prendre que les deux valeurs $+E$ et $-E$, de manière module .on parle alors de mode bipolaire voir la figure (V-16)

La tension V_s subit des discontinuités d'amplitude $2 E$ à la fréquence de découpage de chaque cellule de commutation. Ce mode non module ne permet aucun réglage de l'amplitude du fondamental, mais seulement de sa fréquence.

L'onde bipolaire $V_B(t)$ est constituée par une somme algébrique d'ondes rectangulaires d'amplitude E , dont l'équation de définition est :

$$V_B = V + 2 \cdot \sum_{i=1}^{i=k} (-1)^i \cdot V(\alpha_i) \tag{V-21}$$

Prenons un exemple avec $i = 2$, et construisons les représentations graphiques permettant la construction de l'onde MLI $V_B(t)$ en effectuant la somme algébrique :

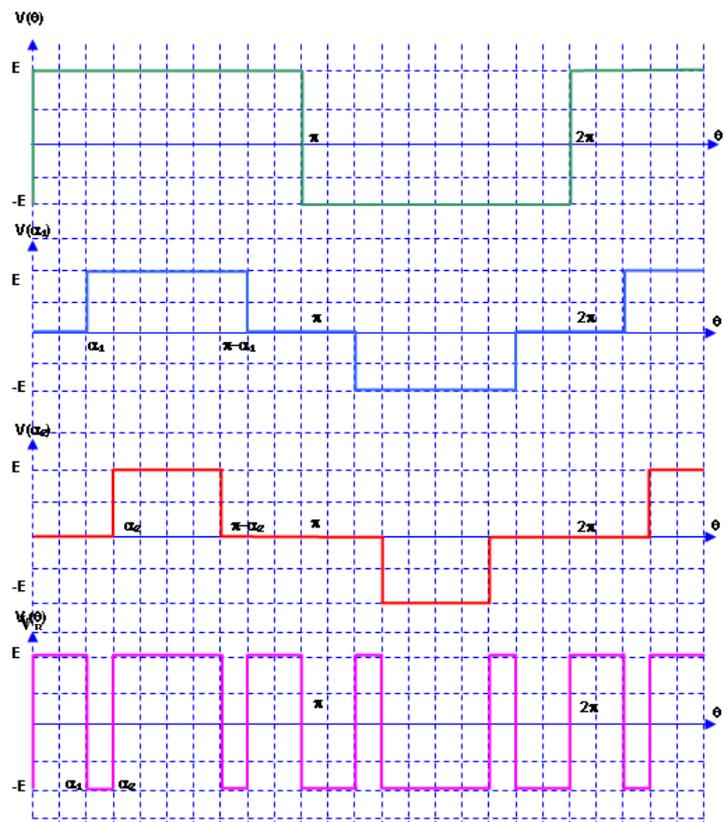


Figure V.16. Forme d'onde des tensions d'une Onde MLI bipolaire.

$$V_B = V - 2 \cdot V(\alpha_1) + 2 \cdot V(\alpha_2) \tag{V-22}$$

A partir des trois série de Fourier, déjà écrites, des ondes partielles, nous pouvons effectuer membre à membre la somme suivante:

$$V_B = V - 2 \cdot V(\alpha_1) + 2 \cdot V(\alpha_2)$$



Nous obtenons :

$$V_B = \sum_n \left(\frac{4 \cdot E}{n \cdot \pi} (1 - 2 \cdot \cos n \alpha_1 + 2 \cdot \cos n \alpha_2) \sin n \theta \right) = \sum_n A_n \cdot \sin n \theta \quad (V-23)$$

V.5.2. Commande MLI du bras H₁ - H₁' :

Maintenant effectuons la commande du bras H₁-H₁'. Une onde porteuse triangulaire de fréquence élevée par exemple de 1kHz à 5 kHz, est comparée à une onde sinusoïdale modulante de fréquence égale à la fréquence de l'harmonique fondamental de la tension de sortie u(t) (par exemple 50 Hz)

Représentons le signal modulant, la porteuse et le dispositif :

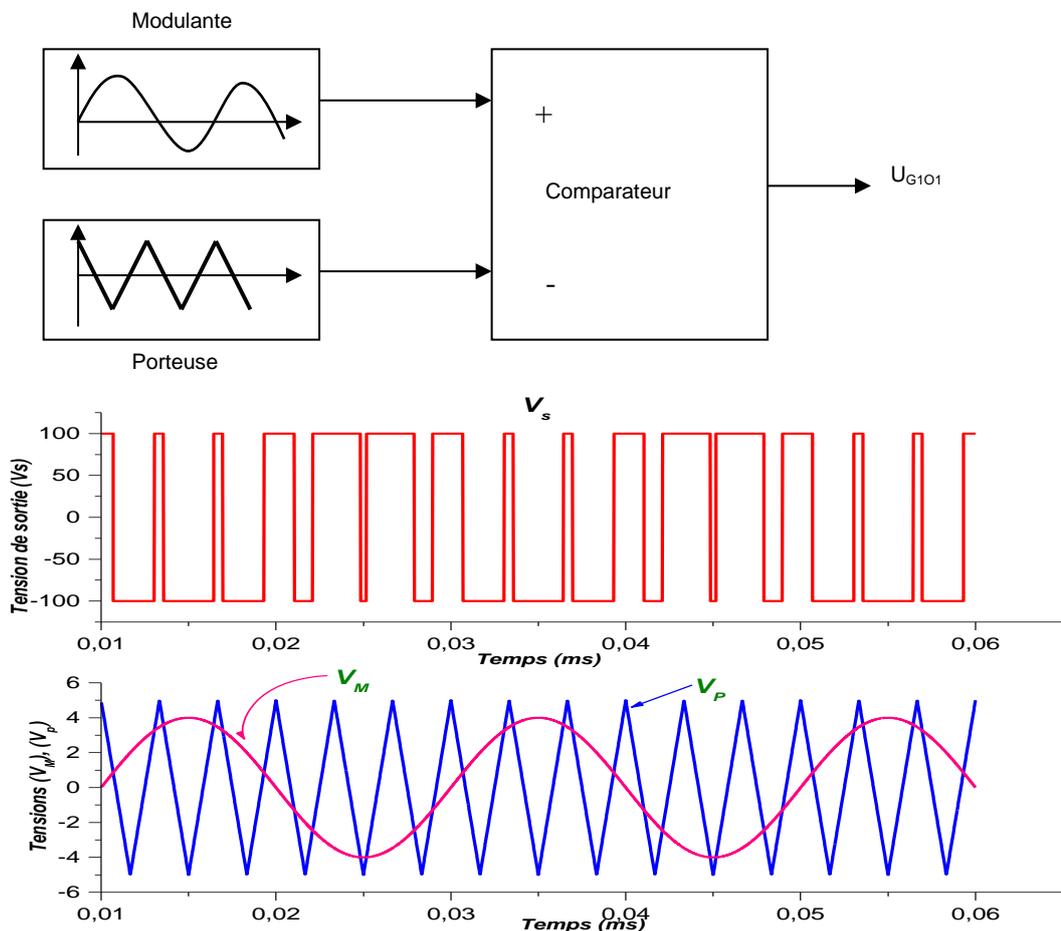


Figure (V-17) : Commande des interrupteurs par MLI.

L'onde modulante, est comparée à l'onde porteuse et à la sortie du comparateur on obtient la tension de commande U_{G1O1} .

La commande du transistor T_{r1}' , peut être obtenue à partir de la tension U_{G1O1}, en effectuant une translation des potentiels avec un troisième transistor, et en imposant des temps morts afin que



les transistors T_{r1} et T_{r1}' ne conduisent pas simultanément.

V.6. Onduleurs à résonance :

On désigne sous ce nom des onduleurs de tension ou de courant dont la charge est constituée par des circuits oscillants peu amortis et dont la fréquence de fonctionnement est adaptée aux paramètres de la charge de façon à avoir en permanence un fonctionnement au voisinage de la résonance, ce qui entraîne en particulier que la grandeur non imposée par la source présente une allure quasi sinusoïdale. Par ailleurs, l'impédance de la charge évoluant très rapidement avec la fréquence, ceci permet de régler l'amplitude de la grandeur de sortie libre par simple action sur la fréquence de fonctionnement de l'onduleur.

Initialement, les onduleurs à résonance étaient réalisés à base de thyristors. Pour éviter d'avoir à leur adjoindre des circuits de blocage, on faisait systématiquement fonctionner ceux-ci à des fréquences telles que le circuit de charge se comporte comme un récepteur capacitif. Actuellement, l'utilisation, au moins dans le cas des onduleurs de tension, de semi-conducteurs à blocage par l'électrode de commande permet de s'affranchir de cette contrainte, le choix de la fréquence de fonctionnement n'étant plus guidé que par des considérations de réglage du signal de sortie non imposé par la source.

Les onduleurs à résonance étant essentiellement à base de structures en pont, que nous avons vus en détail dans les paragraphes précédents, nous nous contenterons ici de rappeler les deux montages possibles, en précisant simplement leurs conditions de fonctionnement.

V.6.1. Onduleur de tension à résonance série :

Sa charge est constituée par un circuit RLC série. Compte tenu de ses caractéristiques, comportement capacitif aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance $1/2\pi LC$ et inductif au-delà, la fréquence de l'onduleur devra être inférieure à la fréquence de résonance pour avoir un fonctionnement en commutation naturelle. Par contre, si les interrupteurs de l'onduleur peuvent fonctionner en commutation forcée, il est préférable d'utiliser une fréquence supérieure ou égale à la fréquence de résonance puisque les harmoniques du signal de sortie sont d'autant plus étouffés que la fréquence est plus grande.

V.6.2. Onduleur de courant à résonance parallèle :

Sa charge est constituée par un circuit RLC parallèle dont la fréquence de résonance reste égale à $1/2\pi LC$ mais qui, lui par contre, est inductif aux basses fréquences et capacitif





aux fréquences élevées. Ceci permet en particulier un fonctionnement en commutation naturelle au-delà de la fréquence de résonance, donc l'utilisation de commutateurs à thyristors tout en minimisant les harmoniques du signal de sortie (Cf. ce qui a été dit à la fin du paragraphe précédent).

Il faut cependant noter que, dans ce cas, comme le condensateur est déchargé à la mise sous tension de l'onduleur, la première commutation ne pourrait pas s'effectuer correctement. Il faut donc procéder à un "démarrage" de l'onduleur, par exemple en excitant une première fois le circuit RLC à l'aide d'un condensateur auxiliaire, lui-même chargé au préalable.

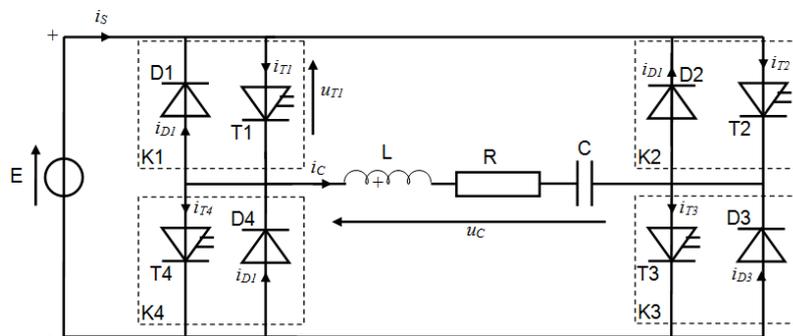


Figure V.18. Schéma d'un onduleur à résonance parallèle avec la charge RLC.





RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Demane Oussama, « Simulation et étude expérimentale d'un hacheur dévolteur a base d'un mosfet » mémoire master juillet 2011
- [2] Séguier G., Notelet F., Electrotechnique Industrielle, Tec & Doc Paris, 1994
- [3] Jean Jacques Rousseau « Cours Circuits électriques » Novembre 2002
- [4] Alexandre TZANEVSKI « Protection des IGBT » article scientifique
- [5] [Francis Milsant](#) « Electrotechnique - Electronique de puissance Cours et problèmes » : 978-2-7298-9392-7 Dunod, 1993
- [6] F. Bouchafaa support du cours électronique de puissance (M.E.L502 et L.G.E604) 2008
- [7] Benoit schwaller « ELPUI A-B Electronique de puissance » GIM S3 Novembre 2010
- [8] H. JOËL NANGA NDJANA « Système auxiliaire de compensation de creux de tension » Thèse Mars 2005
- [9] Pierre Mayé « problèmes corrigés d'électronique de puissance » ISBN 978-2-10-058828-2 Dunod, 2013
- [10] [Edith Clavel](#) « Introduction - la conversion d'énergie » support cours -Electrotechnique 1^{ère} année-
- [11] Abdessamad Djallal TP Electronique de puissance 3^{ème} année 2013.
- [12] LOUBNA YACOUBI « Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants : application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé » Thèse de Doctorat Février 2004.
- [13] Zainab Nadhem Abbas Al-Mousaoy "Effect of Non-Linear Load Harmonics on Single phase Transformer Losses and Design Active Filter" Eng. & Tech. Journal, Vol.29, No.11, 2011.
- [14] A. Campo « Cours- Le hacheur série » mars 2005
- [15] Thierry Lequeu « Cours d'Electronique de Puissance – IUT GEII de Tours » Novembre 2002
- [16] Adel SAID « Electronique générale » Support de cours 2013
- [17] Thierry LEQUEU « Gradateurs monophasés et triphasés » cours IUT GEII de Tours janvier 2011
- [18] Yvan Crédits « Introduction à l'électronique de puissance » support cours septembre 2005
- [19] BOUZID Allal El Moubarak « Onduleur triphasé commandé par la Stratégied'Éliminationd'Harmonique « SHE » » Thèse de Magister 2009.
- [20] Amina MERHOUM « Optimisation Des Techniques De MLI Pour Les Equipements FACTS A Base D'onduleur » mémoire de magister Mars 2013





Webliographie

- [W-1]- http://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89lectronique_de_puissance
- [W-2]- <http://educyclopedia.karadimov.info/library/enpu1.pdf>
- [W-3]- <http://www.epsic.ch/branches/electronique/techn99/elnthcomp/CMPTHDIOD.html>
- [W-4]- <http://phtelec.be/electricites/>
- [W-5]- <http://www.astuces-pratiques.fr/electronique/cours-electronique.html>
- [W-6]- www.electro-ohms.fr/userfiles/FCKeditor/THYRISTORS.pdf
- [W-7]- <http://elearn.univ-ouargla.dz/2013-2014/courses/TPELECTRONIQUEDEPUIS/document/>
- [W-8]- http://www.physique.ens-cachan.fr/old/pagregp/enseignement/elec/electrotech/Cours_Conversion_energie.pdf
- [W-9]- <http://www.onestopgate.com/.../redresscomm.pdf>
- [W-10]- <http://sitelec.org/download.php?filename=cours/redresscomm.pdf>
- [W-11]- <http://www.physique.ens-cachan.fr/old/pagregp/enseignement/elec/electrotech/redressondulassist.pdf>
- [W-12]- <http://electronique1.blogspot.com/2011/01/redresseur-double-alternance-pont-mixte.html>
- [W-13]- <http://iut-tice.ujf-grenoble.fr/tice-espaces/GEII/et1a/monsite/chap13/chapitre13.pdf>
- [W-14]- http://ww2.ac-poitiers.fr/electrotechnique/IMG/pdf/Ressources_modulation_energie.pdf cours SO.2 académie Poitiers 2014.
- [W-15]- www.lgtrempart.fr/pedagogie/cpge-ats/cours-exo/Hacheurs.pdf
- [W-16]- <http://lyc-renaudeau-49.ac-nantes.fr/.../ElementsCorrectionGroupements0607.pdf>
- [W-17]- http://pedagogie.ac-toulouse.fr/BTS_electrotechnique-tarbes/download/GRADATEUR.pdf
- [W-18]- http://get-couffignal.pagesperso-orange.fr/cours/cours_physique/GRADATOR.pdf
- [W-19]- http://physique.vije.net/BTS/index2.php?page=onduleur_mono2
- [W-20]- http://www.thierry-lequeu.fr/data/OND_AUTO.pdf

