

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/348961654>

Cours d'Electronique de Puissance

Technical Report · September 1998

CITATIONS

0

READS

1,155

1 author:



[Ahmad K Jammal](#)

University College of Bahrain

91 PUBLICATIONS 384 CITATIONS

SEE PROFILE

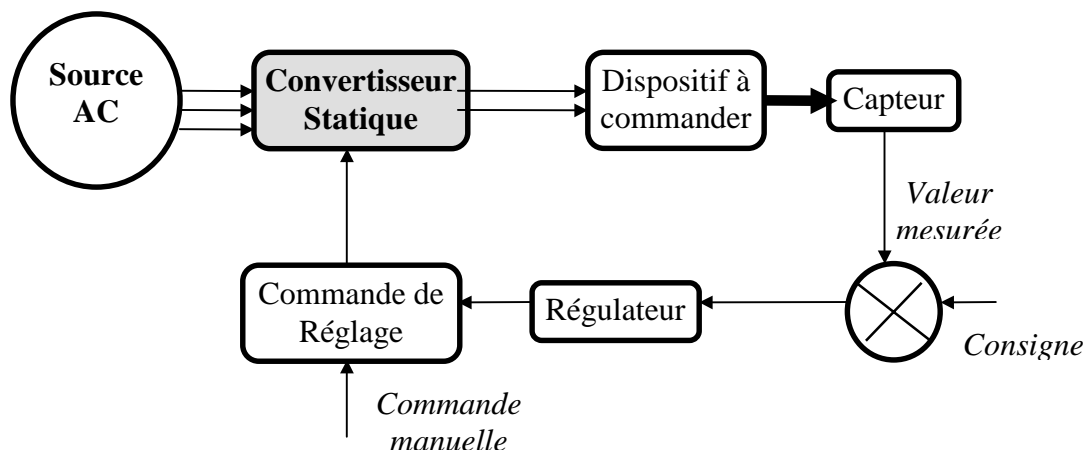
Université Libanaise

Cours d'Electronique de Puissance

Préparé par

Ahmad JAMMAL, Dr Ing.

Professeur Electrotechnique et Electronique de Puissance



Ce cours est valable pour :

- Les Etudiants de Licence et de Maîtrise EEA et Maîtrise Electronique
- Les Etudiants en Cycle B – ISAE (CNAM)
- Les Etudiants de TS Electronique et Electricité
- Ecole Ingénieurs dans les spécialités d'électronique et d'électricité

- **Table de matières**

Introduction Générale

Chapitre 1 : Introduction à l'électronique industrielle

- 1.1 - Généralités
- 1.2 - Electronique de puissance
- 1.3 - Electronique de réglage et de commande
- 1.4 - Installations complètes
- 1.5 - Applications de l'électronique industrielle
- 1.6 - Relation de l'électronique industrielle avec les autres disciplines

Chapitre 2 : Les composants de puissance

- 2.1 - Introduction
- 2.2 - Les diodes (caractéristiques statiques et dynamiques, amorçage et blocage, critères de choix)
- 2.3 - Les thyristors (classiques SCR, TRIAC, G.T.O.)
- 2.4 - Les transistors de puissance (bipolaire BJT, MOSFET, IGBT)
- 2.5 - Utilisation des composants dans les convertisseurs statiques (interrupteurs unidirectionnels et bidirectionnels)
- 2.6 - Caractérisation des générateurs et des récepteurs
 - Amélioration ou changement de la nature d'une source

Chapitre 3 : Classification des convertisseurs statiques

- Généralités
- .1 - Classification selon le mode de commutation
- .2 - Classification selon le mode de conversion
- .3 - Les charges des convertisseurs (circuit R-L et circuit R-L-C)
- .4 - Grandeurs périodiques non sinusoïdales
 - Puissance active

Chapitre 4 : Les montages redresseurs (Conversion AC / DC)

- Introduction
- .1 - Redressement sur circuits monophasés
 - .1.1 - par Diode sur R
 - .1.2 - par Thyristor sur R
 - .1.3 - par Thyristor sur R-L
- .2 - Ponts de redressement monophasés
 - .2.1 - pont à diodes sur R
 - .2.2 - pont mixte
 - .2.3 - pont tous thyristors
 - .2.4 - montage P2 à diodes
- 3.4 - Redressement d'une source triphasé
 - 3.4.1 - Redresseur à diodes simples P3 (tension et courant redressés, courant dans une phase et facteur de puissance, tension aux bornes d'une diode, courants et facteurs de puissance au primaire en étoile ou en triangle, chute de tension, empiètement)
 - 3.4.2 - Redresseur à thyristors (charge R et R-L)
 - 3.4.3 - Pont tous thyristors (pont Graëtz) : fonctionnement en redresseur et en onduleur non autonome
 - 3.4.4 - Pont mixte symétrique
 - Montages à commutation série (S3)

Chapitre 5 : Les hacheurs (Conversion DC / DC)

- 5.1 – Introduction
- 5.2 – L’hacheur dévolteur
- 5.3 – Circuit d’aide à l’extinction du thyristor
- 5.4 – L’hacheur survolteur
- 5.5 – L’hacheur deux quadrants, réversible en courant
- 5.6 - L’hacheur deux quadrants, réversible en tension
- 5.7 – L’Hacheur quatre quadrant
- 5.8 - Les hacheurs à liaison indirecte
- 5.9 – Les hacheurs à transistors
- 5.10 – Commutation du transistor dans un hacheur série
- 5.11 – Les convertisseurs continus/continu à isolation magnétique
 - 5.11.1 – Le convertisseur Flyback
 - 5.11.2 - Le convertisseur Forward
 - 5.11.3 – Montage avec excitation bidirectionnelle du transformateur
 - 1st- Push-Pull
 - 2nd- En Demi pont
 - 3rd- En pont complet
- 5.12 – Commande des hacheurs
 - 5.12.1 – Hacheur série à transistor
 - 5.12.2 – Hacheur à thyristors

Chapitre 6 : Les Onduleurs (Conversion DC / AC)

- 6.1 – Introduction
- 6.2 – Schémas de principe
- 6.3 – Montage 2 interrupteurs en parallèle
- 6.4 - Montage 2 interrupteurs en série
- 6.5 - Montage en pont
- 6.6 – Les onduleurs à onde quasi sinusoïdale
 - 6.6.1 – Marche d’escalier
 - 6.6.2 – Modulation de largeur d’impulsion PWM
 - 6.6.3 – Onduleur en pont à haute fréquence
- 6.7 – Onduleurs triphasés
- 6.8 – Exemple de commande PWM

Chapitre 7 : Les convertisseurs AC/AC (Gradateurs, Cyclo-convertisseurs)

- 7.1 – Introduction
- 7.2 - Les gradateurs
- 7.3 – Variantes de gradateurs
- 7.4 – Commande des gradateurs
- 7.5 - Les cyclo-convertisseurs

Travaux Dirigés

- Redresseurs 1 – Redresseurs 2 - Redresseurs 3
- Hacheurs 1 - Hacheurs 2
- Onduleurs
- Gradateurs

Introduction générale :

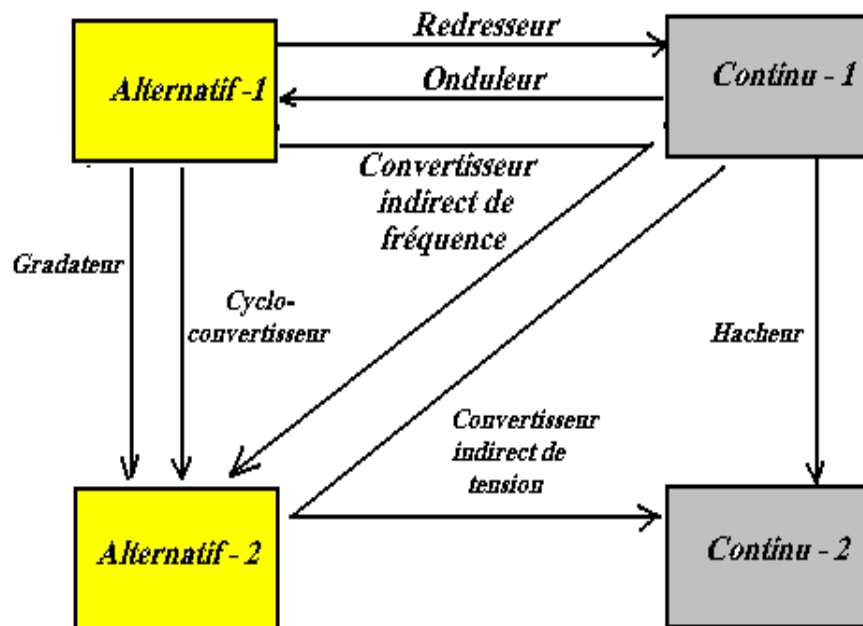
La mise au point des redresseurs de puissance, diodes, thyristors et transistors et les applications de ces composants représentent un intérêt considérable dans le domaine de l'électronique industrielle. Cette technique d'ordinaire appelée électronique de puissance permet de mettre en jeu des puissances importantes et considérable pour développer des fonctions industrielles de base, nécessaires dans des multiples domaines, exemple:

- entraînements réglés,
- variation de vitesse,
- usines et réseaux électriques,
- alimentation auxiliaires de secours,....etc.

Donc, il est devenu nécessaire de traiter cette technique distinctement de ces voisines: électrotechnique classique et électronique général.

Les circuits développés, appelé **convertisseurs statiques**, permettent non seulement d'effectuer à moindre coût les différents réglages cités ci-dessus, mais de modifier la présentation de l'énergie électrique:

- Alternatif en Continu (redresseurs),
- Continu en Alternatif (onduleurs),
- Alternatif en Alternatif direct (gradateurs, cyclo-convertisseurs..etc.)
- Alternatif en Alternatif indirect (convertisseurs de fréquence.)
- Continu en Continu direct (hacheur dévolteur ou survolteur)
- Continu en Continu indirect (convertisseurs de tension)



Avec la possibilité dans certains convertisseurs de varier la fréquence ou le niveau de tension et/ou de courant (amplification).

Les convertisseurs statiques sont réalisés à partir de composants de puissance qui permettent le transit de courants de valeurs souvent élevées (jusqu'à de kA) et peuvent avoir à leurs bornes des tensions tout aussi élevées (jusqu'à des kV). Ces valeurs de tension et de courant ne peuvent exister en même temps sinon la puissance dissipée dans le composant entraînerait sa destruction immédiate.

Référence bibliographique :

- [1] John G. KASSAKIAN : « *Principles of power electronics* », Addison - Wesley publishing, New York 1991.
- [2] P.C. SEN : « *Thyristor DC drives* », Addison - Wesley publishing, New York 1981.
- [3] Cyril W. LANDER : « *Power Electronics* » MacGraw-HILL company Europe, England 1993.
- [4] Guy SEGUIER : « *Electronique de Puissance* », Edition DUNOD, France 1990.
- [5] C. NAUDET : « *Electronique de Puissance· Etudes Expérimentales* », Edition DUNOD, France 1991.
- [6] F. LUCAS : « *L'électronique pour les électriciens : Collection Génie Electrique* », Edition Delagrave, France 1991.
- [7] FERRIEUX, FOREST : « *Alimentation à découpage, Alimentation à résonance* », Edition Doc & Tec, France 1994.
- [8] Henry NEY : « *Technologie d'électricité* », Edition NATHAN, Paris France 1993.

Table de matières

Chapitre 1 : Introduction à l'électronique industrielle

- 1.1 - Généralités
- 1.2 - Electronique de puissance
- 1.3 - Electronique de réglage et de commande
- 1.4 - Installations complètes
- 5 - Applications de l'électronique industrielle
- 6 - Relation de l'électronique industrielle avec les autres disciplines

Chapitre 2 : Les composants de puissance

- 1 - Introduction
- 2 - Les diodes (caractéristiques statiques et dynamiques, amorçage et blocage, critères de choix)
- 3 - Les thyristors (classiques SCR, TRIAC, G.T.O.)
- 4 - Les transistors de puissance (bipolaire BJT, MOSFET, IGBT)
- 5 - Utilisation des composants dans les convertisseurs statiques (interrupteurs unidirectionnels et bidirectionnels)
- 6 - Caractérisation des générateurs et des récepteurs
 - Amélioration ou changement de la nature d'une source

Chapitre 3 : Classification des convertisseurs statiques

- Généralités
- 1 - Classification selon le mode de commutation
- 2 - Classification selon le mode de conversion
- 3 - Les charges des convertisseurs (circuit R-L et circuit R-L-C)
- 4 - Grandeurs périodiques non sinusoïdales
 - Puissance active

Chapitre 4 : Les montages redresseurs (Conversion AC / DC)

- Introduction
- 1 - Redressement sur circuits monophasés
 - 1.1 - par Diode sur R
 - 1.2 - par Thyristor sur R
 - 1.3 - par Thyristor sur R-L
- 2 - Ponts de redressement monophasés
 - 2.1 - pont à diodes sur R
 - 2.2 - pont mixte
 - 2.3 - pont tous thyristors
 - 2.4 - montage P2 à diodes

- 3 - Redressement d'une source triphasé
- 3.1 - Redresseur à diodes simples P3 (tension et courant redressés, courant dans une phase et facteur de puissance, tension aux bornes d'une diode, courants et facteurs de puissance au primaire en étoile ou en triangle, chute de tension, empiètement)
- 3.2 - Redresseur à thyristors (charge R et R-L)
- 3.3 - Pont tous thyristors (pont Graëtz) : fonctionnement en redresseur et en onduleur non autonome
- 3.4
- 3.5 - Pont mixte symétrique
 - Montages à commutation série (S3)

Chapitre 5 : Les hacheurs (Conversion DC / DC)

- 5.1 – Introduction
- 5.2 – L'hacheur dévolteur
- 5.3 – Circuit d'aide à l'extinction du thyristor
- 5.4 – L'hacheur survolteur
- 5.5 – L'hacheur deux quadrants, réversible en courant
- 5.6 - L'hacheur deux quadrants, réversible en tension
- 5.7 – L'Hacheur quatre quadrant
- 5.8 - Les hacheurs à liaison indirecte
- 5.9 – Les hacheurs à transistors
- 5.10 – Commutation du transistor dans un hacheur série
- 5.11 – Les convertisseurs continus/continu à isolation magnétique
 - 5.11.1 – Le convertisseur Flyback
 - 5.11.2 - Le convertisseur Forward
 - 5.11.3 – Montage avec excitation bidirectionnelle du transformateur
 - Push-Pull
 - En Demi pont
 - En pont complet
- 5.12 – Commande des hacheurs
 - 5.12.1 – Hacheur série à transistor
 - 5.12.2 – Hacheur à thyristors

Chapitre 6 : Les Onduleurs (Conversion DC / AC)

- 6.1 – Introduction
- 6.2 – Schémas de principe
- 6.3 – Montage 2 interrupteurs en parallèle
- 6.4 - Montage 2 interrupteurs en série
- 6.5 - Montage en pont
- 6.6 – Les onduleurs à onde quasi sinusoïdale
 - 6.6.1 – Marche d'escalier
 - 6.6.2 – Modulation de largeur d'impulsion PWM
 - 6.6.3 – Onduleur en pont à haute fréquence
- 6.7 – Onduleurs triphasés
- 6.8 – Exemple de commande PWM

Chapitre 7 : Les convertisseurs AC/AC (Gradateurs, Cyclo-convertisseurs)

- 7.1 – Introduction
- 7.2 - Les gradateurs
- 7.3 – Variantes de gradateurs
- 7.4 – Commande des gradateurs
- 7.5 - Les cyclo-convertisseurs

Chapitre I

Intoduction à l'électronique industriel

Chapitre 1

Introduction à l'électronique Industrielle

1.1- Généralités :

Le domaine de l'électronique industrielle peut être subdivisé en 2 parties :

1. L'électronique de puissance où l'amplification en puissance et la puissance de sortie des dispositifs mises en jeu sont prépondérantes
2. L'électronique de réglage et de commande où l'élaboration de signaux et le transfert sont primordiaux, tandis que la puissance en jeu est normalement faible.

1.2- Electronique de puissance :

A la base de l'électronique de puissance se trouvent les éléments de puissance qui subdivisent en éléments non contrôlables (diodes) et en éléments contrôlables (thyristors, transistors).

Les éléments de puissance sont associés à des dispositifs auxiliaires (commande de gâchettes, radiateurs, circuits de protection des composants).

1.3- Electronique de réglage et de commande :

Dans ce domaine les fabricants ont développé des séries de modules standard dans le but de faciliter la réalisation de dispositifs remplissant des fonctions variées. Il existe 2 catégories :

- module analogiques
- module logiques

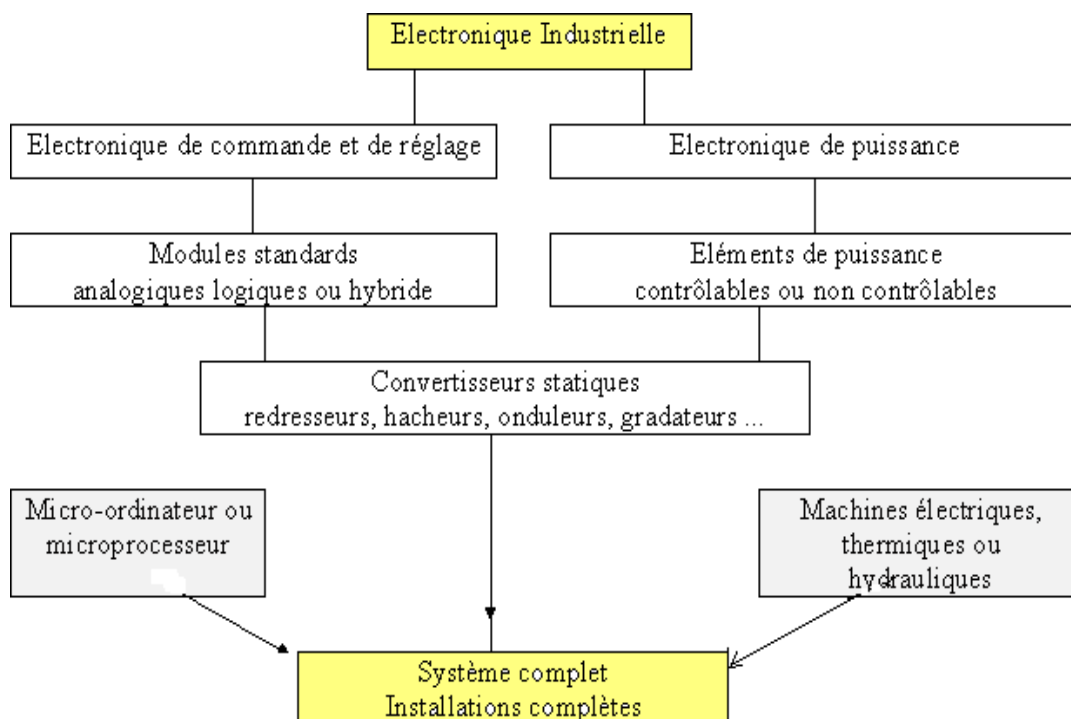
Ces modules standard permettent de composer des organes et des équipements de commande et de réglage fonctionnant :

- soit de manière purement analogique (réglage)
- soit purement digitale (commandes, réglages digitaux)
- soit encore hybride (c.a.d. comportant des modules logiques et analogiques combinés)

1.4- Installations complètes :

La combinaison des équipements de puissance avec des équipements de réglage permet de réaliser un convertisseur statique. En combinant ce convertisseur avec des machines électriques ou hydrauliques ou thermiques on obtient un système complet. Dans le cas des installations complexes caractérisées par des exigences de réglage ou de commande élevées, on fait appel à des micro-ordinateurs, des micro-contrôleurs ou des microprocesseurs.

Cette classification peut se résumer par l'organigramme suivant :



1.5- Applications de l'électronique industrielle :

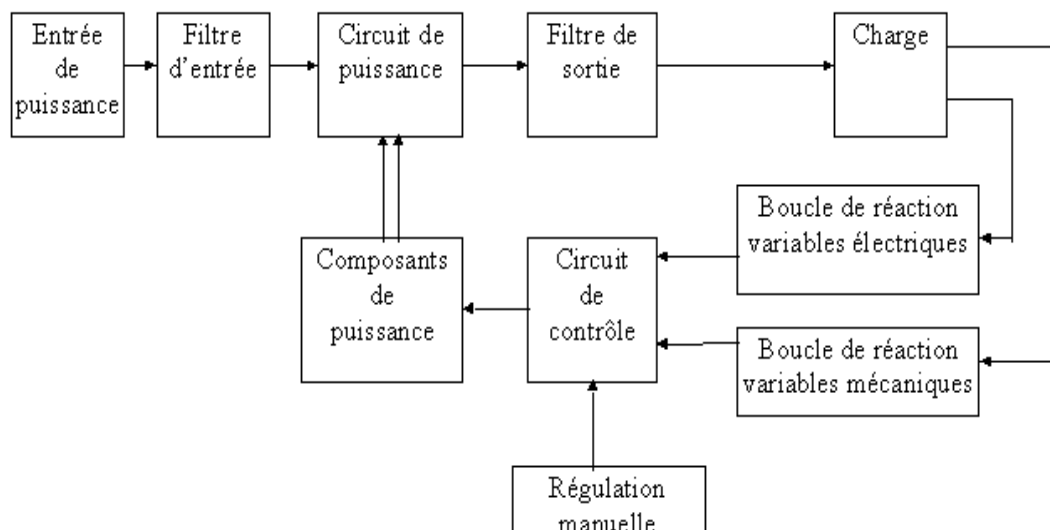
L'électronique industrielle se trouve dans les domaines suivants :

1. Traction
 - Alimentation des moteurs de traction par convertisseurs : réglage de démarrage, de vitesse, et de freinage. Marche automatique
2. Réseaux électriques
 - Excitation et réglage des alternateurs
 - Interconnexion de 2 réseaux
 - réglage de turbines et de chaudières
 - dispositifs de protection et de commande

- | | |
|---|---|
| 3. Entraînements réglables | <ul style="list-style-type: none"> • Machines outils, machines pour matières plastiques, machines à imprimer, ...etc. • Laminoirs, ventilateurs, monte-charge |
| 4. Machines-outils | <ul style="list-style-type: none"> • commandes à séquence ou numérales |
| 5. Processus chimiques et métallurgiques | <ul style="list-style-type: none"> • Alimentation de fours et de bains électrolytiques • Réglage de réacteurs chimiques et de fours électriques |
| 6. Installations de recherches (nucléaires) | <ul style="list-style-type: none"> • Alimentation des aimants • Réglage de courant à haute précision |

1.6- Relation de l'électronique industrielle avec les autres disciplines:

Le diagramme typique d'un système d'électronique industriel est le suivant :



L'élaboration technique d'un système complet, dans un domaine spécifique, et la réalisation des installations réglées ou commandées font appel à de nombreuses disciplines dont les plus importantes seront cités ci-dessous :

- Installations électriques: pour une exécution et protection correctes des installations et des câblages.
- Electronique générale: compréhension du fonctionnement des modules standard.
- Technique de mesures: pour le choix et le développement de dispositifs de mesure dans des circuits de réglage.

- Machines électriques et mécaniques: pour la compréhension de leur fonctionnement statique et dynamique.
- Théorie des systèmes: pour une analyse théorique et une description mathématiques des systèmes.
- Théorie des réglages automatique: pour l'analyse de stabilité et de la qualité de réglage.
- Théorie des systèmes logiques: pour l'analyse et la synthèse théorique des systèmes de commande.
- Ordinateurs et microprocesseurs: pour la programmation de calculs numériques et de calculateurs de processus.

Chapitre II

Les composants de puissance

Chapitre II

Les composants de puissance

2.1. Introduction :

On peut grouper les composants utilisés dans les convertisseurs statiques en 3 catégories :

- Les diodes
- Les thyristors (Silicon-Controlled Rectifier : SCR)
- Les transistors de puissance

2.2. Les diodes :

Une diode est un élément non commandé composé de 2 couches de matériaux semi-conducteur dopé (Silicium ou germanium). Le dopage permet d'obtenir des semi-conducteurs à trous chargés positivement ou chargé de porteuse négative.

Les symboles d'une diode sont représentés figures 2.1.a et b.

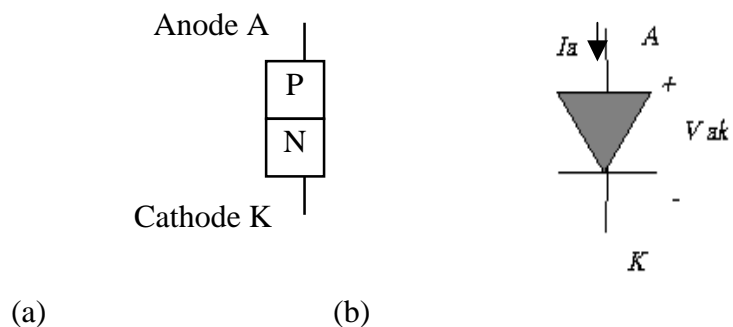


Figure 2.1

a) Les caractéristiques statiques d'une diode :

Ils sont donnés dans la figure 2.2. avec :

V_F : tension directe

I_F : courant direct

V_{RRM} : tension inverse maximale répétitive

V_{RSM} : Tension inverse maximale non répétitive.

En conduction la tension directe aux bornes de la diode est de l'ordre de 0.8 à 1 volt.

On trouve des diodes qui supportent un courant direct :

$I_a = 2000$ A, et des tensions inverse jusqu'à 4000 volts.

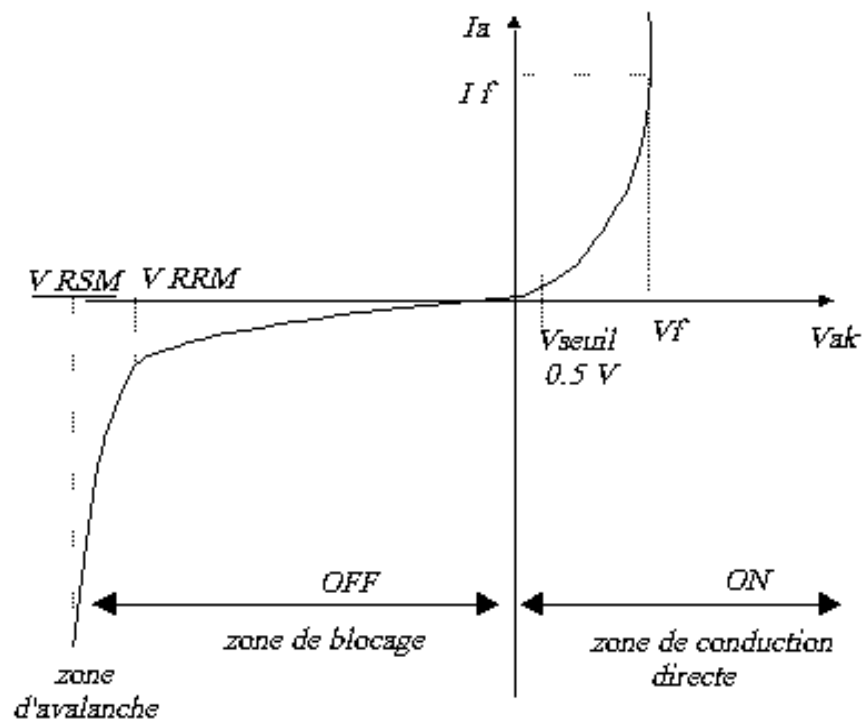


Figure 2.2

b) Les caractéristiques dynamiques :

On fait l'hypothèse que l'amorçage et le blocage se font à $dI_a/dt = \text{constant}$

b.1) Amorçage (figure 2.3):

Il y aura une surtension aux bornes de la diode et une puissance dissipée non négligeable.

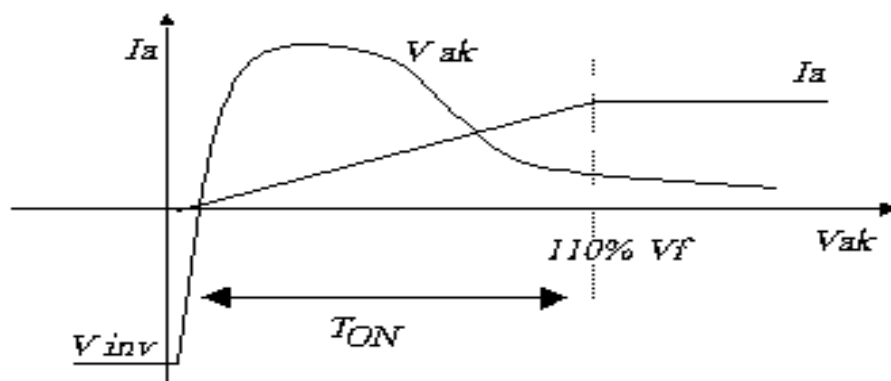


Figure 2.3

b.2) Blocage (figure 2.4) :

Il y aura un courant inverse dans la diode d'une valeur non négligeable I_{RM} .

La tension de recouvrement V_{RM} qui est en fonction de di_r/dt est très élevée.

Si $V_{RM} > V_{RSM}$, il faut protéger la diode par un réseau RC à ses bornes.

On appelle T_{OFF} la période de recouvrement inverse.

EN général, l'ordre de valeurs des temps de blocage et d'amorçage est :

- $T_{ON} = 1 \mu s$

- $T_{OFF} = 25$ à 100 ns pour les diodes rapides, jusqu'à quelques μs pour les diodes lentes.

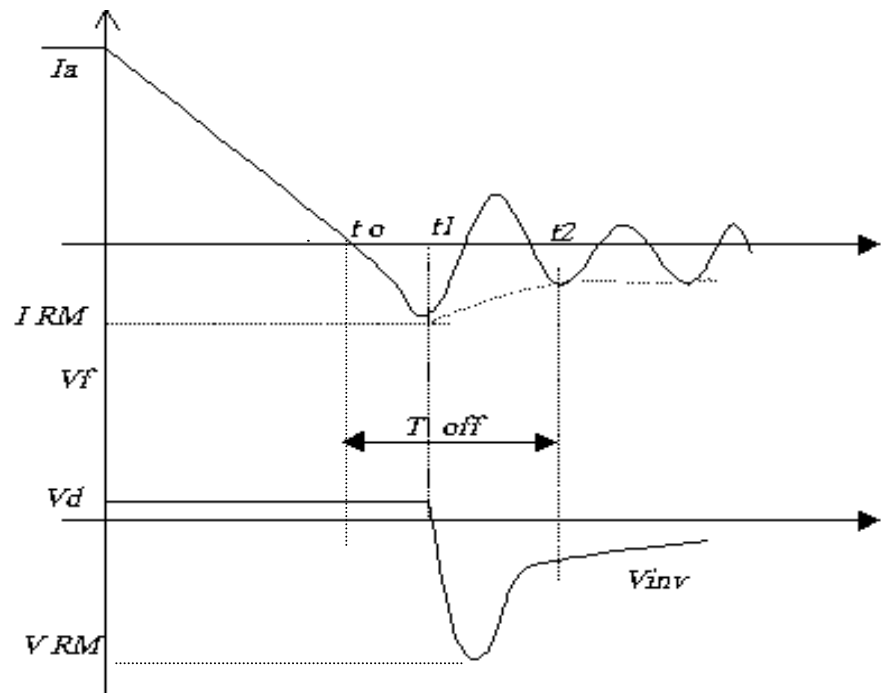


Figure 2.4

c) Critères de choix d'une diode de puissance :

- V_{RM} maximale
- V_F minimale
- T_{ON} et T_{OFF} minimaux
- I_F : (courant direct)
- I_{FSM} : courant direct de pointe (sur une durée)
- I_{FRM} : courant direct de pointe répétitif.

d) Blocage d'une diode :

Pour qu'une diode se bloque, il faut que le courant qui le traverse s'annule ; $I_a = 0$.

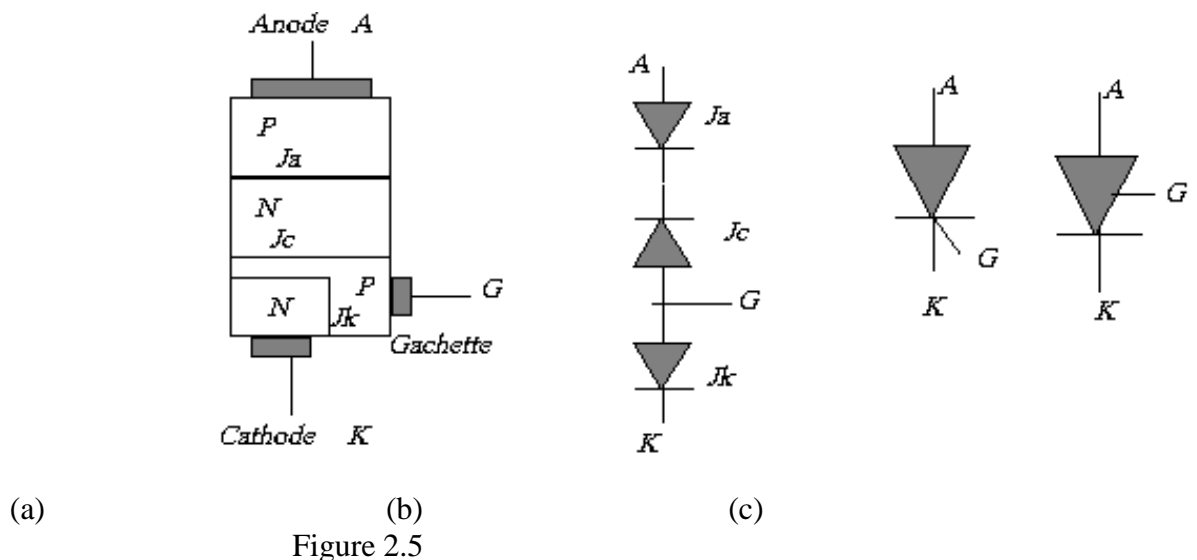
2.3. Les thyristors :

Le thyristor est un élément commandé en courant. On trouve une famille des thyristors :

- thyristors classiques (SCR)
- TRIAC : bidirectionnel (équivalent à 2 thyristors tête - bêche)
- Photo thyristor
- GTO : « Gate Turn Off thyristor » qui est un thyristor commandé en amorçage et en blocage

a) Le thyristor classique :

Il est composé de 4 couches PNPN formant 3 jonctions J_a , J_c et J_k (figure 2.5.a) et par analogie on obtient la figure (2.5.b). Les symboles d'un thyristor sont donnés dans la figure (2.5.c).



a.1) Caractéristiques statiques:

- En inverse, ces caractéristiques sont identiques aux caractéristiques de la diode (figure 2.6).
- En direct :
 - ♦ Si le courant de la gâchette est ' $I_g = 0$ ' et on applique certaine tension assez importante V_{B0} , le thyristor s'amorce effectivement et on aura $V_D = 0.8$ V en conduction.
 - ♦ Pour ' $I_g = I_{g1} > 0$ ' le thyristor s'amorce pour une tension directe $V_{B1} < V_{B0}$.
 - ♦ Pour ' $I_g = I_{gn}$ suffisant, V_{BN} est très faible (conduction comme une diode).

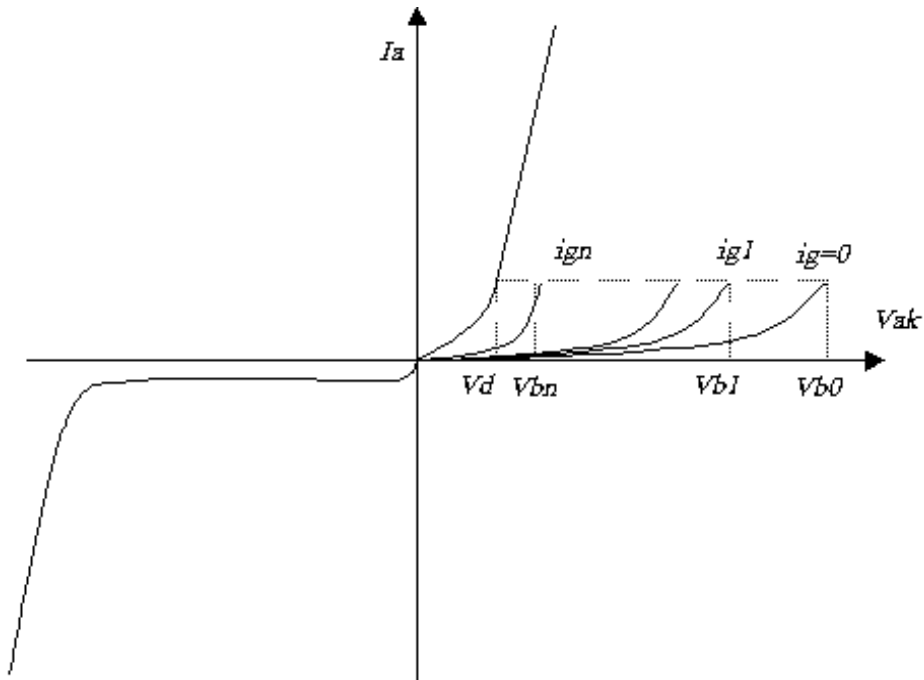


Figure 2.6

a.2) Caractéristiques dynamiques:

- **Amorçage** : Amorçage n'est pas instantané quand $I_g > 0$. Il se divise en 2 intervalles de temps :
 - ♦ T_d (temps de retard) = $1\mu s$ à $0.2\mu s$ selon la valeur de I_g . I_a arrive à 10% de I_F et V_{AK} baisse de 10%
 - ♦ T_r (temps de basculement). I_a arrive à 90% de I_F et V_{AK} baisse jusqu'au 10% de sa valeur maximale.
- Le temps de commutation est :
 - $T_{on} = T_d + T_r$
 - $T_{on} = 1$ à $6\mu s$
- Il reste un intervalle de temps T_w (temps de saturation) à la fin duquel le thyristor passe en régime de conduction.

Il faut que la largeur d'impulsion τ sur la gâchette soit suffisante pour que I_a dépasse la valeur du courant d'accrochage I_L (Latching current), sinon, il n'y a pas d'amorçage du thyristor après la disparition de l'impulsion.

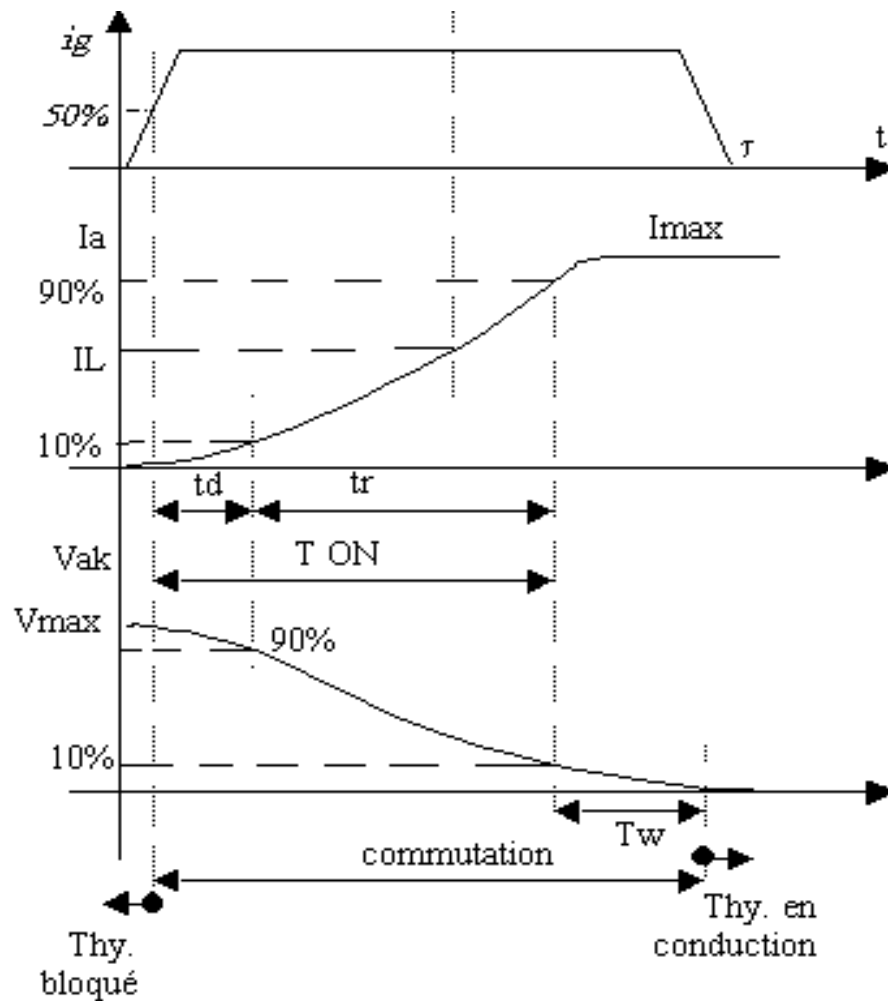


Figure 2.7

- **Blocage (figure 2.8):** Le temps de blocage est composé de 2 intervalles :

- ♦ T_{rr} : temps de recouvrement inverse
- ♦ T_{gr} : temps de recouvrement de la gâchette.

$$T_{gr} > T_{rr}$$

- ♦ $T_{OFF} = T_{rr} + T_{gr}$

$$T_{OFF} = 5 \mu s \text{ à } 400 \mu s$$

T_{OFF} dépend du :

- Courant direct I_a
- dI/dt et dV/dt
- Température de la jonction
- Tension inverse
- Tension directe

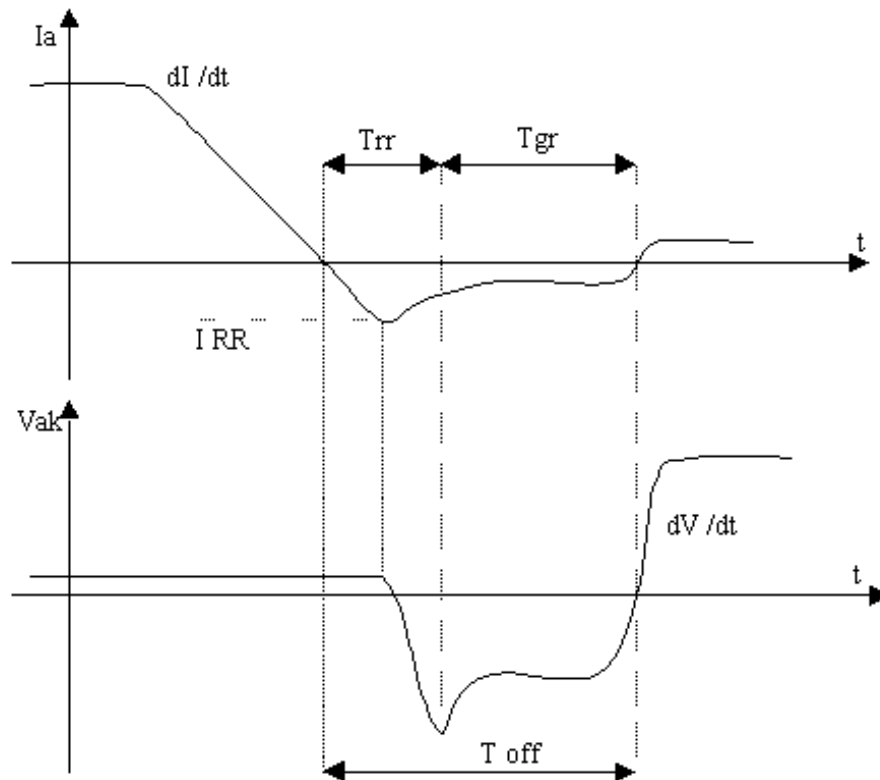


Figure 2.8

a.3) Limites d'utilisation des thyristors :

La mise en œuvre d'un thyristor nécessite la connaissance de nombreux paramètres, on peut citer à titre d'exemples : le thyristor SKT 300 SEMIKRON

IT courant efficace à l'état passant : I_a	550 A
ITAV courant moyen à l'état passant : I_{moy}	300 A
ITSM Courant de surcharge accidentelle (état passant)	10 000 A
i^2t donnée servant à dimensionner le fusible de protection	500 000 A ² s
dI/dt vitesse critique de croissance du courant	100 A/μs
V RRM tension inverse de pointe	800 V
V DRM tension directe de pointe	800 V
dV/dt vitesse critique de croissance de la tension	200 V/μs
VGT tension de gâchette	3 V
IGT courant de gâchette	200 mA

A partir de ces données et du mode de fonctionnement décrit, l'environnement d'un thyristor de puissance est constitué d'un système de commande de la gâchette, d'une inductance L pour éviter la variation brutale du courant, d'un condensateur pour limiter la variation de tension et d'un fusible.

En général :

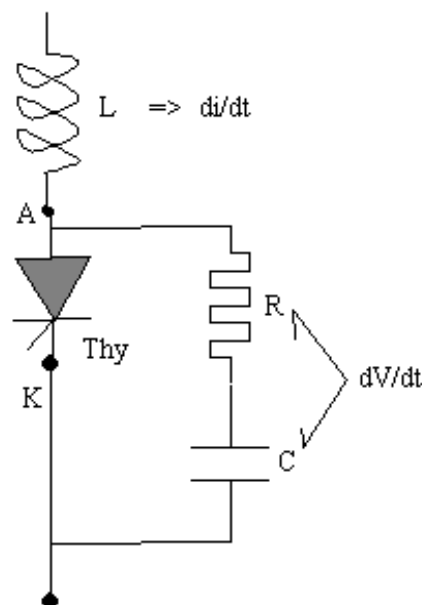
- ♦ dV/dt trop grand peut provoquer l'amorçage du thyristor :
 $20 \text{ (V / } \mu\text{s)} \leq dV/dt \leq 200 \text{ (V / } \mu\text{s)}$
- ♦ Tension directe $\leq V_{B0}$
- ♦ Courant de maintien I_H minimal ($I_H = 1 \text{ mA à } 100 \text{ mA}$).
- ♦ Température maximale de fonctionnement = $125 \text{ }^\circ\text{C}$
- ♦ $dI_a/dt < 100 \text{ A / } \mu\text{s}$
- ♦ $dI_g/dt < 500 \text{ mA / } \mu\text{s}$
- ♦ fréquence d'utilisation maximale :
 $f_{\max} < 1/(T_{\text{ON}} + T_{\text{OFF}} + \Delta t(\text{utile})) : f \leq \text{quelques kHz.}$
- ♦ I_{\max} est fonction de T_{OFF} et de la fréquence.
 $100 \text{ mA} \leq I_a \leq 3000 \text{ A}$
 $100 \text{ V} \leq V_{AK} \leq 4000 \text{ volts}$

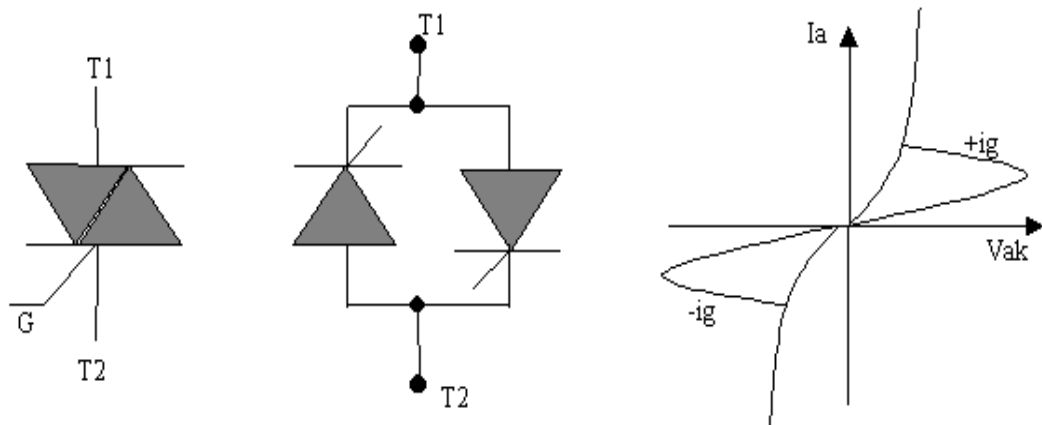
Figure 2.9 donne le schéma d'un thyristor protégé contre les di/dt et les dV/dt .

Figure 2.9

b) Les TRIACs :

Un TRIAC est équivalent à 2 thyristors en parallèle tête-bêche. Il est utilisé dans les interrupteurs statiques et les gradateurs. On donne, dans la figure 2.10, la représentation et les caractéristiques statiques.





(a) symbole

(b) circuit équivalent

(c) caractéristiques statiques

Figure 2.10

c) Les G.T.O (Gate Turn Off) :

Ils sont commandés au blocage ou à l'amorçage par la même gâchette. Donc les 2 états ON et OFF du composant sont contrôlé par le courant de la gâchette. Le symbole est donné dans la figure 2.11.

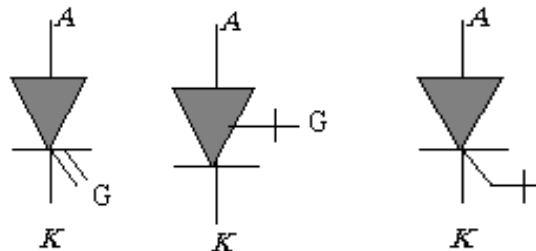


Figure 2.11

- **Amorçage** : Amorçage d'un GTO est identique à celle d'un thyristor classique.
- **Blocage** : Les étapes d'extinction sont différentes du cas d'un thyristor classique (figure 2.12).
 - T_s (quelques μs) temps de stockage : I_a diminue de 10 %.
 - T_f ($< 1 \mu s$) temps de descente : I_a diminue jusqu'à 10 % de I_F .

- D'où le temps d'extinction par la gâchette est :

$$T_{gq} = T_s + T_f$$

- T_{tail} : pendant lequel le GTO laisse passer un courant de queue I_{tail} .

Note : pendant T_f , il y a une chute brutale du courant : $dI_a/dt = 10 \text{ A/s}$. Cela produit une surtension intolérable aux bornes du composant. D'où, on associe au GTO un circuit d'aide à la commutation CALC.

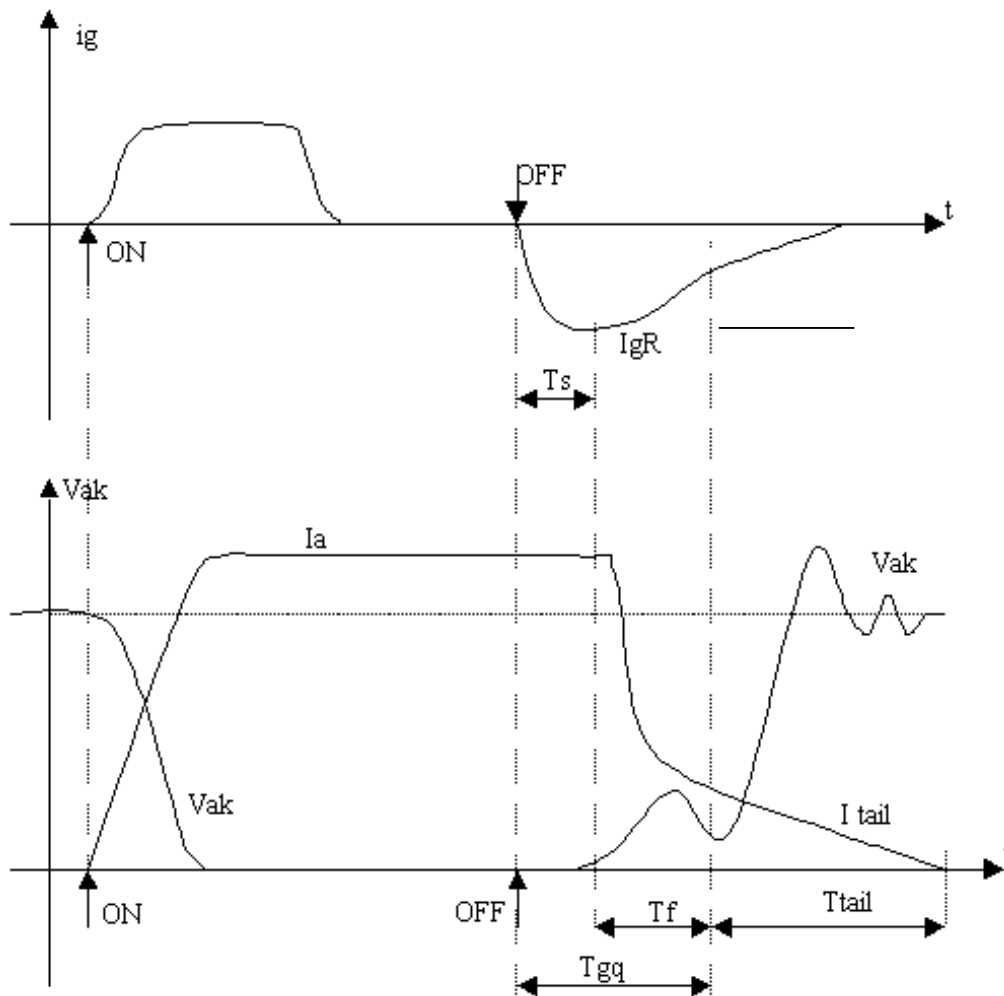


Figure 2.12

2.4. Les transistors de puissance :

Ils sont des transistors à commande classique (électronique analogique classique). Ils ont l'avantage d'être rapides en commutation et facile à contrôler notamment au blocage. On cite : Les transistors bipolaires, Les MOS et les IGBT.

a) Les bipolaires (Bipolar Junction Transistor BJT) :

Ils sont composés de 3 couches PNP ou NPN, avec 2 jonctions. Figure 2.13 donne la structure et le symbole d'un BJT,

Avec B : Base,

C : Collecteur

et E : Emetteur.

Les bornes du C et E sont connectés au circuit de puissance. Le borne B est connecté au signal de contrôle.

- Si $I_B = 0$ donc le transistor est bloqué (OFF)
- Si $I_B > 0$ (suffisamment) le transistor est en conduction (ON)

Donc c'est le courant I_B qui fixe l'état ON ou OFF du transistor. Le gain en courant dans le BJT (I_C / I_B) est environ 10. Donc pour $I_C = 100A$, il faut $I_B = 10 A$.

Pour augmenter le gain, on réalise des montages Darlington, comme en figure 2.14, qui nous permet d'obtenir des gains en centaines.

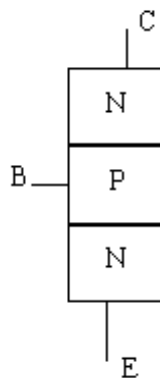


Figure 2.13

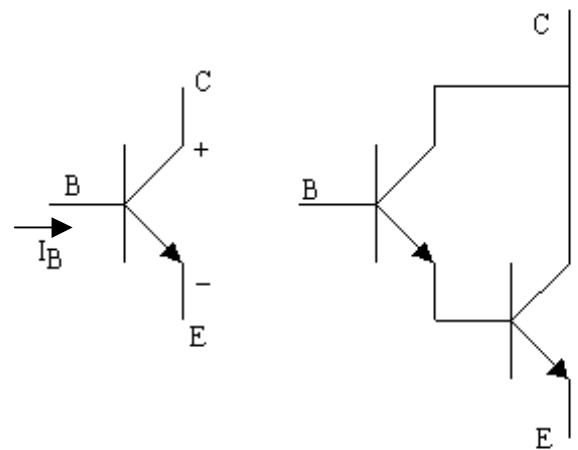


Figure 2.14

A l'amorçage et au blocage, les temps de commutation sont :

$$T_{ON} = 1 \mu s \text{ et } T_{OFF} = 2 \mu s$$

Donc on peut utiliser ces transistors pour des applications où la fréquence est de l'ordre de 100 kHz.

A noter que ces transistors sont très délicats, et il faut les utiliser dans des limites spécifiques connu par le SOA (Self Operating Area : Aire de Sécurité). Cette aire est composé de 4 parties comme en figure 2.15, où :

- ab : limite du courant maximal
 - bc : limite de la puissance dissipée maximale
 - cd : limite par le claquage secondaire. C'est le cas où nous avons une forte tension et un courant élevé simultanément pendant le blocage, cela produit un point chaud dans la jonction ce qui est détériorant pour le composant. On utilise des circuits d'aide à la commutation (snubber) pour éviter ces problèmes.
 - de : limite de la tension maximale.
- On trouve des BJT à 1000 V et 500 A

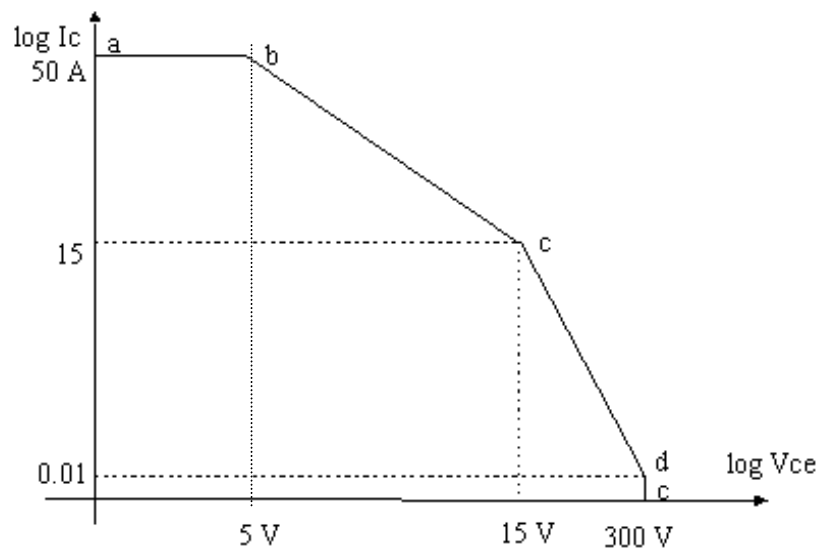


Figure 2.17

b) Les MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) :

C'est composant très rapide en commutation, utilisé dans des applications jusqu'à 1 Mhz, mais à des faibles puissances (quelques kiloWatt). il porte d'autres noms :

- HEXFET (International rectifier)
- SIMMOS (Siemens)
- TIMOS (Motorola) ... etc

Le symbole est donné dans la figure 2.16, où :

D : drain

S : source et

G : gâchette

Le courant passe du D au S, et le composant n'a pas la capacité de bloquer par une tension inverse et il est fourni toujours avec une diode.

En opposition du BJT (qui est un composant qui commute des courants) le MOSFET est un contrôleur de tension en général. L'impédance d'entrée du circuit de la gâchette est extrêmement élevée, cela permet la commande du MOS directement à

partir d'un CMOS ou un circuit logique TTL. D'où, le courant de la gâchette est très faible (inférieur à 1mA).

Le MOSFET a un coefficient thermique positif pour la résistance, donc la possibilité d'un claquage secondaire est exclue. L'aire de sécurité du MOS est donnée dans la figure 2.17.

Les limites du SOA sont :

- ab : limite du courant
- bc : limite des dissipations de la puissance
- cd : limite de la tension

Le SOA peut être augmenté pour des opérations avec impulsions.

Les MOSFETs commutent très vite en ON et OFF (inférieur à 50 ns), mais ils sont très sensibles aux pics des tensions (on ajoute des circuits snubber pour éliminer ces pics)

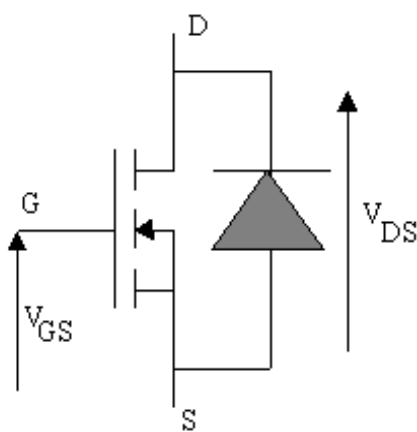


Figure 2.16

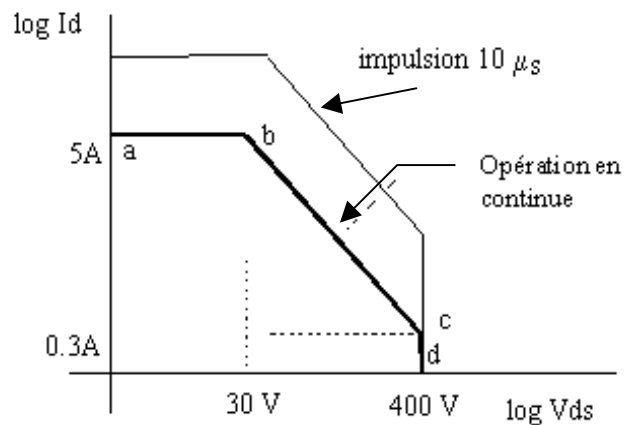


Figure 2.17

Les pertes par commutation dans les MOS sont négligeables, mais la chute de tension aux bornes du MOS est importante pendant la conduction.

Exemple : pour un élément 400V : $\Delta U = 4V$ à 10 A.

On trouve des MOSFETs à 500V, 10A, 50 ns, mais on les utilise en parallèle pour les courants élevés.

c) Les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) :

Un IGBT est considéré comme l'association d'un transistor bipolaire (BJT) piloté par un MOS dans une configuration pseudo-darlington. Figure 2.18 donne le symbole et le schéma équivalent.

On associe l'intérêt du MOS (vitesse de commutation, courant crête, facilité de commande, aire de sécurité...etc.) au caractéristique d'un bipolaire (V_F faible).

$T_{ON} = 100$ ns environ, $T_{OFF} = 700$ ns environ

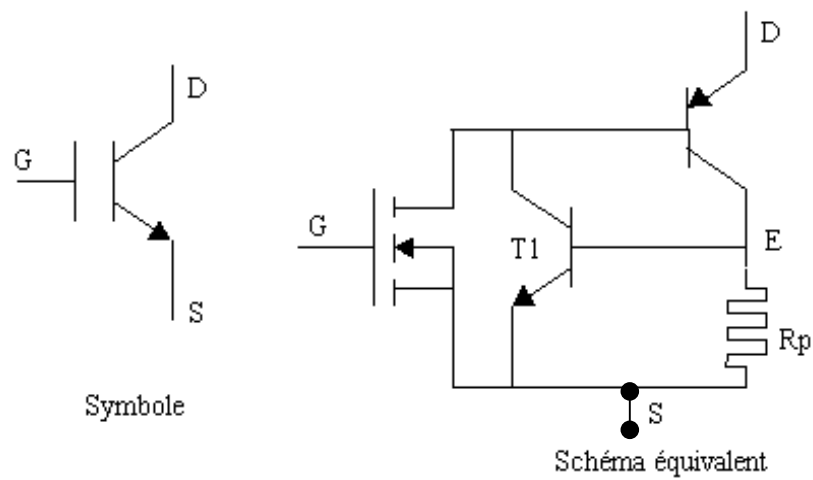


Figure 2.18

Temps de blocage de l'IGBT :

$$T_{OFF} = T_r + T_c + T_t$$

T_r : temps de retard (environ 100 ns)

T_c : temps de coupure (environ 10 ns)

T_t : Trainage (blocage du bipolaire)
= 600 ns environ

La limite de fréquence de fonctionnement est de 50 KHz environ.
L'aire de sécurité a une forme carrée.

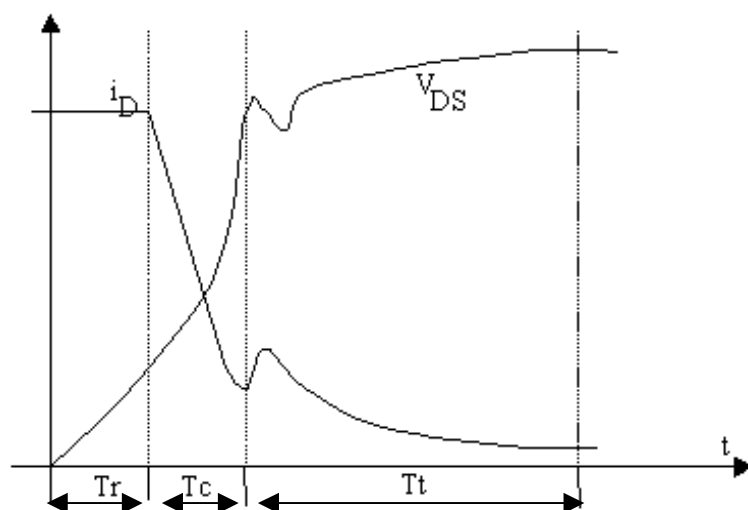


Figure 2.19

2.5. Utilisation des composants dans les convertisseurs statiques:

par définition un semi-conducteur est un interrupteur statique unidirectionnel en courant. Dans certains convertisseurs on a besoin d'interrupteurs permettant le passage du courant dans les 2 sens; dans ce cas on utilise 2 composants élémentaires, identiques ou différents, montés en parallèle inverse ou autres combinaisons des composants. On va rappeler les caractéristiques des composants :

2.5.1. Interrupteurs unidirectionnel en courant :

La Diode : est un interrupteur unidirectionnel en courant,

- à fermeture naturelle ou spontanée (amorçage dès que V_{AK} devient positive),
- à ouverture naturelle (il se bloque quand le courant qui était positif s'annule),
- apte à bloquer des tensions négatives,

Le thyristor : est un interrupteur unidirectionnel en courant,

- à fermeture commandée, par l'alimentation de la gâchette,
- à ouverture naturelle (il se bloque quand le courant qui était positif s'annule),
- apte à bloquer des tensions négatives,

On remarque que la diode est équivalente à un thyristor dont la gâchette est alimentée en permanent.

Le thyristor GTO : est un interrupteur unidirectionnel en courant,

- à fermeture commandée, par l'alimentation de la gâchette,
- à ouverture commandée,
- apte à bloquer des tensions négatives,

Le transistor : fonctionnant en commutation est un interrupteur unidirectionnel en courant,

- à fermeture commandée,
- à ouverture commandée,
- ne pouvant pas bloquer de tension inverse notable. Pour qu'il puisse bloquer une tension inverse, il faut placer une diode en série avec lui.

2.5.2. Interrupteurs bidirectionnels en courant :

Le gradateur monophasé (figure 2.20):

est un interrupteur bidirectionnel en courant,

- à fermeture commandée,
- à ouverture naturelle dans les 2 sens,
- apte à bloquer une tension dans les 2 sens,

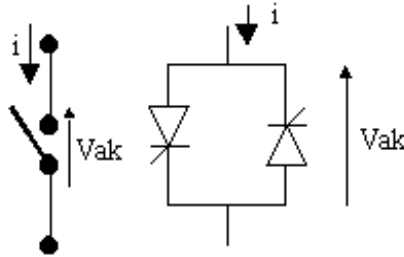


Figure 2.20

- On utilise souvent le groupement d'un GTO ou d'un transistor avec une diode (figure 2.21). cet interrupteur bidirectionnel en courant est :

- à fermeture et ouverture commandées dans le sens direct,
- à fermeture spontanée dans le sens inverse (dès que V_{AK} qui était positive devient nulle, l'interrupteur se ferme),
- apte à bloquer une tension dans les 2 sens,

La diode empêche le fonctionnement à tension V_{AK} négative.

- Pour réaliser un interrupteur totalement commandé dans les 2 sens, il faut utiliser 2 GTO (figure 2.22.a). Cet interrupteur est:

- à fermeture et ouverture commandées dans les 2 sens,
- apte à bloquer des tensions directe et inverse,

- Pour réaliser un interrupteur totalement commandé dans les 2 sens, avec des transistors, il faut grouper en parallèle inverse de deux ensembles transistors-diode en série. On utilise d'ordinaire un seul transistor inséré dans un pont à quatre diodes comme le montre la figure 2.22.b.

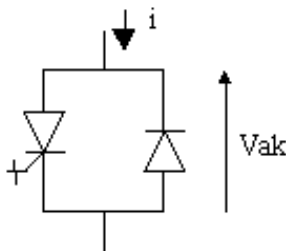
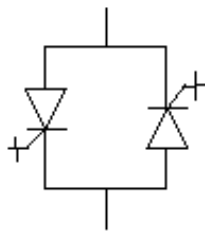
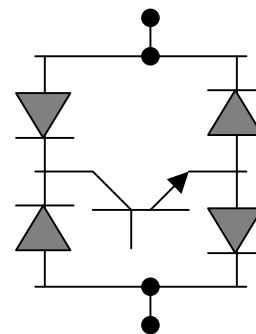


Figure 2.21



(a)



(b)

Figure 2.22

2.6. Caractérisation des générateurs et des récepteurs :

Pour expliquer le fonctionnement d'un hacheur ou d'un onduleur, il bien préciser la nature du générateur qui alimente, et du récepteur sur lequel il débite.

Nous caractérisons un générateur ou un récepteur, en indiquant s'il est :

De tension ou de courant,
de forme d'onde :
Continue ou alternative.

- Un générateur ou un récepteur est dit de tension quand la forme d'onde de la tension à ces bornes ne peut être modifiée par le courant qu'il débite ou qu'il reçoit. On le représente par un cercle avec le signe = à son intérieur si la tension est continue.
- Un générateur ou un récepteur est dit de courant quand la forme d'onde de du courant qui le traverse est insensible aux variations de la tension à ses bornes. On le représente par 2 cercles en ajoutant le signe = s'il s'agit de courant continu..

En électronique de puissance, on définit les générateurs et les récepteurs au point de vue des commutations :

- Un générateur ou un récepteur est dit de tension quand il a une inductance interne assez faible pour qu'il ne s'oppose pas aux rapides variations du courant lors des commutations et ces variations ne produisent pas des pics dans l'onde de tension.
- Un générateur ou un récepteur est dit de courant quand il a une inductance interne suffisamment grande pour que son courant ne soit pas trop affecté par les très rapides variations de la tension à ses bornes qui se produisent lors des commutations.

2.7. Amélioration ou Changement de la nature d'une source :

1- Amélioration

- Pour améliorer une source de courant continu, on ajoute une inductance supplémentaire en série. La f.e.m. d'induction $L \frac{di}{dt}$ s'oppose aux variations de courant.
- Pour améliorer une source de tension continue, on monte un condensateur entre ses bornes. Les condensateurs empêchent les discontinuités de la tension. Il fournit du courant quand u diminue.

2- Changement de nature

- Pour obtenir une source de courant continu à partir d'une source de tension continue, on met en série avec celle-ci une inductance L de valeur suffisante (figure 2.23.a). L'inductance se charge ou se décharge sous l'effet des variations de u . Si L est suffisamment grande, les variations de i sont négligeables :

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - u}{L}$$

- Pour transformer en source de tension continue une source de courant continu, on dérive aux bornes de celle-ci un condensateur de capacité C suffisante (figure 2.23.b). Les courants I et i ont même valeurs moyennes. Le courant de charge ou de décharge de la capacité rend u moins sensible aux variations de i que C est plus important :

$$\frac{du}{dt} = \frac{I - i}{C}$$

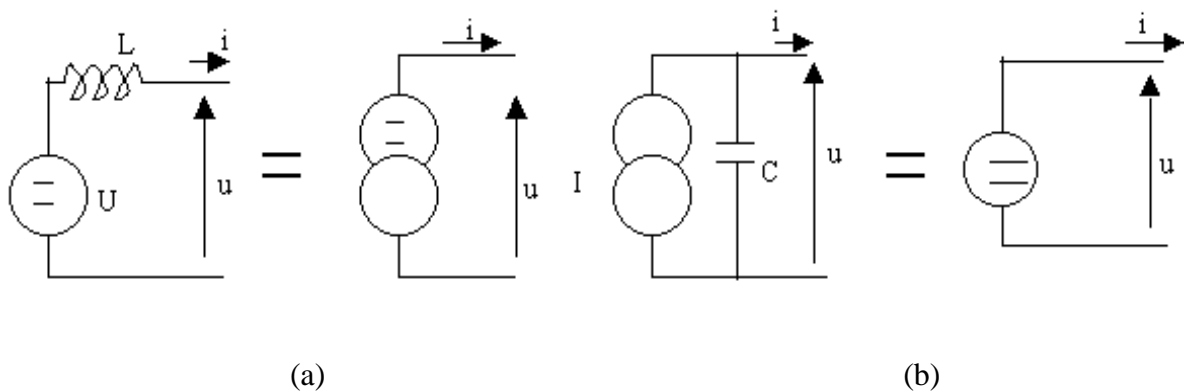


figure 2.23

Chapitre III

Classification des convertisseurs et circuits de base

Chapitre III

Classification et circuits de base des convertisseurs

3.1. Généralités :

On peut classer les convertisseurs de puissance selon :

- soit le mode d'extinction (blocage) adopté (commutation du courant)
- soit le mode de conversion de l'énergie électrique, ex: Alternatif en continu
- soit les 2 modes combinés selon des critères industriels et selon les domaines d'applications.

3.2. Classification des convertisseurs selon le mode de commutation :

Nous avons expliqué précédemment que les convertisseurs statiques sont composés de thyristors, de transistors et de diodes montés avec des charges. Ces charges sont fréquemment inductives. Un thyristor peut être amorcé (passage en conduction) à l'aide des impulsions appliqués à la gâchette, mais il ne se bloque pas que si le courant qui le traverse devient nul. Le passage du courant par zéro est quelques fois du au circuit extérieure (type d'alimentation, Charge ...etc.), mais quelques fois, il faut forcer le courant au passage par zéro pour bloquer le thyristor à l'aide des moyens extérieure.

Une diode se comporte comme le thyristor à l'exception de l'amorçage qui s'effectue instantanément et sans intervention extérieure si la tension aux bornes de la diode devient positive et supérieure à la tension seuil (voir caractéristiques statiques).

L'amorçage et le blocage du transistor s'effectue par le contrôle des créneaux d'alimentation de la base.

Donc, il est possible de classer les convertisseurs de puissance selon le mode d'extinction adopté en 3 catégories :

- commutation par passage du courant à zéro,
- commutation naturelle,
- commutation forcée.

a) Commutation par passage du courant à zéro :

Le courant qui traverse le composant (diode ou thyristor) s'annule avec le courant de la charge. Exemple : Dans le montage simple de la figure 3.1 (gradateur) qui est composé de 2 thyristors T1 et T2 en tête-bêche et d'une charge inductive (résistance et inductance), nous avons pendant la conduction de T1 ou de T2 :

$$L \frac{di}{dt} + R i = u$$

- à t_1 : on amorce T1, d'où le courant i augmente puis diminue et passe par zéro à t_2 : donc extinction de T1 à t_2 , figure 3.2.
 - à t_3 : on amorce T2, d'où le courant i augmente puis diminue et passe par zéro à t_4 : donc extinction de T2 à t_4 . Donc même fonctionnement que T1.
- On remarque que durant l'intervalle de temps de t_2 à t_3 le courant est nul $i = 0$. Pour cette raison, on parle de commutation par passage de courant à zéro.

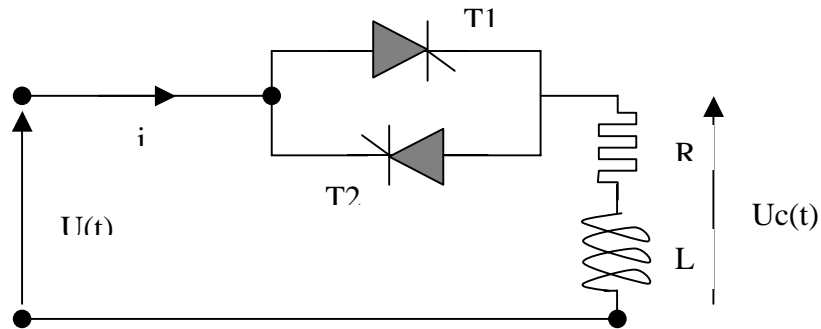


Figure 3.1

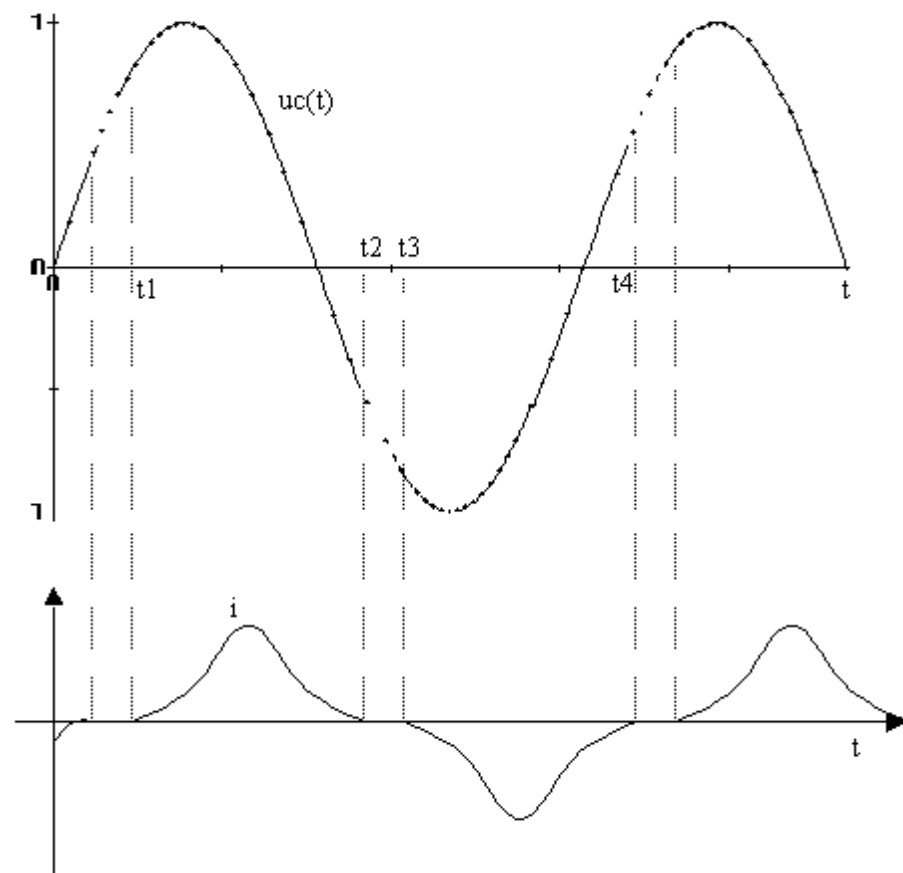


Figure 3.2

b) Commutation naturelle :

Le passage du courant d'un élément redresseur (composant de puissance) à un autre est provoqué par le circuit extérieur sans que le courant dans la charge s'annule.

Exemple : Le montage redresseur triphasé de la figure 3.3.a , où I_c est constant et nous avons un système d'alimentation triphasé équilibré u_1, u_2, u_3 comme dans la figure 3.3.b.

- à t_1 : $u_1 > u_3 > u_2$, donc :
 $v_{D1} = u_1 - u_2$ est > 0 ,
 $v_{D2} = u_2 - u_1$ est < 0 ,
 $v_{D3} = u_3 - u_1$ est < 0 ,
d'où D1 amorce
- à t_2 : $u_2 > u_3 > u_1$, donc :
 $v_{D1} = u_1 - u_2$ est < 0 ,
 $v_{D2} = u_2 - u_1$ est > 0 ,
 $v_{D3} = u_3 - u_1$ est < 0 ,
d'où D2 amorce
- à t_3 : $u_3 > u_2 > u_1$, donc :
 $v_{D1} = u_1 - u_2$ est < 0 ,
 $v_{D2} = u_2 - u_1$ est < 0 ,
 $v_{D3} = u_3 - u_1$ est > 0 ,
d'où D3 amorce

Donc, la commutation du courant est d'une phase à une autre sans que le courant de la charge s'annule.

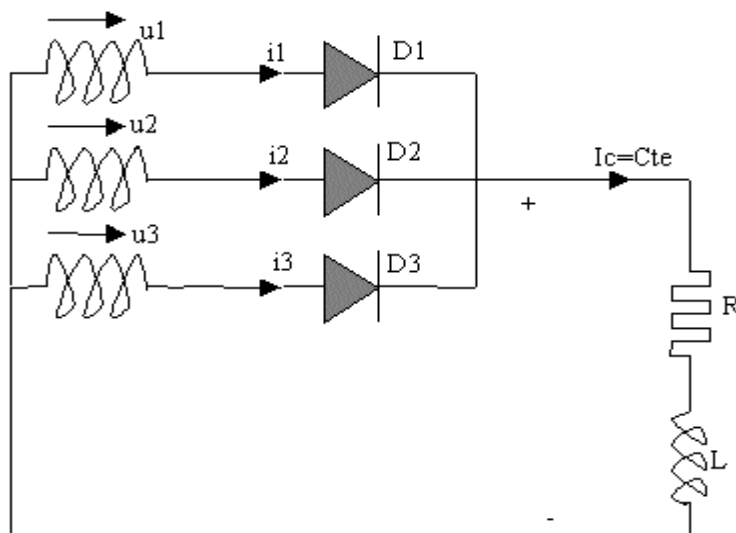


Figure 3.3.a

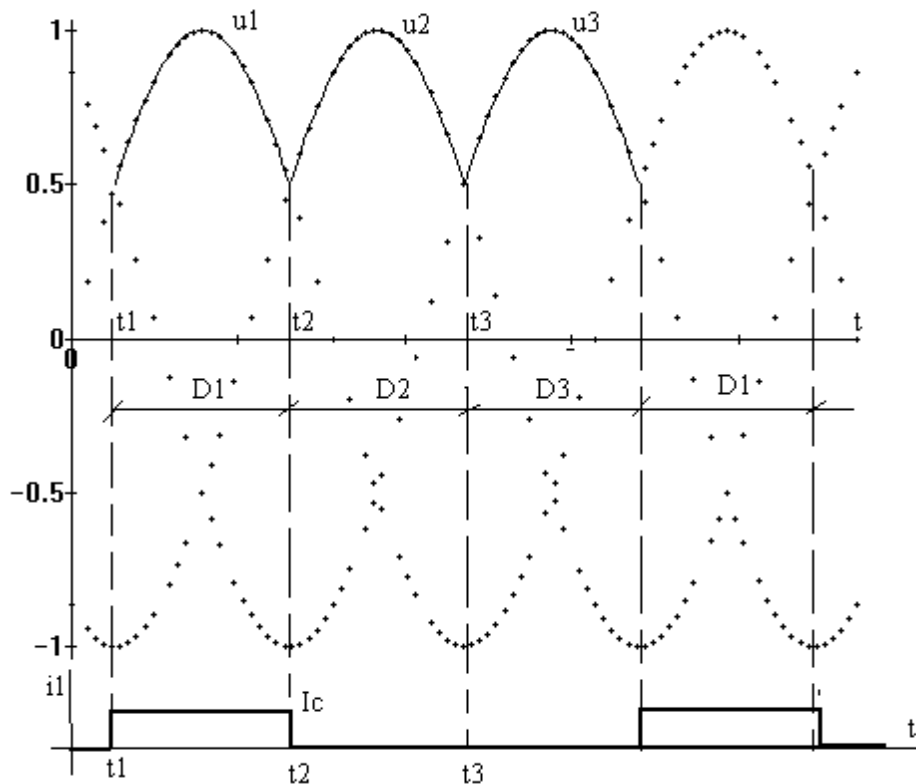


Figure 3.3.b

c) Commutation forcée :

Dans ce cas le passage du courant d'un élément à un autre est provoqué à titre d'exemple par la décharge d'un condensateur. Exemple : Le montage hacheur de la figure 3.4 où la tension d'alimentation est continue, et le courant à travers T_p est continu aussi. Donc, il faut forcer le courant dans T_p à zéro pour bloquer le thyristor (commutation forcée).

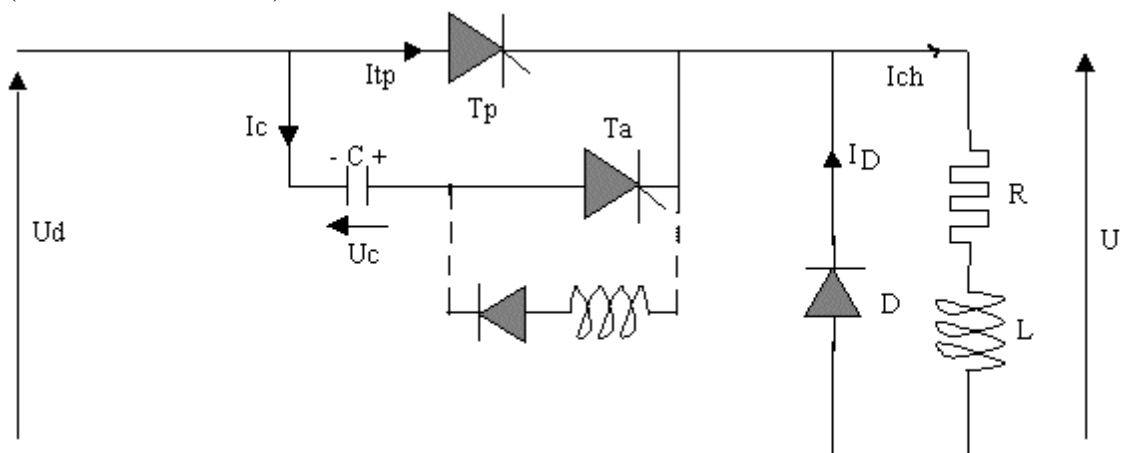


Figure 3.4.a

Supposons que le condensateur C soit chargé à une tension u_c .

- Avant t_1 : T_p est en conduction, donc : $I_{tp} = I_{ch}$, $I_d = 0$, et $I_c = 0$
- à t_1 on amorce T_a (un thyristor auxiliaire) : on aura un circuit pseudo-pulsatoire RLC où I_c va augmenter. Mais $I_{ch} = I_c + I_{tp} = \text{constant}$, donc I_{tp} va diminuer
- à t_2 , on aura $I_c = I_{ch}$ et $I_{tp} = 0$. Donc le thyristor T_p se bloque et la valeur de la tension de sortie U passe de U_d à $U_d + U_c$.

I_{ch} circule maintenant à travers C et T_a , donc : $I_c = I_{ch}$. Ce courant provoque une variation de la charge du condensateur, où la tension U_c à ses bornes diminue et change de polarité.

La tension U varie d'une manière analogue.

- à $t=t_3$: $U=0$, donc la diode de roue libre D devient conductrice :
- I_d augmente rapidement et I_c diminue, car $I_{ch} = I_c + I_d = \text{constant}$.
- à $t=t_4$: $I_{ch} = I_d$ d'où $I_c = 0$, donc le thyristor T_a se bloque et la commutation forcée est terminée.

La durée de commutation forcée doit être très inférieure à la période :

Des valeurs typiques de la durée : $t_c = 50$ à $200 \mu s$.

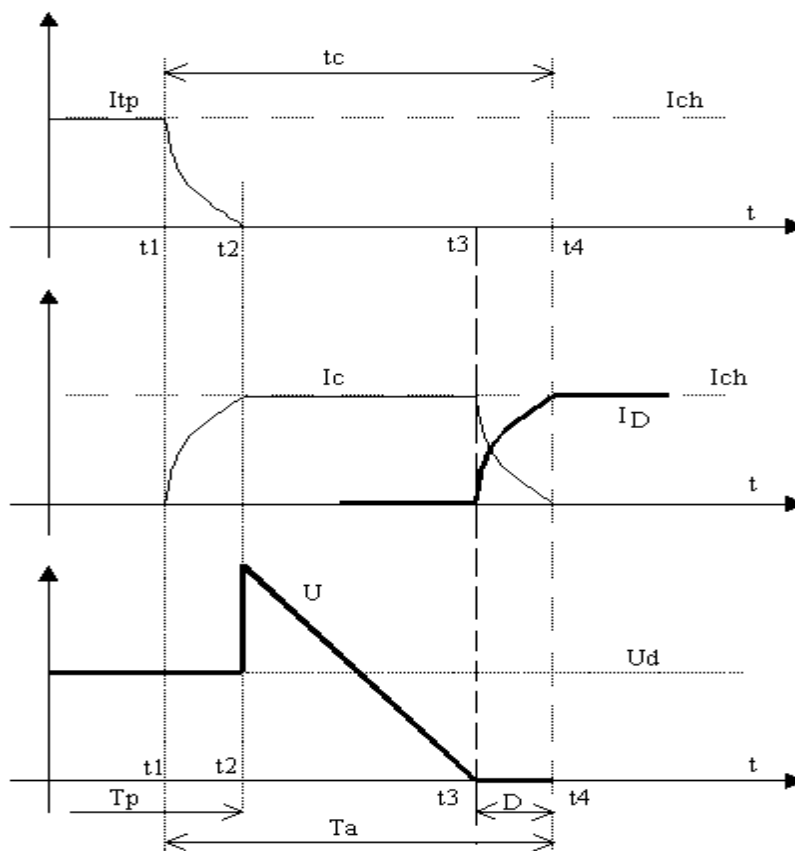


Figure 3.4.b

3.2. Classification selon le mode de conversion :

Les convertisseurs les plus fréquents pour le contrôle industriel et des machines électriques sont:

- Les convertisseurs alternatifs / alternatif (AC \Rightarrow AC) : donnent des tensions alternatives variables à partir des tensions alternatives fixes à fréquence constant, ex: les gradateurs; où des tensions de sortie avec des fréquences variables inférieure à celles de la source, ex : cyclo-convertisseur.
- Les convertisseurs alternatifs/continu (AC \Rightarrow DC), que nous appelons les redresseurs. Ils donnent des tensions continues variables à partir des tensions alternatives fixes, ex : montage redresseur à diodes ou à thyristors.
- Les convertisseurs continus/continu (DC \Rightarrow DC) : qui changent des tensions continues fixes en tensions continues variables (source continue), ex: les hacheurs dévolteur et survolteur.
- Les convertisseurs continu/alternatif (DC \Rightarrow AC) : convertissent les tensions continues fixes à des tensions alternatives fixes ou variables avec ou sans fréquence de sortie variable, ex : onduleur.

A noter que nous pouvons associer un montage redresseur (AC \Rightarrow DC) avec un montage onduleur (DC \Rightarrow AC) pour obtenir un convertisseur (AC \Rightarrow DC \Rightarrow AC). Les applications de ce type de convertisseur est dans la traction électrique (variateur de vitesse) avec les machines à courant alternatif.

3.3. Les charges des convertisseurs statiques :

Les charges sont dans la plupart de temps des machines électriques alternatives ou continues (charge R, L), et des fois des charges pures résistives. De plus dans les circuits de commutation, on trouve des éléments R, L et C en série pour réaliser des circuits oscillants. Donc, il est nécessaire de décrire les équations électriques dans les circuits RL ou RLC.

1. Circuit RL (voir figure 3.5) :

Pendant la conduction de D1, on a :

$$v(t) = R i_c(t) + L \frac{d i_c(t)}{dt}$$

d'où, un courant transitoire $i_c(t) = i(t)$ dépend de $v(t)$ et de la valeur initial du courant.

- Si D1 est bloqué et D2 en conduction, donc :

$$0 = R i_c(t) + L \frac{d i_c(t)}{dt}$$

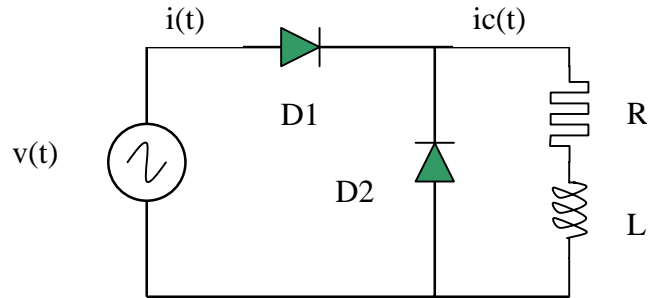


Figure 3.5

- A noter qu'il n'y a pas de coupure et on a toujours D1 ou D2 en fonction, sinon $i_c(t)$ passe d'une valeur quelconque à zéro, d'où :

$$\frac{di}{dt} \Rightarrow \infty$$

et une forte tension se produit aux bornes du composant D1 ou D2 qui peut provoquer sa destruction .

1.1. Conduction de D1 (figure 3.6):

D2 est bloquée, donc :

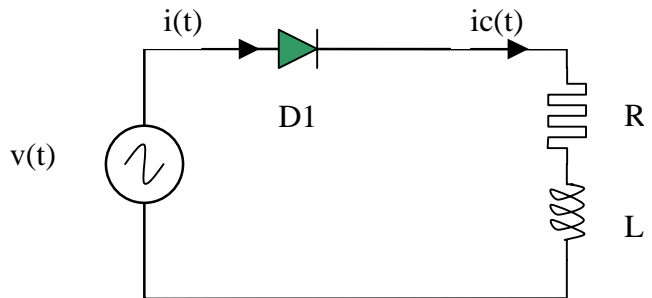


Figure 3.6

$$v(t) = R i_c(t) + L \frac{d i_c(t)}{dt}$$

Equation différentielle du premier ordre.

La solution est la superposition d'un régime libre (régime transitoire) :

$$0 = R i_c(t) + L \frac{d i_c(t)}{dt} \text{ ce qui donne } i_L = i_c$$

avec un régime forcé (régime permanent) qui dépend de $v(t)$ ce qui donne i_F , le courant $i(t)$ est : $i(t) = i_L(t) + i_F(t)$.

a) Régime libre :

$$L \frac{di_l}{dt} = -R i_l \Rightarrow \frac{di_l}{i_l} = -\frac{R}{L} dt \Rightarrow i_l = i_0 e^{-\frac{R}{L} t}$$

b) Régime forcé : 2 cas se présentent selon si la tension $v(t)$ est continue ou alternative

b.1) $v(t) = V$ tension continue :

$$i_F = \frac{V}{R} \Rightarrow i_c = i_0 e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V}{R}$$

Condition initial à $t = 0$, $i_c(t) = 0$

$$\Rightarrow 0 = i_0 + \frac{V}{R} \Rightarrow i_0 = -\frac{V}{R}$$

b.2) tension $v(t) = V_m \sin(\omega t)$:

$$I_F = \frac{V_m}{|z|} \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{avec} \quad \varphi = \text{ArcTan} \frac{\omega L}{R} \quad \text{et} \quad |z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\Rightarrow i_c(t) = i_0 e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_m}{|z|} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\text{à } t = 0, \quad i_c(t) = 0 \Rightarrow i_0 = -\frac{V_m}{|z|} \sin(-\varphi) = \frac{V_m}{|z|} \sin(\varphi)$$

$$\text{donc} \quad i_c(t) = \frac{V_m}{|z|} \left\{ \sin(\varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L}t} + \sin(\omega t - \varphi) \right\}$$

1.2. Conduction de D2 (figure 3.7):

D1 est bloquée, donc

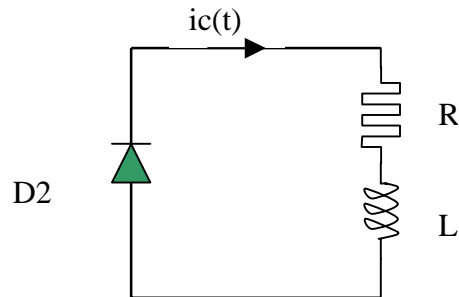


Figure 3.7

$$0 = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} \Rightarrow i_c(t) = i_0 e^{-\frac{R}{L}t}$$

i_0 est calculé à partir des conditions initiales. 2 cas sont possibles :

a) Etat initial où la tension $v(t)$ est continue = V

$$\text{à } t = 0, \quad i_c(0) = \frac{V}{R} \Rightarrow i_0 = \frac{V}{R} \quad \text{donc} \quad i_c(t) = \frac{V}{R} e^{-\frac{R}{L}t}$$

b) Etat initial où $V(t)=V_m \sin(\omega t)$:

$$\text{à } t=0, \quad i_c(0) = \frac{V_m}{|Z|} \sin(-\varphi) = -\frac{V_m}{|Z|} \sin(\varphi) \Rightarrow i_c(t) = -\frac{V_m}{|Z|} \sin(\varphi) e^{-\frac{R}{L}t}$$

2. Circuit RLC (Voir figure 3.8) :

Ce circuit existe dans les convertisseurs à commutation forcée. Exemple : un circuit composé d'un condensateur C chargé à u_0 , d'un interrupteur statique (thyristor), et de la charge RL , donc :

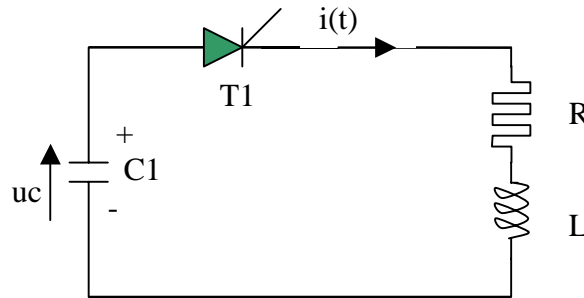


Figure 3.8

$$u_c = Ri + L \frac{di}{dt} \quad \text{et} \quad i = -C_1 \frac{du_c}{dt}$$

$$\Rightarrow u_c = -R C_1 \frac{du_c}{dt} - L C_1 \frac{d^2 u_c}{dt^2}$$

$$\Rightarrow L C_1 \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R C_1 \frac{du_c}{dt} + u_c = 0$$

Equation différentielle du deuxième ordre.

D'où l'équation caractéristique :

$$a.r^2 + b.r + c = 0 \quad \text{avec} \quad a = L.c_1, \quad b = R.c_1, \quad c = 1$$

$$\Delta = b^2 - 4.a.c = (R.c_1)^2 - 4.L.c_1$$

$$r = \frac{-b}{2a} \pm \frac{\sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-R.c_1}{2.L.c_1} \pm \sqrt{\frac{(R.c_1)^2 - 4.L.c_1}{4.L^2.c_1^2}} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{Lc_1}}$$

$$\Rightarrow r = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\alpha^2 - \beta_0^2} \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{R}{2L} \quad \text{et} \quad \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{Lc_1}}$$

Examinons successivement les 3 types possibles de régime libre :

Premier cas : ($\alpha > \beta_0$)

Amortissement fort (racines réelles, régime libre apériodique amorti).

$$\alpha > \beta_0 \Rightarrow u_c = A_1 e^{r_1 t} + A_2 e^{r_2 t}, \quad i = -c \frac{du_c}{dt} = -c.(A_1 r_1 e^{r_1 t} + A_2 r_2 e^{r_2 t})$$

avec

$$r_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta_0^2} < 0 \quad \text{car} \quad \sqrt{\alpha^2 - \beta_0^2} < \alpha$$

$$r_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta_0^2} < 0$$

Calcul des constantes d'intégration : à $t = 0$ les valeurs initiales sont

$$u_c = u_0 \quad \text{et} \quad i = 0$$

$$\left. \begin{aligned} u_c = u_0 &= A_1 + A_2 \\ i = 0 &= A_1 r_1 + A_2 r_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} A_1 &= \frac{r_2 u_0}{r_2 - r_1} \\ A_2 &= \frac{r_1 u_0}{r_1 - r_2} \end{aligned}$$

$$\text{on a aussi} \quad |r_2| > |r_1| \Rightarrow A_1 > 0 \quad \text{et} \quad A_2 < 0$$

$$i = -c_1 \frac{du_c}{dt} = c_1 u_0 \frac{r_1 r_2}{r_1 - r_2} (e^{r_1 t} - e^{r_2 t}) > 0$$

On obtient les courbes de u_c et i d'un **régime apériodique amortie (figure 3.9)**

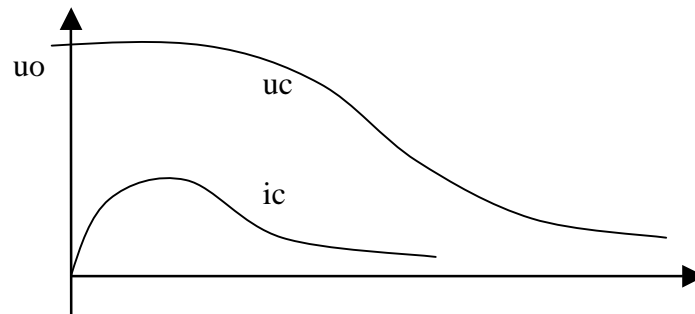


Figure 3.9

Deuxième cas : ($\alpha = \beta_0$)

Amortissement critique (racine double, régime libre apériodique amorti).

$$u_c = e^{-\alpha t} (A_1 + A_2 t) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} A_1 = u_0 \\ A_2 = \alpha u_0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow u_c = u_0 e^{-\alpha t} (1 + \alpha t)$$

$$\Rightarrow i = -c_1 \frac{du_c}{dt} = c_1 u_0 \alpha^2 t e^{-\alpha t}$$

le courant i est toujours positif et les courbes de u_c et i sont identiques aux courbes précédentes.

Troisième cas : ($\alpha < \beta_0$)

Amortissement faible (racines complexes, régime pseudo périodique).

$$u_c = e^{-\alpha t} (A_1 \cos \beta t + A_2 \sin \beta t) \quad \text{avec} \quad \left| \begin{array}{l} \beta = \sqrt{\beta_0^2 - \alpha^2} \\ A_1 = u_0 \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{\alpha}{\beta} u_0 \end{array} \right.$$

$$d'où \quad u_c = u_0 e^{-\alpha t} \left(\cos \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right)$$

$$\text{et} \quad i_c = -c_1 \frac{du_c}{dt} = -cu_0 \left(-\beta \sin \beta t + \alpha \cos \beta t - \alpha \cos \beta t - \frac{\alpha^2}{\beta} \sin \beta t \right) e^{-\alpha t}$$

$$i_c = c \frac{\beta_0^2}{\beta} u_0 e^{-\alpha t} \sin \beta t$$

A noter que A1 et A2 sont calculés à partir des valeurs initiales de u_c et de i :
à $t = 0$ on a $u_c = u_0$ et $i = 0$.

Le courant $i = 0$ pour $t=0$ et il s'annule de nouveau pour $t_1 = \pi/\beta$ et $i = I_{\max}$ pour $t = \pi/(2\beta)$ donc, à partir de t_1 , si le thyristor va se bloquer. la tension aux bornes du condensateur c_1 à une valeur négative constante = u_1 .

Donc nous avons un **régime pseudo-pulsatoire (figure 3.10)**.

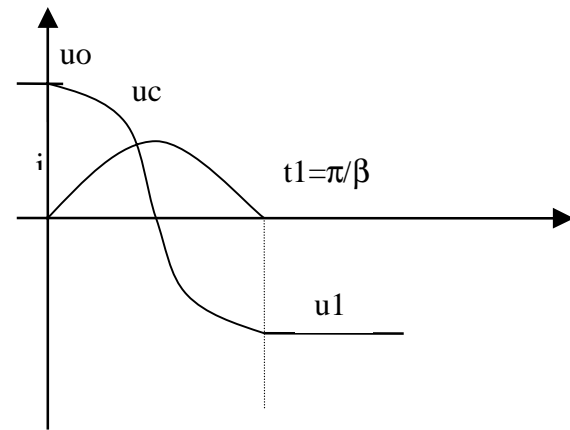


figure 3.10

3.4. Grandeurs Périodiques non sinusoïdales :

Une grandeur périodique est une fonction périodique de temps, Exemple :

$$i = f(t) = f(t + T)$$

Elle est caractérisée par sa valeur moyenne, sa valeur efficace, sa valeur maximale ou de crête, et par son facteur de forme.

3.4.1. La valeur moyenne d'une fonction :

$$i_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i \cdot dt$$

3.4.2. La valeur efficace d'une fonction :

$$I = i_{\text{eff}} = \sqrt{(i^2)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt}$$

3.4.3. Le facteur de forme :

$$f_F = \frac{I}{\bar{i}_{moy}}$$

3.5. Puissance Active :

La puissance P absorbé, par un récepteur traversé par un courant i sous l'effet d'une tension u à ses bornes, est la valeur moyenne de la puissance instantanée $u.i$:

$$P = (u.i)_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T u.i.dt \quad (Watt)$$

Attention :

- Il ne faut pas confondre la puissance active avec la puissance apparente $S=U.I$ (Unité: V.A)
- Il ne faut pas confondre le facteur de puissance ($f_{dp} = P/S$) avec le cosinus d'un angle sauf en régime sinusoïdal. Dans les convertisseurs statiques, il faut noter que le facteur de puissance est toujours inférieur à l'unité (même pour des charges pures résistives) à cause de la déformation des ondes et du décalage entre ces ondes.

Chapitre IV

Les Convertisseurs AC / CC *Les Montages redresseurs*

Chapitre IV

Les convertisseurs alternatif/continu Les montages redresseurs

Introduction :

Les redresseurs permettent de convertir une alimentation alternative en continue. la tension et la puissance de sortie peuvent être contrôler par les composants de puissance utilisés (Thyristors).

4.1. Redressement sur circuits monophasés :

L'entrée est une tension alternative monophasée. Les circuits avec des diodes fournissent des tensions continues constantes, ceux avec les thyristors ou autre composant commandé donnent des tensions continues de valeurs moyennes variables.

4.1.1. Redressement par diode sur charge résistive : (figure 4.1.a)

La tension d'alimentation est :

$$v = v_m \sin \omega t$$

- pour $0 < \omega t < \pi$: D conductrice

$$v_c = v, \quad i_c = \frac{v_c}{R}$$

i_c et v_c ont la même forme.

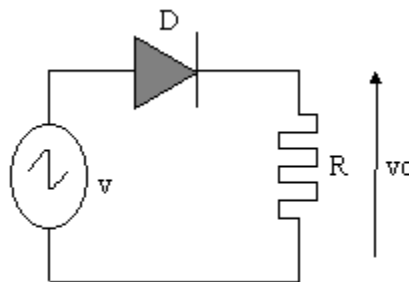


Figure 4.1.a

- pour $\pi < \omega t < 2\pi$: D bloque à $\omega t = \pi$, car le courant s'annule donc : $v_c = 0$ et $i_c = 0$

La valeur moyenne de la tension v_c est :

$$v_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} v.d(wt)$$

$$v_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \cdot \sin(wt).d(wt)$$

$$v_c = \frac{V_m}{\pi} \quad \text{et} \quad I_c = \frac{I_m}{\pi} \quad \text{avec} \quad I = \frac{V_m}{R}$$

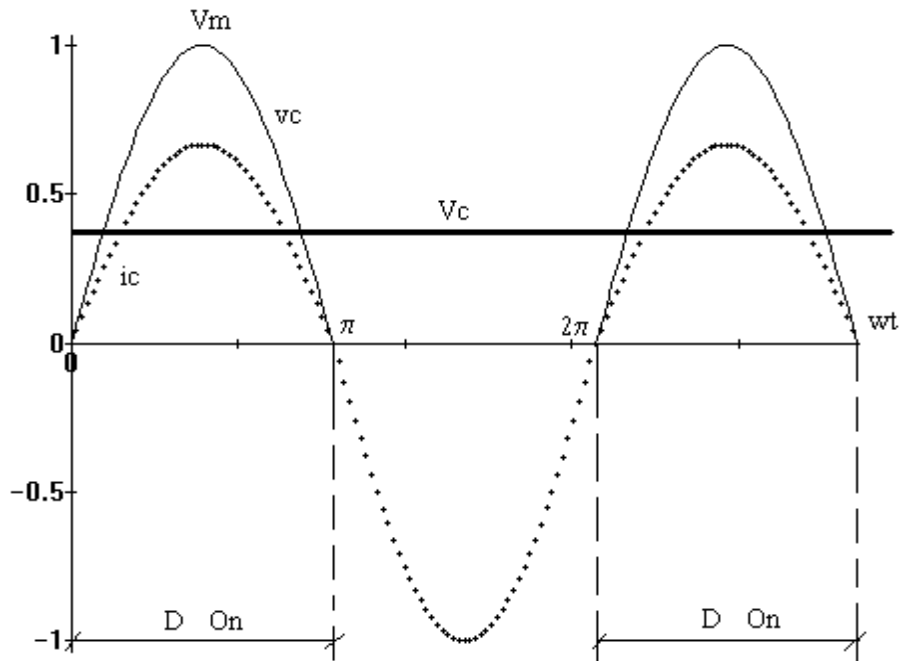


Figure 4.1.b

4.1.2. redressement par thyristor sur charge résistive (figure 4.2) :

On amorce le thyristor à $wt = \psi$:

donc conduction du thyristor jusqu'à π où le courant s'annule (charge résistive).

L'amorçage suivant s'effectue à $2\pi + \psi$.

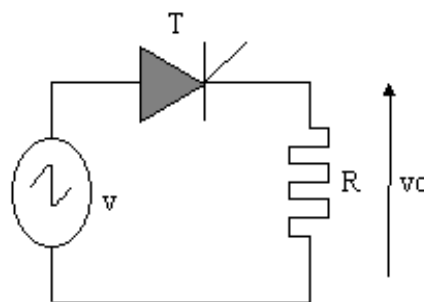


Figure 4.2

$$v_c = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_m \cdot \sin(wt) \cdot d(wt)$$

$$v_c = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \psi)$$

$$\text{pour } \psi = 0 \Rightarrow v_c = \frac{V_m}{\pi}$$

$$\text{pour } \psi = \pi \Rightarrow v_c = 0$$

Donc, en variant ψ de 0 à π , on peut varier la tension de sortie v_c de $\frac{V_m}{\pi}$ à 0.

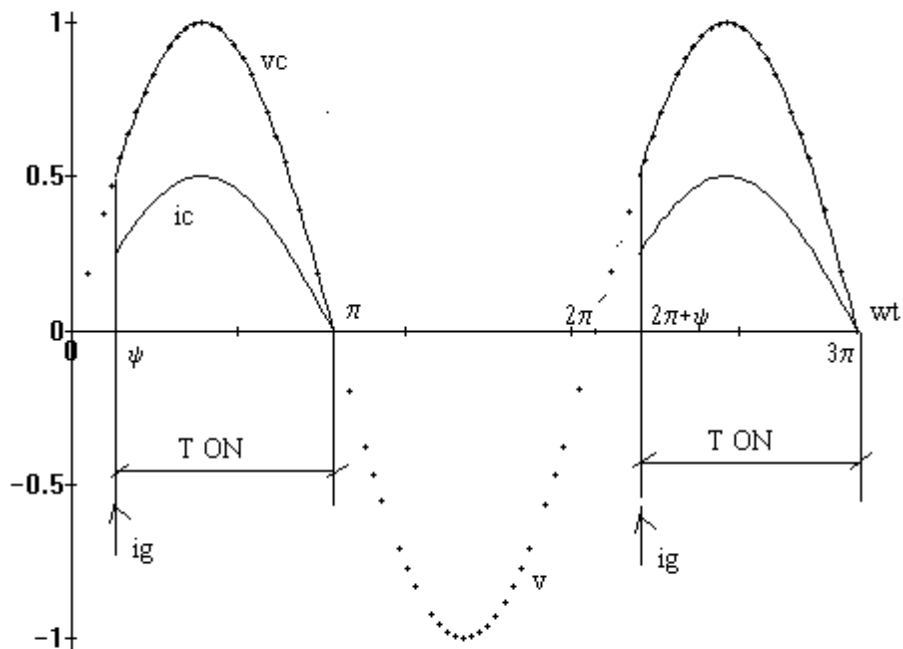


Figure 4.2.b

4.1.2. redressement par thyristor sur charge inductive (figure 4.3) :

On amorce le thyristor à $wt = \psi$:

Donc conduction du thyristor jusqu'à θ (instant de blocage) où le courant s'annule.

Donc sur une période 2π , la conduction est de ψ à θ , avec :

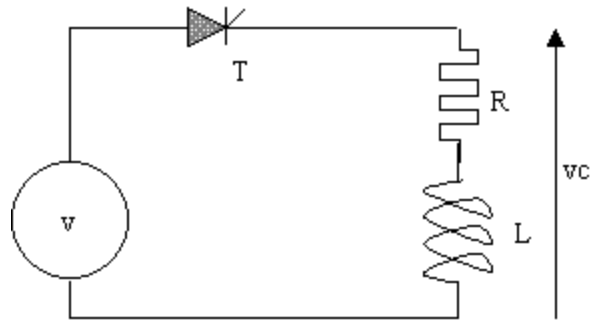


Figure 4.3.a

$$v_c = v = V_m \sin \omega t$$

$$i_c(t) = \frac{V_m}{|Z|} \left\{ \sin \varphi \cdot e^{-\frac{R}{L}t} + \sin(\omega t - \varphi) \right\}$$

$$\text{à } \omega t = \theta, i_c(t) = 0, \quad t = \frac{\theta}{\omega}$$

$$\Rightarrow 0 = \frac{V_m}{|Z|} \left\{ \sin \varphi \cdot e^{-\frac{R}{L} \frac{\theta}{\omega}} + \sin(\theta - \varphi) \right\}$$

d'où l'angle θ

On présente les courbes de v_c et de i_c dans la figure 4.3.b.

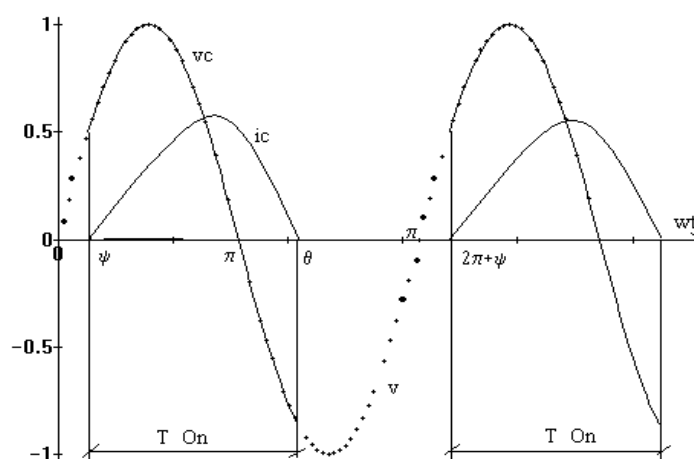


Figure 4.3.b

4.2. Les ponts de redressement en monophasé :

On peut les représenter par le schéma global de la figure 4.4 où nous remplaçons les interrupteurs statiques par des interrupteurs mécaniques. Trois cas pratiques existent :

1. Tous les interrupteurs sont des diodes.
2. Tous les interrupteurs sont des thyristors.
3. Pont mixte symétrique (k1 et k3 sont des thyristors / k2 et k4 sont des diodes).

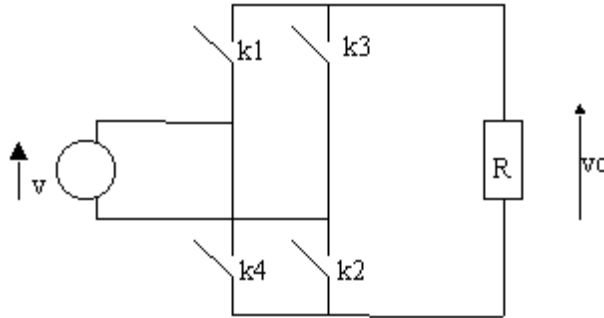


Figure 4.4

4.2.1. Pont à diodes sur charge résistive (figure 4.5.a):

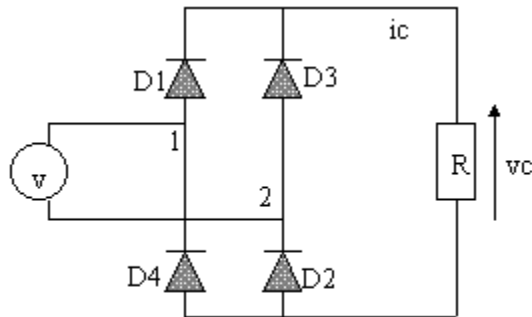


Figure 4.5.a

De 0 à π : (voir figure 4.5.b) D1 et D2 sont conductrices car la polarité de la borne 1 est positive et de 2 est négative, d'où $v_c = v$

de π à 2π : La polarité de la borne 1 devient négative et la polarité de la borne 2 devient positive, donc D3 et D4 conduisent et D1 et D2 se bloquent, d'où $v_c = -v$

On remarque que le taux d'ondulation s'améliore : le nombre d'alternance par période = 2 par rapport à 1 dans le cas d'un redressement par une diode, donc:

- La tension est plus proche du continu
- Pas de problème de discontinuité dans le cas des charges inductives (le courant est toujours ≥ 0 continu)

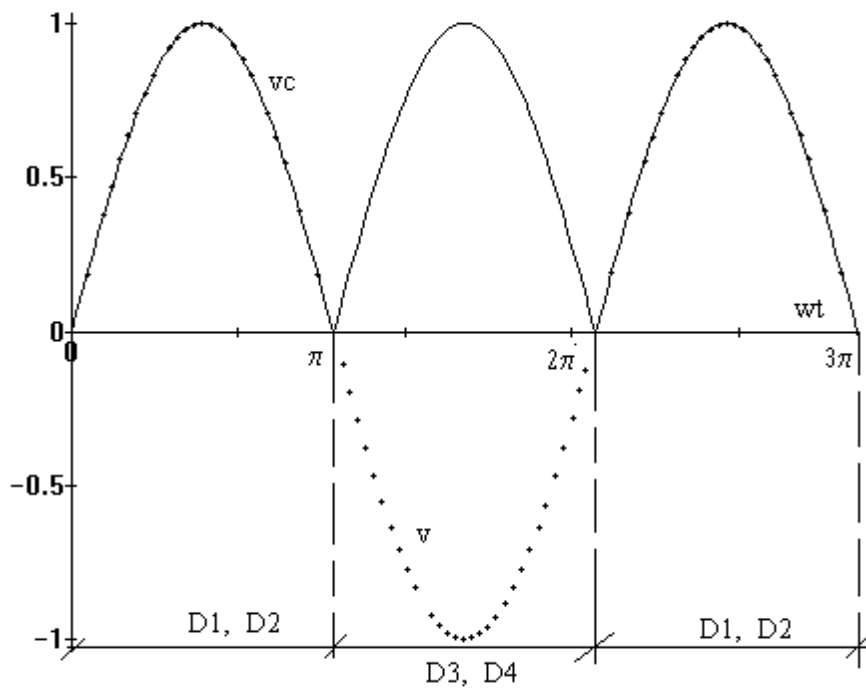


Figure 4.5.b

4.2.2. Pont mixte symétrique (figure 4.6.a) :

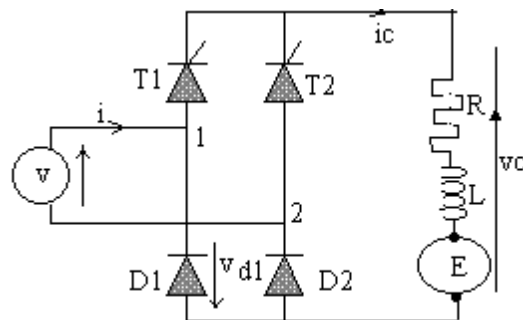


Figure 4.6.a

Ce pont est utilisé pour le contrôle de vitesse des machines à courant continu.

- Les thyristors T1 et T2 sont déclenchés respectivement à ψ et $\pi + \psi$.
- D1 conduit à π et à 2π car la polarité de la borne 1 est négative, D2 conduit à 0 et à 2π . car la polarité de la borne 2 est négative

Les séquences d'amorçage sont (voir figure 4.6.b):

De 0 à ψ : D2 et T2 conducteurs (fonctionnement en roue libre)

d'où : $i = 0$,

$$i_{T1} = i_{D1} = i_C$$

De ψ à π : D2 et T1 conducteurs

$$i = i_C$$

$$v_C = v$$

De π à $\pi+\psi$: D1 et T1 conducteurs (fonctionnement en roue libre)

$$i = 0$$

$$v_C = 0$$

De $\pi+\psi$ à 2π : D1 et T2 conducteurs

$$i = -i_C$$

$$v_C = -v$$

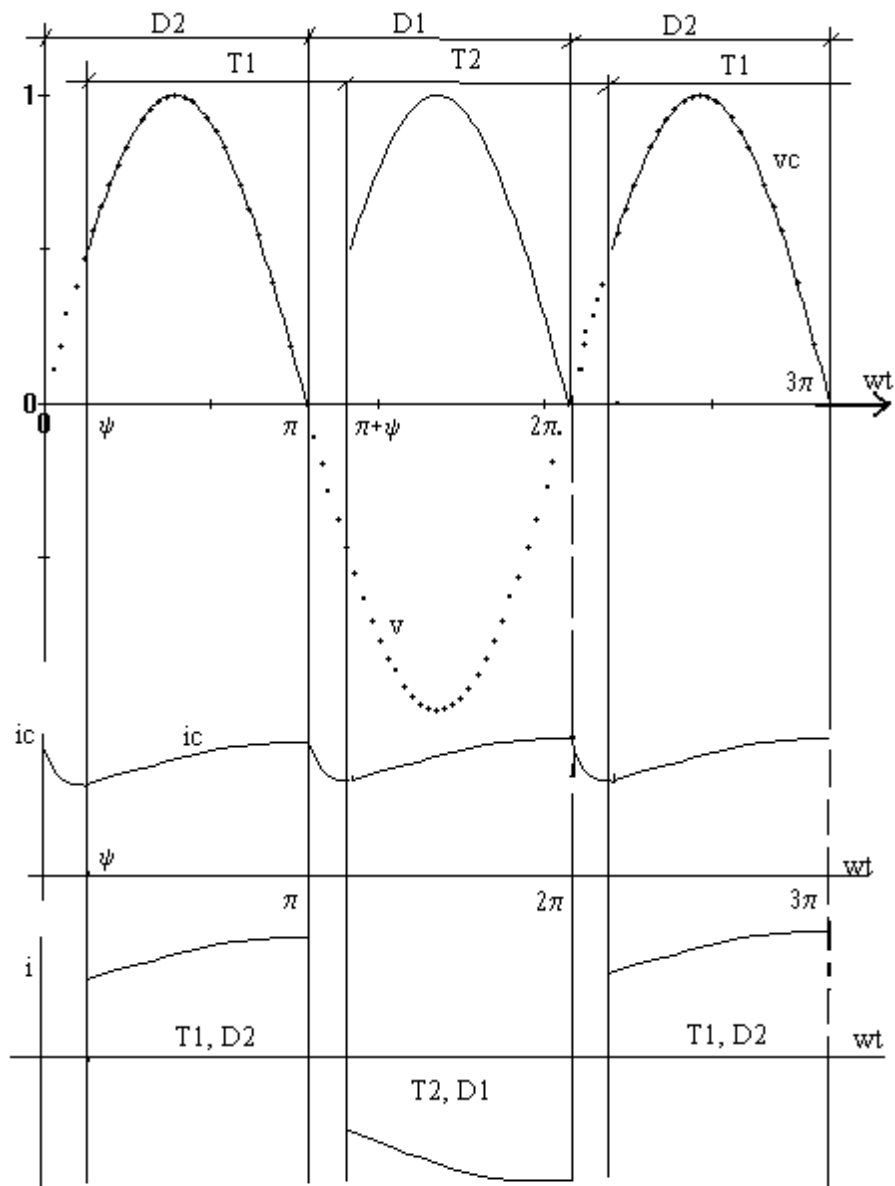


Figure 4.6.b

Valeur moyenne de v_c :

$$V_c = \frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_m \cdot \sin wt \cdot d(wt)$$

$$V_c = -\frac{V_m}{\pi} (\cos wt)_{\psi}^{\pi} = -\frac{V_m}{\pi} (-1 - \cos \psi)$$

$$V_c = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \psi)$$

Donc, pour ψ variant de 0 à π , V_c varie de $\frac{V_m}{\pi}$ à zéro.

Note : à $wt = \pi$, $v=0$ et tend de devenir négative, d'où $v_{D1} > 0$ et $v_{D2} < 0$ donc D1 est « ON » et D2 est « OFF ».

4.2.3. Pont tous thyristors (figure 4.7.a) :

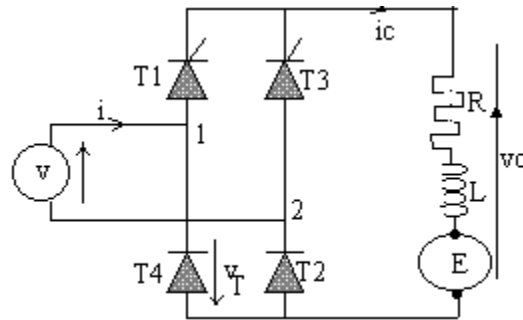


Figure 4.7.a

Ce montage est utilisé pour alimenter les machines à courant continu (DC). Il permet la récupération de l'énergie électrique en cas de fonctionnement de la machine en mode génératrice. C'est à dire le transfert de l'énergie s'effectue de la machine vers le réseau.

- Figure 4.7.b donne les courbes $i_c(t)$ et $v_c(t)$ pour $\psi = 30$ deg.
 - Figure 4.7.c donne les mêmes courbes pour $\psi = 120$ deg.
- Dans les 2 cas :

$$V_c = 2 \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} V_m \cdot \sin wt \cdot d(wt) \right]$$

$$V_c = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} V_m \cdot \sin wt \cdot d(wt)$$

$$V_c = \frac{2 \cdot V_m}{\pi} (\cos \psi)$$

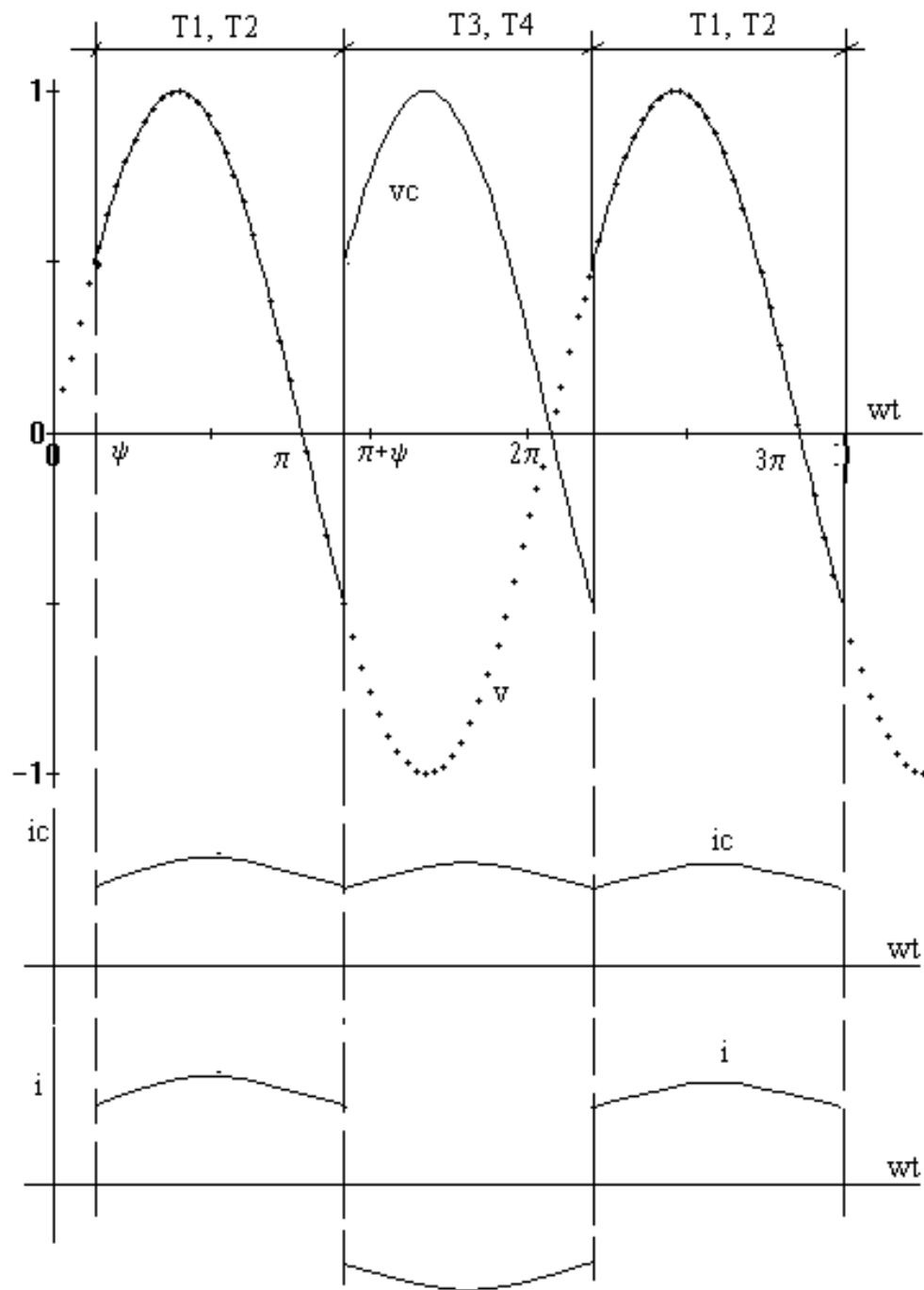
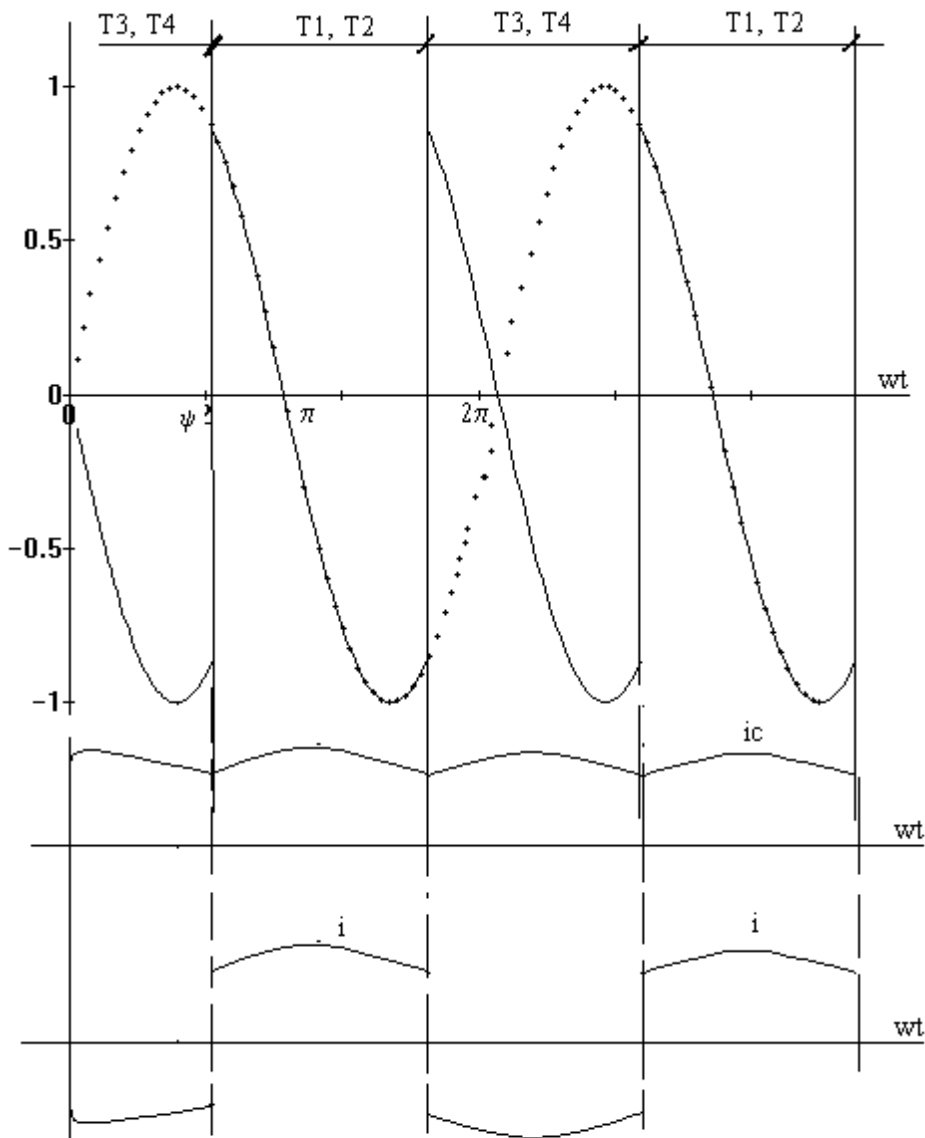


Figure 4.7.b

$$\psi = \pi/6$$

Figure 4.7.c $\psi = 2\pi/3$

Nous remarquons que :

- pour $0 < \psi < \pi/2$: v_c est positive
- pour $\pi/2 < \psi < \pi$: v_c est négative

Le courant moyen à la sortie du redresseur I_c est toujours positif, donc si $V_c < 0$ on obtient une puissance $V_c I_c < 0$, ce qui veut dire que la puissance passe de la machine à la source : Inversion de l'opération.

Ce mode est utilisé pour la récupération. Dans ce cas, il faut inverser la f.c.e.m. E de la machine en inversant le courant d'excitation I_{ex} de telle sorte que la machine se comporte comme une génératrice.

Donc pour $\psi > \pi/2$, la tension de sortie V_c devient négative. On appelle le convertisseur dans ce cas par « **Onduleur non autonome** » car la fréquence de sortie de l'onduleur est fixée par le réseau.

4.2.4. Montage P2 à diodes (figure 4.8.a) :

L'alimentation du convertisseur n'est pas directe mais par un transformateur monophasé à point milieu au secondaire.

v_1 et v_2 sont 2 tensions égales déphasées de π . On les redresse avec les diodes D1 et D2 :

$$v_1 = V_m \sin \omega t$$

$$v_2 = -v_1 = -V_m \sin \omega t$$

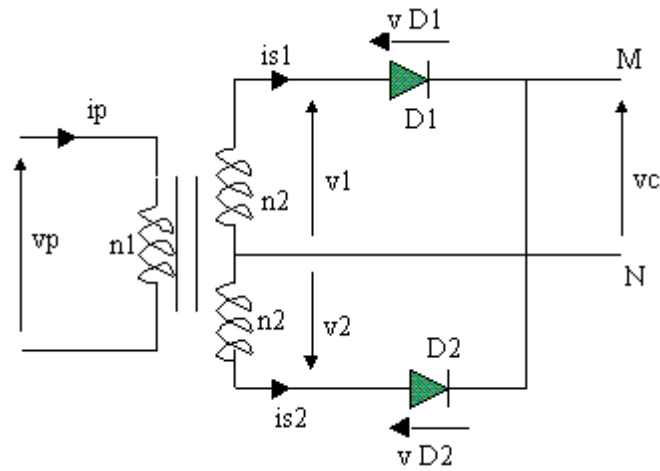


Figure 4.8.a

(a) Pour $0 \leq \omega t \leq \pi$ (voir figure 4.8.b):

$v_1 > 0$ et $v_2 < 0$,
 donc D1 conduit et D2 bloquée,
 d'où : $v_C = v_1$, et $v_{D1} = 0$
 $v_{D2} = v_2 - v_1 = -2 V_m \sin \omega t$
 $i_{S1} = i_C$, et $i_{S2} = 0$.

(a) Pour $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$:

$v_1 < 0$ et $v_2 > 0$,
 donc D2 conduit et D1 bloquée,
 d'où : $v_C = v_2$, et $v_{D2} = 0$
 $v_{D1} = v_1 - v_2 = -2 V_m \sin \omega t$
 $i_{S2} = i_C$, et $i_{S1} = 0$.

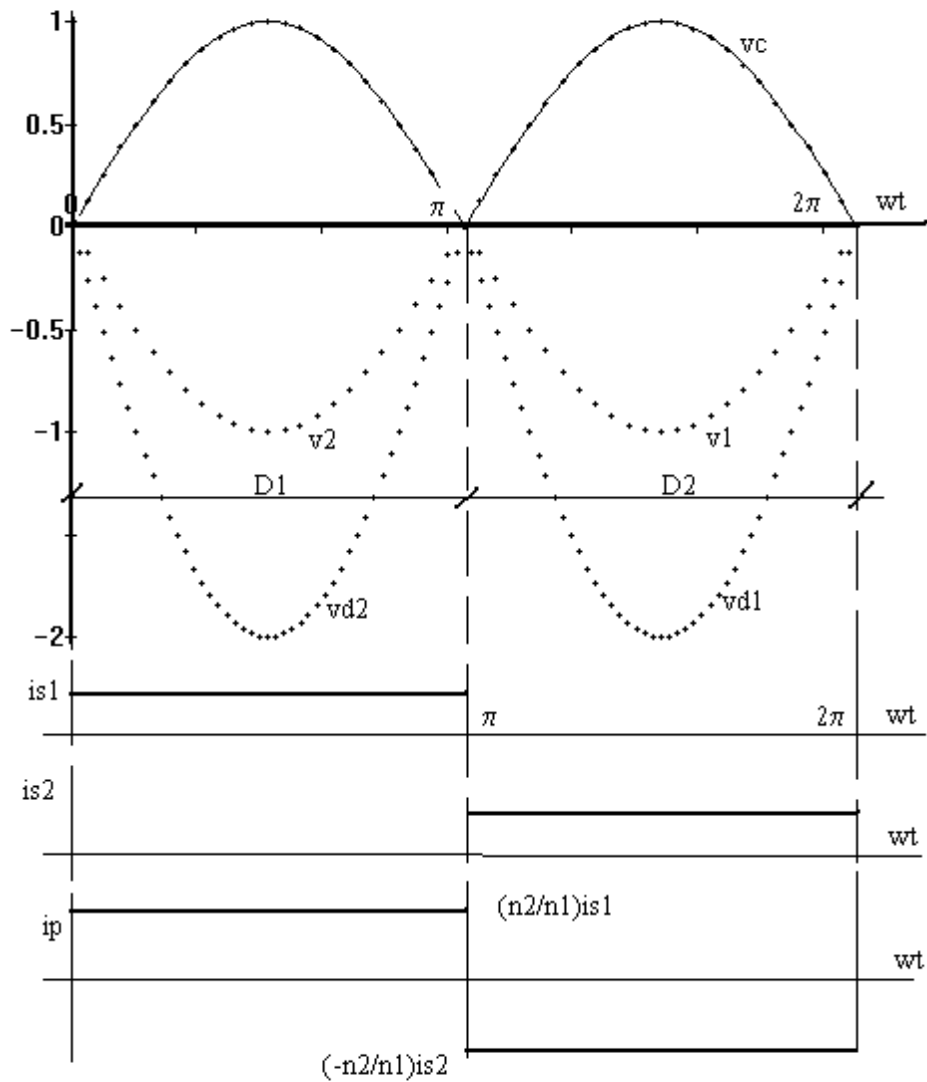


Figure 4.8.b

(c) Calcul de la valeur moyenne de v_C (V_C):

$$V_c = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin wt \, d(wt)$$

$$V_c = -\frac{V_m}{\pi} [\cos wt]_0^{\pi} = -\frac{V_m}{\pi} (-1 - 1) \Rightarrow V_c = \frac{2V_m}{\pi}$$

(d) Facteur d'ondulation :

$$K_0 = \frac{v_{c \max} - v_{c \min}}{2.V_c} \Rightarrow K_0 = \frac{V_m - 0}{4 \cdot \frac{V_m}{\pi}} \Rightarrow K_0 = \frac{\pi}{4}$$

(e) Etude des courants :

Si le montage débite un courant continu i_c peu ondulé (constant) = I_c , donc chaque diode assure le passage de i_c pendant π (voir les courbes de la figure 4.8).

Au primaire, nous avons : $n_1.i_p = n_2.i_{s1} - n_2.i_{s2}$

- si D1 conductrice et D2 bloquée, donc : $i_p = (n_2/n_1).i_{s1} = a . i_{s1}$
 - si D1 bloquée et D2 conductrice, donc : $i_p = -(n_2/n_1).i_{s2} = -a . i_{s2}$
- où $a = n_2/n_1$ est le rapport de transformation du transformateur.
Donc, i_p courant alternatif non sinusoïdal.

(e.1) Courants dans les diodes (exemple : diode D1) :

$$i_{\max} = I_c$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_c . d(\omega t) = \frac{I_c}{2\pi} [\omega t]_0^\pi = \frac{I_c}{2}$$

$$i_{D1} = i_{s1} \Rightarrow I_{D1}(\text{eff}) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_{s1}^2 . d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_c^2 . d(\omega t)} = \frac{I_c}{\sqrt{2}}$$

(e.2) Courant et facteur de puissance secondaire :

- Courant secondaire : $i_{s1} = i_{D1} = \frac{I_c}{\sqrt{2}}$
- Puissance de la charge : $P_c = V_c . I_c = (2.V_m/\pi) / I_c$
- Puissance apparente secondaire : $S = 2 V . I_s = 2 . (V_m/\sqrt{2}) . (I_c/\sqrt{2}) = V_m.I_c$
- Facteur de puissance : $f_s = \frac{P_c}{S} = \frac{2 \frac{V_m . I_c}{\pi}}{V_m . I_c} = \frac{2}{\pi} = 0.636$

(e.3) Courant et facteur de puissance primaire :

- Courant efficace primaire $I_p = (n_2/n_1) . I_c$, Tension efficace primaire $V_p = (n_1/n_2) . V$
V est la tension efficace secondaire
- Facteur de puissance primaire

$$f_p = \frac{P_c}{S_p} = \frac{V_c . I_c}{V_p . I_p} = \frac{2 \frac{V_m . I_c}{\pi}}{\frac{V_m}{\sqrt{2}} . I_c} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9003$$

S_p est la puissance apparente au primaire.

4.3. Redressement d'une source triphasé :

Pour des puissances plus élevées (quelques kW ou plus), on utilise du redressement sur des sources triphasées. Dans ce cas les tensions sont mieux redressées.

4.3.1. Redresseur à diodes simple (P3) :

C'est un circuit simple composé de 3 diodes et d'une charge. On va analyser le fonctionnement sur une charge résistive (figure 4.9).

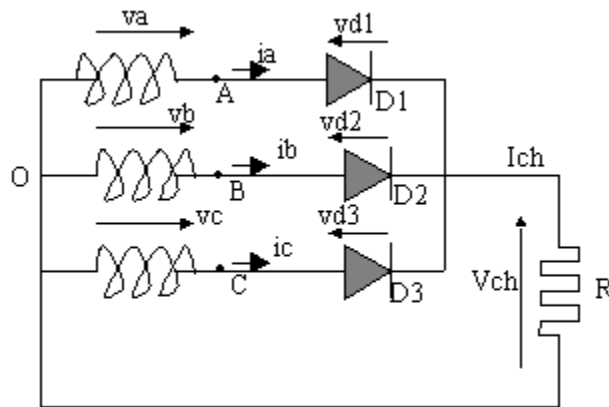


Figure 4.9.a

Nous avons une source triphasée, les tensions d'alimentation sont :

$$\begin{aligned} v_a &= V_m \sin \omega t \\ v_b &= V_m \sin (\omega t - 2\pi/3) \\ v_c &= V_m \sin (\omega t - 4\pi/3) \end{aligned}$$

- De 0 à $\pi/6$: $v_c > v_a$ et $v_c > v_b$, donc D3 est conductrice, D1 et D2 sont bloquées.
- De $\pi/6$ à $5\pi/6$: $v_a > v_b$ et $v_a > v_c$, donc D1 est conductrice, D2 et D3 sont bloquées.
- De $5\pi/6$ à $3\pi/2$: $v_b > v_a$ et $v_b > v_c$, donc D2 est conductrice, D1 et D3 sont bloquées.
- De $3\pi/2$ à $2\pi + \pi/6$: $v_c > v_a$ et $v_c > v_b$, donc D3 est conductrice, D1 et D2 sont bloquées.

Et la séquence se répète pour la période suivante.

Donc, nous avons à partir de $\theta = \pi/6$ qu'on appelle l'angle d'amorçage naturel, la séquence d'amorçage suivante : D1, D2, D3, D1, ..etc.

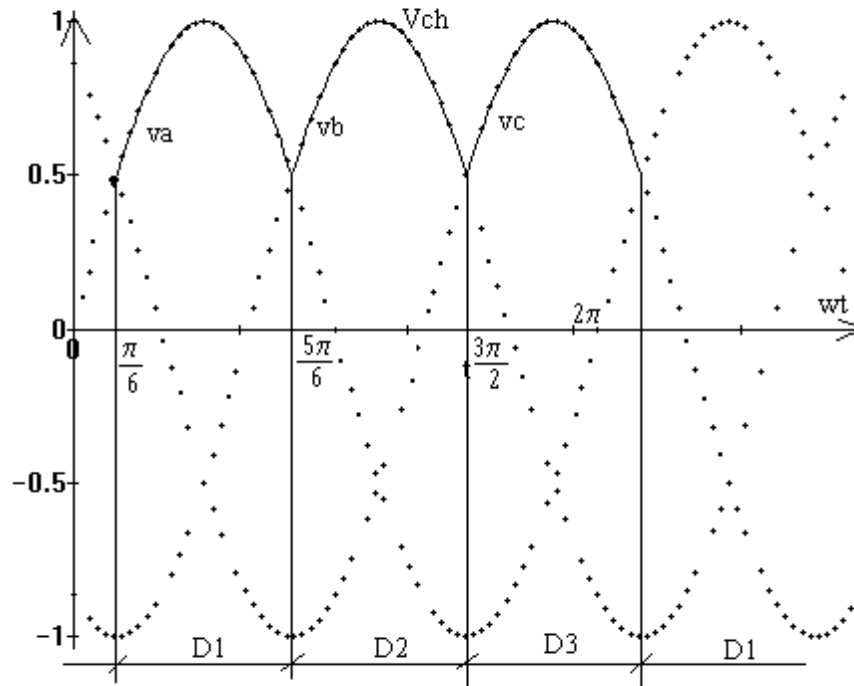


Figure 4.9.b

Sur une période ($\pi/6$ à $2\pi + \pi/6$), nous avons des intervalles de conduction de $2\pi/3$.

A titre d'exemple : pendant la conduction de D1 :

$$\begin{aligned} v_{D1} &= 0, \\ v_{D2} &= (v_b - v_a) < 0, \\ v_{D3} &= (v_c - v_a) < 0, \end{aligned}$$

(a) tension redressée :

v_C est la tension redressée instantanée figure 4.9.b. Elle est composée de 3 morceaux de sinusoïde sur une période équivalent au nombre de phases $q=3$.

La valeur moyenne de v_C est :

$$V_{ch} = 3 \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} v_a \cdot d(wt) \right], \quad V_{ch} = 3 \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \cdot \sin wt \cdot d(wt) \right]$$

$$V_{ch} = \frac{3}{2\pi} V_m \cdot (-\cos wt) \Big|_{\pi/6}^{5\pi/6}, \quad V_{ch} = -\frac{3}{2\pi} V_m \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$V_{ch} = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

$$\text{mais } V_m = \sqrt{2} \cdot V$$

$$\text{d'où } V_{ch} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V$$

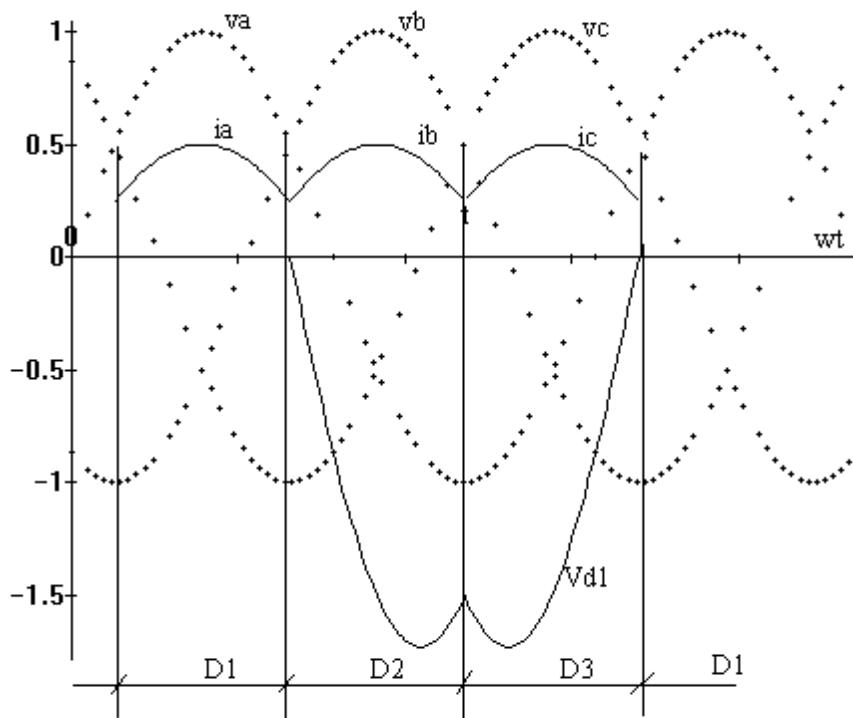


Figure 4.9.c

(b) Courant redressé (figure 4.9.c):

Valeur moyenne :

$$I_c = \frac{V_c}{R} = \frac{V}{R} \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}$$

(c) Courant dans une phase (exemple: phase A) :

de $\pi/6$ à $5\pi/6$: D1 est conductrice d'où $i_a = \frac{v_a}{R}$

de $5\pi/6$ à $2\pi + \pi/6$: D1 est bloquée d'où $i_a = 0$

(d) Tension inverse aux bornes d'une diode (exemple D1 : v_{D1}) :

Voir figure 4.9.c .

- de $\pi/6$ à $5\pi/6$: D1 est conductrice, $v_{D1} = 0$.
- de $5\pi/6$ à $3\pi/2$: D2 est conductrice, $v_{D1} = v_a - v_b$ (maille OASBO)..
- de $3\pi/2$ à $2\pi + \pi/6$: D3 est conductrice, $v_{D1} = v_a - v_c$ (maille OASCO).

On remarque que la valeur maximale de la tension aux bornes d'une diode est :

$$v_{D1}(\max) = \sqrt{3} \cdot V_m$$

(e) Courants et facteur de puissance au primaire :

La forme et la valeur d'un courant primaire dépend du type de connexion des phases primaires du transformateur; deux cas se présentent :

- Primaire en triangle,
- Primaire en étoile sans neutre.

(e.1) Relation des Ampères-tours dans le transformateur triphasé :

On suppose les enroulements réalisés dans le même sens pour les trois noyau (figure 4.10)

Si les A.T secondaires de chaque noyau n'ont pas une somme nulle, la valeur moyenne de cette somme ne peut être compensée.

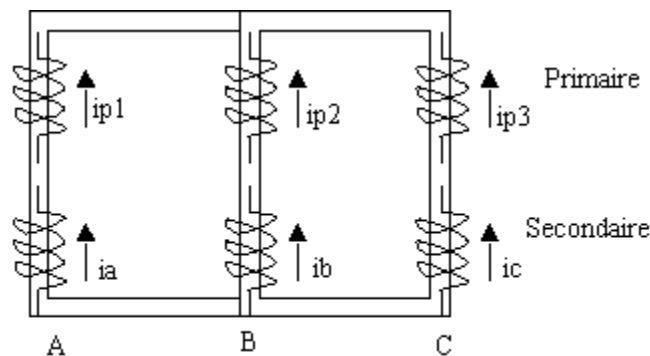


Figure 4.10

• Enroulements primaires couplés en triangle (figure 4.11):

On peut écrire, la compensation des A.T. sur chaque noyau (comme en monophasé) est :

$$n1.ip1 = n2.ia, \quad n1.ip2 = n2.ib, \quad n1.ip3 = n2.ic,$$

Les courants en ligne sont :

$$jp1 = ip1 - ip2, \quad jp2 = ip2 - ip3, \quad jp3 = ip3 - ip1$$

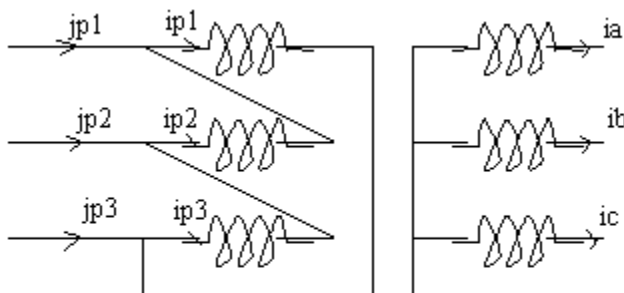


Figure 4.11

- **Enroulements primaires couplés en étoile sans neutre (figure 4.12):**

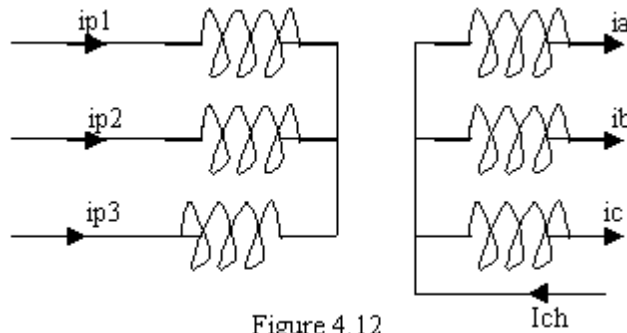


Figure 4.12

Les 3 courants primaires ont forcément une somme nulle (pas de composant homo polaire) ip_0 :

$$ip_0 = 1/3 (ip_1 + ip_2 + ip_3) = 0$$

Au secondaire les A.T. ont une composante homo polaire (car le couplage primaire ne s'oppose pas à la compensation des A.T. alternatifs par noyau) :

$$AT_{H0} \text{ (secondaire)} = 1/3 (n_2 \cdot ia + n_2 \cdot ib + n_2 \cdot ic)$$

Celle-ci ne peut être compensée par les A.T. primaires. Ainsi pour le noyau A :

$$n_1 \cdot ip_1 = n_2 \cdot ia - 1/3 (n_2 \cdot ia + n_2 \cdot ib + n_2 \cdot ic)$$

$$\Rightarrow n_1 \cdot ip_1 = 2/3 n_2 \cdot ia - 1/3 (n_2 \cdot ib + n_2 \cdot ic)$$

- **Application au redresseur P3 (figure 4.13):**

$n_2 \cdot ia = n_2 \cdot Ic$ pendant le tiers de période où D1 conduit,

$n_2 \cdot ia = 0$ pendant le reste de la période.

Donc :

Si D1 conductrice : $n_1 \cdot ip_1 = 2/3 n_2 \cdot ia = 2/3 n_2 \cdot Ic$

Si D2 conductrice : $n_1 \cdot ip_1 = -1/3 n_2 \cdot ib = -1/3 n_2 \cdot Ic$

Si D3 conductrice : $n_1 \cdot ip_1 = -1/3 n_2 \cdot ic = -1/3 n_2 \cdot Ic$

D'où les courbes de la figure 4.13.

Courant efficace primaire:

$$Ip = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{n_2}{n_1} Ic$$

Facteur de puissance primaire:

$$fp = \frac{V_c \cdot Ic}{3 \cdot V_p \cdot Ip}$$

$$fp = \frac{\frac{3}{\pi} V_m \frac{\sqrt{3}}{c} Ic}{3 \frac{n_1}{n_2} \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{n_2}{n_1} Ic}$$

$$fp = 0.827$$

Si le primaire est en triangle :

Les courants en ligne : $J_p = \frac{n_2}{n_1} I_c \sqrt{\frac{2}{3}}$

Le facteur de puissance en ligne : $f_L = \frac{V_c I_c}{\sqrt{3} V_p I_p} \quad f_L = f_p = 0.827$

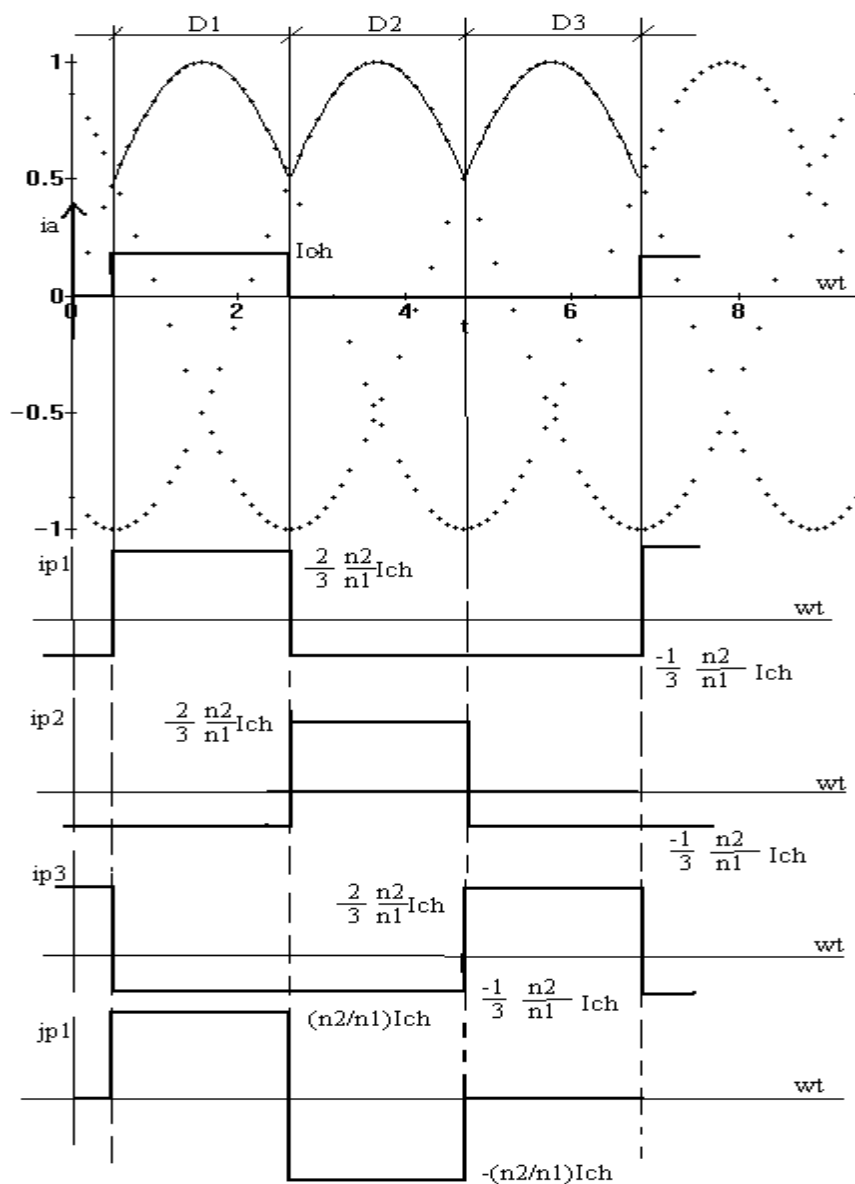


Figure 4.13

(f) Chute de tension en fonctionnement normal :

Les impédances des éléments du montage redresseur et celle de son réseau d'alimentation provoquant la réduction de la tension redressée moyenne U_c au fur et à mesure que le courant continu I_c augmente.

La chute de tension totale est obtenue en additionnant :

- la chute due aux réactances du transformateur (empiétement) $\Delta_1 U_c$
- la chute due aux résistances du transformateur $\Delta_2 U_c$
- la chute due aux diodes (ou due aux autres composants) $\Delta_3 U_c$

$$\Delta U_c = \Delta_1 U_c + \Delta_2 U_c + \Delta_3 U_c$$

et $U_c = U_{c0} - \Delta U_c$

où U_{c0} est la tension de sortie à vide

(f.1) Chute de tension due à empiétement ($\Delta_1 U_c$) - figure 4.14:

Lorsqu'une diode entre en conduction, elle débite simultanément de celle-ci et de celle qui va se bloquer. Cet empiétement des intervalles passants entraîne une diminution $\Delta_1 U_c$ de la tension redressée moyenne. Exemple : L'empiétement des diodes D1 et D2 dans le montage redresseur triphasé simple P3 .

Quand D1 est seule conductrice

$i_a = I_c = \text{Constant}$.

à $t = \pi/2$: v_2 devient plus grand que v_1 , donc D2 devient passant, et débite simultanément de D1 et D2 jusqu'à ce que i_a passe de I_c à zéro et i_b passe de zéro à I_c .

Pendant le débite simultanément de D1 et D2, on a :

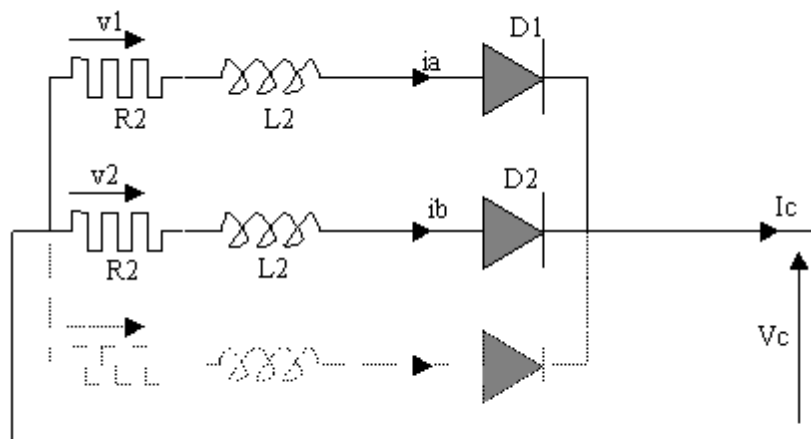


Figure 4.14

$$u_c = v_1 - L_2 \frac{di_a}{dt} = v_2 - L_2 \frac{di_b}{dt}$$

Puisque $i_a + i_b = I_c = \text{Const.}$

$$\Rightarrow \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0 \Rightarrow u_c = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

$$\Rightarrow \frac{v_1 + v_2}{2} = v_2 - L_2 \frac{di_b}{dt} \Rightarrow \frac{di_b}{dt} = \frac{v_2 - v_1}{2L_2}$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{Vm}{2L_2} [\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega t)]$$

$$\frac{di_b}{dt} = -\frac{Vm}{L_2} \cdot \sin(\frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{3})$$

$$\Rightarrow i_b = -\frac{Vm}{L_2 \omega} \cdot \sin(\frac{\pi}{3}) \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) + Cte$$

Pour $\omega t = 5\pi/6$: $i_b = 0$, d'où on déduit le constant de l'équation précédente (Cte).

Finalement :

$$i_b = -\frac{Vm}{L_2 \omega} \cdot \sin(\frac{\pi}{3}) \cdot [1 - \sin(\omega t - \frac{\pi}{3})]$$

Pour obtenir la valeur de l'angle α d'empiétement, on note que lorsque $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$: i_b atteint la valeur I_c , donc :

$$1 - \cos \alpha = \frac{L_2 \omega I_c}{Vm \cdot \sin \frac{\pi}{3}}$$

Chute de tension moyenne :

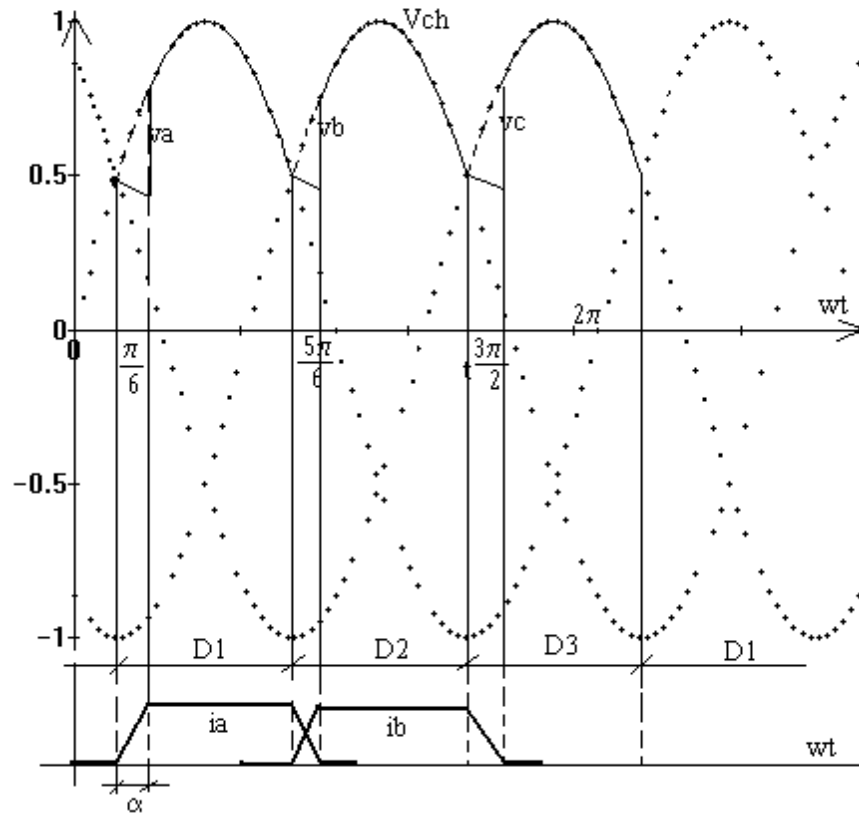
$$\Delta_1 U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} (v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2}) \cdot d\omega t$$

$$\Delta_1 U_c = \frac{3}{2\pi} Vm \cdot \sin \frac{\pi}{3} (1 - \cos \alpha)$$

$$\Delta_1 U_c = \frac{3}{2\pi} L_2 \omega I_c$$

En général pour q phases :

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} L_2 \omega I_c$$



(f.2) Chute de tension due aux résistances ($\Delta_2 U_c$):

La diminution de la tension redressée due aux résistances $\Delta_2 U_c$ peut se déduire de l'expression des pertes Joule : $P_j = R_c \cdot I_c^2$, où R_c est la résistance totale du montage ramenée du côté continu :

$$\Delta_2 U_c = R_c \cdot I_c = \frac{P_j}{I_c}$$

$$P_j = q_2 \cdot r_2 I_s^2 + q_1 \cdot r_1 I_p^2 + q_1 \cdot r_1' J_p^2$$

q_2 et q_1 : nombre de phases au secondaire et au primaire,
 r_2 , r_1 et r_1' : Résistance par phase du secondaire, du primaire et du réseau amont,
 I_s , I_p et J_p : Intensités efficaces correspondantes.

(f.3) Chute de tension due aux diodes $\Delta_3 U_c$:

C'est la chute de tension directe pour un courant I_c . Elle est lue sur les fiches caractéristiques des diodes utilisés et fournis par le fabricant.

4.3.2. Redresseur simple à thyristors (P3) :

(a) Charge résistive R :

C'est un circuit simple composé de 3 thyristors et d'une charge. On va analyser le fonctionnement sur une charge résistive (figure 4.15).

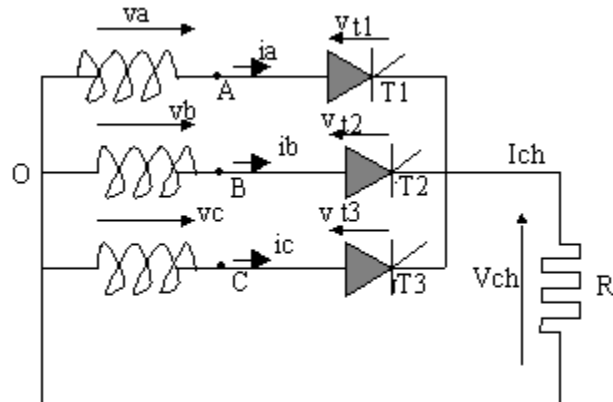


Figure 4.15.a

Nous avons une source triphasée, les tensions d'alimentation sont :

$$v_a = V_m \sin \omega t$$

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

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

Si l'angle d'amorçage est ψ à partir de $\theta = \pi/6$ qu'on appelle l'**angle d'amorçage naturel**, la séquence d'amorçage est la suivante : T1, T2, T3, T1, ..etc.

2 Cas se présentent :

1. $\psi \leq \pi/6$: conduction continu
2. $\psi > \pi/6$: conduction discontinu

Exemple 1 : pour $\psi = \pi/6$, Conduction continue - figure (4.15.b)

à $\pi/6 + \psi$ On amorce T1 : donc T1 est conducteur,

à $5\pi/6 + \psi$ On amorce T2 : donc T2 est conducteur,

à $3\pi/2 + \psi$ On amorce T3 : donc T3 est conducteur,

Et la séquence se répète pour la période suivante.

Si on amorce Les thyristors dans la séquence : T1 à $\pi/6$, T2 à $5\pi/6$, T3 à $3\pi/2$ c.a.d pour $\psi = 0$, le convertisseur se comporte comme le redresseur à diodes.

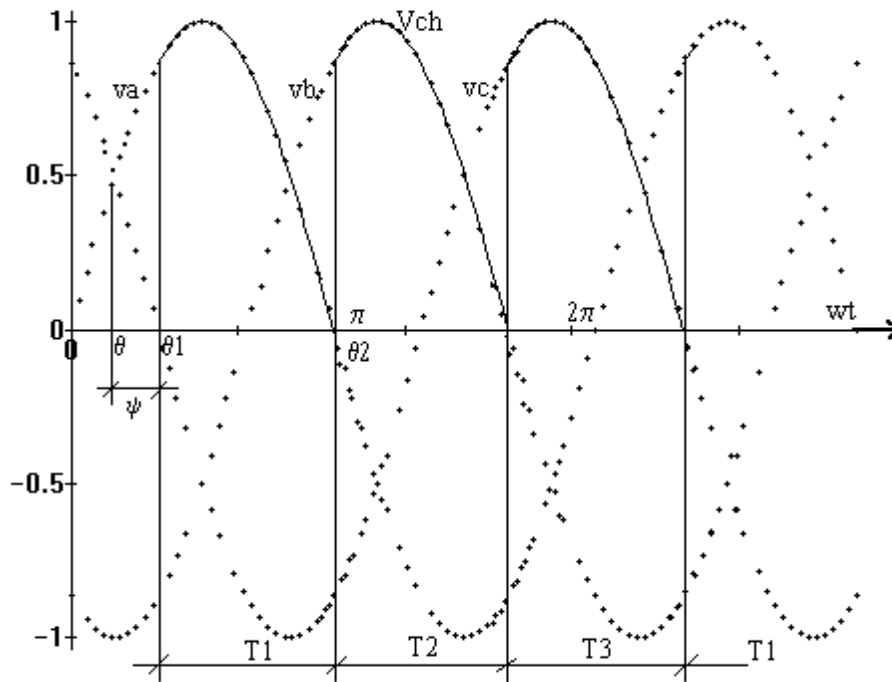


Figure 4.15.b

Exemple 2 : pour $\psi = \pi/3$, Conduction discontinue - figure (4.15.c)

à $\pi/6 + \psi$ On amorce T1 : donc T1 est conducteur,
 mais à $t = \pi$: le courant dans le thyristor $i_{T1} = v_0/R = v_a/R$ s'annule, donc T1 se bloque.

à $5\pi/6 + \psi$ On amorce T2 : donc T2 est conducteur,
 mais à $t = 3\pi/2 + \pi/6$: le courant dans le thyristor $i_{T2} = v_0/R = v_b/R$ s'annule, donc T2 se bloque

à $3\pi/2 + \psi$ On amorce T3 : donc T2 est conducteur,
 mais à $t = 2\pi + \pi/3$: le courant dans le thyristor $i_{T3} = v_0/R = v_c/R$ s'annule, donc T3 se bloque

Et la séquence se répète pour la période suivante.

Tension aux bornes d'un thyristor:

A titre d'exemple : pendant la conduction de T1 :

$$\begin{aligned} v_{T1} &= 0, \\ v_{T2} &= (v_b - v_a) < 0, \\ v_{T3} &= (v_c - v_a) < 0, \end{aligned}$$

Tension redressée de sortie V_c :

v_C est la tension redressée instantanée figures 4.15.b et 4.15.c. Elle est composée de 3 morceaux de sinusoïde sur une période équivalente au nombre de phases $q=3$. Les morceaux de sinusoïdes sont symétriques, donc on peut calculer la valeur moyenne d'un morceau de sinusoïde, puis multiplier par 3.

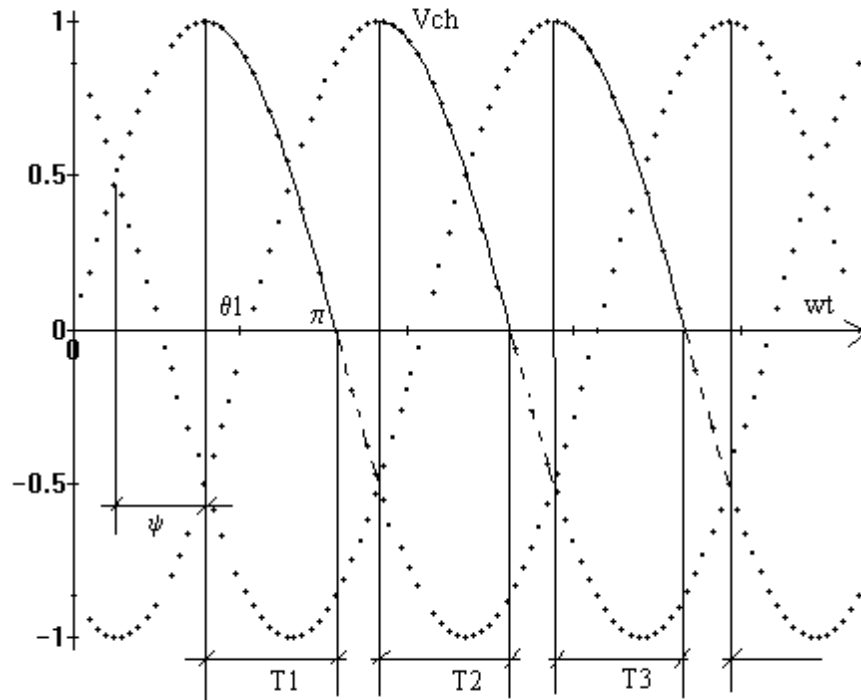


Figure 4.15.c

Si T1 conduit à θ_1 , l'extinction dépend du type de conduction :

Si la conduction est continue le blocage de T1 est à

$$\theta_2 \leq \pi,$$

Si la conduction est discontinue le blocage de T1 est à

$$\theta_2 = \pi,$$

donc la valeur moyenne de v_C est :

$$\text{Pour } \theta_2 \leq \pi \Rightarrow V_{ch} = 3 \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} v_a \cdot d(\omega t) \right]$$

$$\text{Pour } \theta_2 > \pi \Rightarrow V_{ch} = 3 \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi} v_a \cdot d(\omega t) \right]$$

$$\text{pour } \theta_1 = \frac{\pi}{6} \text{ (c.a.d } \Psi = 0): V_{ch} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

$$\text{pour } \theta_1 = \pi \text{ (c.a.d } \Psi = \frac{5\pi}{6}): V_{ch} = 0$$

Donc variation de la tension de sortie est de :

$$V_{ch} = 0 \quad \text{à} \quad V_{ch} = (3\sqrt{3}/2\pi) \cdot V_m$$

Limites de l'angle d'amorçage : $0 \leq \psi \leq 5\pi/6$

A noter finalement que le montage à diodes est un cas spécial du montage à thyristors avec $\psi = 0$.

(b) Charge inductive R+L :

Si on a une charge à forte inductance tel que le courant de sortie i_{ch} peut être considéré continu. Donc, on est en conduction continue. Les courbes de v_{ch} et de i_{ch} sont représentés dans la figure 4.16

pour $\psi = \pi / 3$:

$$V_{ch} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \psi}^{\frac{\pi}{6} + \psi + \frac{2\pi}{3}} v_a \cdot d(\omega t)$$

$$\text{avec } v_{ah} = V_m \sin(\omega t),$$

$$\text{On obtient: } V_c = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \Psi$$

$$\text{Pour } \psi = 0 \Rightarrow V_{ch} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m, \quad \text{Pour } \psi = \frac{\pi}{2} \Rightarrow V_{ch} = 0, \quad \text{Pour } \psi = \pi \Rightarrow V_{ch} = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

Si la machine est une machine à courant continu, 2 modes sont possibles :

1. Fonctionnement en moteur pour $0 < \psi < \pi/2$
2. Fonctionnement en génératrice (récupération d'énergie) pour $\pi/2 < \psi < \pi$.

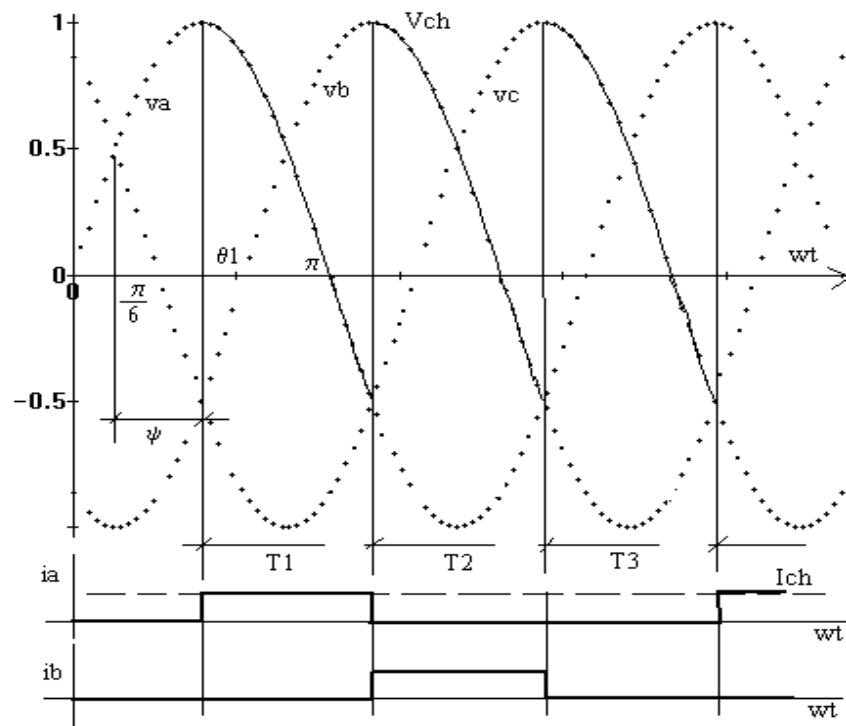


Figure 4.16

4.3.3. Pont tous thyristors (Pont Graëtz) :

Ce pont est composé de 6 thyristors (figure 4.17.a). Les thyristors T1, T2 et T3 sont amorcés pendant l'alternance positive des tensions v_a , v_b et v_c . Les thyristors T1', T2' et T3' sont amorcés pendant l'alternance négative. La référence des angles d'amorçage est toujours l'angle d'amorçage naturel.

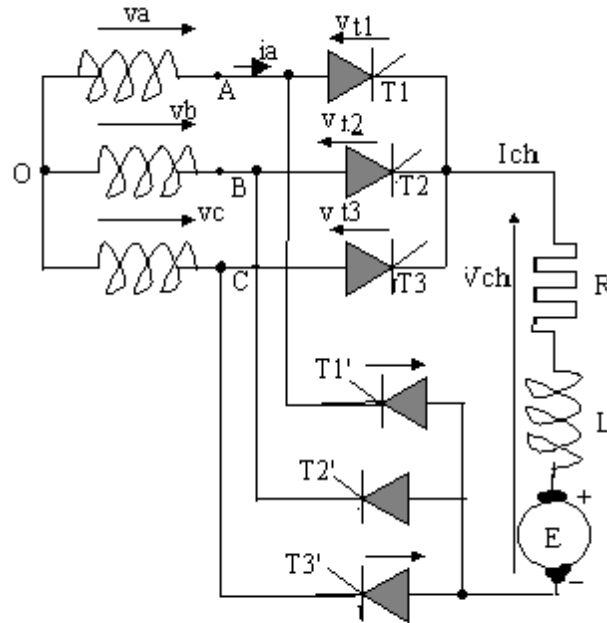


Figure 4.17.a

On considère que la charge est un moteur à courant continu avec un courant continu absorbé constant :

$$i_{CH} = I_{CH} = \text{Constant}$$

A noter que le pont toutes diodes est un cas spécial du pont tout thyristors avec $\psi = 0$.

Dans le cas général, nous avons;

pour l'alternance positive :

$$\theta_1 = \psi + \pi/6$$

$$\theta_2 = \psi + \pi/6 + 2\pi/3$$

$$\theta_3 = \psi + \pi/6 + 4\pi/3 = \theta_2 + 2\pi/3$$

pour l'alternance négative :

$$\theta_1' = \psi + \pi/2$$

$$\theta_2' = \psi + \pi/2 + 2\pi/3$$

$$\theta_3' = \psi + \pi/2 + 4\pi/3 = \theta_2' + 2\pi/3$$

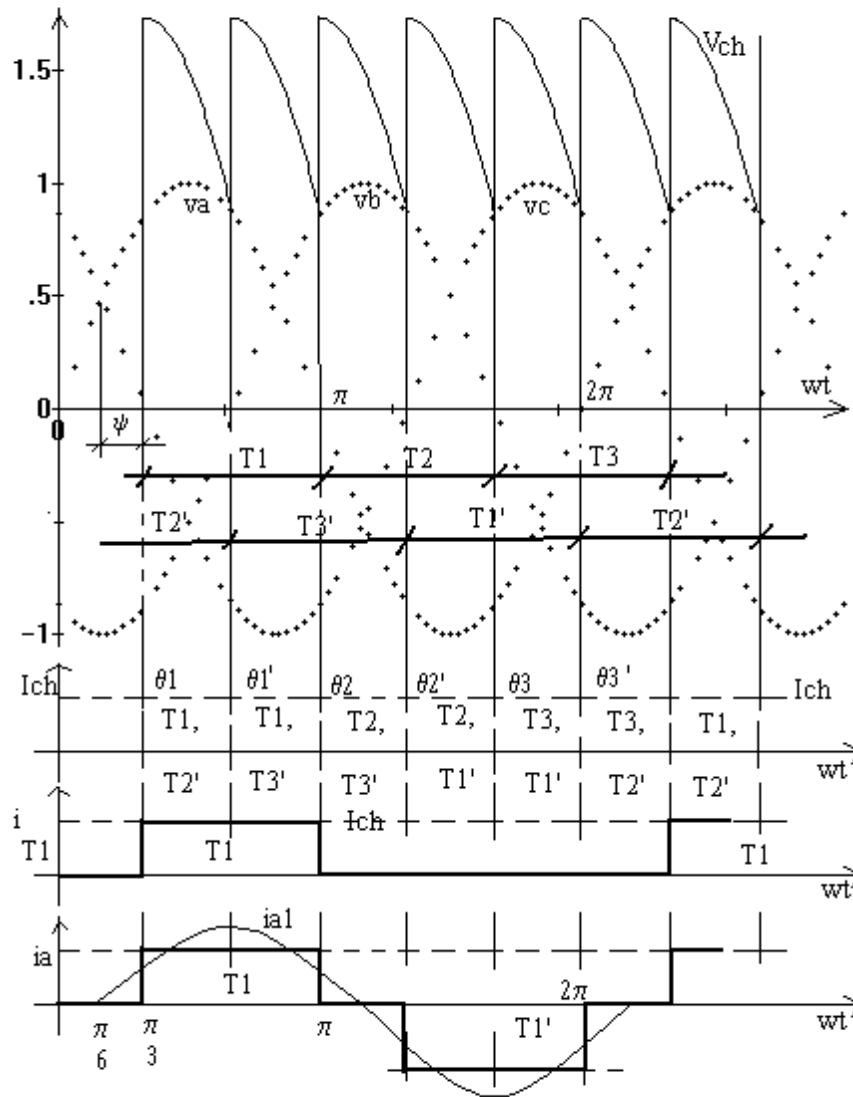


Figure 4.17.b

Séquences d'amorçage :

θ_1 à θ_1' : T1 avec T2', $v_{CH} = v_a - v_b$

θ_1' à θ_2 : T1 avec T3', $v_{CH} = v_a - v_b$

θ_2 à θ_2' : T2 avec T3', $v_{CH} = v_b - v_c$

θ_2' à θ_3 : T2 avec T1', $v_{CH} = v_b - v_a$

θ_3 à θ_3' : T2 avec T3', $v_{CH} = v_b - v_c$

θ_3' à θ_4 : T3 avec T2', $v_{CH} = v_c - v_b$

et le processus se répète, et chaque thyristor conduit pendant $2\pi/3$.

de θ_1 à θ_4 , nous avons une période et nous remarquons que v_{ch} est composée de 6 arches identiques = $2.q$ (q est le nombre de phase). Donc, la tension redressée moyenne est :

$$V_{ch} = \frac{6}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} v_{ch} \cdot d(\omega t) = \frac{6}{2\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{\psi+\pi/2} (v_a - v_b) d(\omega t)$$

$$V_{ch} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \psi$$

A noter que :

- pour $\psi < \pi/2$: $V_{ch} > 0$
- pour $\psi = \pi/2$: $V_{ch} = 0$
- pour $\psi > \pi/2$: $V_{ch} < 0$, dans ce cas, la puissance $P_c = V_{ch} I_{ch}$ est inférieure à zéro. Donc la puissance est transmise du moteur au réseau. C'est le processus de régénération et le convertisseur fonctionne comme **un onduleur non autonome**.

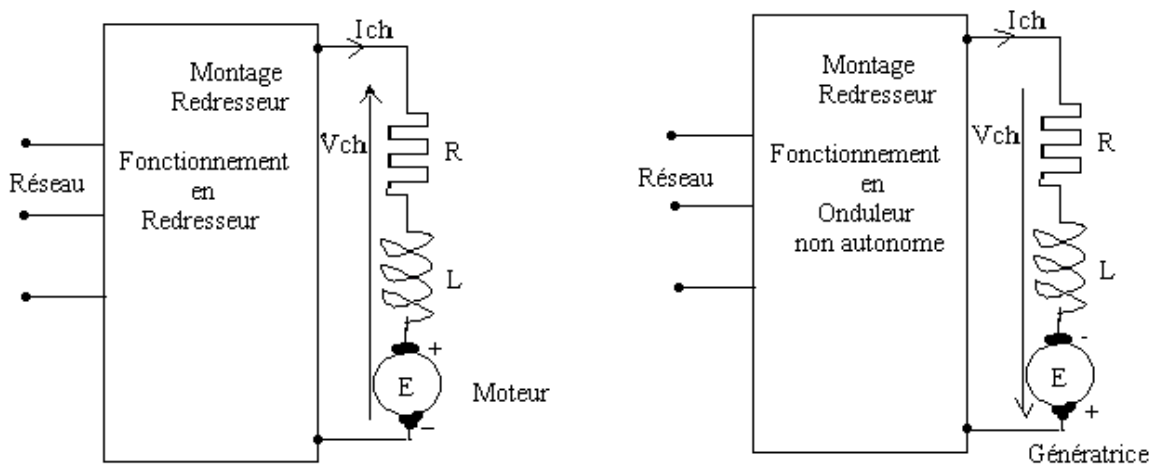


Figure 4.17.c

Représentation des courants instantanés (figure 4.17.b) :

- i_{ch} est le courant dans la charge,
- i_{T1} est le courant dans le thyristor T1,
- i_a est le courant dans la phase 'a' : Ce courant passe pendant la conduction de T1 ou T1'. Le fondamental de i_a est représenté en pointillé ($ia1$).
- Le déphasage entre v_a et $ia1$ est $\pi/6$, ce qui représente le facteur de puissance secondaire.

Calcul du facteur de puissance (exemple : $\psi=\pi/6$) :

Donc , $\theta_1 = \pi/3$, $\theta_2 = \pi/3 + 2\pi/3 = \pi$

Puissance active $P = V_{ch} I_{ch}$

Puissance apparente $S = 3V_{ch} I_{a1}$ (V_{ch} et I_{a1} sont la tension et le courant secondaires efficaces).

Facteur de puissance : f.d.p = P/S .

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\pi/3}^{\pi} I_{ch}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} I_{ch}^2 \frac{2\pi}{3}} = I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$V_{ch} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{9\sqrt{2}}{2\pi} V$$

$$PF = \frac{\frac{9\sqrt{2}}{2\pi} V I_{ch}}{3 V I_{ch} \sqrt{\frac{2}{3}}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \approx \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Donc le déphasage est $\phi = \pi/6$ entre v_a et le fondamental de i_a .

4.3.4. Le pont mixte symétrique :

C'est un pont composé de 3 thyristors et de 3 diodes (figure 4.18.a).

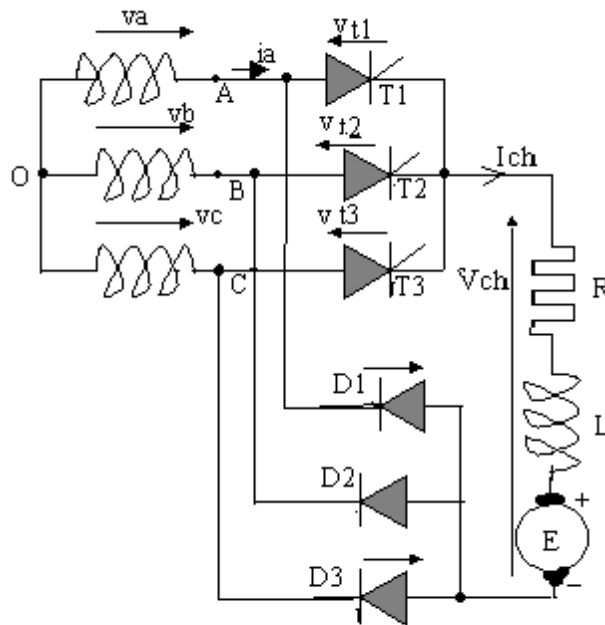


Figure 4.18.a

Figure 4.18.b représente la courbe de la tension v_c pour $\psi = \pi/2$. Dans le cas général, nous avons;

pour l'alternance positive (thyristors):

$$\theta_1 = \psi + \pi/6$$

$$\theta_2 = \psi + \pi/6 + 2\pi/3$$

$$\theta_3 = \psi + \pi/6 + 4\pi/3 = \theta_2 + 2\pi/3$$

pour l'alternance négative (diodes):

$$\theta_1' = \pi/2$$

$$\theta_2' = \pi/2 + 2\pi/3$$

$$\theta_3' = \pi/2 + 4\pi/3 = 2\pi/3$$

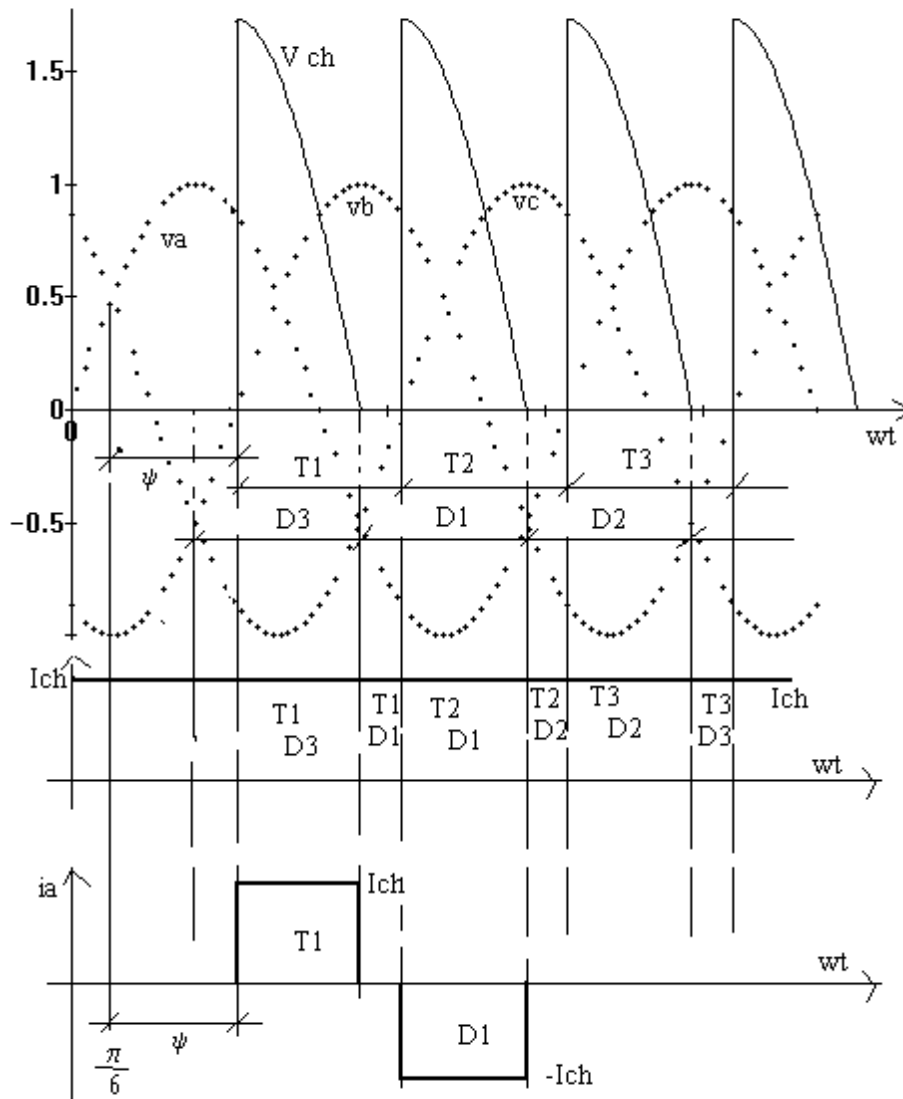


Figure 4.18.b

Séquences d'amorçage :

θ_1 à $7\pi/6$: T1 avec D3, $v_{ch} = v_a - v_b$

$7\pi/6$ à θ_2 : T1 avec D1, Fonctionnement de la charge en roue libre et $v_{ch} = 0$

θ_2 à θ_2' : T2 avec D1, $v_{ch} = v_b - v_a$

θ_2' à θ_3 : T2 avec D2 (Roue libre), $v_{ch} = 0$

et le processus se répète, où chaque thyristor ou diode conduit pendant $2\pi/3$.

On remarque que sur une période, nous avons 3 arches identiques, d'où :

$$V_{ch} = \frac{3}{2\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{7\pi/6} v_{ch} d(\omega t) \quad V_{ch} = \frac{3}{2\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{7\pi/6} (v_a - v_c) d(\omega t)$$

$$v_a - v_c = V_m \sin(\omega t) - V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

$$V_{ch} = \frac{3V_m}{2\pi} \int_{\psi+\pi/6}^{\frac{7\pi}{6}} [\frac{3}{2} \sin(\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t)] d(\omega t)$$

$$(1) \int_{\psi+\pi/6}^{\frac{7\pi}{6}} [\frac{3}{2} \sin(\omega t)] d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{4} \cos \psi - \frac{3}{4} \sin \psi$$

$$(2) \int_{\psi+\pi/6}^{\frac{7\pi}{6}} [-\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t)] d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos \psi + \frac{3}{4} \sin \psi$$

$$\text{donc } V_{ch} = \frac{3V_m}{2\pi} [\sqrt{3}(1 + \cos \psi)] = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos \psi)$$

On remarque que V_{ch} est positive quelque soit ψ .

$$\text{pour } \psi = 0 \Rightarrow V_{ch} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$\text{pour } \psi = \pi \Rightarrow V_{ch} = 0$$

Figure 4.19 représente la variation de la tension de sortie aux bornes de la charge V_{ch} pour le pont mixte et pour le pont tous thyristors.

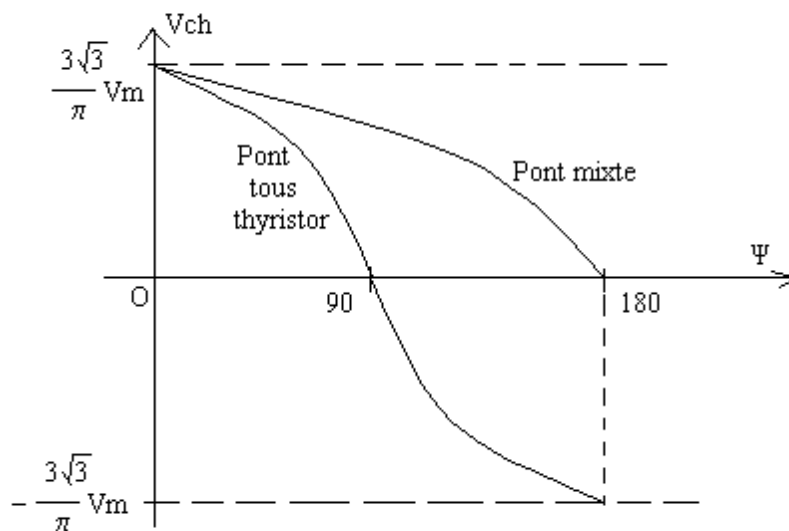


Figure 4.19

4.3.5. Les montages à commutation série (pont S3) :

Ce montage redresse les trois tensions engendrées dans des enroulements en triangle (figure 4.20). C'est le cas des transformateurs à secondaire en triangle.

D1, D2 et D3 conduisent dès que les 3 tensions v_1 , v_2 et v_3 deviennent successivement positives (intervalle de conduction = $2\pi/3$).

D1', D2' et D3' conduisent dès que les 3 tensions v_1 , v_2 et v_3 deviennent successivement négatives (intervalle de conduction = $2\pi/3$).

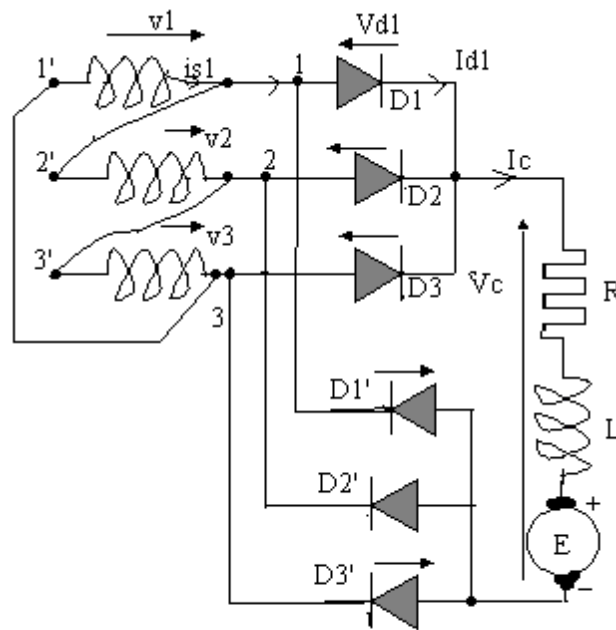


Figure 4.20.a

- Pour $0 < \omega t < \pi/3$: D1 et D2' sont en conduction, d'où : $v_c = (-v_2)$
- Pour $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$: D1 et D3' sont en conduction, d'où : $v_c = (v_1)$
- Pour $2\pi/3 < \omega t < \pi$: D2 et D3' sont en conduction, d'où : $v_c = (-v_3) = v_1 + v_2$
- Pour $\pi < \omega t < 4\pi/3$: D2 et D1' sont en conduction, d'où : $v_c = (v_2)$
- Pour $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$: D3 et D1' sont en conduction, d'où : $v_c = (-v_1)$
- Pour $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$: D3 et D2' sont en conduction, d'où : $v_c = (v_3)$

Calcul de la tension moyenne de sortie V_c (figure 4.21.a):

$$V_c = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} v_1 d(\omega t) \Rightarrow V_c = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_m \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_c = -\frac{3}{\pi} V_m [\cos(\omega t)]_{\pi/3}^{2\pi/3} \Rightarrow V_c = -\frac{3}{\pi} V_m \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \Rightarrow V_c = \frac{3V_m}{\pi} \sqrt{3}$$

Tension aux bornes d'une diode (exemple D1 : V_{d1}) - Figure 4.21.b :

- De 0 à $2\pi/3$: D1 est conductrice, donc $v_{D1} = 0$
- De $2\pi/3$ à $4\pi/3$: D2 est conductrice, donc $v_{D1} = -v_2$
- De $4\pi/3$ à 2π : D3 est conductrice, donc $v_{D1} = v_1$

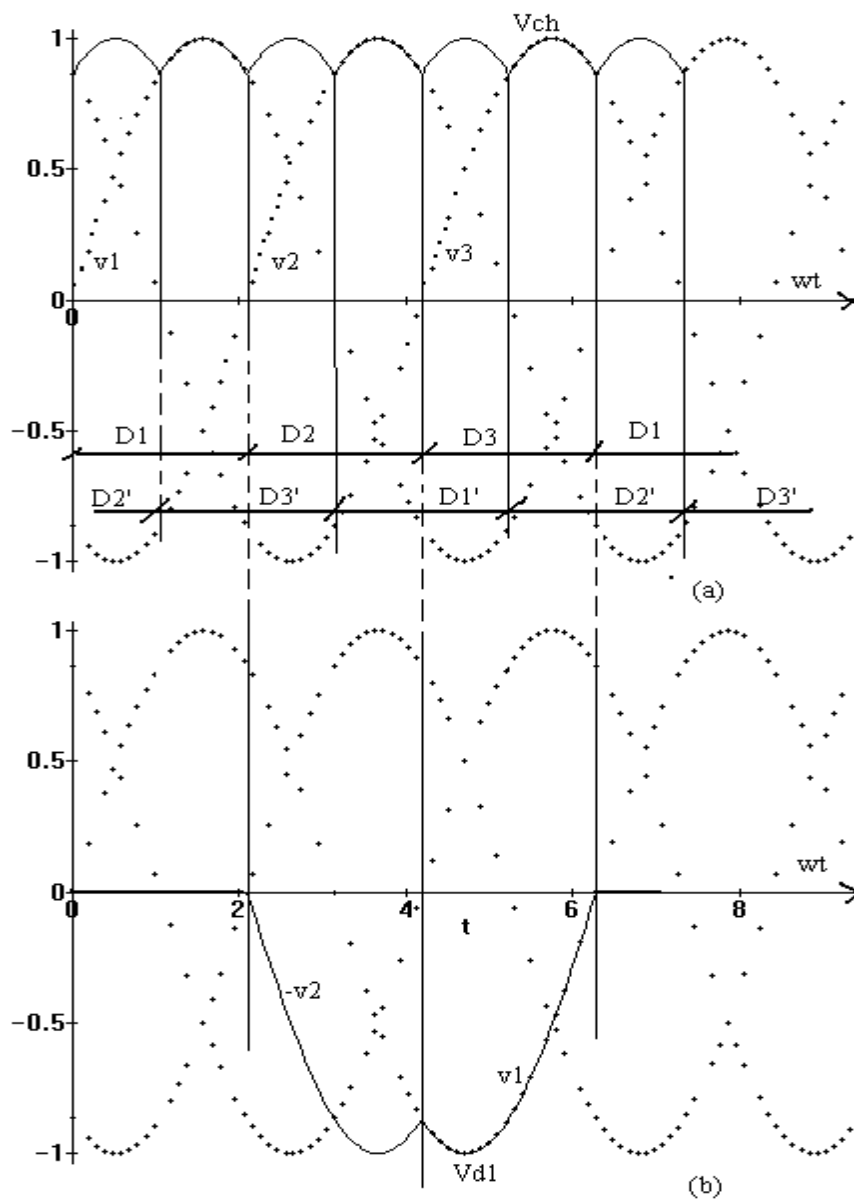


Figure 4.21

Calcul de courants secondaires :

- Pour $0 < \omega t < \pi/3$: D1 et D2'sont en conduction, d'où : $i_{s1}=(1/3).I_c$ (voir **figure 4.22**)
 - * I_c est divisé en 2 branches; branche 2-2'-1 d'une résistance R et branche 2-3'-3-1'-1 d'une résistance 2R.
 - * Donc, dans la branche 2-2'-1, nous avons $(2/3).I_c$, d'où $i_{s2}=(-2/3).I_c$
 - * et dans la branche 2-3'-3-1'-1, nous avons $(1/3).I_c$: d'où $i_{s1}=(1/3).I_c$ et $i_{s3}=(1/3).I_c$
- Pour $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$: D1 et D3'sont en conduction, d'où : $i_{s1}=(2/3).I_c$
- Pour $2\pi/3 < \omega t < \pi$: D2 et D3'sont en conduction, d'où : $i_{s1}=(1/3).I_c$
- Pour $\pi < \omega t < 4\pi/3$: D2 et D1'sont en conduction, d'où : $i_{s1}=(-1/3).I_c$
- Pour $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$: D3 et D1'sont en conduction, d'où : $i_{s1}=(-2/3).I_c$
- Pour $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$: D3 et D1'sont en conduction, d'où : $i_{s1}=(-1/3).I_c$

On obtient un courant secondaire alternatif non sinusoïdal (figure 4.23)

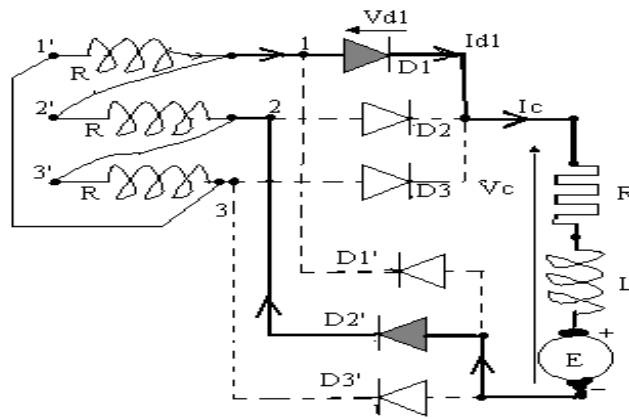


Figure 4. 22

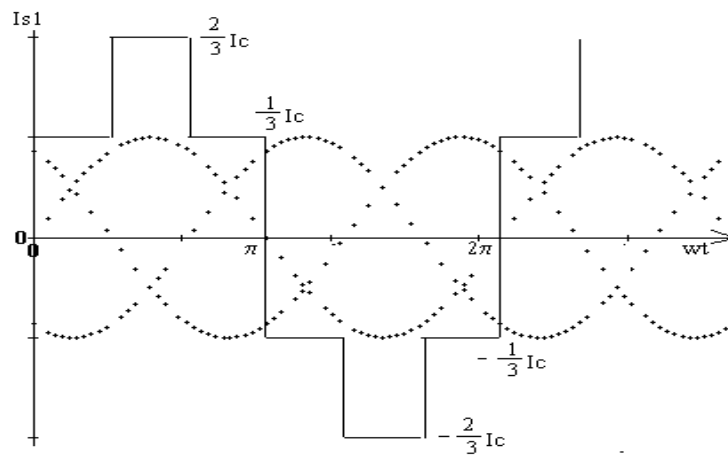


Figure 4. 23

4.4. Déclenchement du thyristor :

L'angle d'amorçage est commandé par un signal de contrôle tel que le convertisseur statique fournisse les sorties correspondantes aux performances demandées.

Le déclenchement du thyristor, lorsque la tension d'entrée est sinusoïdale, se fait avec un décalage par rapport au passage par zéro de cette tension pour le redresseur monophasé.

Pour le redresseur triphasé le déclenchement se fait par rapport au passage par l'angle d'amorçage naturel.

La maîtrise de ce retard nécessite la présence d'un circuit de synchronisation et de déclenchement.

L'angle de décalage peut être tel que sa valeur soit proportionnelle à une tension de commande E_c .

Un autre dispositif permet d'obtenir une tension moyenne de sortie de redresseur proportionnelle à E_c (figure 4.24).

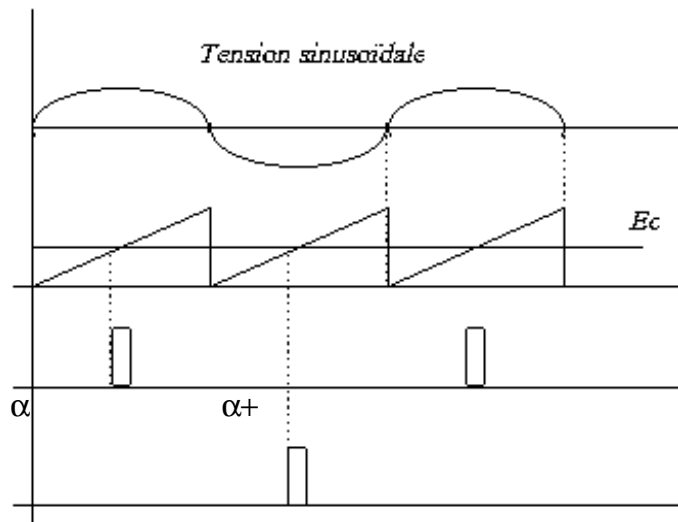


Figure 4.24

Le signal en dents de scie est généré à partir de la tension de réseau et sa valeur est comparée à une tension de commande E_c que l'on peut faire varier par un potentiomètre. La comparaison des deux signaux permet de générer les impulsions qui servent à déclencher le ou les thyristors (figure 4.25).

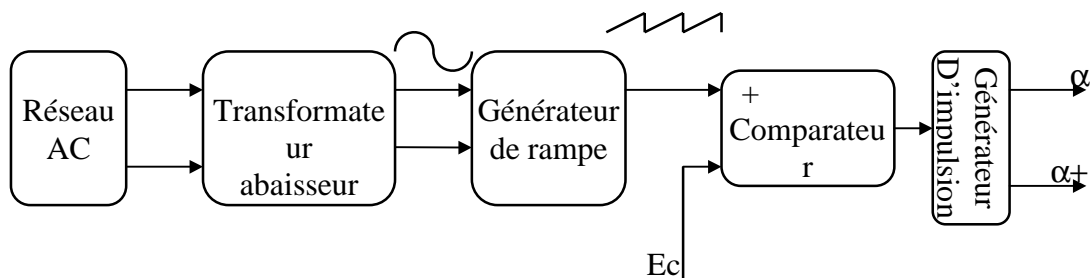


Figure 4.25

Le signal en dent de scie peut être remplacé par un signal en cosinus (utilisation d'un déphaseur) par rapport au signal d'entrée. Dans ce cas, on compare la tension de commande E_c avec ce signal et on ajoute un monostable pour générer les impulsions (Figure 4.26).

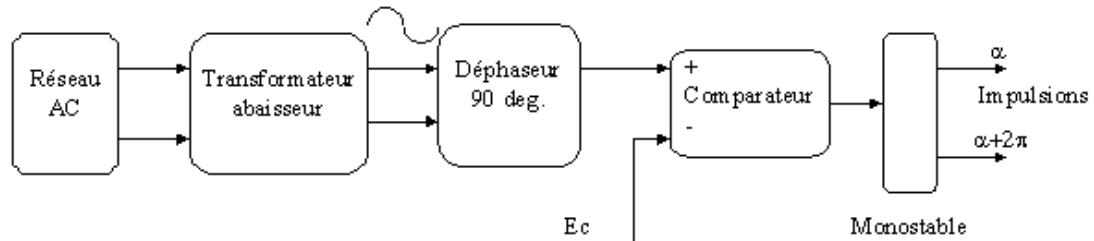


Figure 4.26

Dans le cas d'un redresseur commandé, la tension moyenne vaut $V_o = V_c \cos \alpha$. V_c est la tension moyenne en cas de redresseur à diodes.

La tension source s'écrit :
 $v = V_{\max} \sin \omega t$

La tension déphasé s'écrit :
 $v_{90} = V_{\max} \cos \omega t$

L'intersection de E_c et de v_{90} donne $\cos \alpha = E_c / V_{\max}$
 Figure 4.27

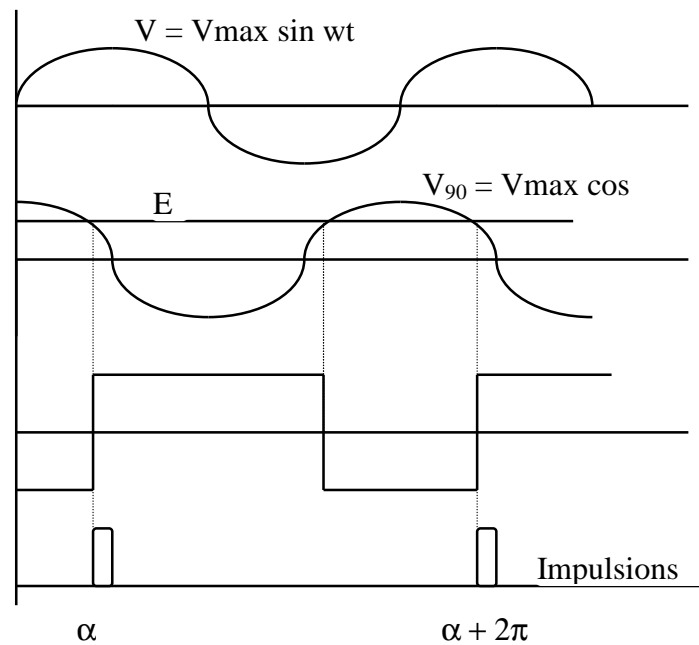


Figure 4.27

Les impulsions ne sont pas assez suffisantes dès fois pour déclencher des thyristors. De plus, la gâchette et la cathode du thyristor sont à des potentiels plus élevées. Le circuit de commande doit être isolé du circuit de puissance. Donc, on utilise un transformateur d'impulsion et d'isolation ou une isolation optique pour séparer les deux circuits de commande et de puissance. Figure 4.28 donne un montage amplificateur d'impulsion. Le transistor en montage Darlington est utilisé pour amplifier l'impulsion du courant.

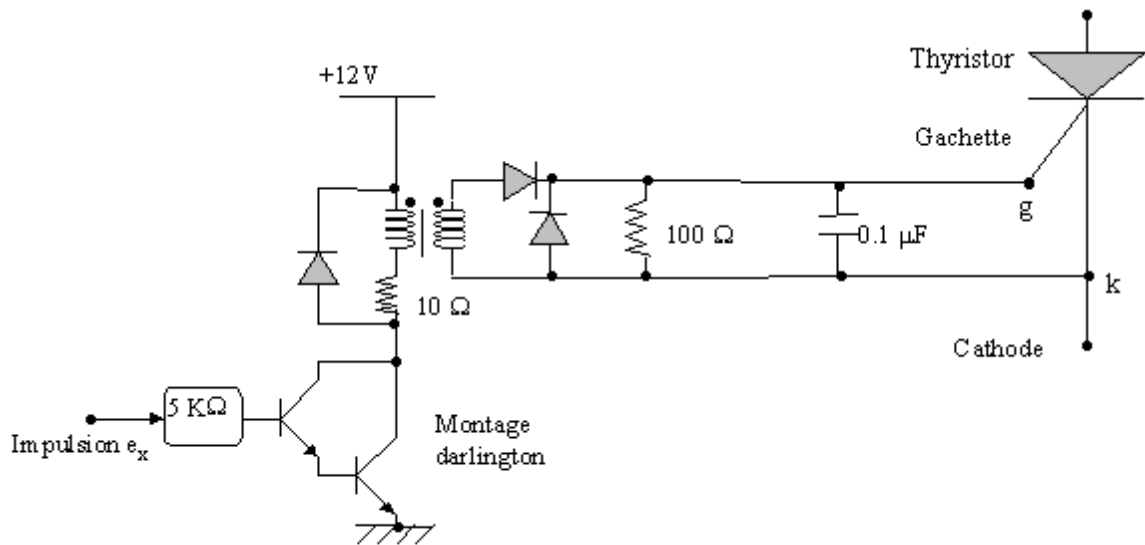


Figure 4.28

Si l'impulsion à l'entrée du montage Darlington est large, il peut saturer le transformateur. Dans ce cas, on échantillonne les impulsions à des élevées (10-30 kHz) en utilisant un compteur (Timer, ex : 555), comme dans la figure 4.29. De plus, les impulsions modulées réduisent les pertes dans le thyristor. Voir les signaux dans la figure 4.30

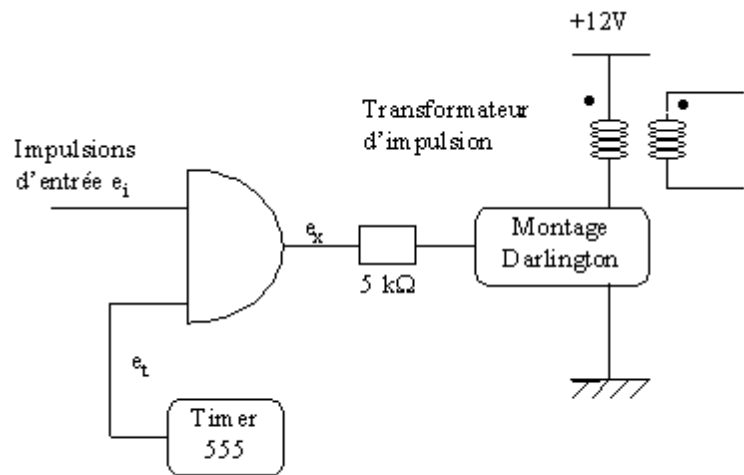


Figure 4.29

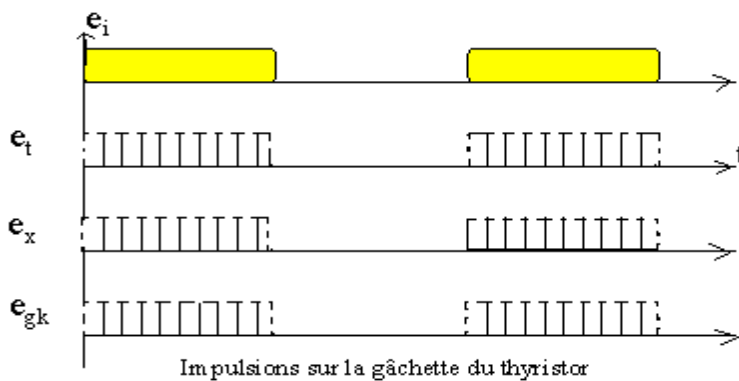


Figure 4.30

4.5. Exemple de commande des thyristors (Commande en “arc cosinus”):

Les impulsions sur la gâchette sont synchronisées sur la tension du réseau d'alimentation. On obtient dans ce cas l'angle d'amorçage : $\alpha = \text{Arccos} \frac{U_c}{V_m}$, où U_c est la tension de référence et V_m est la valeur maximale de la tension d'alimentation. Donc, la tension de sortie U_{ch} est une fonction linéaire de U_c de commande. Le schéma de commande d'un montage à un thyristor est présenté dans la figure 4.31, où:

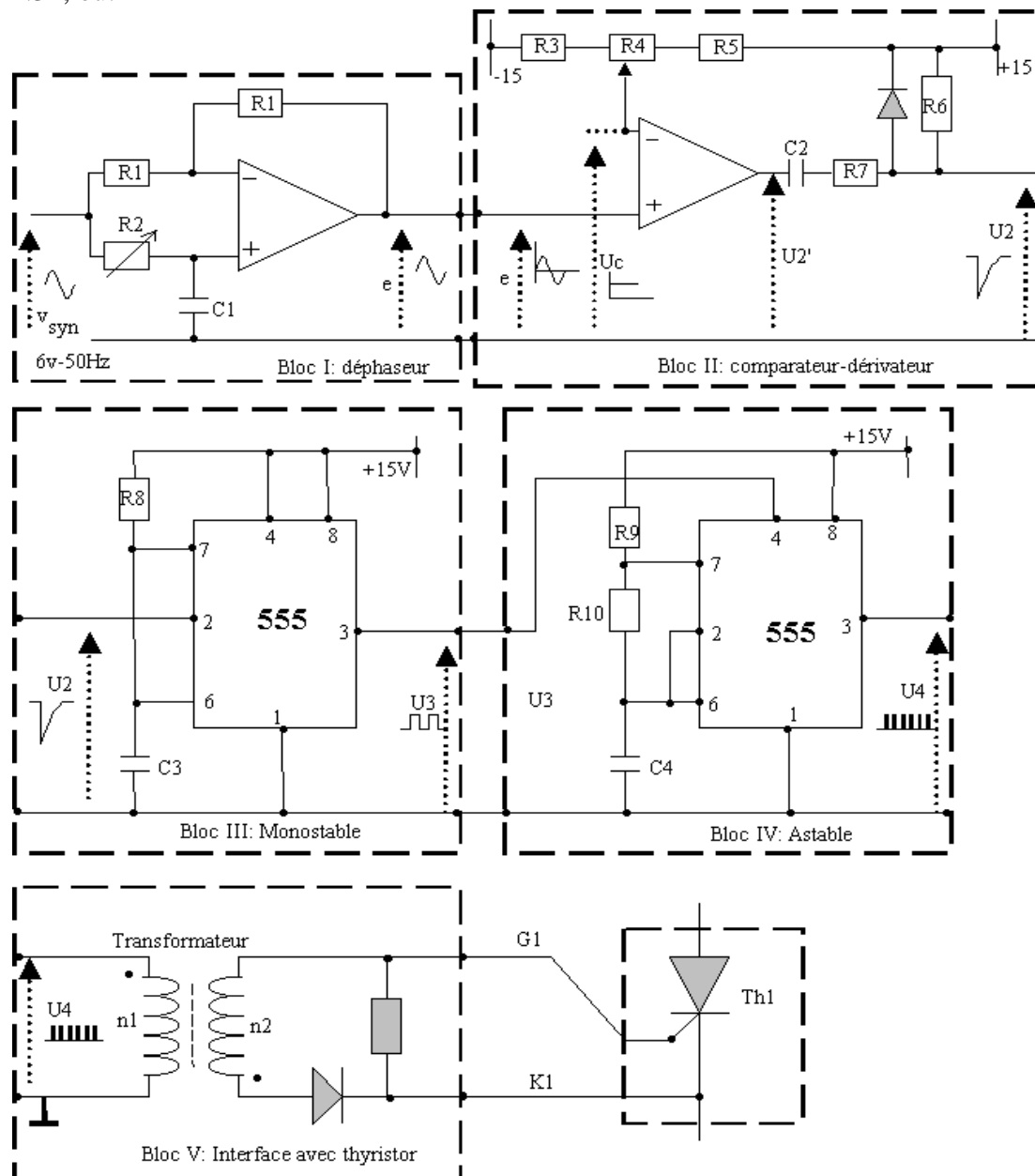


Figure 4.31

Bloc I : représente un déphaseur $\pi/2$

Bloc II : représente un comparateur et dérivateur

Bloc III : représente un Monostable

Bloc IV : représente un Astable

Bloc V : représente l'interface de sortie pour commander la gâchette du thyristor. Il permet l'amplification et l'isolement galvanique des circuits de commande et de puissance. La sortie est formée de trains d'impulsions à fréquence supérieure à 20 kHz assurant le déclenchement du ou des thyristors.

Pour un montage P3, on aura trois systèmes de commande identiques où on synchronise le thyristor Th1 sur la phase 1, le thyristor Th2 sur la phase 2 et le thyristor Th3 sur la phase 3.

Pour un montage PD2, on passe par un inverseur à amplificateur opérationnel après le bloc I pour obtenir une tension déphasée de π . Puis on double les blocs II, III IV et V pour commander les couples des thyristors.

A noter qu'il existe des montages de commande à circuit intégré TCA780 ...785 pour commander les ponts PD2 (figure 4.32).

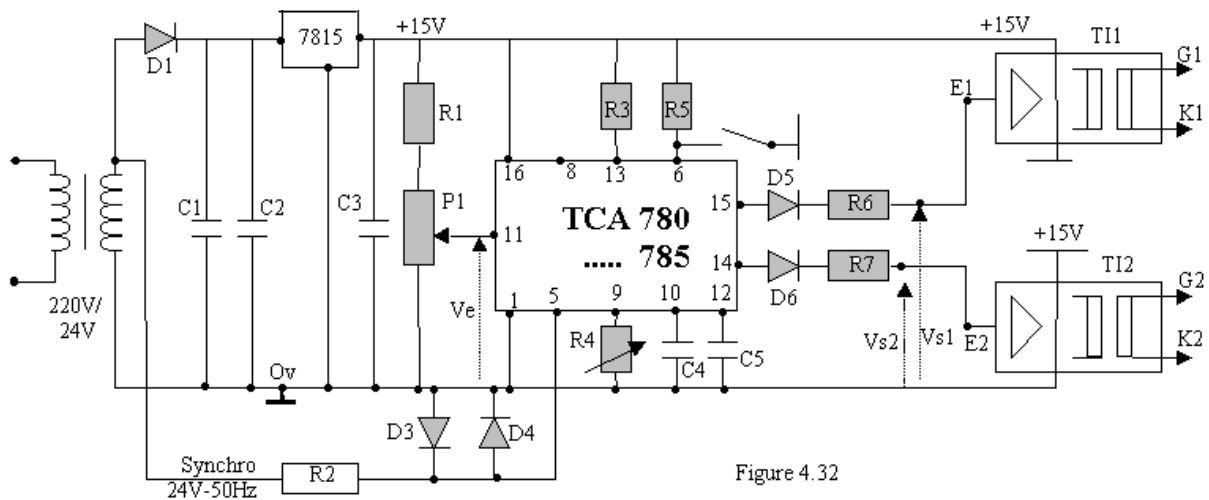
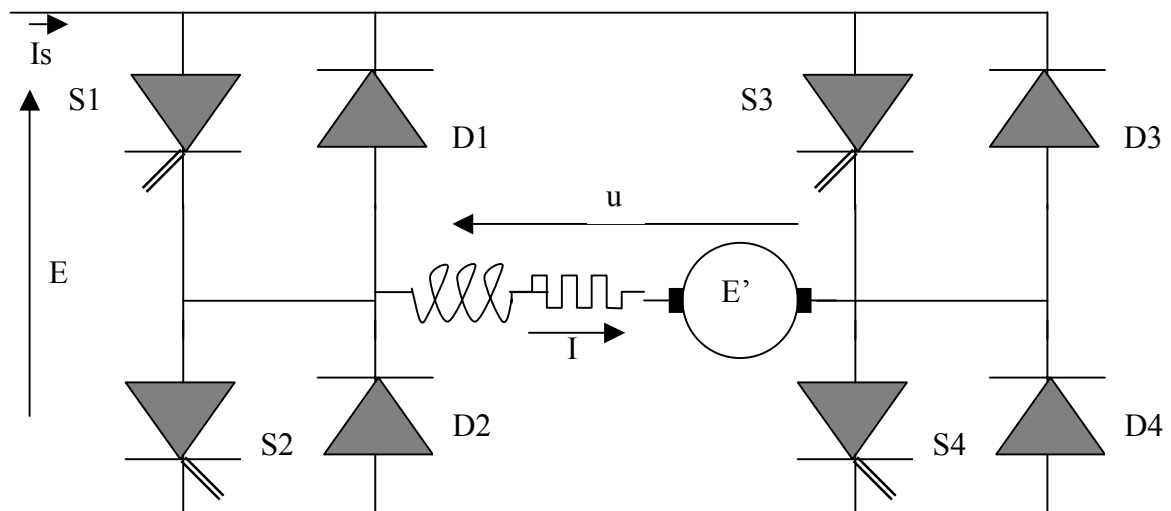


Figure 4.32

Chapitre V

Les convertisseurs CC / CC

Les Hacheurs



Chapitre V

Les convertisseurs Continus/Continu

Les Hacheurs

5.1. Introduction :

L'hacheur est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension à valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue (figure 5.1).

Tension d'entrée = E

La valeur moyenne de la tension de sortie dépend de $\tau = \alpha T$ et varie entre 0 et E .

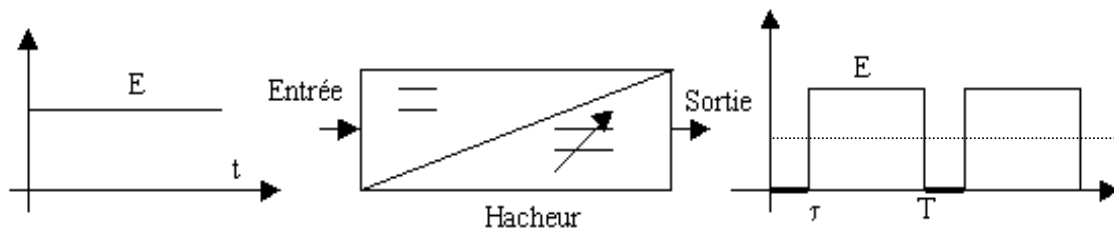


Figure 5.1

L'hacheur peut être utilisé pour le contrôle de vitesse des moteurs à courant continu et tout particulièrement en traction (trains, trolleybus, métro, ...) et en robotique.

Un hacheur peut servir :

- Pour abaisser la tension (tension de sortie inférieure à la tension d'entrée) : dévolteur
- Pour élever la tension (tension de sortie supérieure à la tension d'entrée) : survolteur

5.2. L'hacheur dévolteur (Buck converter – Step down chopper) :

On l'appelle aussi l'hacheur série. On le représente par la figure 5.2 dans un circuit avec un moteur à courant continu et une diode de roue libre.

L'interrupteur S est :

- Soit un thyristor classique (SCR) avec un circuit d'aide à l'extinction.
- Soit un GTO
- Soit un transistor de puissance ou MOSFET

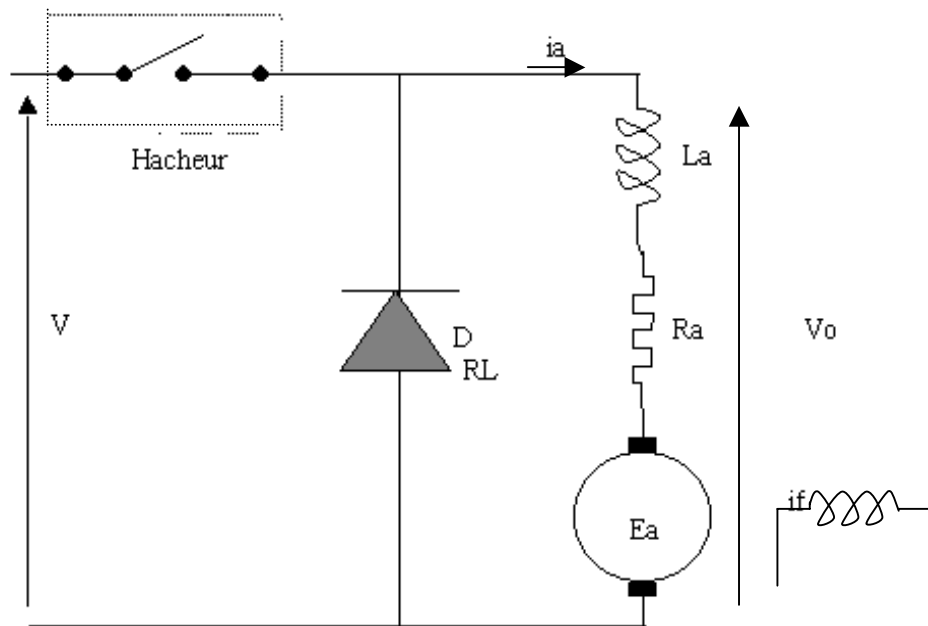


Figure 5.2

- Quand S est fermé, la source est connectée directement à la charge et $V_o = V$.
- Quand S est ouvert à $t = t_1$, le courant i_a continue à circuler à travers la diode de roue libre D_{RL} et $V_o = 0$.
- A $t=T$: S est fermé de nouveau et le cycle se répète (figure 5.3)

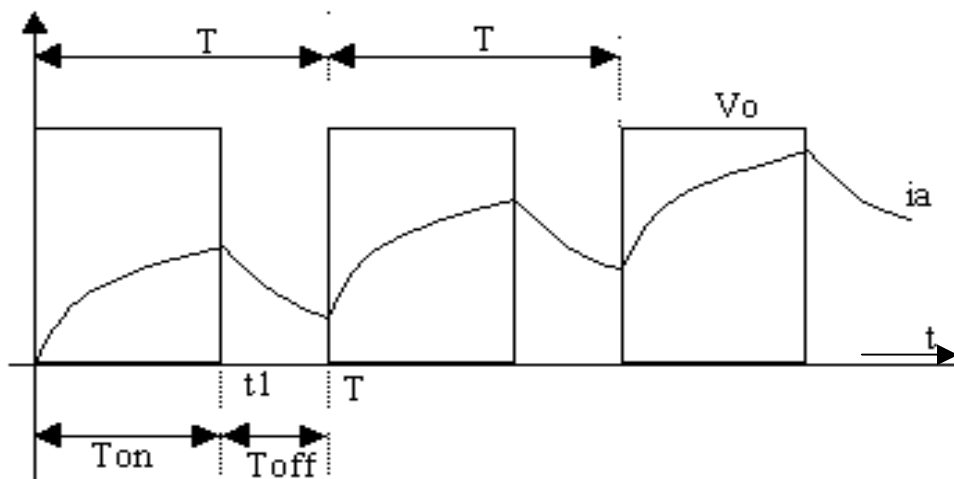


Figure 5.3

On considère en général que le courant i_a est continu. La valeur moyenne de la tension de sortie est :

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V = \alpha V$$

$$\text{Avec } t_{on} = \alpha T$$

où : t_{ON} est le temps de conduction du hacheur

T est la période de l' hacheur

α est le rapport cyclique (duty cycle) : $0 < \alpha < 1$.

L'équation de V_o montre que la variation la tension de sortie est une fonction linéaire de α .
 $0 < V_o < V$

Un) courant dans la charge :

Intervalle 1 (pour $0 < t < \alpha T$) : S est fermé, la diode D est ouverte.

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V$$

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} = V - E_a = U$$

$$i_a = \frac{U}{R_a} + (i_0 - \frac{U}{R_a}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ avec } \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

Intervalle 2 (pour $\alpha T < t < T$) : la diode court-circuite le récepteur (S ouvert et D fermée).

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0$$

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} = -E_a$$

$$i_a = -\frac{E_a}{R_a} + (i_0 + \frac{E_a}{R_a}) \cdot e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}}, \text{ avec } \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

Le courant i_a croît pendant le premier intervalle, décroît pendant le second, figure 5.4.

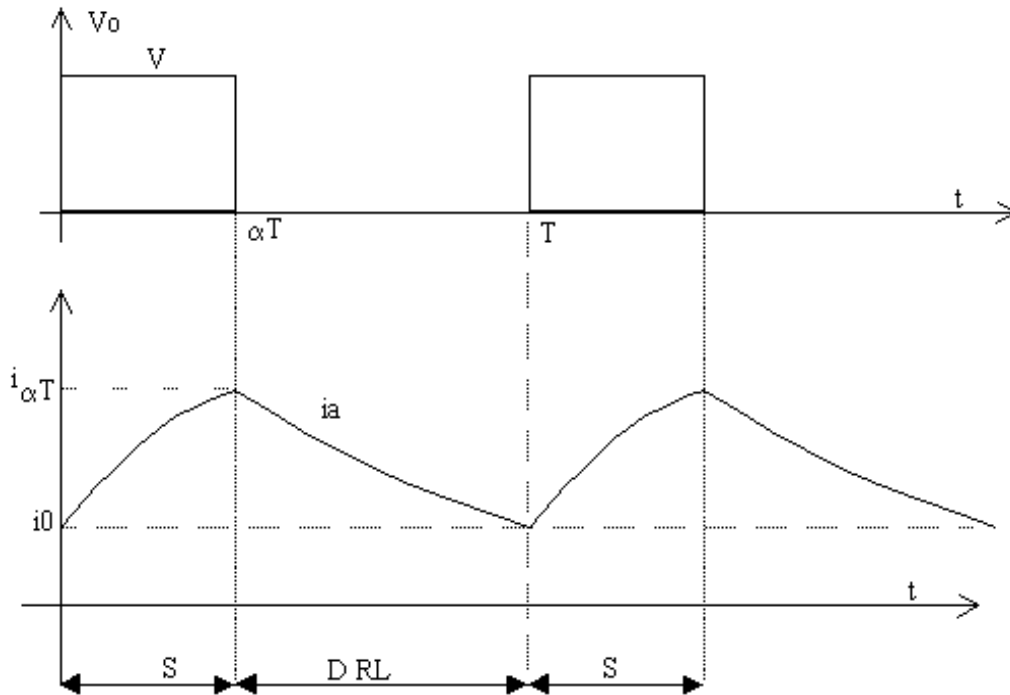


Figure 5.4

On calcule ' i_0 ' et ' $i_{\alpha T}$ ' de la continuité de i_a et de sa périodicité, car à $t=T$, on a :
 i_a (intervalle 2) = i_a (intervalle 1), donc :

$$\frac{V - E_a}{R_a} + (i_0 - \frac{V - E_a}{R_a}) \cdot e^{-\frac{T}{\tau}} = -\frac{E_a}{R_a} + (i_0 + \frac{E_a}{R_a}) \cdot e^{-\frac{(T - \alpha T)}{\tau}}$$

d'où, on obtient la valeur de i_0 .

de l'équation de i_a au premier intervalle à $t=\alpha T$, l'on déduit la valeur de $i_{\alpha T}$.

Deux) Valeur moyenne de i_a :

$$I_a = \frac{V_o}{R_a} = \frac{\alpha V}{R_a}$$

Trois) Facteur d'ondulation :

$$K_O = \frac{i_{\alpha T} - i_0}{2 \cdot I_a} = \frac{\Delta i_a}{2 \cdot I_a}$$

$$\text{avec } \Delta i_a = \frac{V}{R_a} \frac{T}{4\tau} = \frac{V}{R_a} \frac{T}{4} \frac{1}{\frac{L_a}{R_a}} = \frac{V \cdot T}{4 \cdot L_a}$$

Pour réduire l'ondulation de i_a , il faut augmenter L_a en ajoutant une inductance de lissage entre l'hacheur et le récepteur ou augmenter la période T (donc travailler à fréquence élevée). On préfère augmenter la fréquence f pour réduire l'encombrement de la bobine.

- 1- Si l'interrupteur S est un GTO, l'amorçage et le blocage s'effectuent par la commande de la gâchette
- 2- Si l'interrupteur S est un transistor, le courant de base I_b contrôle l'ouverture et la fermeture du circuit. Mais la puissance commandée est plus faible (quelques centaines d'ampères et quelques centaines de volts). Il faut prévoir, dans ce cas, un circuit d'aide à la commutation (calc) pour réduire les pertes par commutation (figure 5.5). Le circuit rC retarde le dV_{CE}/dt à l'ouverture, l'inductance L limite le di_a/dt à la fermeture et ($D1$, $R1$) est une protection contre les surtensions (à l'ouverture) DAS – diode anti-saturation de TP. Ce montage est utilisé pour les fréquences élevées :
 - On utilise un transistor bipolaire NPN ou VMOS en montage Darlington pour les fréquences de 2 à 30 kHz
 - On utilise les MOSFET pour les fréquences de 200 à 300 kHz
- 3- Si l'interrupteur S est un thyristor : un circuit d'aide à l'extinction est utilisé pour bloquer le thyristor. Ce montage est utilisé pour les puissances élevées ($P=1$ MW), mais la fréquence est réduite à quelques kHz. Le circuit de commande est plus complexe et plus onéreux.

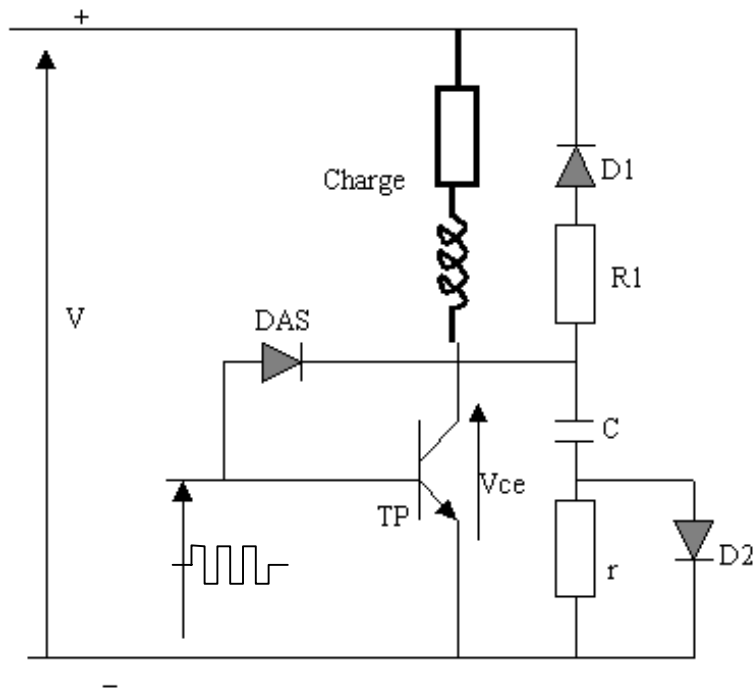


Figure 5.5

5.3. Circuit d'aide à l'extinction du thyristor :

On prend le schéma simple à un thyristor auxiliaire de la figure 5.6.

Le circuit principal est composé du thyristor T1, de la diode de roue libre DRL et du récepteur.

Le circuit d'extinction comprend le condensateur C, l'inductance L, la diode D et le thyristor auxiliaire T2.

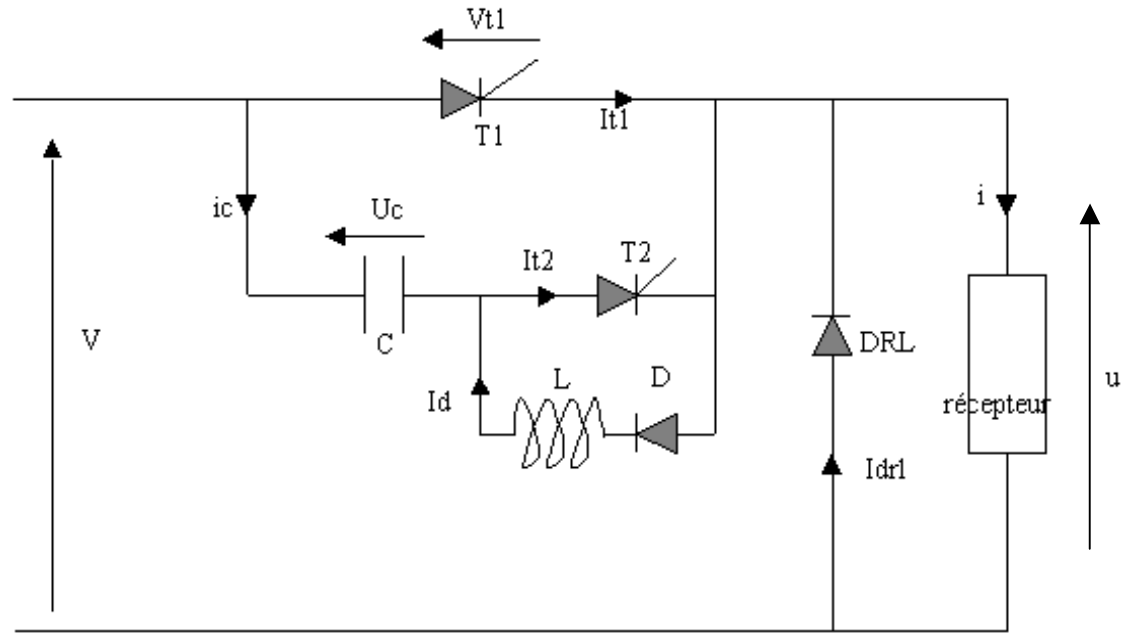


Figure 5.6

On va suivre la séquence de fonctionnement à partir de $t=0$, en supposant que le courant dans la charge est constant et le condensateur est chargé $U_c=V$. Voir figure 5.7.

Phase 1 : A $t=0$, on déclenche T1.

On aura un circuit oscillant travers T1, D, L, C pendant l'intervalle 0 à t_1 .

D'où, l'inversion de la polarité de la tension V_c aux bornes du condensateur.

La décharge pseudo-pulsatoire de C commence. Au bout d'une demi-pseudo-période, le courant I_c devient zéro et la diode D se bloque à $t=t_1$. Donc, de 0 à t_1 : T1 et D conduisent en même temps.

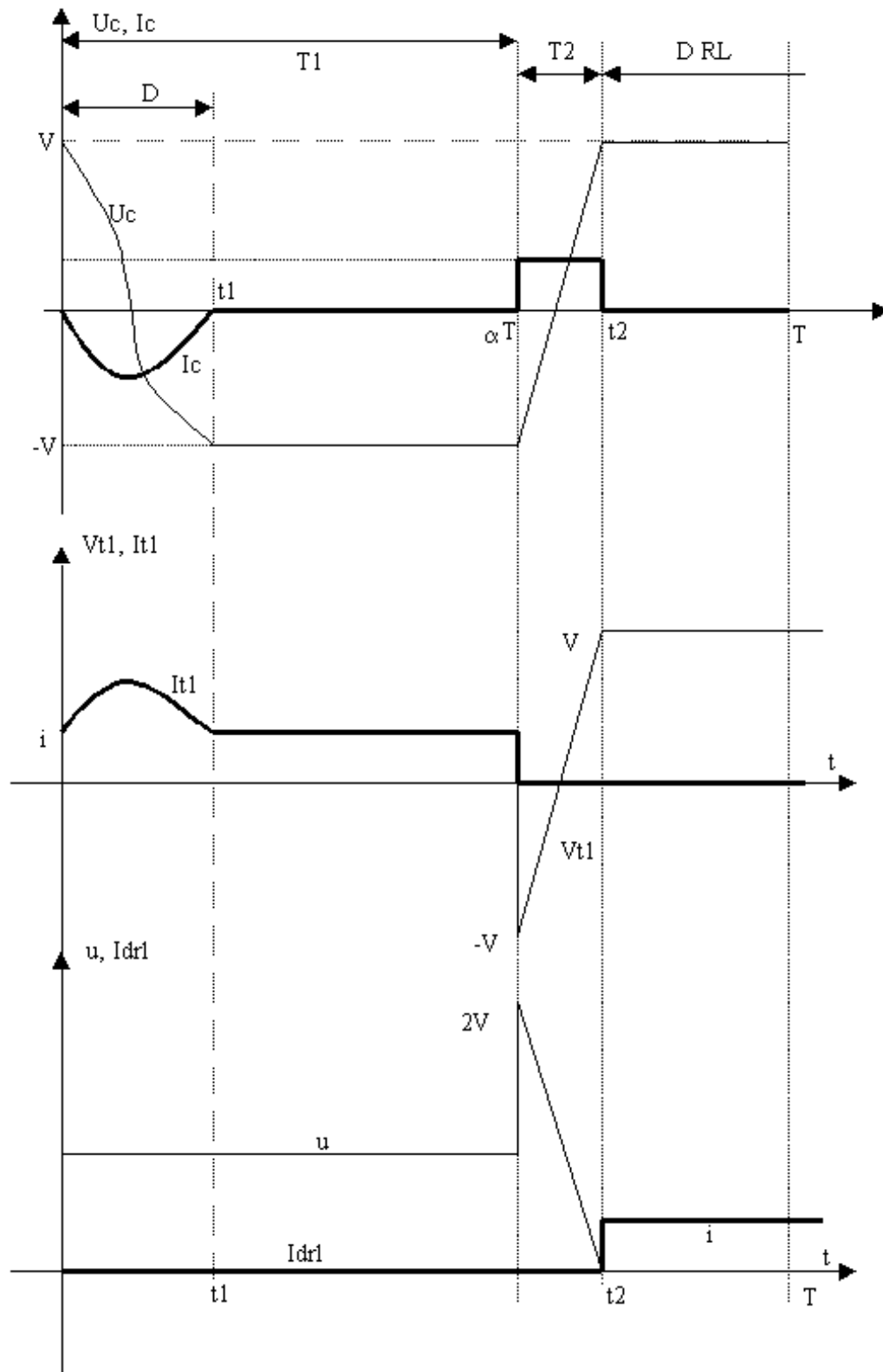


Figure 5.7

$$L \frac{dI_c}{dt} - U_c = 0$$

$$I_c = -C \frac{dU_c}{dt} \Rightarrow LC \frac{d^2 U_c}{dt^2} + U_c = 0$$

$$\Rightarrow U_c = U_{c0} \cos \beta_0 t$$

$$U_{c0} = V \text{ et } \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow U_c = \cos \frac{1}{\sqrt{LC}} t$$

$$I_c = -CV \beta_0 \sin \beta_0 t$$

I_c est un courant sinusoïdal à pulsation β_0

$$\text{à } t=0: \sin \beta_0 t = 0 \Rightarrow I_c = 0$$

$$\text{donc } \beta_0 t = \pi \Rightarrow t = \frac{\pi}{\beta_0}$$

$$I_c = I_d = -C \beta_0 V \sin \beta_0 t$$

$$I_c = -V \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \beta_0 t$$

$$\text{avec } \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$U_c = V \cos \beta_0 t$$

$$i_{T1} = i + I_d$$

$$u = V$$

$$t = \frac{\pi}{\beta_0} = \frac{\pi}{\sqrt{LC}}$$

Phase 2 : pour $t_1 < t < \alpha T$ (T1 conduit seul).

$$I_{T1} = i, \quad u = V, \quad U_c = -V$$

Phase 3 : pour $\alpha T < t < t_2$ (extinction de T1).

L'amorçage de T2 à $t = \alpha T$ rend la tension aux bornes de T1 égale à $U_c = -V$, donc T1 se bloque et $i_{T1} = 0$.

Le courant de la charge passe, dans ce cas, par C, T2 et le récepteur. Donc C se charge sous forme linéaire, d'après les équations suivantes :

$$I_c = I_{T2} = i \text{ et } I_c = -C \frac{dU_c}{dt}$$

$$U_c = \frac{1}{C} i(t - \alpha t) - V$$

$$v_{T1} = U_c \text{ et } u = V - U_c$$

$$\text{à } t = t_2, U_c = V \text{ et T2 se bloque}$$

Donc conduction de T2 de αT à t_2 .

Le courant dans la charge continue à circuler à travers la diode de roue libre DRL de t_2 jusqu'à T .

Phase 4 : Pour $t_2 < t < T$ (conduction de DRL).

Pour $t=t_2$, $u=0$ et tend de devenir négative.

Donc, DRL devient conductrice et bloque T2 et le courant à travers la charge passe par DRL.

Dans ce cas :

$$\begin{aligned} i_{T1} &= 0, I_c = 0, \\ I_{drl} &= i, v_{T1} = U_c = V, \\ u &= 0 \end{aligned}$$

Pour $t=T$, une nouvelle période commence avec les mêmes phases 1, 2 ,3 et 4 cités précédemment.

5.4. L'hacheur survolteur (Boost converter – Step up chopper) :

On l'appelle aussi l'hacheur parallèle. La configuration de l'hacheur est présentée dans la figure 5.8. Quand l'hacheur est en fonctionnement (S fermé et D ouverte), l'inductance L stocke une énergie électrique. A l'ouverture de S, l'énergie stockée se décharge à travers la diode D et la charge.

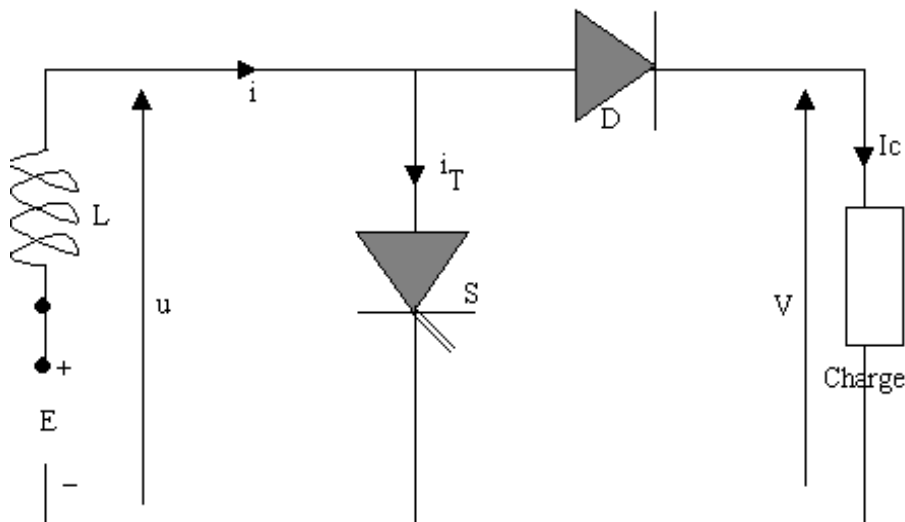


Figure 5.8

Pour $0 < t < \alpha T$ (figure 5.9):

S est conducteur, D est bloquée.

$$I_c = 0, \quad u = 0, \quad E - L \frac{di}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow i = i_0 + \frac{E}{L} t \quad (1)$$

i_0 est le courant initial de cet intervalle. Le courant i croît sous forme linéaire.

$$\text{A } t = \alpha T : i_{\alpha T} = i_0 + \frac{E}{L} \alpha T$$

Pour $\alpha T < t < T$ (figure 5.9):

S est bloqué et D est conductrice.

$$I_c = i, V = u \Rightarrow E - L \frac{di}{dt} = u = V$$

$$\Rightarrow i = i_{\alpha T} - \frac{(V - E)}{L} (t - \alpha T)$$

Le courant décroît et à $t = T : i = i_0$, d'où $i_0 = i_{\alpha T} - \frac{(V - E)}{L} T(1 - \alpha)$ (2)

En remplaçant la valeur de $i_{\alpha T}$ dans l'équation (2), on obtient :

$$i_0 = i_0 + \frac{E}{L} \alpha T - \frac{(V - E)}{L} T(1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow E = (1 - \alpha) V$$

$$\Rightarrow V = \frac{E}{(1 - \alpha)} \quad \text{donc } V \geq E$$

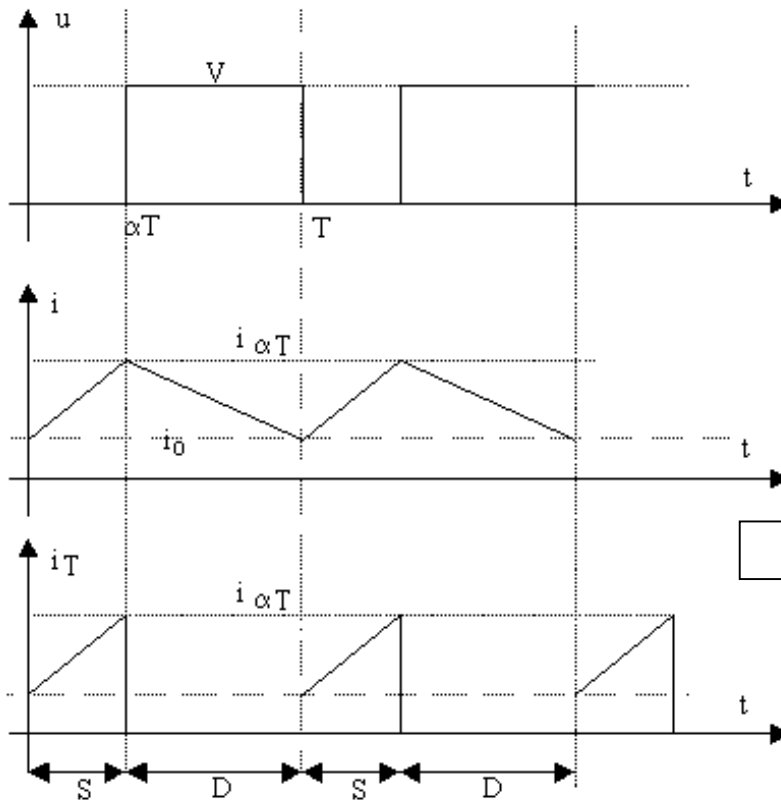


Figure 5.9

Ce principe de fonctionnement est utilisé en récupération (régénération) dans les moteurs à courant continu, où u représente la tension fournie par l'induit et V représente la tension du réseau d'alimentation en continu.

Si dans la figure 5.2, on permute l'hacheur et la diode de roue libre DRL comme dans la figure 5.10, on obtient un hacheur survolteur. Dans ce cas, E_a est la source et V est la charge.

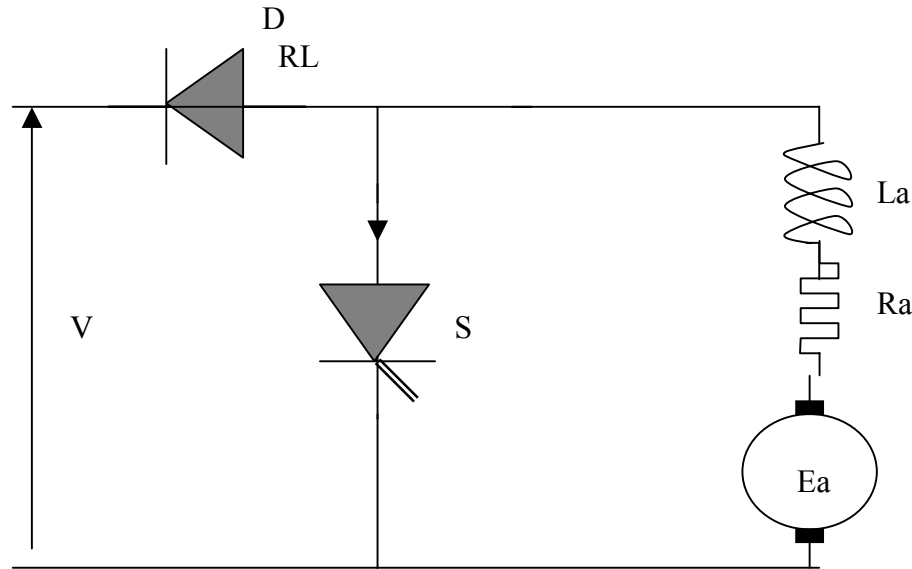


Figure 5.10

5.5. Le Hacheur deux quadrants réversible en courant:

Si on associe l'hacheur série de la figure 5.2 avec l'hacheur parallèle de la figure 5.10, on obtient le circuit de la figure 5.11 qui fonctionne en hacheur dévolteur/survolteur, où :

- T_s et D_s représentent l'hacheur série
- T_p et D_p représentent l'hacheur parallèle

Pour le fonctionnement en hacheur série :

- Si T_s est ON et D_s est OFF : $U=E_s$, $I=I_s > 0$
- Si T_s est OFF et D_s est ON : $U=0$, I continue de circuler dans le même sens, $I > 0$
Donc U et I sont positives, et la puissance $P=UI$ est positive

Pour le fonctionnement en hacheur parallèle :

- Si T_p est ON et D_p est OFF : $U=0$, on aura le courant I en sens inverse due à E' (la f.e.m. du moteur). Donc $I < 0$.
- Si T_p est OFF et D_p est ON : $U=E_s$, I circule du moteur à la source $I=-I_s < 0$
Donc $U > 0$ et $I < 0$, et la puissance $P=UI$ est négative

Donc le convertisseur travaille dans 2 quadrants, où U est toujours positive mais I peut être positif ou négatif.

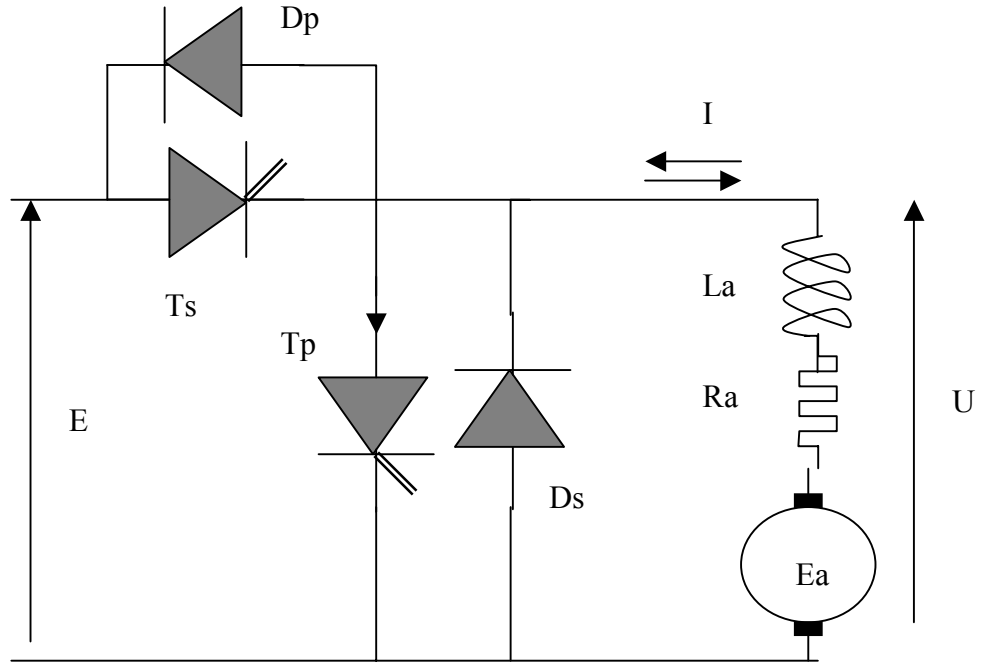
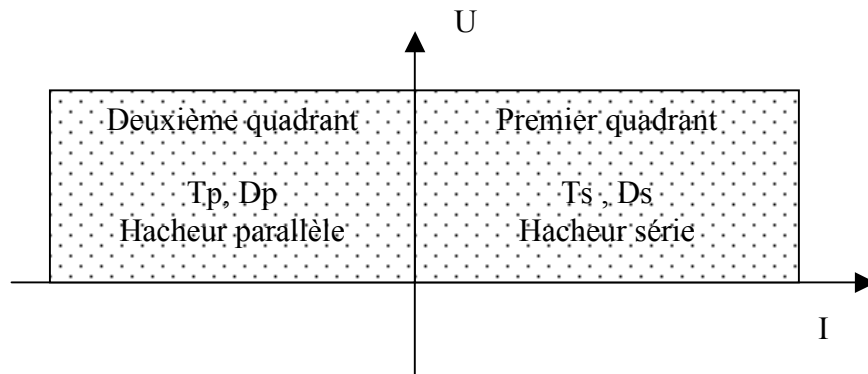


Figure 5.11



En fonctionnement moteur , Ts conduit sur $(\alpha_1.T)$, donc :

$$U = \alpha_1 \cdot E \quad \text{et} \quad E' = U - R.I$$

En fonctionnement générateur (récupération), Tp conduit sur $(\alpha_2.T)$, donc :

$$U = (1 - \alpha_2) \cdot E \quad \text{et} \quad E' = U + R.I$$

Pour éviter les anomalies, on fait $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, alors on obtient les caractéristiques de la figure 5.12, dans les 2 quadrants :

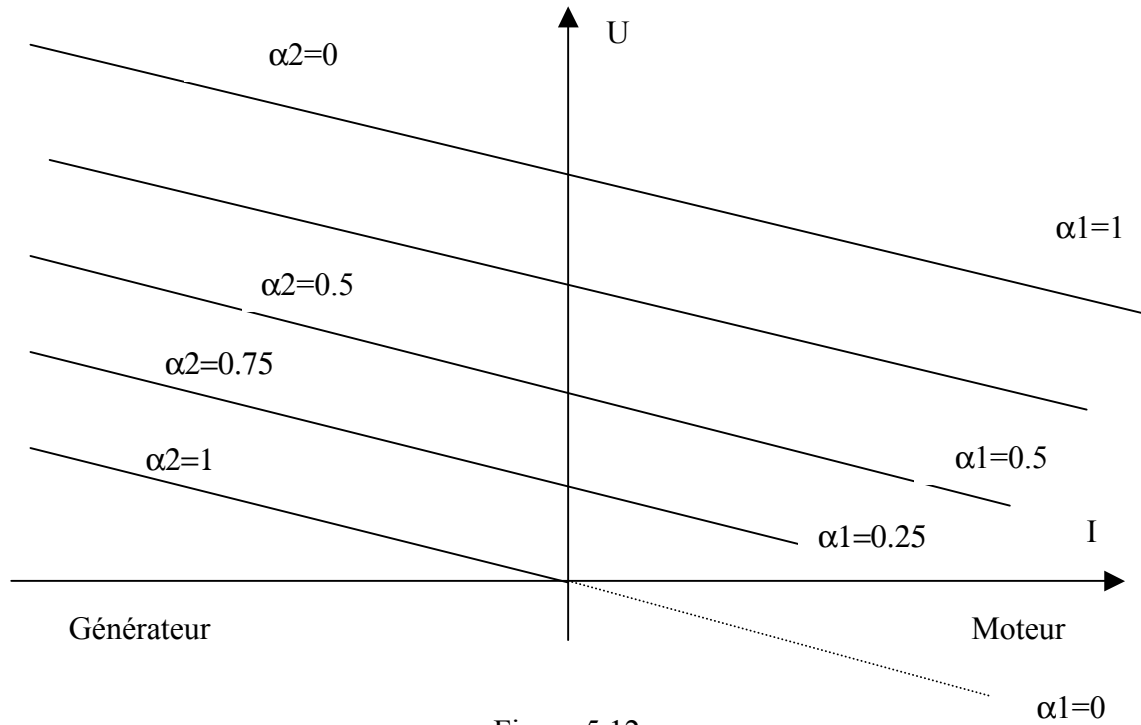


Figure 5.12

5.6. Le Hacheur deux quadrants réversible en tension :

On obtient ce type du hacheur en associant 2 les composants de puissance comme dans la figure 5.13. A noter que S1 et S2 sont commandés simultanément.

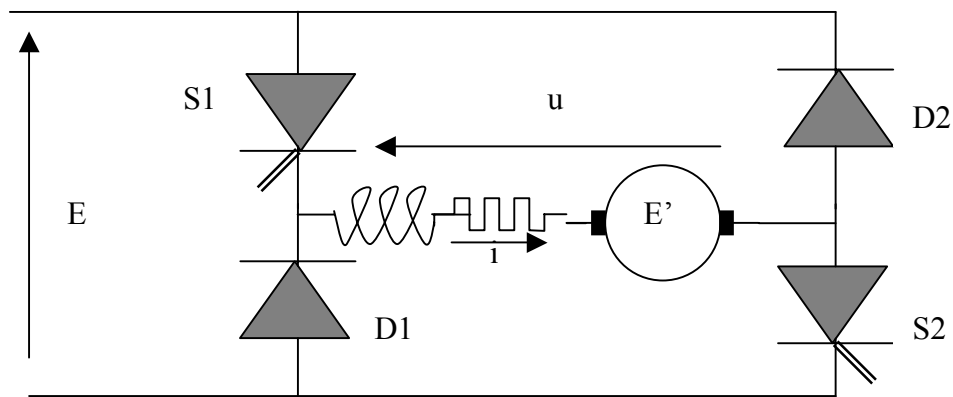


Figure 5.13

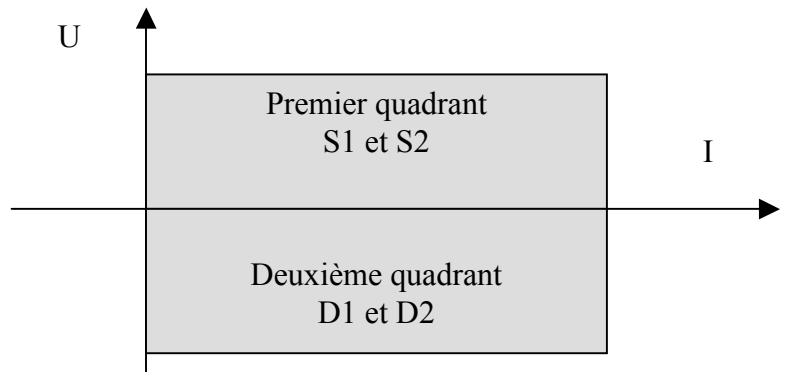
- Si S1 et S2 sont en conduction (D1 et D2 sont bloquées): $u = E$
- Si D1 et D2 sont conductrices (S1 et S2 sont bloqués) : $u = -E$

Donc, $U = u(\text{moy}) = \alpha E - E(1 - \alpha) = E(2\alpha - 1)$

D'où, $U > 0$ si $\alpha > 1/2$, $U = 0$ si $\alpha = 1/2$, et $U < 0$ si $\alpha < 1/2$,

Le courant est toujours dans le même sens dans la charge. Donc réversibilité en tension.

- Pour $\alpha < 1/2$, on a $U < 0$ et $I > 0$ donc la puissance est négative : La charge fonctionne en génératrice et fournisse de l'énergie au réseau
- Pour $\alpha > 1/2$, on a $U > 0$ et $I > 0$ donc la puissance est positive : La charge fonctionne en moteur et absorbe l'énergie du réseau



5.7. Le Hacheur quatre quadrants :

C'est un hacheur réversible en courant et en tension. Le montage de ce type est présenté dans la figure 5.14.

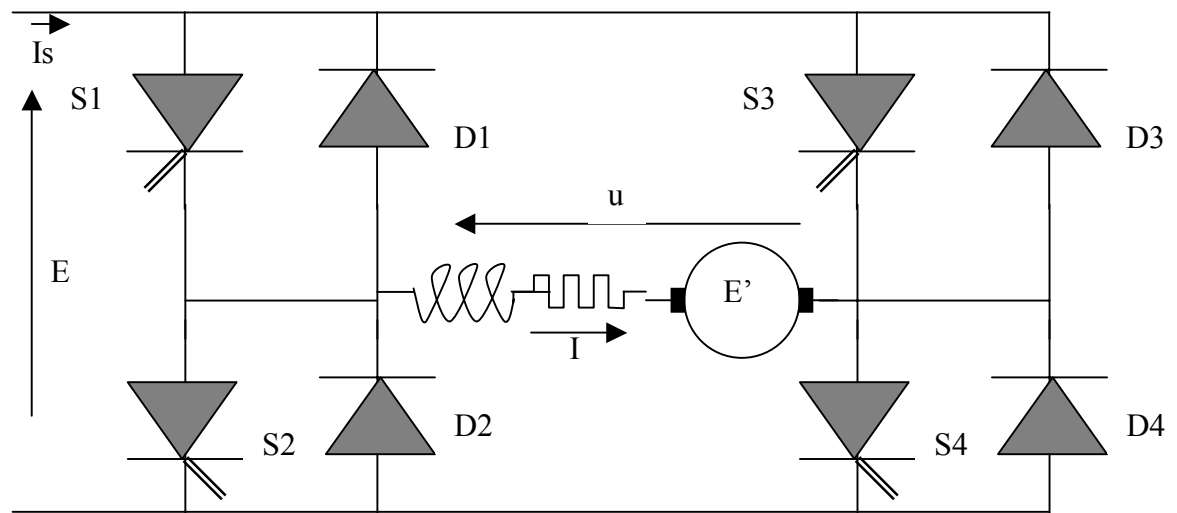


Figure 5.14

1. Si on élimine S3 et D3 et on fait fonctionner S4 et D4 en permanent, Les 4 composants S1, D1, S2 et D2 forment un hacheur 2 quadrants réversible en courant (paragraphe 5.5).
2. Si on élimine D1, S2, S3, D4, on aura le montage composé de S1, D2, D3 et S4 qui est un hacheur 2 quadrants réversible en tension.
3. A noter que dans ce montage il n'y a pas de phase de roue libre et $u > 0$ toujours.

Ce montage permet de faire fonctionner le moteur à 2 sens de rotation et freinage à récupération d'énergie.

Fonctionnement du système :

Il existe plusieurs stratégie de commande de l'hacheur en pont. Des nombreuses possibilités de fonctionnement sont offertes.

1- Commande continue (figure 5.15) :

Une loi de commande unique est utilisée, pendant une période T :

- On commande à la fermeture S1 et S4 pendant $\alpha_1 T$
- On commande à la fermeture S2 et S3 pendant le reste de la période

Pour $0 < t < \alpha_1 T$: S1 et S4 conduisent :

Si $I > 0$, $I_s = I_{S1} = I_{S4} = I$, et $u = E$

Si $I < 0$, $I_s = I_{D1} = I_{S4} = -I$, et $u = E$

Pour $\alpha_1 T < t < T$: S2 et S3 conduisent :

Si $I > 0$, $I_s = I_{D2} = I_{D3} = -I$, et $u = -E$

Si $I < 0$, $I_s = I_{S2} = I_{S3} = I$, et $u = -E$

L'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie est toujours la même :

$$U = \frac{E}{T} [\alpha_1 T - (1 - \alpha_1) T]$$

$$U = E (2\alpha_1 - 1)$$

Quand α_1 va de 1 à zéro, U va de $+E$ à $-E$

2- Commande séquentielle :

On ne fait travailler que 2 interrupteurs :

- L'un, fermé en permanence, joue le rôle d'interrupteur d'aiguillage,
- L'autre, fermé et ouvert à la fréquence de fonctionnement de l'hacheur, assure le hachage.

Pour obtenir une tension de sortie positive :

Par exemple, on commande à la fermeture S4 en permanence

- Si I est positif, on hache par S1 :

Si S1 fermé : I passe par S1 et S4. $u = E$

Si S1 ouvert : I passe par D2 et S4 (roue libre). $u = 0$

Si $\alpha_1 T$ est la durée de fermeture de S1, on obtient $U = \alpha_1 E$

- **Si I est négatif**, on hache par S2 :
 Si S2 fermé : I passe par S2 et D4 (roue libre). $u=0$
 Si S2 ouvert : I passe par D1 et D4. $u=E$
 Si $\alpha_2 T$ est la durée de fermeture de S2 , on obtient $U=(1-\alpha_2).E$

Pour obtenir une tension de sortie négative :

Par exemple, on commande à la fermeture S3 en permanence

- **Si I est positif**, on hache par S1 :
 Si S1 fermé : I passe par S1 et D3. $u=0$ (roue libre)
 Si S1 ouvert : I passe par D2 et D3. $U = -E$.
 Si $\alpha_1 T$ est la durée de fermeture de S1 , on obtient $U=(1-\alpha_1).E$

- **Si I est négatif**, on hache par S2 :
 Si S2 fermé : I passe par S2 et S3 . $u = -E$
 Si S2 ouvert : I passe par D1 et S3. $u=0$ (roue libre)
 Si $\alpha_2 T$ est la durée de fermeture de S2 , on obtient $U=\alpha_2.E$

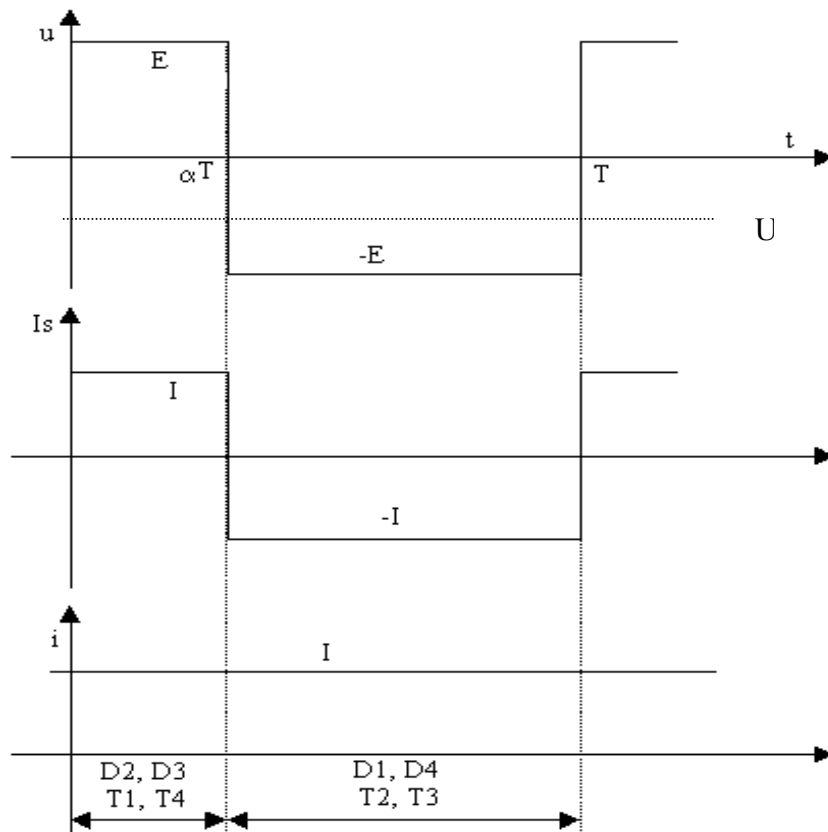


Figure 5.15

5.7. Les Hacheurs à liaison indirecte :

Les hacheurs à liaison directe (série, parallèle,...) vus précédemment ne permettent pas le transfert d'énergie entre une source de tension et un récepteur de tension ou entre une source de courant et un récepteur de courant. La source et le récepteur doivent être de nature différente.

Pour transférer de l'énergie d'une source à un récepteur de même nature, il faut utiliser un hacheur à liaison indirecte ou à accumulation. L'élément de stockage de l'énergie est une inductance ou une capacité.

5.7.1. Hacheurs à accumulation inductive :

Lorsque la source et le récepteur sont de tension, on utilise une inductance comme élément de stockage (figure 5.16).

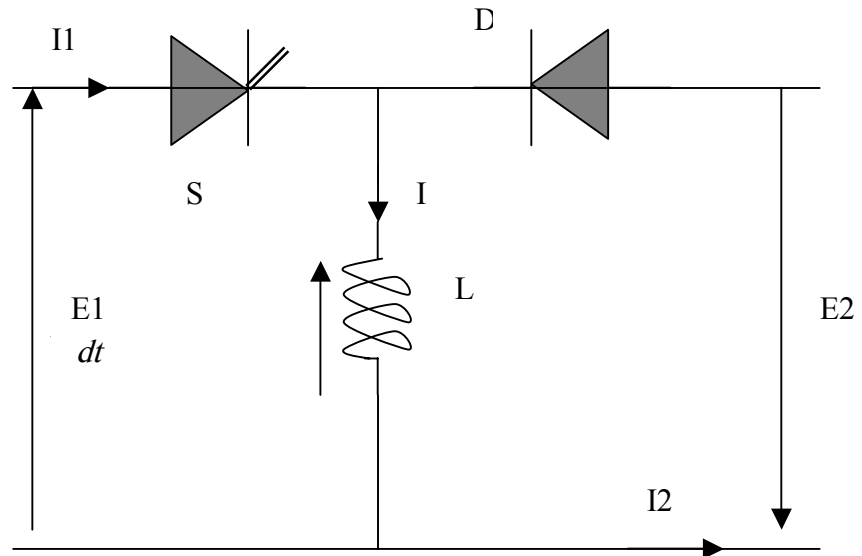


Figure 5.16

S conduit pendant $\alpha.T$, D pendant $(1-\alpha)T$

Quand S conduit, le courant I augmente (énergie stockée dans l'inductance). Quand D conduit, le courant I diminue (décharge de l'énergie stockée).

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

$$I = I_1, \quad E_1 = L \frac{dI}{dt} \Rightarrow I = I_o + \frac{E_1}{L} t$$

$$\text{à } t = \alpha T, \quad I_{\alpha T} = I_o + \frac{E_1}{L} \alpha T \quad (1)$$

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

$$I = I_2, \quad E_2 = -L \frac{dI}{dt} \Rightarrow I = I_{\alpha T} - \frac{E_2}{L}(t - \alpha T)$$

$$\text{à } t = T, \quad I_T = I_{\alpha T} - \frac{E_2}{L} T(1 - \alpha) \quad (2)$$

En régime établi, $I_T = I_0$. Les équations (1) et (2) donnent :

$$\boxed{\frac{E_2}{E_1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}}$$

Si α varie de 0 à 1, E_2/E_1 varie théoriquement de 0 à l'infini.

Si $\alpha = 1/2$: $E_2 = E_1$

Si $\alpha < 1/2$: $E_2 < E_1$ dévolteur

Si $\alpha > 1/2$: $E_2 > E_1$ survolteur

5.7.1. Hacheurs à accumulation capacitive :

Lorsque la source et le récepteur sont de courant, on utilise un condensateur comme élément de stockage (figure 5.17).

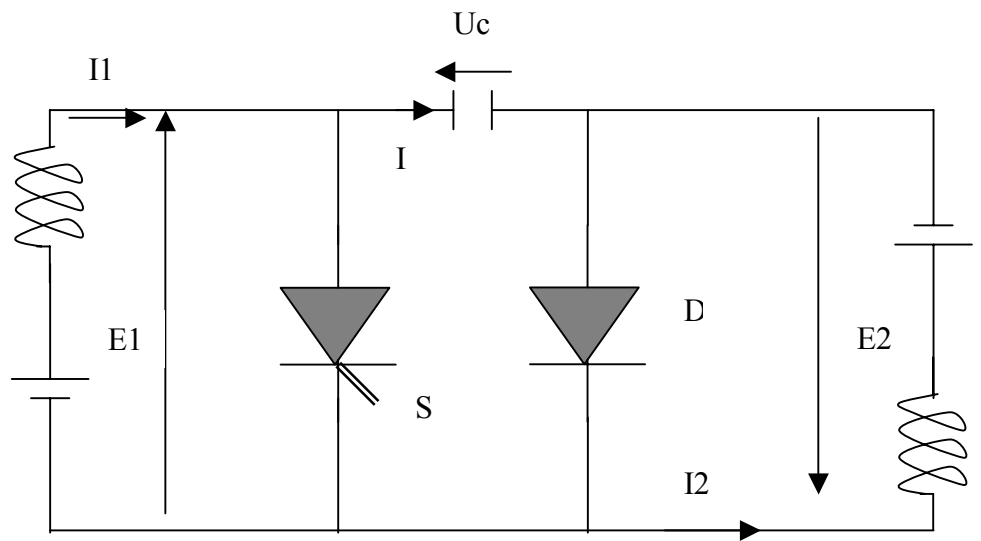


Figure 5.17

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

D conductrice, S bloqué. La source charge le condensateur C.

$$I = I_1, \quad I = C \frac{dU_c}{dt} \Rightarrow U_c = U_{co} + I_1 t$$

$$\text{à } t = \alpha T, \quad U_c = U_{co} + I_1 \alpha T \quad (1)$$

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

D bloquée, S conducteur. Le condensateur C se décharge dans le récepteur.

$$I = -I_2, \quad I = C \frac{dU_c}{dt} \Rightarrow U_c = U_{co} + I_1 \alpha T - I_2(t - \alpha T)$$

$$\text{à } t = T, \quad U_c = U_{co} + I_1 \alpha T - I_2(T - \alpha T) = U_{co} \quad (2)$$

$$\text{d'où: } \frac{I_2}{I_1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Note : on peut transférer l'énergie entre source et récepteur de même nature par la mise en cascade de 2 hacheurs classiques (figure 5.18).
La source E1 et le récepteur E2 sont de tension.

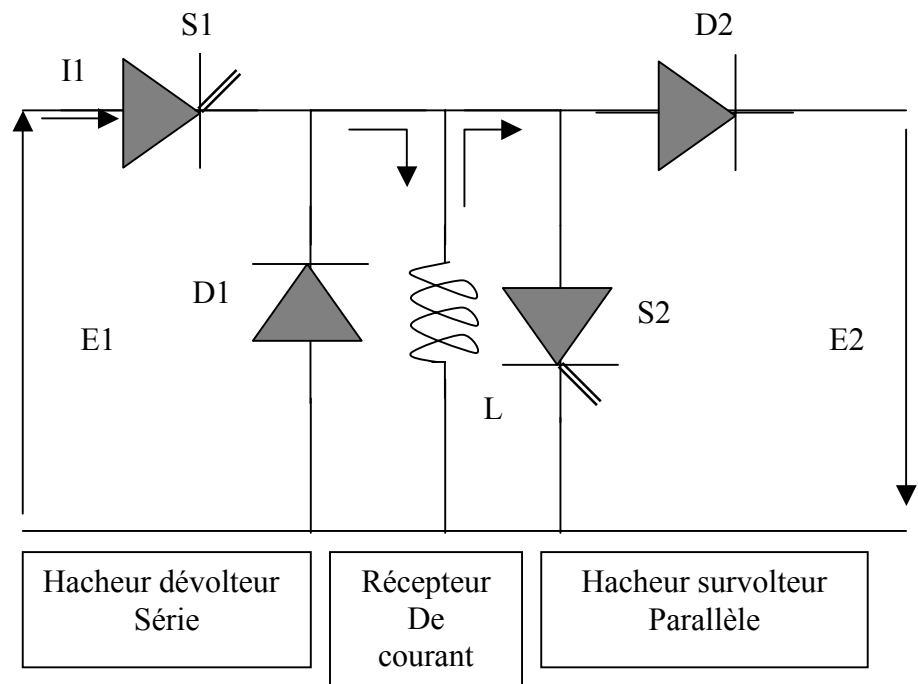


Figure 5.18

5.8. Les Hacheurs à transistors :

Les montages précédents sont valables pour les thyristors et les transistors, mais le domaine des fréquences d'utilisation pour les transistors est beaucoup plus étendu que celui des thyristors. Les principales différences sont :

	Thyristor	Transistor
Domaine de fréquence	10 KHz	1 MHz
Tension limite (directe et inverse)	2 à 4.5 kV	700V à 1000 V dans le cas d'un montage Darlington
Courant limite blocable	Jusqu'à 3000 A	50 à 100 A par transistor
Puissance	10 MW	100 KW

De plus :

1. Le transistor est plus fragile que le thyristor contre les surtensions et les surcharges
2. A fréquences élevées, les pertes par commutation des transistors sont élevées.

Le transistor bipolaire est le plus souvent utilisé en amplification de courant unidirectionnel saturé, ou l'IGBT pour les puissances et les fréquences moyennes.

Amorçage :

- Commande par I_b , et I_c est le courant commandé (figure 5.15).
- V_{ce} doit être faible (0.5 à 1 volt) au lieu de 1 à 3 volts pour le cas du thyristor.
- En commande, $I_b > 0$ est suffisant pour saturer, mais il faut $I_b > 0$ sur toute la plage de commande

Blocage :

- $I_b \leq 0$: Il faut adapter le circuit de commande pour assurer un amorçage et un blocage rapide.

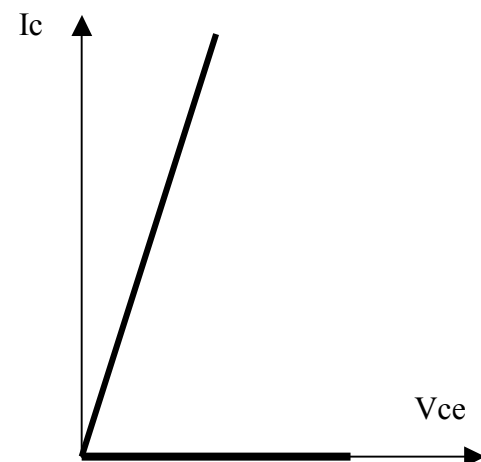
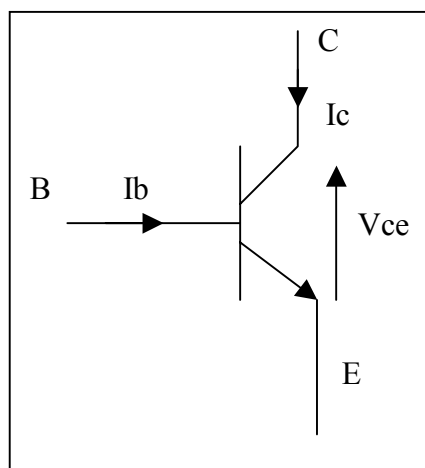


Figure 5.15

Commande du transistor :

- Le transistor est contrôlé par le courant de la base I_b
- L'extinction du transistor est naturelle par $I_b = 0$
- La commutation est rapide et possibilité de travailler à des fréquences très élevées mais il y a plus de pertes par commutation.
- Il n'y a pas de pouvoir de blocage en $V_{ce} < 0$ à cause d'une diode interne en antiparallèle.

Pour réduire les pertes par commutation, on utilise des circuits d'aide à la commutation (CALC).

5.9. Commutation du transistor dans un hacheur série:

On va traiter le cas du hacheur dévolteur de la figure 5.16.

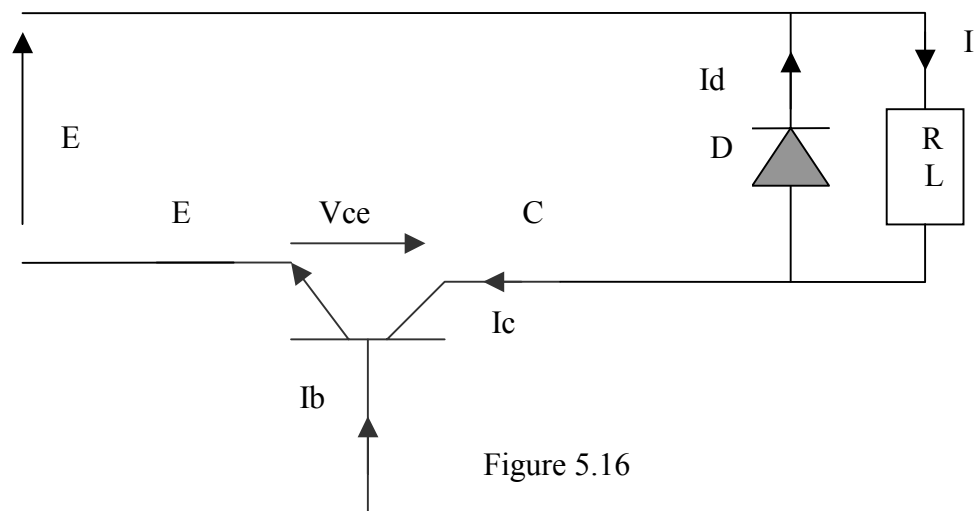


Figure 5.16

1-Amorçage : Voir figure 5.17

A $t < 0$: $V_{ce} = E$, $I_c = 0$, $I_b = 0$, et $I_d = I = \text{constant}$.

A $t = 0$, On amorce le transistor par $I_b > 0$. Il y a un temps de retard t_1 avant que I_c commence à monter : $t_1 = t_d \approx 0.1 \mu s$. Tant que $I_c < I$, la diode D continue de conduire.

A $t = t_2$, $I_c = I$, donc D se bloque ($V_d = -E$). L'intervalle $t_2 - t_1$ est le temps de montée de I_c .
 $t_2 - t_1 = t_r \approx 1 \mu s$.

De 0 à t_2 : $V_{ce} = E$, et v_{ce} commence à diminuer après t_2 .

De t_2 à t_3 : V_{ce} diminue à zéro : $t_3 - t_2 \approx 0.1 \mu s$.

On remarque que de t_1 à t_3 , la puissance dissipée dans le transistor est grande $= \int V_{ce} \cdot I_c \cdot dt$

Car V_{ce} est grande ou I_c est grand.

Le temps de commutation à l'amorçage est : $T_{on} = \Delta t = t_3 - 0 = t_3$

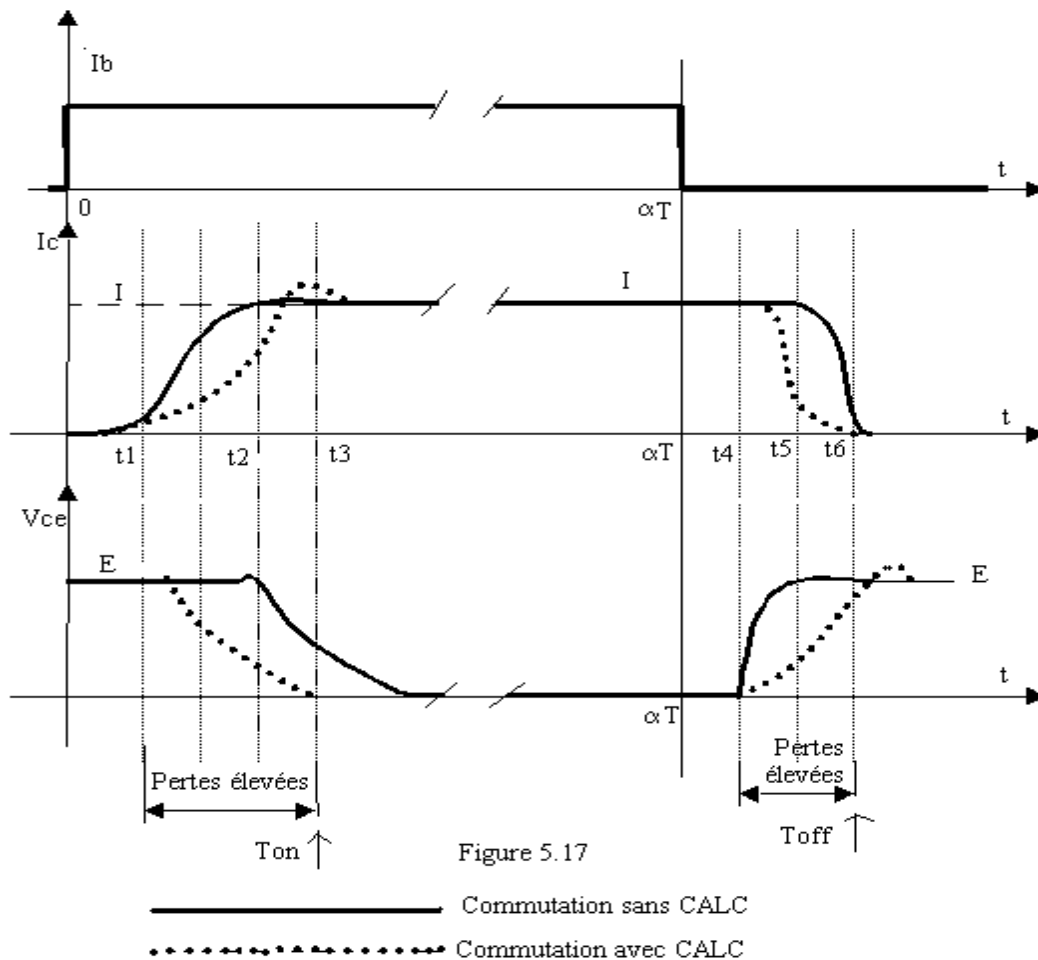
2-Blocage : (voir figure 5.17)

- A $t = \alpha T$, $I_b = 0$, mais jusqu'à t_4 le transistor reste saturé (rien ne change). C'est le temps de stockage : $t_s = t_4 - \alpha T =$ quelques micro-secondes.
- $(t_5 - t_4)$ est le temps de montée en tension à $I_c = \text{Constant}$, donc D reste bloquée : $V_d = (V_{ce} - E) < 0$, $t_r = t_5 - t_4 =$ quelques 0.1 micro-secondes.
- A $t = t_5$: $V_{ce} = E$, D se débloque et I_c diminue
- A $t = t_6$: $I_c = 0$, on obtient le temps de descente de I_c : $t_f = t_6 - t_5 \approx 1 \mu s$.

Le temps de commutation au blocage est : $T_{off} = t_6 - \alpha T$,

la puissance dissipée dans le transistor est grande aussi $= \int V_{ce} . I_c . dt$

Pour réduire les pertes, il faut un circuit d'aide à la commutation (CALC).



3- Le circuit d'aide à la commutation (CALC) : (figure 5.18).

Principe :

A l'amorçage, on ralentit la montée du courant I_c et on accélère la chute de la tension V_{ce} . Et inversement au blocage.

Donc, il faut modifier la forme de I_c et de V_{ce} en ajoutant des éléments extérieurs.

Amorçage :

Pour ralentir la montée de I_c , on place une inductance L_a en série de quelques micro Henry, cela entraîne la montée lente de I_c et la descente rapide de V_{ce} (figure 5.17).

$$V_{ce} = E - L_a \frac{dI_c}{dt}$$

On remarque que $V_{ce} = 0$ à t_2 , où I_c est encore faible, donc la puissance dissipée est très faible (négligeable).

Note : On met R_a et D_a en parallèle avec L , pour la décharge de l'énergie emmagasiné dans L_a lorsque le transistor est bloqué et I_c en train de diminuer : On limite la surtension aux bornes du transistors.

Blocage :

Pour ralentir la montée de V_{ce} , on ajoute un condensateur C_b en parallèle sur le transistor de quelques centaines de micro Farad.

V_{ce} est ralenti par le chargement de C_b à travers la diode D_b et donc, I_c diminue plus vite :

$$I_c = I - I_{cb} = I - C \frac{dV_{ce}}{dt} \text{ et } I_c = 0 \text{ quand } I_{cb} = I$$

(I_{cb} est le courant dans C_b)

d'où la puissance dissipée dans le transistor est faible.

Le condensateur se charge jusqu'à l'instant où $V_{cb} = V_{ce} = E$.

Note : On ajoute R_b en parallèle avec D_b pour limiter les surintensités dans le transistor dû à la décharge de C_b .

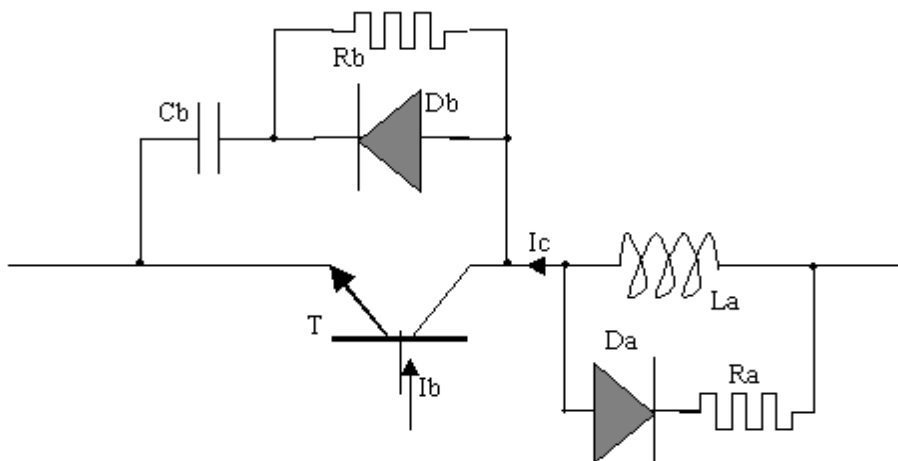


Figure 5.18

5.9. Les convertisseurs continu/continu à isolation magnétique :

L'isolation magnétique est fournie par des transformateurs travaillant à haute fréquence. Ces transformateurs sont en générale à noyau de Ferrites (figure 5.19).

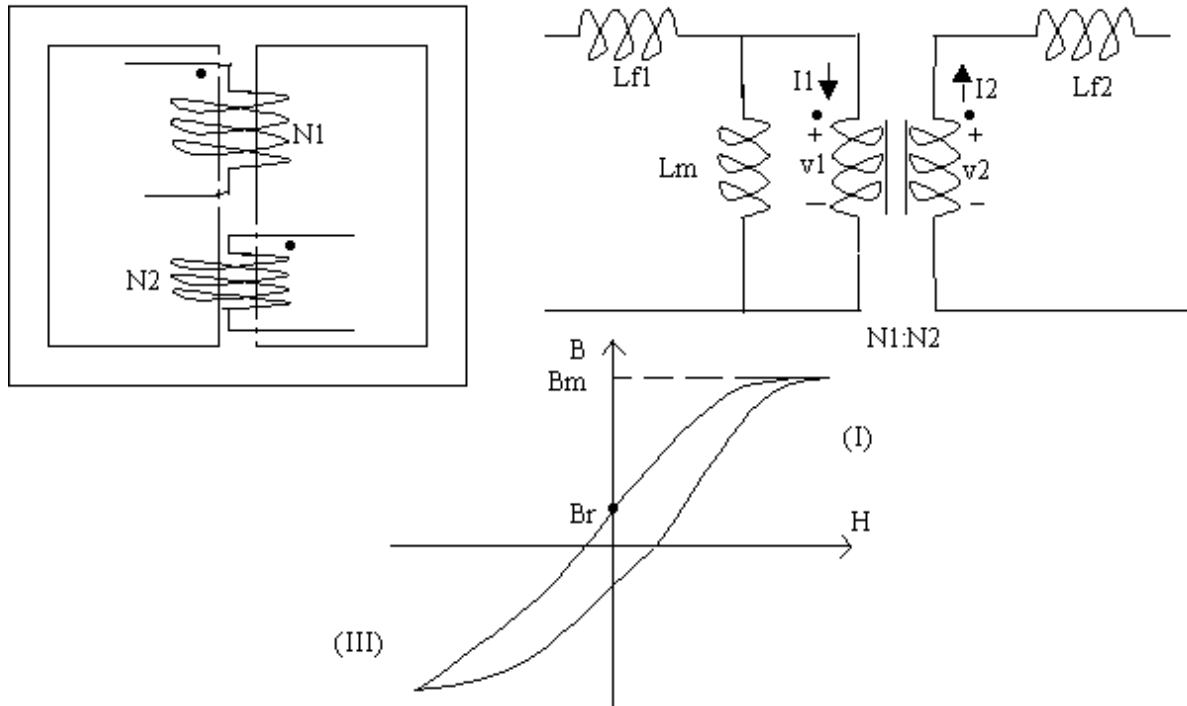


Figure 5.19

- La montée en fréquence permet de réduire la taille du transformateur et d'obtenir un rendement élevé (près de 80 %).
- Le transformateur assure l'isolation galvanique et permet un rapport plus ou moins grand de tensions.
- Le rendement est deux fois celui des hacheurs classiques à transistors Ballast.
- La fréquence de découpage est de quelques KHz jusqu'à 1 MHz.
- Utilisation : ces alimentations sont utilisées pour les faibles et moyennes puissances

:

- En micro électronique : $P < 100 \text{ W}$
- En Electronique de puissance : $P \leq 600 \text{ W}$
- En alimentation Haute tension : jusqu'à 20 Kw et 4000 volts

On peut classer les convertisseurs continu-continu avec isolation en 2 catégories, selon l'utilisation du transformateur :

1. Excitation unidirectionnelle : On utilise la partie positive du cycle (B-H) – quadrant I. On cite les convertisseurs : FLYBACK dérivé du hacheur parallèle et FORWARD dérivé du hacheur série.
2. Excitation bidirectionnelle : On utilise les 2 parties positive et négative du cycle (B-H) – quadrant I et III. On cite le montage PUSH-PULL, le montage en DEMI-PONT et le montage en PONT complet.

5.9.1. Le convertisseur FLYBACK (figure 5.21.a) :

On peut représenter le transformateur par son schéma équivalent.

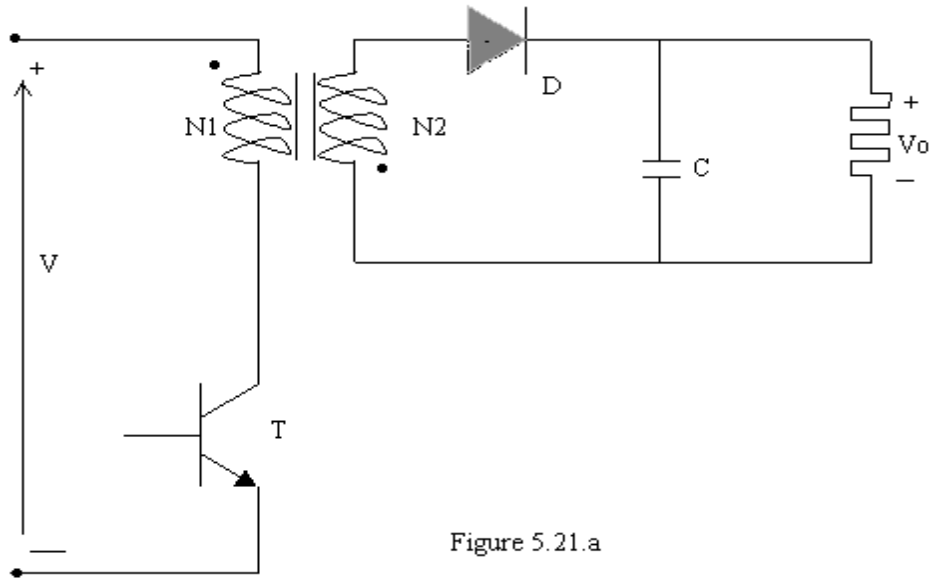


Figure 5.21.a

- 1- A $t=0$, T est fermé, d'où $V_d < 0$ et la diode est ouverte (figure 5.21.b)

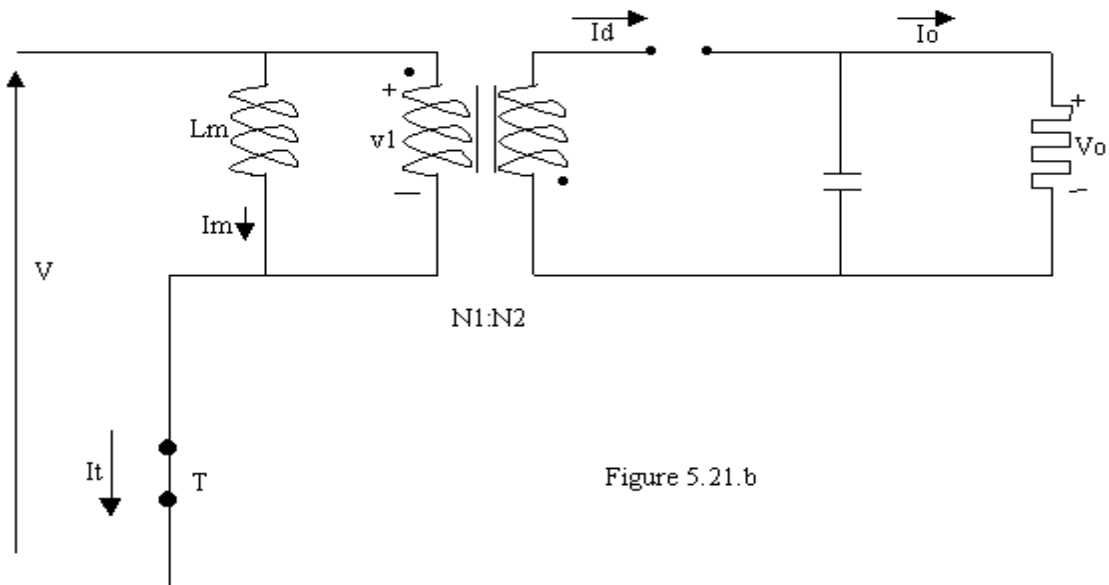


Figure 5.21.b

$$v_1 = V = N_1 \frac{d\phi}{dt} \Rightarrow d\phi = \frac{V}{N_1} dt, \text{ d'où } \phi = \phi(0) + \frac{V}{N_1} t$$

Donc le flux dans le noyau augmente linéairement, jusqu'à Φ_{\max} à la fin de l'intervalle, c.a.d.

à αT . A noter que : $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$

Donc le flux maximal est :

$$\phi_{\max} = \phi(\alpha T) = \phi(0) + \frac{V}{N1} \alpha T \quad (\text{voir figure 5.22})$$

2- A $t=\alpha T$, T est bloqué (figure 5.21.c) :

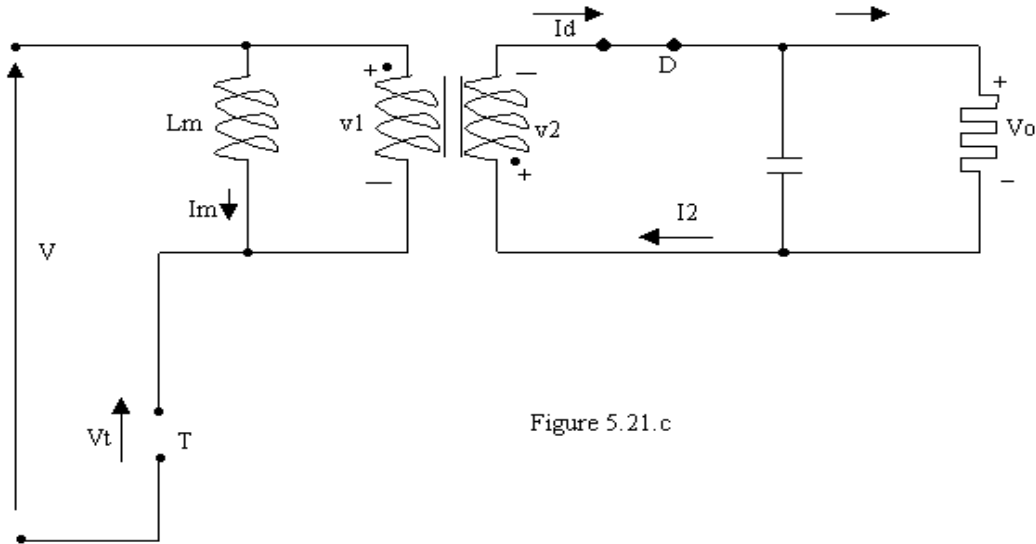


Figure 5.21.c

L'énergie stockée dans le noyau magnétique fait circuler le courant I2 dans le secondaire à travers la diode D.

$$v2 = -V_o = N2 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{et} \quad v1 = \frac{N1}{N2} v2 = -\frac{N1}{N2} V_o$$

$$\Rightarrow \phi(t) = \phi_{\max} - \frac{V_o}{N2} (t - \alpha T)$$

A $t = T$:

$$\phi(T) = \phi_{\max} - \frac{V_o}{N2} (T - \alpha T)$$

$$\phi(T) = \phi(0) + \frac{V}{N1} \alpha T - \frac{V_o}{N2} (T - \alpha T)$$

Mais $\phi(T) = \phi(0)$

à cause de retour du flux à l'état initial par démagnétisation du transformateur.

$$\frac{V}{N1} \alpha T = \frac{V_o}{N2} (T - \alpha T)$$

$$\frac{V_o}{V} = \frac{N2}{N1} \frac{\alpha T}{T - \alpha T}$$

$\frac{V_o}{V} = \frac{N2}{N1} \frac{\alpha}{1 - \alpha}$

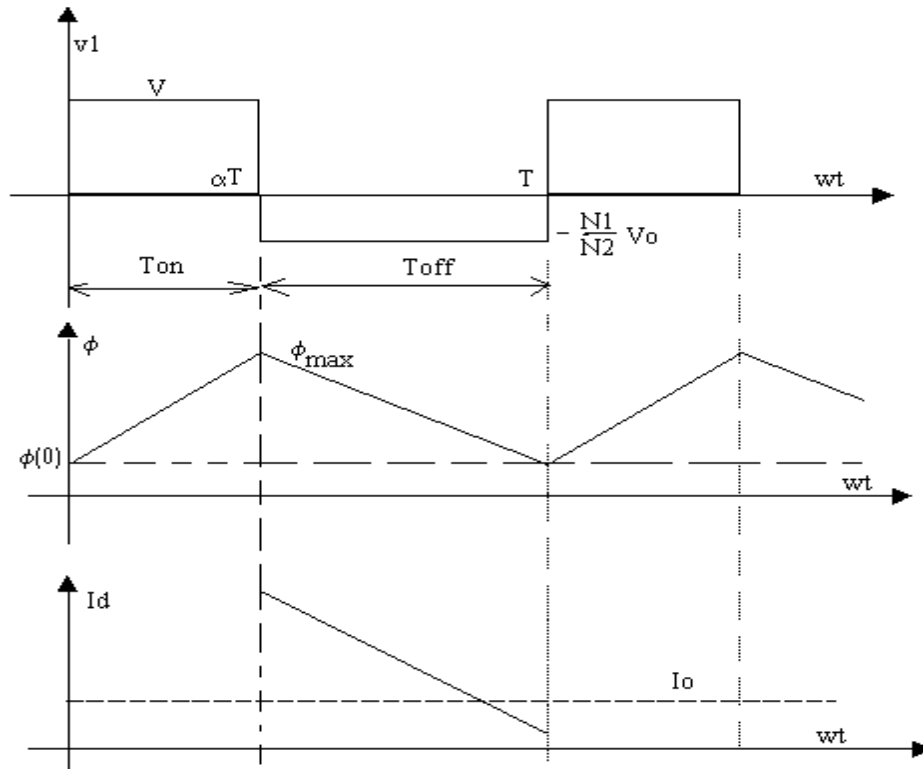


Figure 5.22

Equations des courants et des tensions (figure 5.22) :

Pendant Ton : $I_m = I_t$ et $I_d = 0$, Donc :

$$V - L_m \frac{dI_m}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow I_m(t) = I_m(0) + \frac{V}{L_m} t \quad (0 < t < \alpha T)$$

$$\text{Valeur max imale de } I_m \text{ est : } \hat{I}_m = I_m(0) + \frac{V}{L_m} \alpha T$$

Pendant Toff : $I_t = 0$ et $v_1 = (-N_1/N_2)V_o$

Donc, on peut calculer I_d et I_m pendant l'intervalle αT à T

$$I_m(t) = \hat{I}_m - \frac{V_o \frac{N_1}{N_2}}{L_m} (t - \alpha T) \quad (\alpha T < t < T)$$

$$I_d(t) = \frac{N_1}{N_2} I_m(t)$$

$$\text{Le courant moyen dans la diode est } I_o : \hat{I}_m = \hat{I}_t = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1 - \alpha} I_o + \frac{N_1}{N_2} \frac{(1 - \alpha)T}{2L_m} V_o$$

$$\text{La tension aux bornes du transistor : } v_t = V + \frac{N_1}{N_2} V_o = \frac{V}{1 - \alpha}$$

5.9.2. Le convertisseur FORWARD (figure 5.23) :

Le courant magnétisant devrait être pris en compte dans ces convertisseurs.

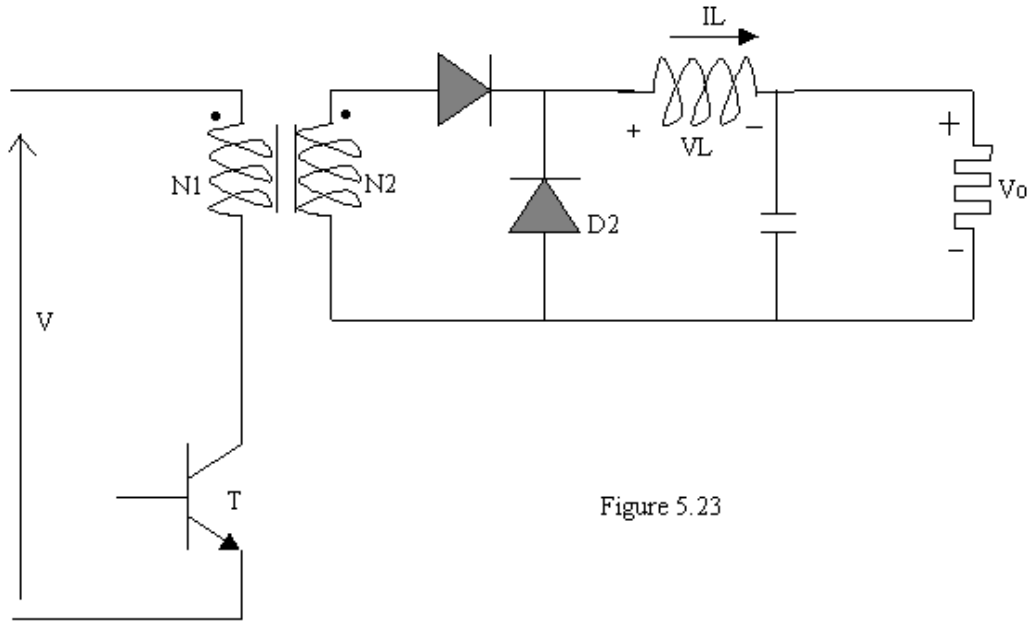


Figure 5.23

1- A $t=0$, on ferme T : $V_{d1} > 0$ et $V_{d2} < 0$, donc D1 est fermée et D2 est bloquée.

$$\Rightarrow v_L = \frac{N2}{N1} V - V_o \quad (0 < t < \alpha T)$$

v_L est positive, donc I_L augmente linéairement.

2- A $t=\alpha T$, on ouvre T : I_L circule à travers D2 et $v_L = -V_o$ (pour $\alpha T < t < T$) qui est négative, donc I_L diminue linéairement.

La valeur moyenne de v_L sur une période est égale à zéro :

$$\begin{aligned} v_L(\text{moy}) = 0 &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} \left(\frac{N2}{N1} V - V_o \right) dt + \int_{\alpha T}^T -V_o dt \right] \\ 0 &= \frac{1}{T} \left(\frac{N2}{N1} V - V_o \right) \alpha T - \frac{1}{T} V_o (T - \alpha T) \\ 0 &= \left(\frac{N2}{N1} V - V_o \right) \alpha - V_o (1 - \alpha) \\ \Rightarrow \frac{V_o}{V} &= \frac{N2}{N1} \alpha \quad \text{tension proportionnelle à } \alpha \end{aligned}$$

5.9.3. Montage avec excitation bidirectionnelle du transformateur :

1er- Convertisseur Push-Pull (figure 5.24) :

Le circuit est arrangé pour produire une tension alternative à l'entrée du transformateur.

Sur la première moitié de la période (durant laquelle T1 fonctionne jusqu'à T_{on})

Quand T1 est en conduction : D1 conduit et D2 est bloquée, d'où :

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V - V_o \quad \text{pour} \quad (0 < t < T_{on}) \quad \text{et} \quad I_L \text{ à travers D1 augmente linéairement}$$

Durant le reste de la première demi période, les 2 transistors sont bloqués, donc $v_L = -V_o$ et $I_{d1} = I_{d2} = I_L / 2$

Le fonctionnement se répète pour le transistor T2 sur l'autre moitié de la période.

La valeur moyenne de la tension v_L sur demi période = 0, d'où

$$\frac{V_o}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} \alpha_1 \quad (0 < \alpha_1 < 0.5)$$

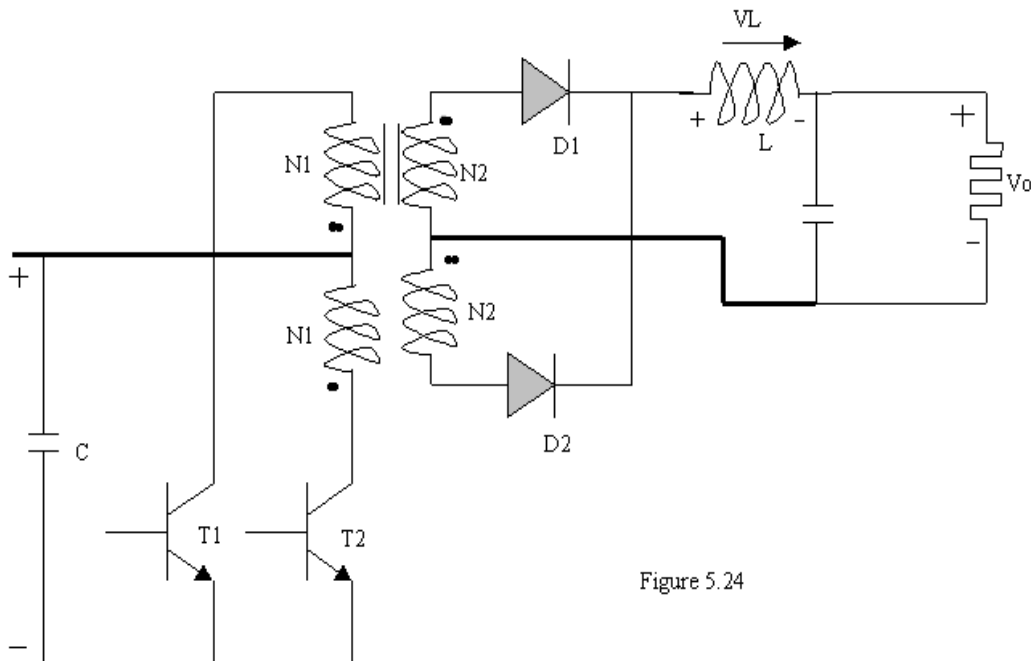


Figure 5.24

5.10. Commande des hacheurs :

La stratégie de commande dépend du type du hacheur (classique : série ou parallèle, à isolation magnétique, à thyristors).

5.10.1. Commande du hacheur série classique :

Pour la commande du transistor, on réalise un montage composé de deux blocs essentiels (figure 5.27)

Bloc 1 : générateur de créneaux qui fournit des signaux de rapport cyclique proportionnel à une tension de commande.

Bloc 2 : Interface pour fournir un niveau convenable de courant de base provoquant l'amorçage du transistor de puissance.

On peut ajouter un module pour la limitation du courant dans le transistor.

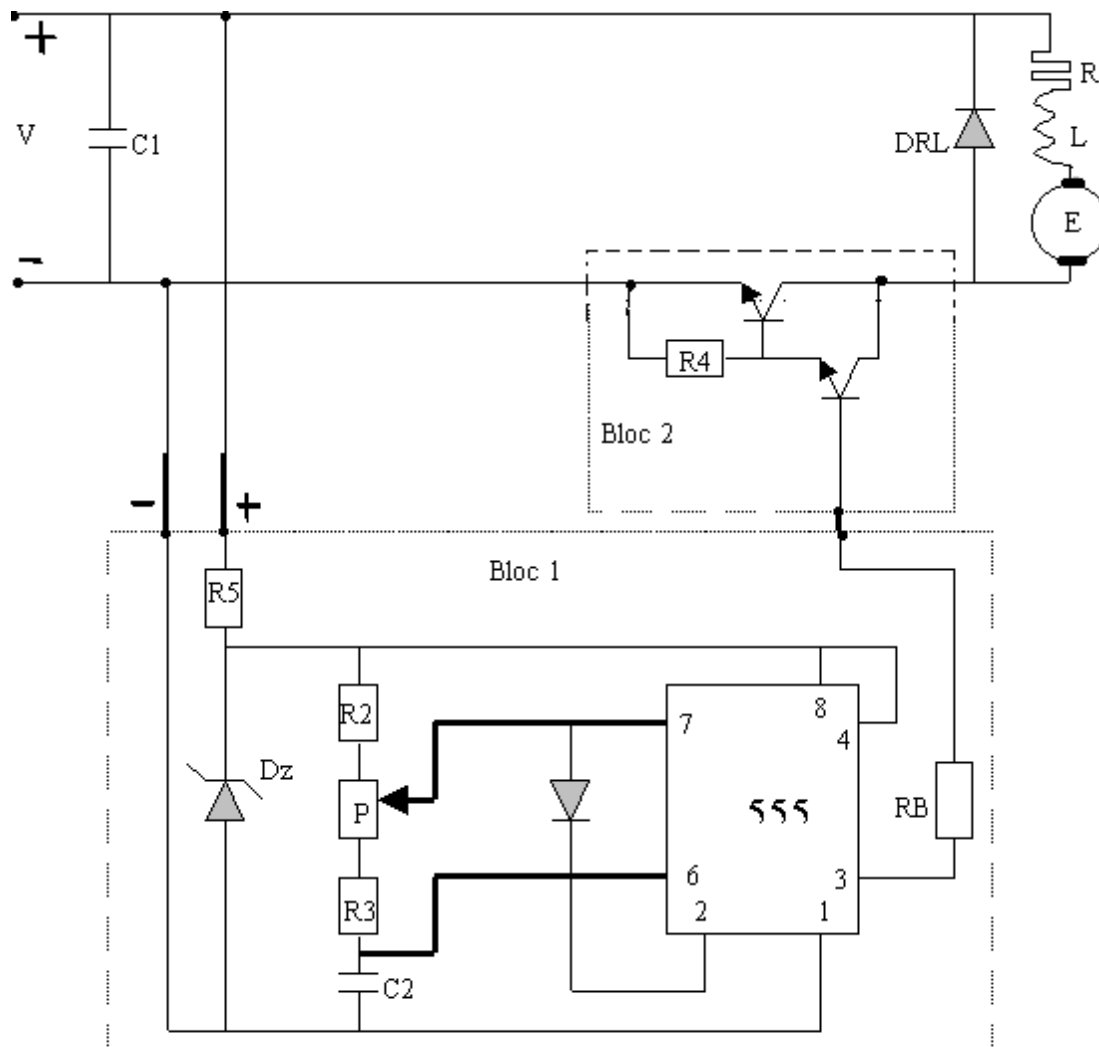


Figure 5.27

5.10.2. Commande des alimentations à Haute fréquence :

Par rapport aux alimentations classiques à transistor-ballast-série, la puissance dissipée dans l'hacheur est réduite pour des fréquences de découpage > 1 kHz. Ceci donne un meilleur rendement avec un faible taux d'ondulation et faible encombrement.

On trouve des composants électroniques, des circuits spécialisés sous forme intégrée comprenant le transistor hacheur, la diode et les circuits de commande (du type MLI (PWM) : modulation de largeur d'impulsion, On cite, par exemple, le TL497...494 de Texas Instrument, les circuits X 524, X 525 de chez CSG, et les séries TDA 1060 ... chez RTC.

On présente le schéma d'un convertisseur dans la figure 5.28.

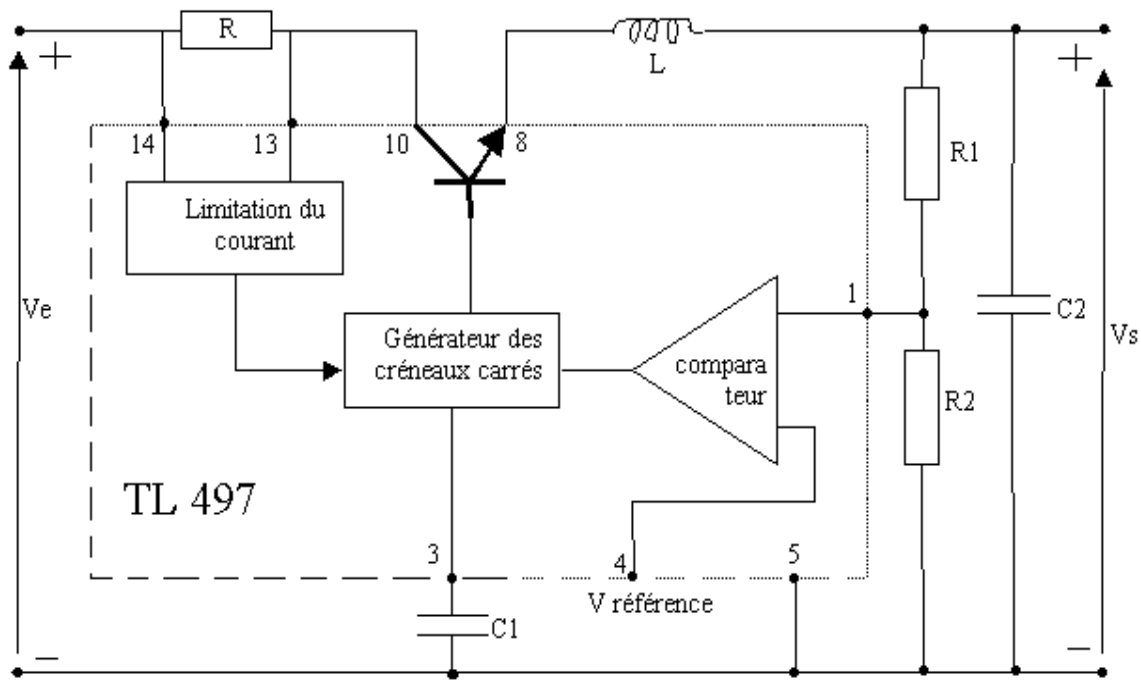


Figure 5.28

5.10.3. Commande d'un hacheur à thyristors :

Dans ce cas, on utilise un thyristor principal T_p et un thyristor auxiliaire T_a pour le circuit d'aide à l'extinction (figure 5.29). Donc, il faut générer 2 créneaux de commande, l'un pour amorcer T_p et l'autre pour amorcer T_a à αT qui pour bloquer T_p ,

Le principe du circuit est de générer une onde en dents de scie et comparer cette onde avec une tension de référence pour obtenir un créneau rectangulaire à partir de αT et par l'utilisation des Monostables, on obtient les impulsions pour attaquer les thyristors :

- à 0, T , $2T$, $3T$, ... etc pour le thyristor principal,
- à αT , $T+\alpha T$, $2T+\alpha T$, $3T+\alpha T$, ... etc pour le thyristor auxiliaire,

A noter que les monostables M1 et M2 sont connectés de telle façon que :

- M1 donne des impulsions e_2 au front montant de e_{11} ,
- M2 donne des impulsions e_3 au front descendant de e_{11} .

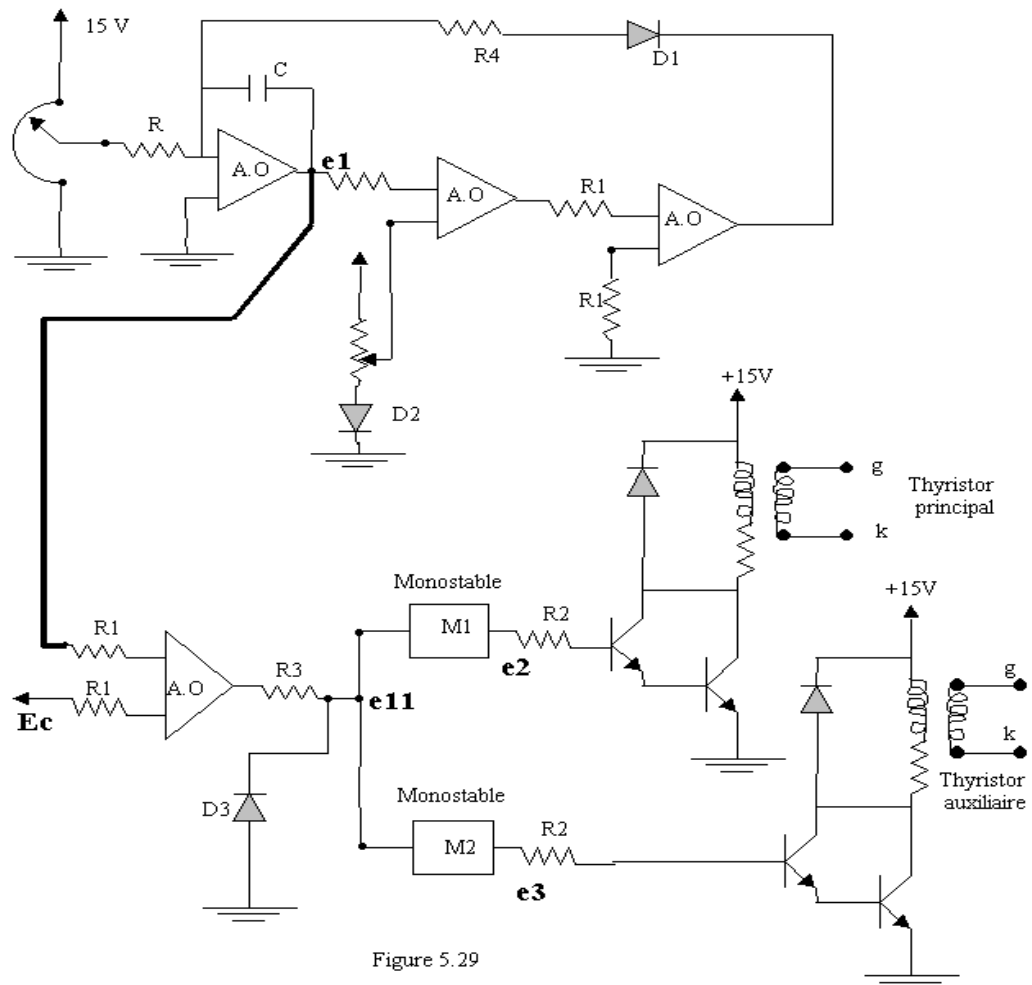


Figure 5.29

Les signaux aux sorties e1, e2 et e3 sont présentés dans la figure 5.30.

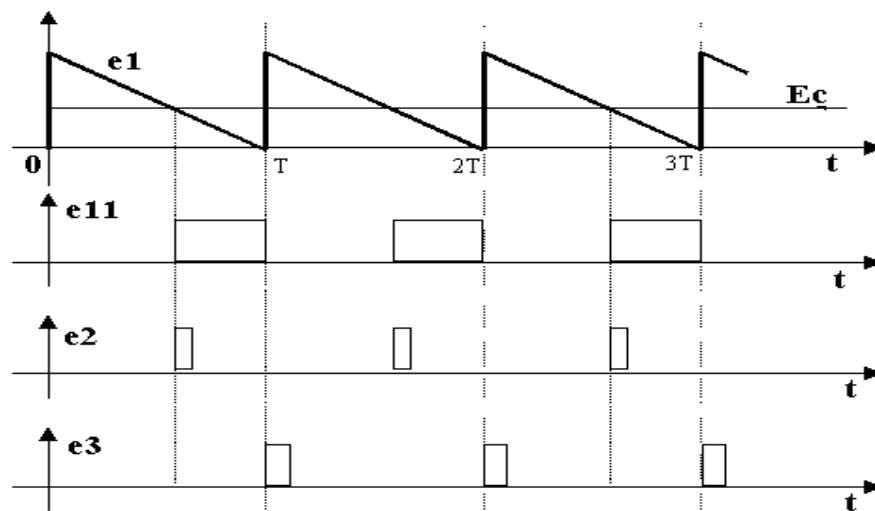


Figure 5.30

Chapitre VI

Les convertisseurs CC / CA

Les Onduleurs

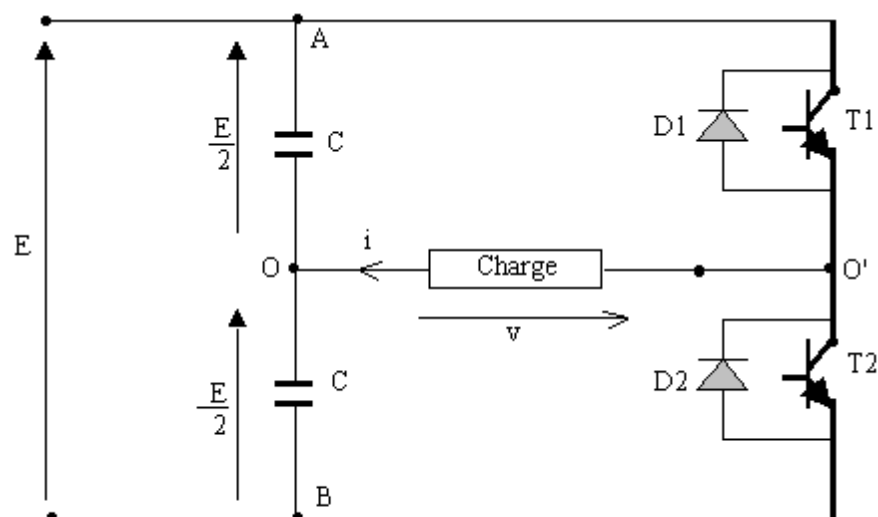


Figure 6.5

Chapitre VI

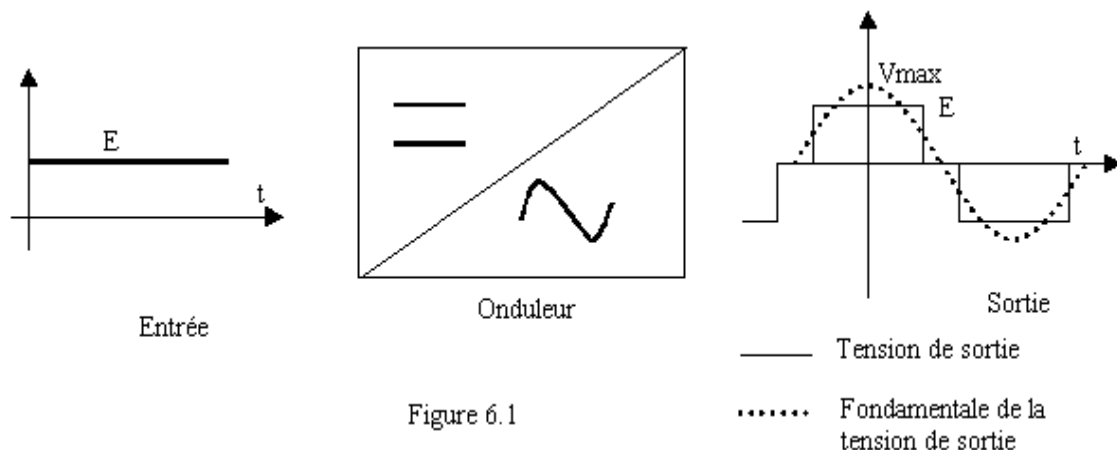
Les convertisseurs Continus/ALTERNATIF Les Onduleurs autonomes

6.1. Introduction :

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques d'énergie électrique du continu en alternatif. Ils permettent d'obtenir Une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue donnée (figure 6.1).

La forme d'onde alternative de la tension de sortie est déterminée par le système (par différence avec les onduleurs autonomes). Selon la forme de cette tension de sortie, on classe les onduleurs en plusieurs catégories (figure 6.2) :

1. Onduleur 2 états (tension en créneaux $+U$, $-U$) : La valeur efficace de la tension de sortie n'est pas réglable et dépend de la tension continue d'entrée.
2. Onduleurs 3 états ($+U$, 0 , $-U$) : La valeur efficace de la tension de sortie est réglable en agissant sur la durée du créneau.
3. Onduleurs à modulation de largeur d'impulsions : MLI (Pulse Width Modulation : PWM) : L'onde de sortie est avec train d'impulsions de largeur et d'espacement variables. Ceci permet de réduire le taux des harmoniques. On peut même obtenir une onde de sortie voisine de l'onde sinusoïdale.
4. Onduleurs à tension de sortie en marche d'escalier : L'onde de sortie est constituée par la somme ou la différence de créneaux de largeur variable et sa forme générale se rapproche au mieux de la sinusoïde. L'un des problèmes de ce système est le nombre important d'éléments



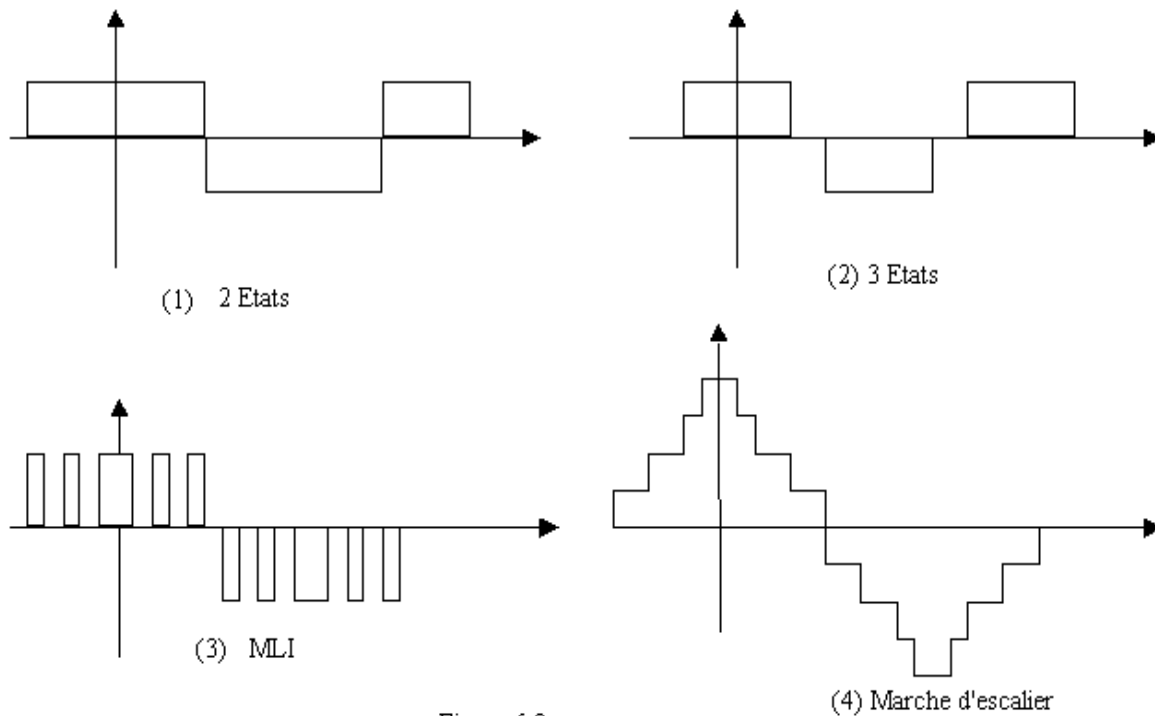


Figure 6.2

Les onduleurs sont utilisés dans plusieurs applications industrielles :

- Variation de vitesse des moteurs électriques à courant alternatif (moteur asynchrone ou synchrone)
- Four à induction
- Alimentations dans les avions
- Alimentation sans interruption de secours (pour ordinateurs et autres applications)

6.2. Schémas de principe des onduleurs :

Il existe des onduleurs monophasés et des onduleurs triphasés. Pour les onduleurs monophasés, nous avons 3 schémas de principe :

1. Deux interrupteurs (Transistors ou thyristors) parallèle
2. Deux interrupteurs (Transistors ou thyristors) série
3. Quatre interrupteurs en pont.

Nous allons traiter ces trois schémas de principe pour obtenir une onde à 2 états (onde à 2 créneaux $+U$, $-U$). et proposer la stratégie de commande pour en obtenir des ondes de sortie à 3 états ou en MLI.

Pour obtenir une onde de sortie en marche d'escalier, on utilise un quatrième schéma, basé sur la combinaison de plusieurs convertisseurs statiques. Cette partie sera traitée plus loin dans ce chapitre.

6.3. Montage à 2 interrupteurs en parallèle :

Ce montage nécessite un transformateur à point milieu entre la source et la charge (figure 6.3.a). Les interrupteurs T1 et T2 sont des thyristors ou des transistors.

- Quand T1 est fermé et T2 ouvert: $V_{OB} = E$

$$\frac{E}{v} = \frac{n1/2}{n2} \quad \text{d'où} \quad v = 2 \frac{n2}{n1} E$$

- Quand T2 est fermé et T1 ouvert : $V_{OA} = E$

$$-\frac{E}{v} = \frac{n1/2}{n2} \quad \text{d'où} \quad v = -2 \frac{n2}{n1} E$$

On présente dans la figure 6.3.b la forme de l'onde v/E :

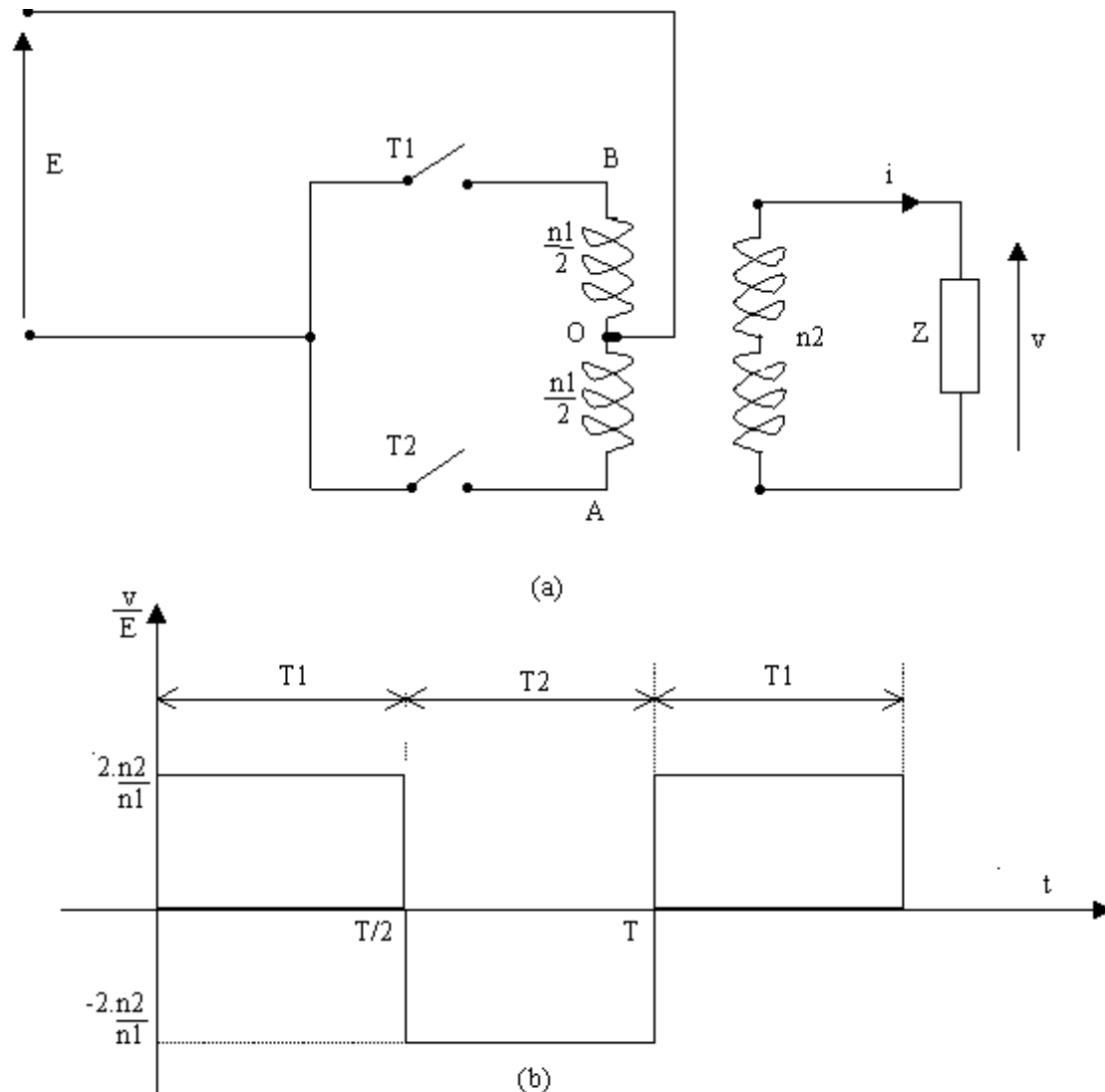


Figure 6.3

Remarques :

1- La commutation :

Au départ, les interrupteurs sont bloqués. Donc, $V_{T1} = E$ et l'amorçage de T1 est possible quoi que ca soit son type. Quand T1 conduit on a un courant continu en permanence, donc le problème de commutation ou blocage se pose si le composant est un thyristor.

Si les interrupteurs sont des thyristors classiques (SCR) : Il faut un circuit auxiliaire d'aide à l'extinction. Cela se fait par la réalisation d'un circuit oscillant en utilisant un condensateur té qu'on rajoute en série avec la charge ou en parallèle aux bornes du transformateur (côté primaire ou secondaire).

Si les interrupteurs sont des transistors ou des thyristors de type GTO, nous n'avons pas de problèmes de commutation , car nous pouvons contrôler l'amorçage et le blocage des composants.

2- Passage du courant :

Le courant doit avoir la possibilité de changer de sens pendant la fermeture d'un interrupteur, car pour les charges inductives, le courant est déphasé par rapport à la tension. Donc, Il faut ajouter une diode de récupération en parallèle sur les interrupteurs (transistors ou thyristors) comme dans la figure 6.4.a. La diode assure la réversibilité du courant (figure 6.4.b).

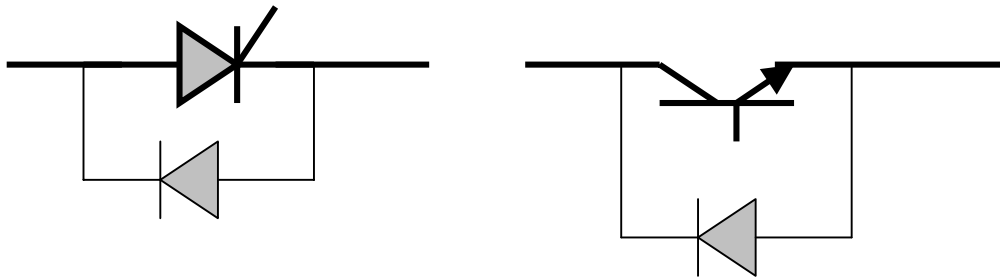


Figure 6.4.a

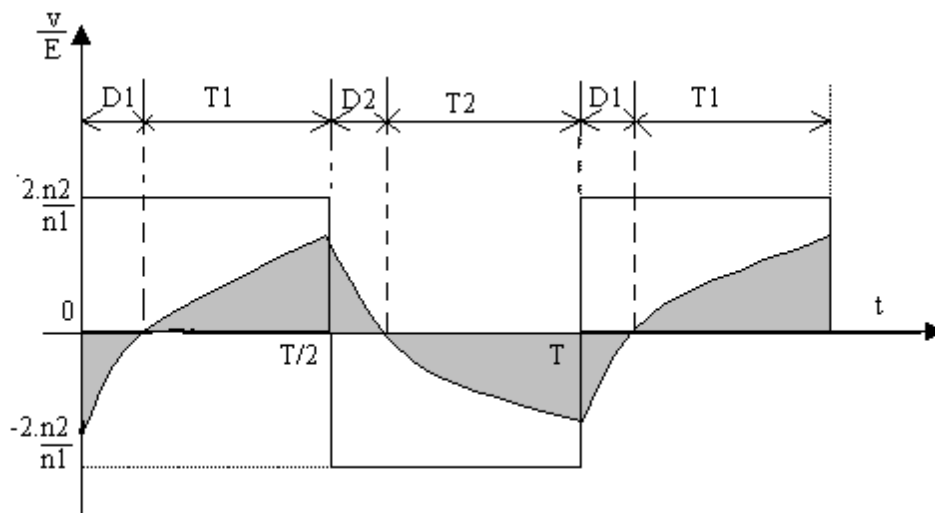


Figure 6.4.b

6.4. Montage à 2 interrupteurs en série :

Le schéma de principe est composé de 2 interrupteurs reliés en série avec une source à point milieu. En général, on dispose d'une source unique de tension et le point milieu est réalisé par la mise en série de 2 condensateurs de capacités élevés comme dans la figure 6.5.

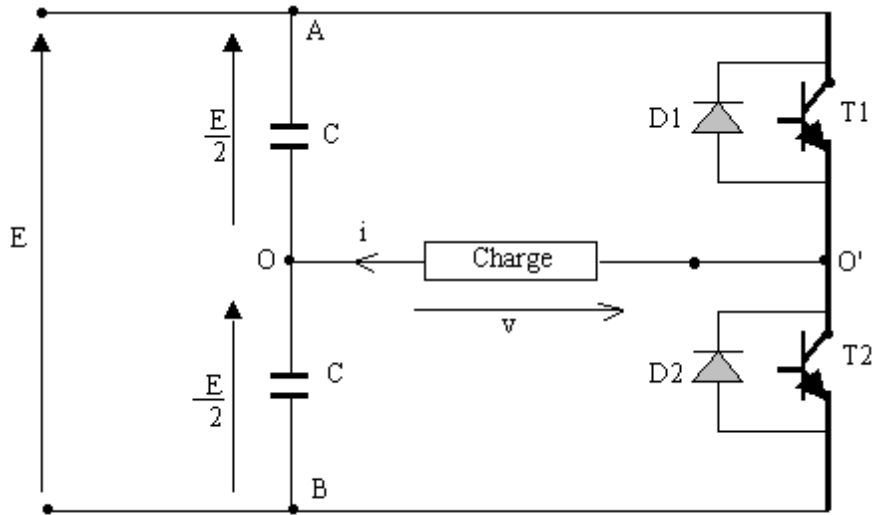


Figure 6.5

En considérant les capacités de valeurs importantes, on obtient :

La tension aux bornes du condensateur : $U_c = E/2 = \text{Constante}$.

La forme d'onde de $v(t)$ est à 2 états ($+E/2$, $-E/2$). Le courant $I(t)$ dans la charge s'en déduit selon le type de la charge (figure 6.5.b).

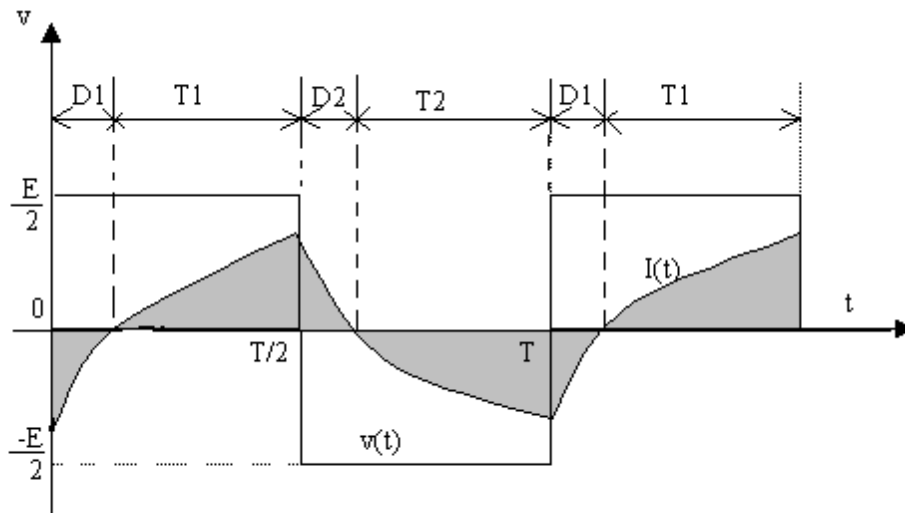


Figure 6.5.b

6.5. Montage en pont :

Le schéma de principe est présenté dans la figure 6.6, où nous avons 4 interrupteurs, avec les spécifications suivantes :

- La fermeture simultanée des interrupteurs dans un même bras est exclue. Donc on va exclure la fermeture de T1 et T4 en même temps, ou de T2 et T3 en même temps.
- Les 2 interrupteurs T1 et T2 sont à commande simultanée ou non, de même pour T3 et T4.

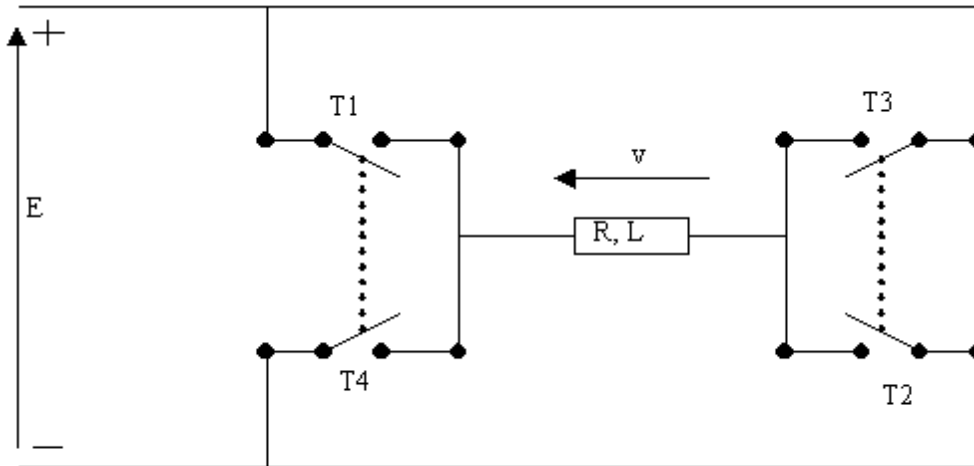


Figure 6.6

1- Si la commande est simultanée sur un diagonale, on retrouve le même fonctionnement des montages parallèle et série vu précédemment:

Quand T1 et T2 sont fermés : $v(t) = E$ sur demi période $T/2$

Quand T3 et T4 sont fermés : $v(t) = -E$ sur l'autre demi période $T/2$.

2- Si la commande n'est pas simultanée (décalée), à titre d'exemple, T2 est amorcé avec un retard de t_1 par rapport à T1 et T3 est amorcé avec un retard de t_1 par rapport à T4 , on obtient la courbe présentée dans la figure 6.7. On note qu'il existe 2 intervalles de court-circuit aux bornes de la charge quand T1 et T3 conduisent en même temps et quand T2 et T4 conduisent en même temps (fonctionnement en Roue Libre).

En variant l'angle de décalage t_1 , par la commande, on peut obtenir une tension efficace de sortie variable de 0 à E.

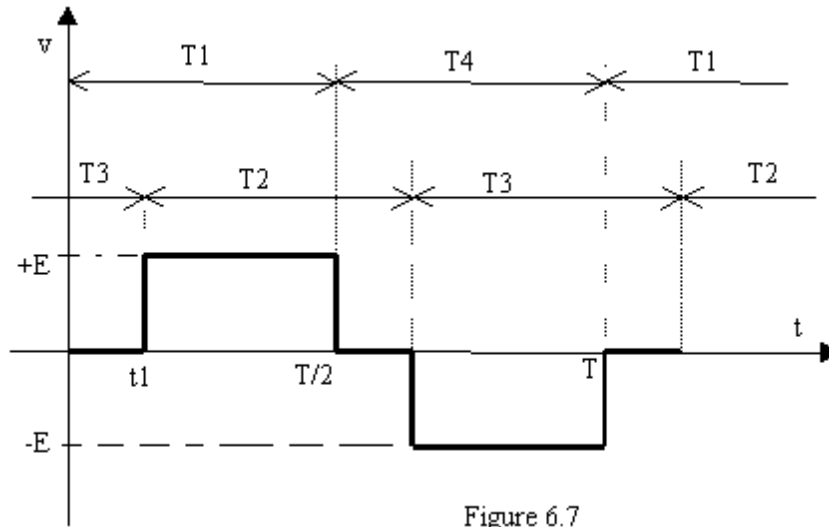


Figure 6.7

Pour le schéma réel d'un onduleur en pont, on remplace les interrupteurs par des composants de puissances commandés (figure 6.8).

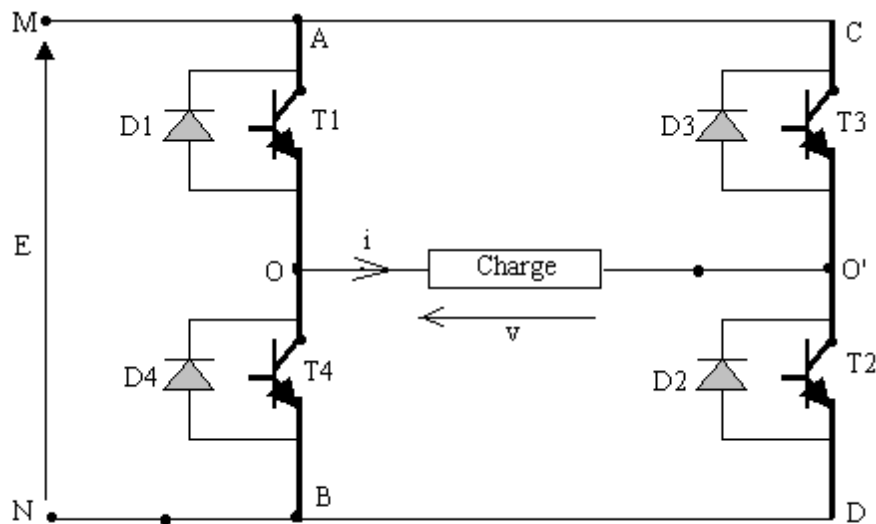


Figure 6.8

En générale, le fonctionnement est comme suit :

Pour le premier bras : O est relié à M par T1 ou D1, à N par T4 ou D4.

Pour le deuxième bras : O' est relié à M par T3 ou D3, à N par T2 ou D2.

Exemple pour une charge inductive (R+L) :

Bras I : (T1, D1) conduit de 0 à π , (T4, D4) conduit de π à 2π

Bras II: (T2, D2) conduit avec un décalage de β par rapport à (T1, D1), (T3, D3) conduit avec un décalage de β par rapport à (T4, D4)

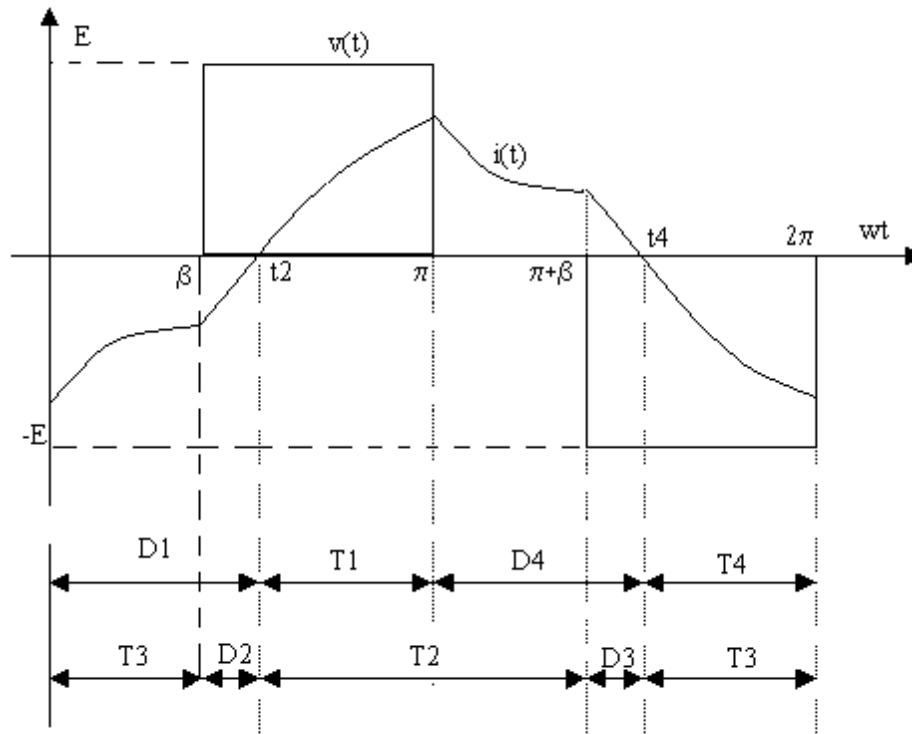


Figure 6.9

Nous avons 2 modes de fonctionnement :

en roue libre pour les 2 intervalles :

- De 0 à β : $v=0$ et $I(t) < 0$: roue libre à travers D1 et T3.
- De π à $\pi+\beta$: $v=0$ et $I(t) > 0$: roue libre à travers T2 et D4.

Lien avec la source :

- De β à t_2 : $v(t) > 0$ et $I(t) < 0$: Fonctionnement de D1 et D2
- De t_2 à π : $v(t) > 0$ et $I(t) > 0$: Fonctionnement de T1 et T2
- De $\pi+\beta$ à t_4 : $v(t) < 0$ et $I(t) > 0$: Fonctionnement de D4 et D3
- De t_4 à 2π : $v(t) < 0$ et $I(t) < 0$: Fonctionnement de T4 et T3

6.6. Les onduleurs à onde quasi sinusoïdale :

Nous avons traité précédemment les onduleurs à ondes rectangulaires avec tension constante ou variable en sortie. Nous allons traiter les montages qui permettent d'obtenir une tension à taux faible en harmonique, ce qui facilite le filtrage pour obtenir une tension sinusoïdale en sortie.

6.6.1. Onduleur en marche d'escalier :

On peut obtenir une tension alternative en marche d'escalier en mettant en série les sorties de 2 ponts à ondes en créneaux décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle bien défini (α) pour minimiser ou éliminer certains harmoniques (figure 6.10). On obtient à la sortie la tension $v(t)=v_1(t)+v_2(t)$.

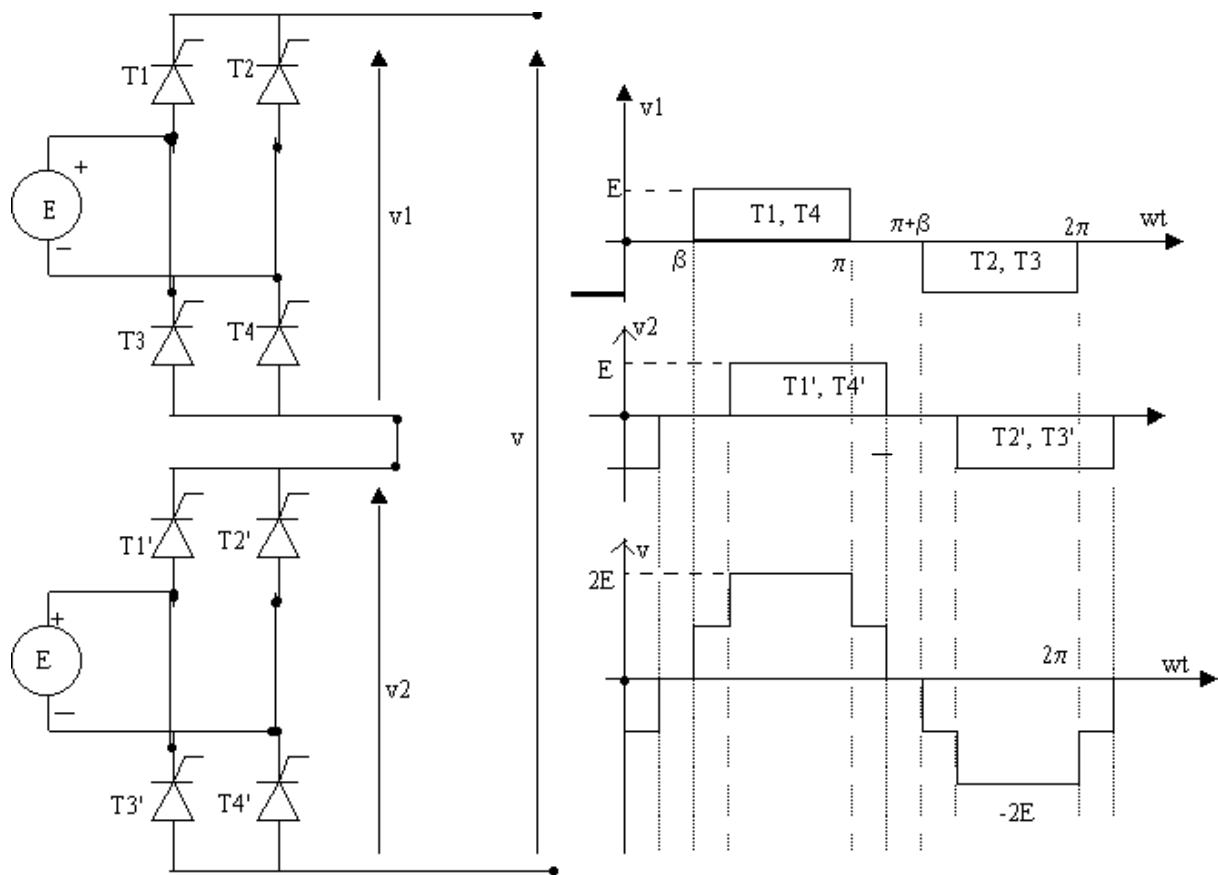


Figure 6.10

L'inconvénient de ce schéma est la présence de 2 sources de tension continue séparés, donc, si on ajoute un troisième pont pour améliorer la forme d'onde de sortie, il faut une troisième source.

Il existe un schéma pratique de ce type d'onduleur à Une source de tension continue mais les côtés alternatifs sont isolés par des transformateurs avec des secondaires connectés en série pour additionner les tensions alternatives de sortie des différents ponts (figure 6.11)

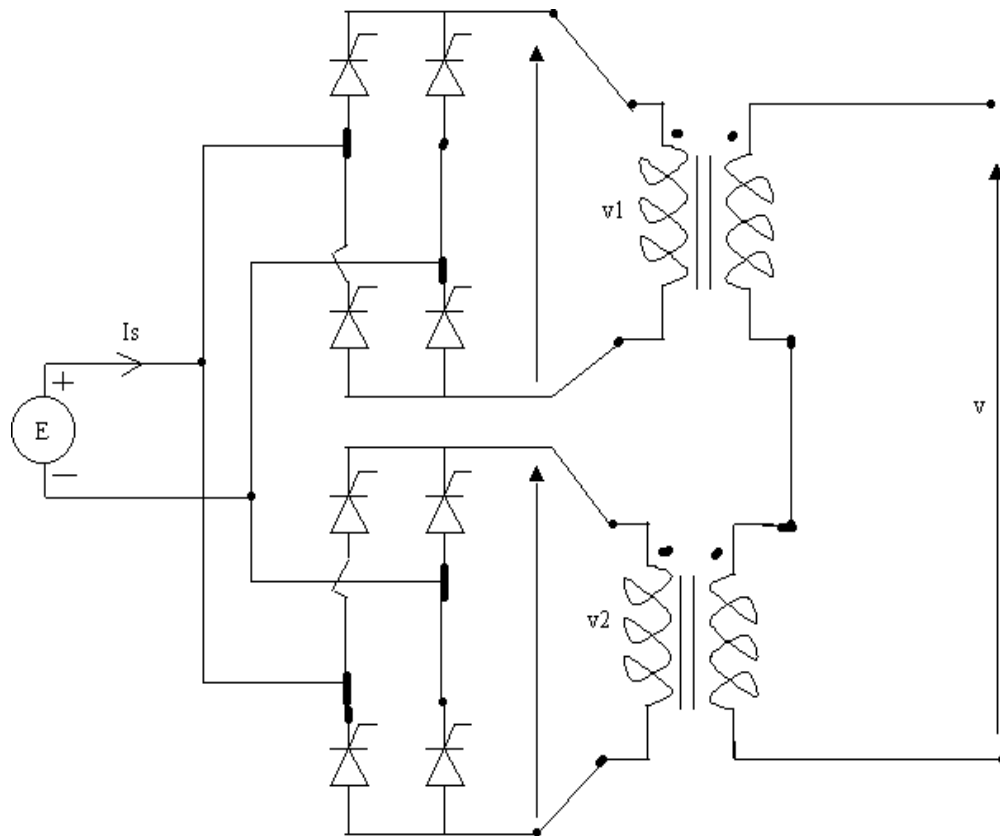


Figure 6.11

Les harmoniques les plus importants dans les ondes à créneaux sont le 3 et le 5. On élimine l'harmonique 3 en contrôlant les interrupteurs de chaque pont et le déphasage entre v_1 et v_2 . On peut éliminer l'harmonique 5 en décalant v_2 par rapport à v_1 tel que l'harmonique 5 de v_2 est déphasé de 180 degré Par rapport à l'harmonique 5 de v_1 .

6.6.2. Onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Les schémas des onduleurs cités précédemment (parallèle, série et pont) peuvent être utilisés avec une stratégie de commande différente pour obtenir une onde en sortie avec peu des harmoniques. Le principe est de synthétiser une onde sinusoïdale par modulation d'impulsion, en découpant une tension continue fixe (figure 6.12). Avec une modification adéquate du montage du convertisseur, on peut obtenir, par cette technique, des ondes sinusoïdales en sortie. Les onduleurs MLI remplacent actuellement les onduleurs les onduleurs en marche d'escalier.

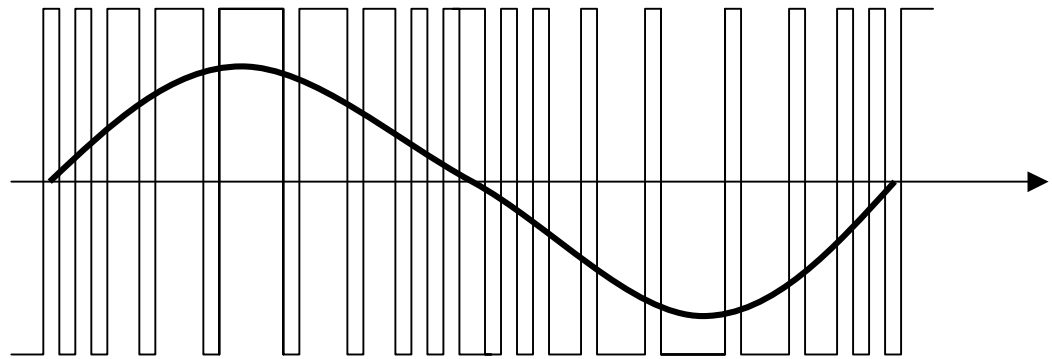


Figure 6.12

6.6.2.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion :

Le technique conventionnel est la modulation sinusoïdale en phase pour générer un rapport cyclique $\alpha(t)$ sinusoïdal. Pour cela, on compare la tension sinusoïdale modulatrice à obtenir $v_m = V_{max} \sin \omega t$ à une tension triangulaire porteuse de fréquence $f_p \gg f_m$; pour $f_m = 50$ Hz on prendra $f_p = 5$ à 20 kHz pour l'onduleur à transistors et environ 1 kHz pour l'onduleur à thyristors (figure 6.13). On réduit ainsi le taux d'harmonique et le filtrage devient plus simple. Ce technique de commande analogique est remplacé maintenant par la commande numérique. Le circuit de commande est géré par microprocesseur.

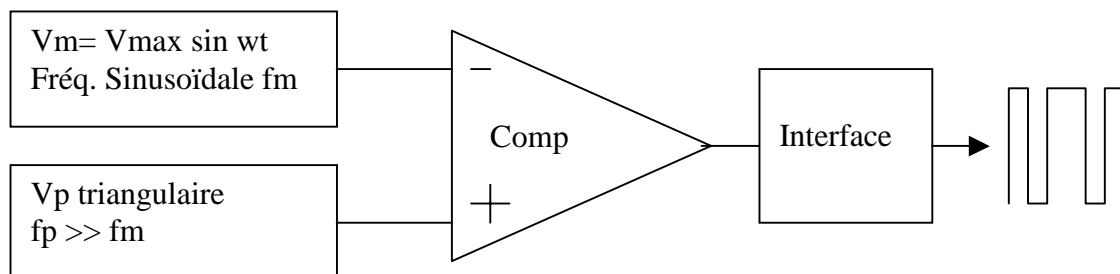


Figure 6.13.a

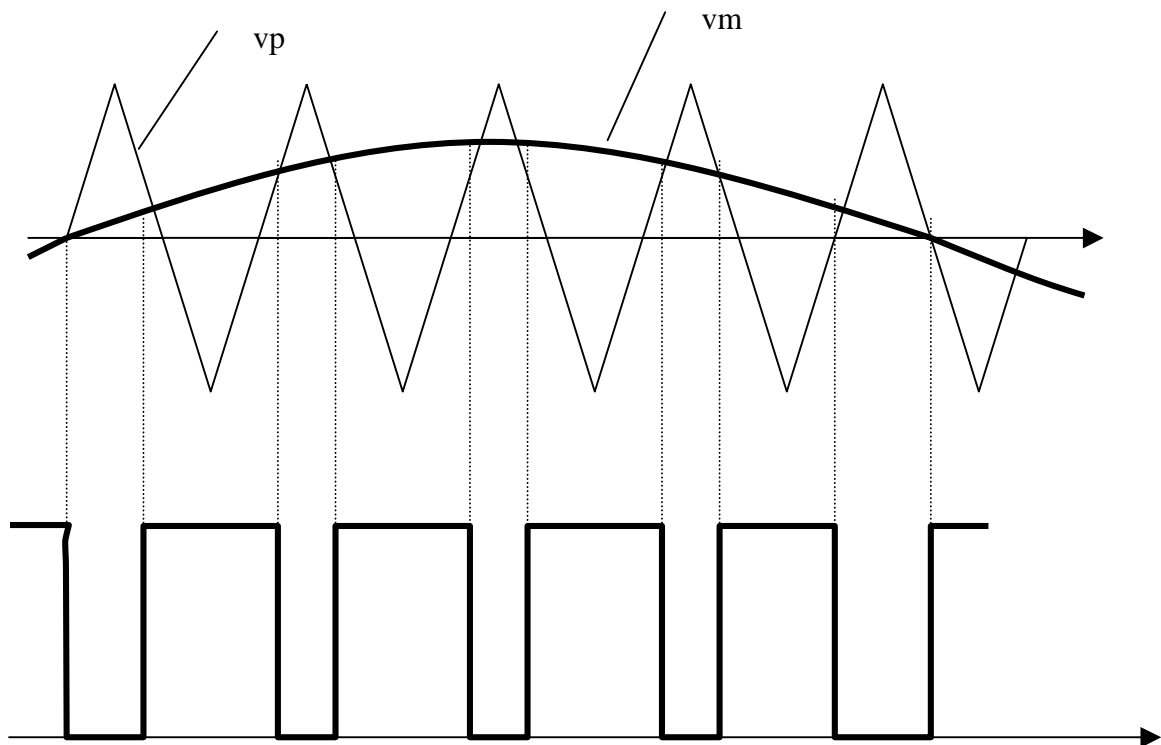


Figure 6.13.b

Les créneaux à la sortie du comparateur servent à commander les transistors. Ils permettent d'obtenir une variation sinusoïdale du rapport cyclique :

$$\alpha(t) = k|\sin w_a t|$$

6.6.2.2. Obtention de l'onde sinusoïdale en sortie :

Avec un hacheur à rapport cyclique α , on peut varier la tension de sortie de 0 à E (tension d'entrée). Mais le rapport cyclique varie sous forme sinusoïdale par rapport à la fréquence de hachage T. Donc, on synthétise une onde à valeur moyenne variable en fonction de temps, donnée par $[\alpha(t).E]$. La période T_a sur laquelle on calcule la valeur moyenne est relativement courte par rapport au taux de changement de $\alpha(t)$.

Exemple d'un hacheur avec modulation de $\alpha(t)$ - Figure 6.14.

$$\alpha(t) = 0.5 + 0.25 \sin w_a t$$

$$T \ll L/R \ll (2\pi/w_a = T_a)$$

$$V = 0.5E + 0.25E \cdot \sin w_a t$$

La tension v_d est une tension à MLI avec une composante sinusoïdale de pulsation w_a , et des composantes supplémentaires gênantes à des fréquences $\geq 1/T$.

V est obtenue en mettant v_d à travers un filtre passe-bas composé de L et R.

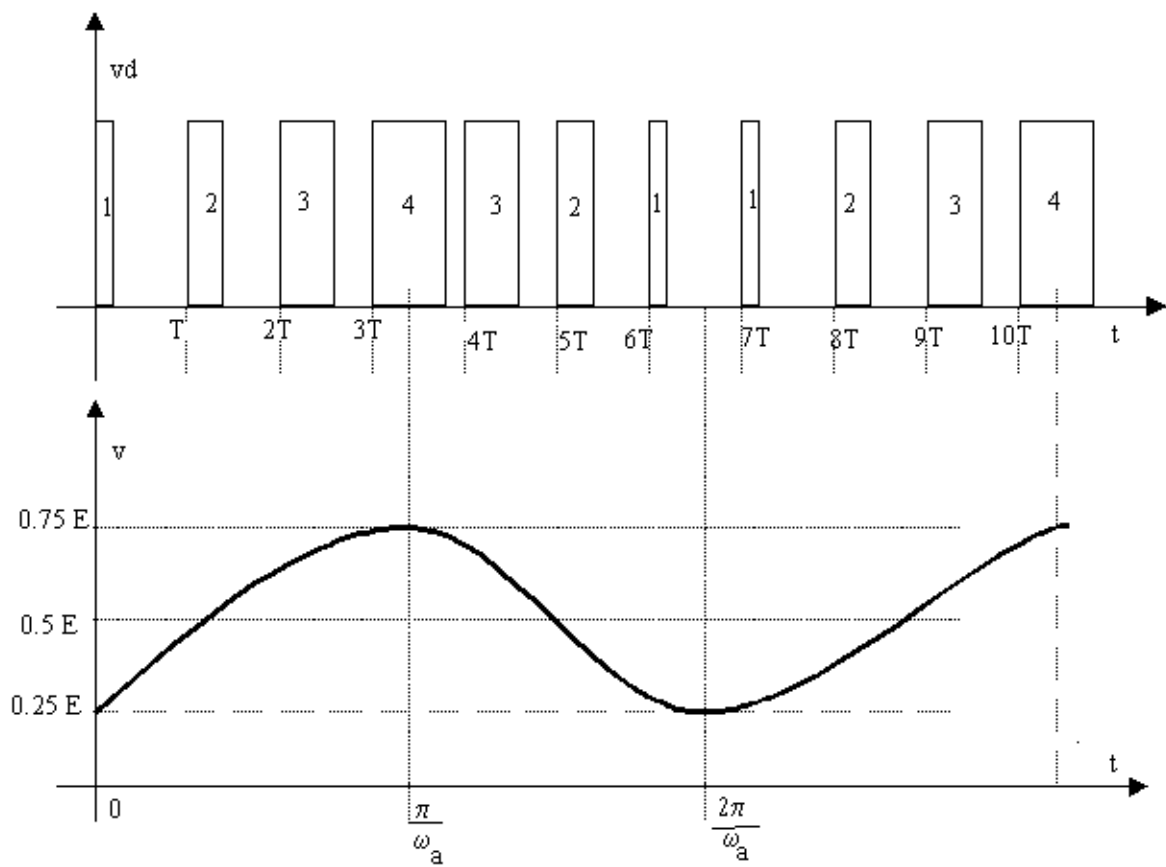
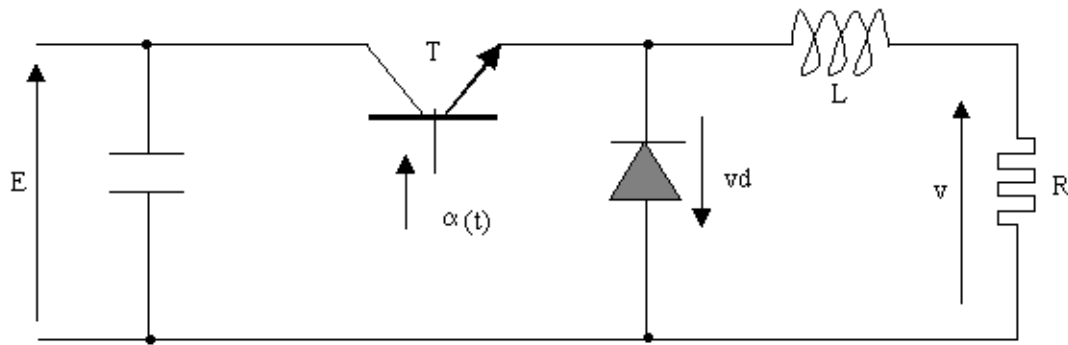


Figure 6.14

Si on ajoute un pont à la sortie de l'hacheur (figure 6.15.a), on obtient aux bornes de la résistance une tension quasi sinusoïdale, où $v=v_2$ si T1 et T4 sont fermés et $v=-v_2$ si T2 et T3 sont fermés (figure 6.15.b).

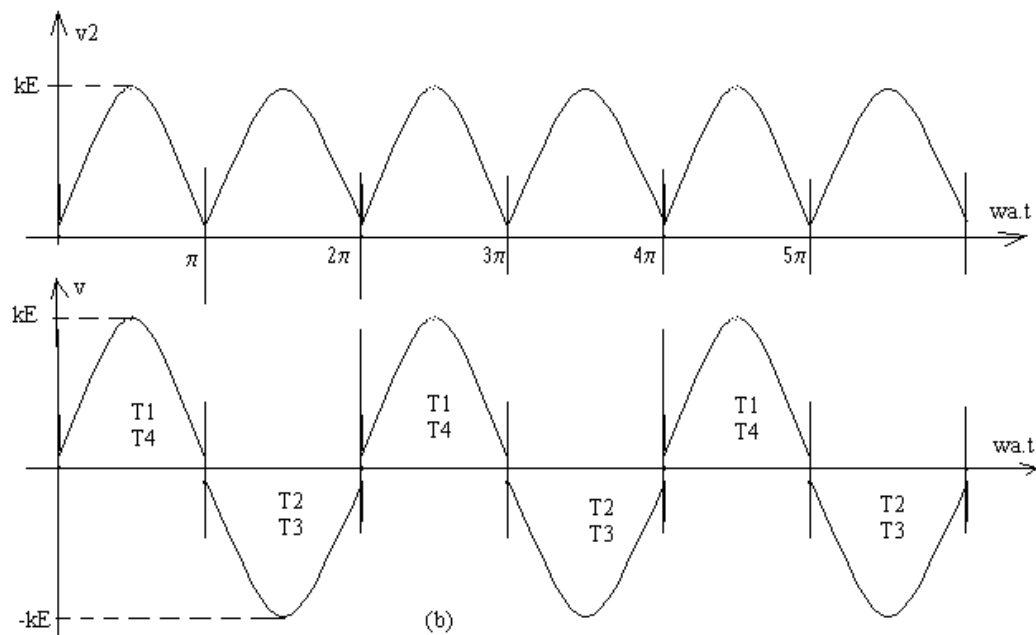
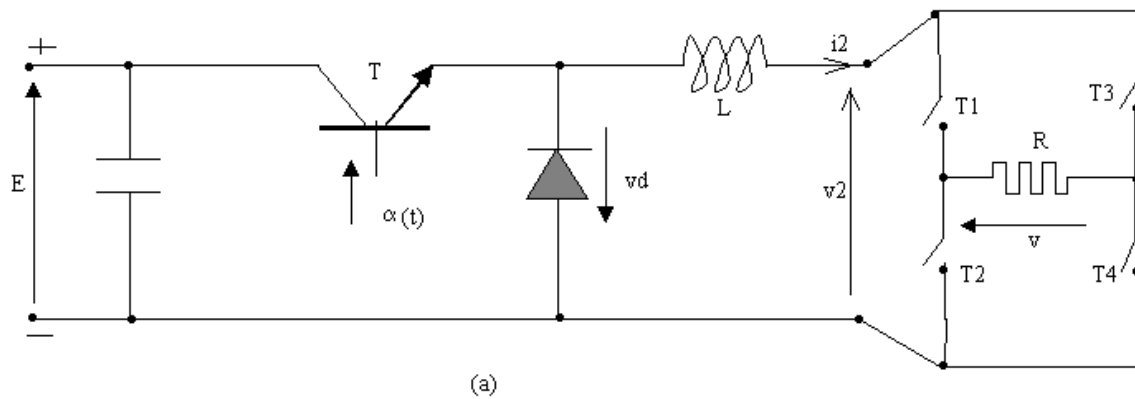
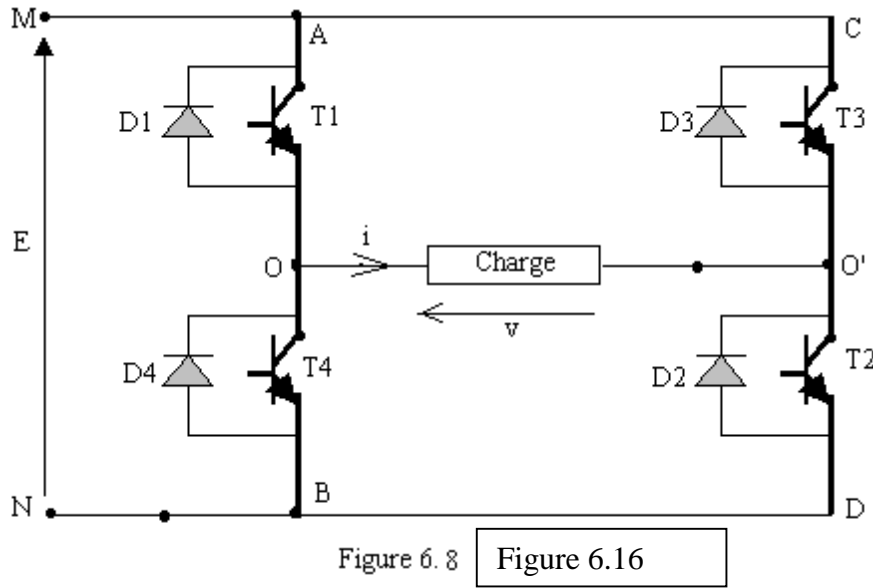


Figure 6.15

6.6.3. Onduleur en pont à haute fréquence :

On peut combiner la commutation de 2 transistors de l'onduleur en pont (figure 6.16) à haute fréquence et de 2 transistors à une fréquence plus faible pour avoir une onde quasi sinusoïdale en sortie.



De 0 à π : T2 conduit, sur une demi période correspondante au fréquence de la tension de sortie ω_a (faible fréquence), avec T1 ou T4 qui commute à haute fréquence.

De π à 2π : T3 conduit, sur l'autre demi période correspondante au fréquence de la tension de sortie ω_a (faible fréquence), avec T1 ou T4 qui commute à haute fréquence.

Figure 6.17 présente la forme d'onde de la tension de sortie et les plages de conduction.

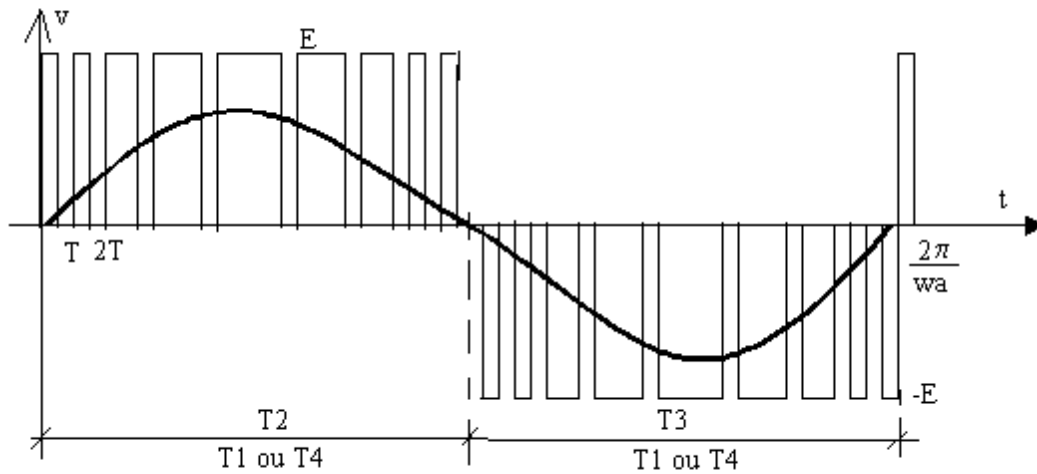


Figure 6.17

6.7. Les onduleurs triphasés :

Dans plusieurs applications industrielles, spécialement le contrôle de vitesse des machines tournantes triphasées, où nous avons besoin d'une source triphasée à tension et fréquence variable.

Exemple : pour le moteur asynchrone triphasé à cage, on fait varier la vitesse de rotation $N_r = N_s(1-g)$ en agissant sur la fréquence de la source ($N_s = f/p$; N_s est la vitesse de synchronisme du champ tournant en tr/sec, f : fréquence, p : nombre de paires de pôles). Mais pour maintenir le couple constant quand f varie, il faut une tension d'alimentation du stator V variable afin que la condition $V/f = \text{constante}$ soit satisfaite.

On peut réaliser l'onduleur triphasé en associant 3 onduleurs monophasés et en contrôlant la commutation de chaque pont pour produire 3 phases décalées de 120 degré. Ceci est la meilleure solution pour des charges déséquilibrées. Si la charge est équilibrée, on peut réduire le nombre d'interrupteurs de 12 (3 ponts monophasés X 4 interrupteurs) à 6 ce qui donne un pont triphasé (figure 6.18) alimenté d'une source de tension continue.

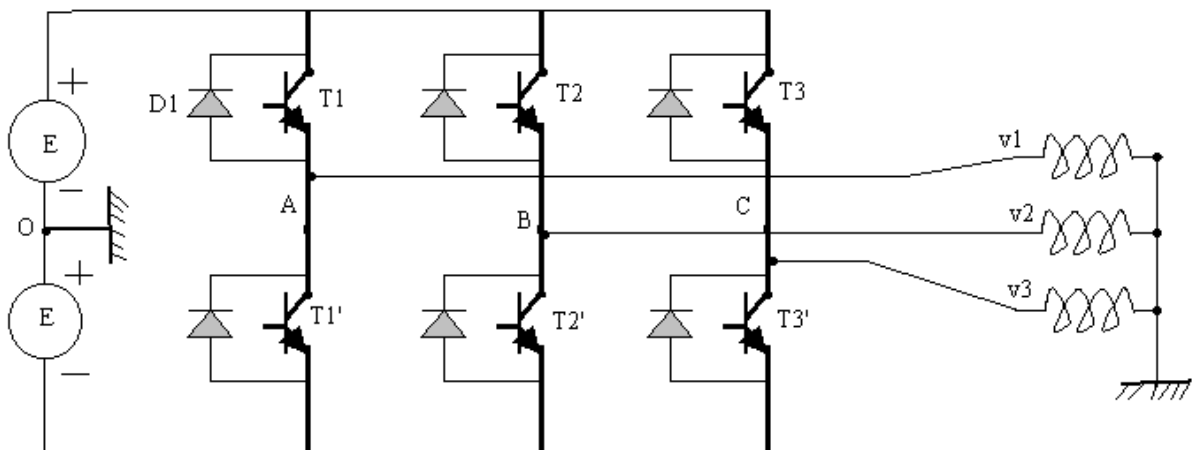


Figure 6.18

Plusieurs séquences de commande sont possibles, on va traiter 2 parmi eux :

1. Commande 180 degré
2. Commande 120 degré (1/3-2/3)

6.7.1. Commande 180 degré :

Sur un bras, chaque interrupteur fonctionne pendant 180 degré (figure 6.19).

Exemple pour le bras A de la figure 6.18 : T1 est fermé pendant une demi période {180 deg), T1' est fermé pendant l'autre demi de la période. Ce qui donne la tension v_1 par rapport à la référence O, d'où :

$V_1 = E$ pour T1 fermé et $v_1 = -E$ pour T1' fermé.

Pour les bras de pont B et C, on applique la même analyse précédente, mais avec des décalages de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport au bras A. On obtient v_2 et v_3 par rapport à la référence O.

La tension composée entre les 2 phases 1 et 2 est : $v_{12} = v_1 - v_2$ (figure 6.19).

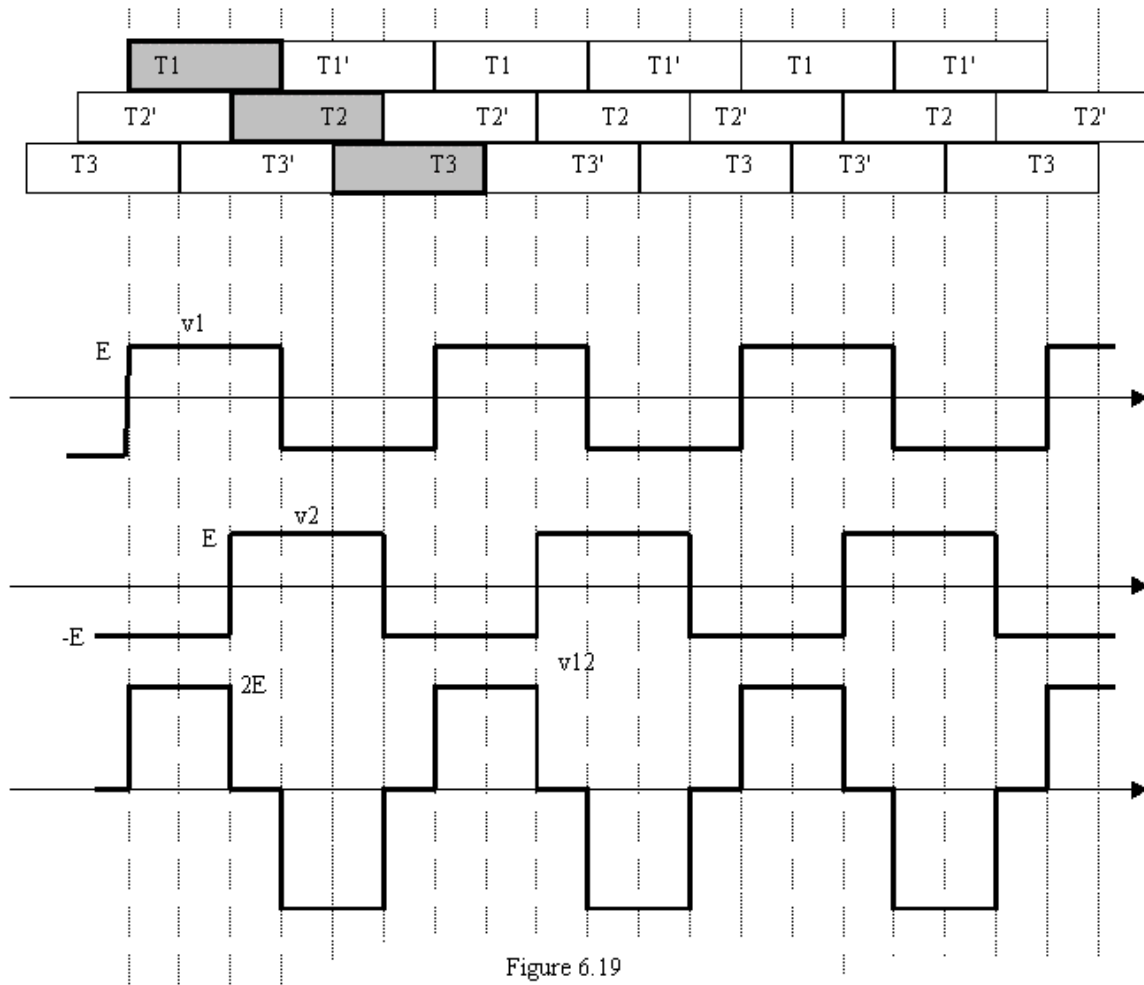


Figure 6.19

6.7.2. Commande 120 degré (1/3 – 2/3) :

Chaque interrupteur fonctionne pendant 120 degré successivement comme dans la figure 6.20. La séquence est T1, T2 puis T3 successivement. Les interrupteurs T1', T2' et T3' fonctionnent successivement avec un décalage de 60 degré par rapport à T1, T2, T3.

Ce type de commande appelé la commande décalée permet d'obtenir une tension de sortie avec moins d'harmoniques.

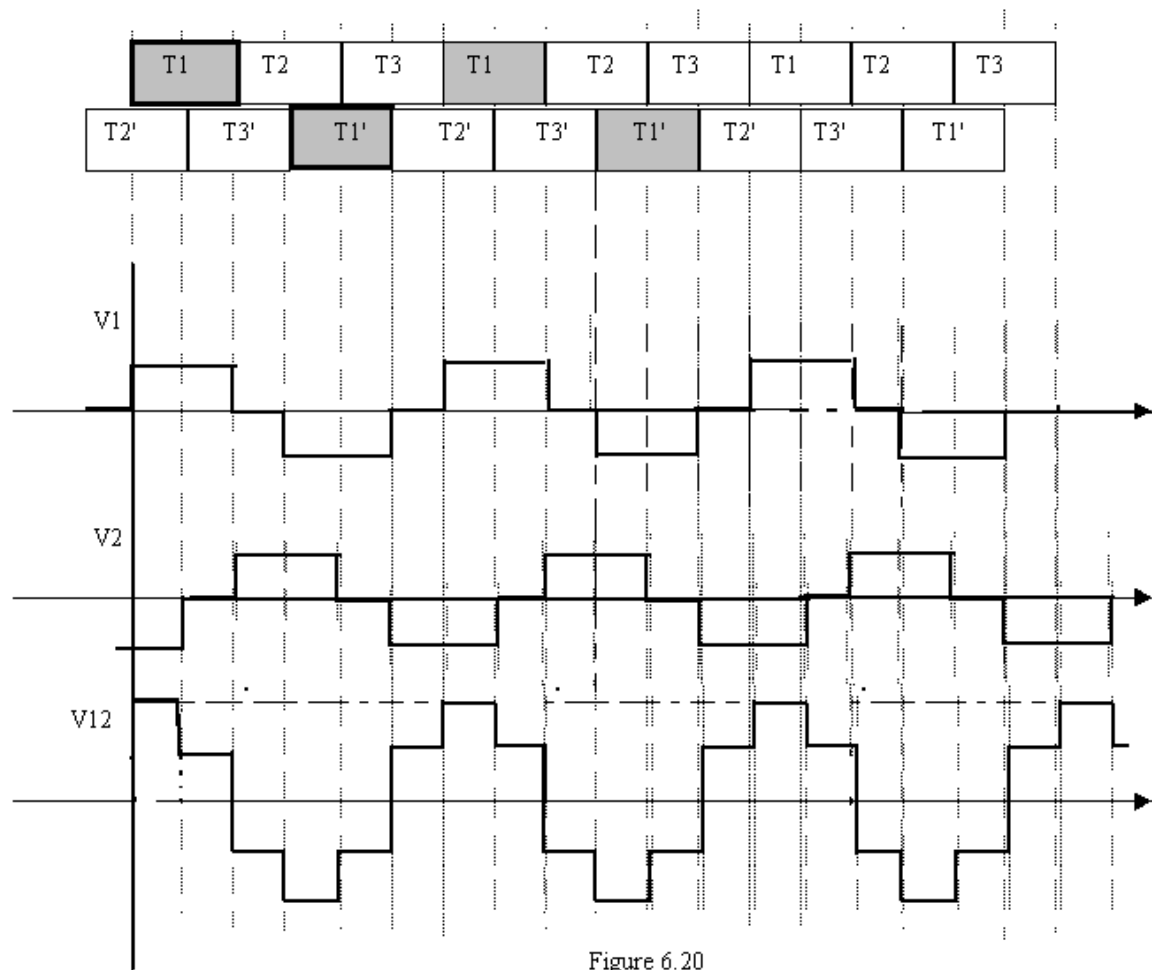


Figure 6.20

6.8. Exemple de la commande MLI d'un onduleur à transistors:

La stratégie employée consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence $2^n.f$ avec un signal sinusoïdal de fréquence f ; aux instants d'égalité, on obtient le basculement du comparateur, donc le changement d'état logique du signal de commande.

Dans la figure 6.21, on présente le synoptique de la commande MLI bipolaire, où :

Bloc B1 : est un oscillateur qui donne 2 signaux de même fréquence ; l'un est triangulaire, l'autre est rectangulaire.

Bloc B2 : est un multiplicateur de la fréquence de l'onde rectangulaire sortant du bloc B1.

Bloc B3 : est un filtre qui donne une onde sinusoïdale.

Bloc B4 : est un amplificateur de l'onde sinusoïdale sortant du bloc B3.

Bloc B5 : est un comparateur entre l'onde triangulaire sortant du B1 et l'onde sinusoïdale sortant du B4.

Bloc B6 : est un inverseur qui permet d'obtenir les signaux de commande des autres transistors du pont avec un décalage de 180 degré.

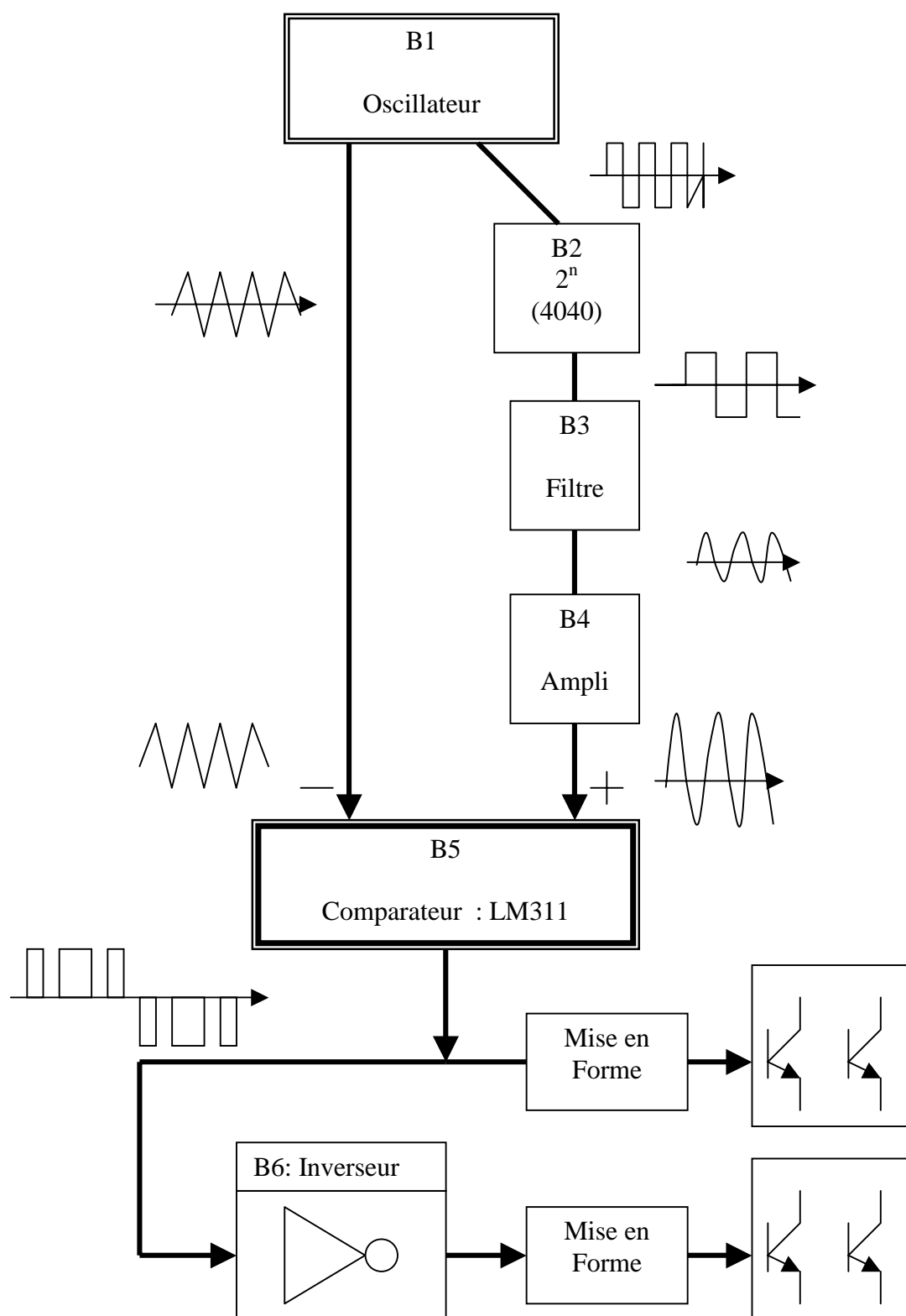


Figure 6.21

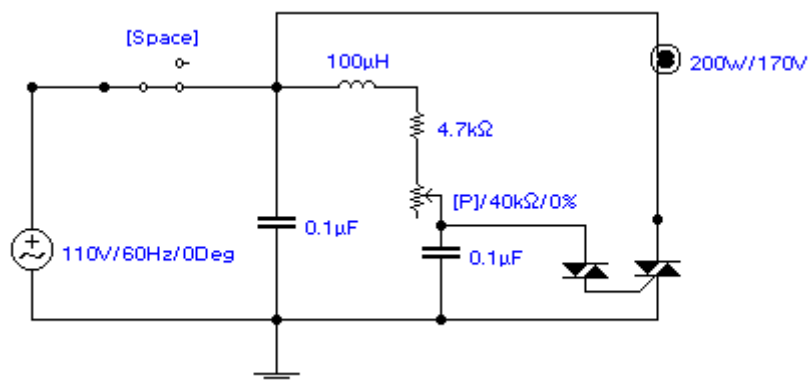
Chapitre VII

Les convertisseurs CA / CA

Les Gradateurs

&

Les Cyclo-convertisseurs



Chapitre VII

Les convertisseurs Alternatif/ALTERNATIF Les GraDateurs & Les cyclo-convertisseurs

7.1. Introduction :

Ces convertisseurs permettent d'obtenir une tension alternative variable de fréquence constante ou variable, à partir d'une source alternative. Trois types sont possibles :

1. Soit convertir une tension alternative de valeur efficace fixe en une tension alternative variable. C'est le gradateur
2. Soit convertir une tension alternative de valeur efficace fixe en une tension alternative de valeur efficace variable et de fréquence variable inférieure à la fréquence de la source. C'est le cyclo-convertisseur.
3. Soit convertir une tension alternative de valeur efficace fixe en une tension alternative de valeur efficace variable avec tension et fréquence variable. La fréquence de la tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à la fréquence de la source. C'est un convertisseur alternatif-continu-alternatif : un redresseur commandé est utilisé pour obtenir une tension continu variable; et un onduleur est utilisé pour obtenir, à partir la tension continu, une tension de sortie à tension et fréquence variable.

7.2. Les gradateurs :

Ils permettent d'assurer la liaison constante entre la source et la charge puis de l'interrompre (marche en interrupteur statique). Ils permettent aussi de régler l'intensité du courant que la source débite dans le récepteur (marche en gradateur).

L'élément de base est formé de 2 thyristors montés en têtes-bêches (ou en parallèle-inverse) et placés entre la source et le récepteur (figure 7.1).

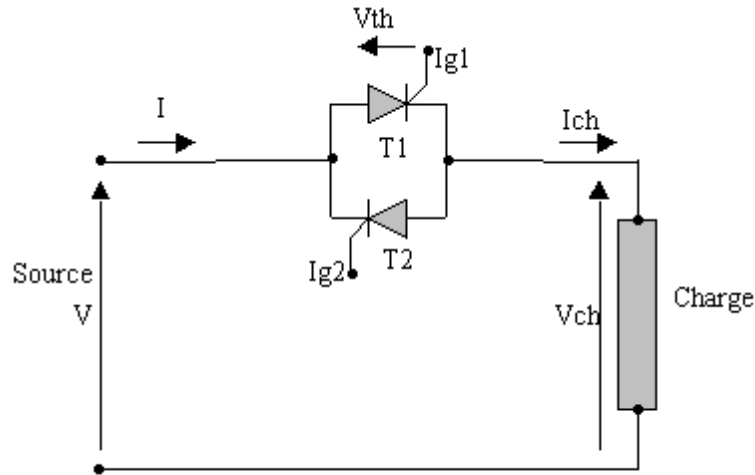


Figure 7.1

7.2.1. Marche en interrupteur :

Nous avons une source alternative : $v = V_{\max} \sin \omega t$

Si on envoie un signal d'amorçage sur la gâchette du thyristor T1 dès le début de l'alternance positive de la tension v , et un signal d'amorçage sur la gâchette du thyristor T2 dès le début de l'alternance négative de la tension v , le courant alternatif passe tantôt par T1 et tantôt par T2. L'interrupteur est fermé et la tension aux bornes de la charge est $V_{ch} = V$.

Pour que le courant passe alors que son onde est déphasée par rapport à celle de la tension (charge inductive), il faut que le signal de déblocage soit encore appliqué à la gâchette de T1 quand le courant veut passer par T1, et que la gâchette de T2 soit encore alimentée quand le courant devient négatif. Cela suppose :

- Soit l'emploi de signaux d'amorçage très large (90° pour une charge inductive)
- Soit l'envoi en permanence des impulsions rapprochées à haute fréquence
- Soit l'alimentation des gâchettes à partir des tensions anodiques.

Si on supprime les signaux appliqués sur les gâchettes, Le thyristor en conduction se bloque dès que le courant s'annule, l'autre ne peut s'amorcer; l'interrupteur est ouvert:

$$I=0 \quad \text{et} \quad V_{th}=V_{T1}=-V_{T2}=V$$

Figure 7.2 montre les régimes d'amorçage et de blocage des thyristors pour une commande par créneaux larges et pour une charge inductive.

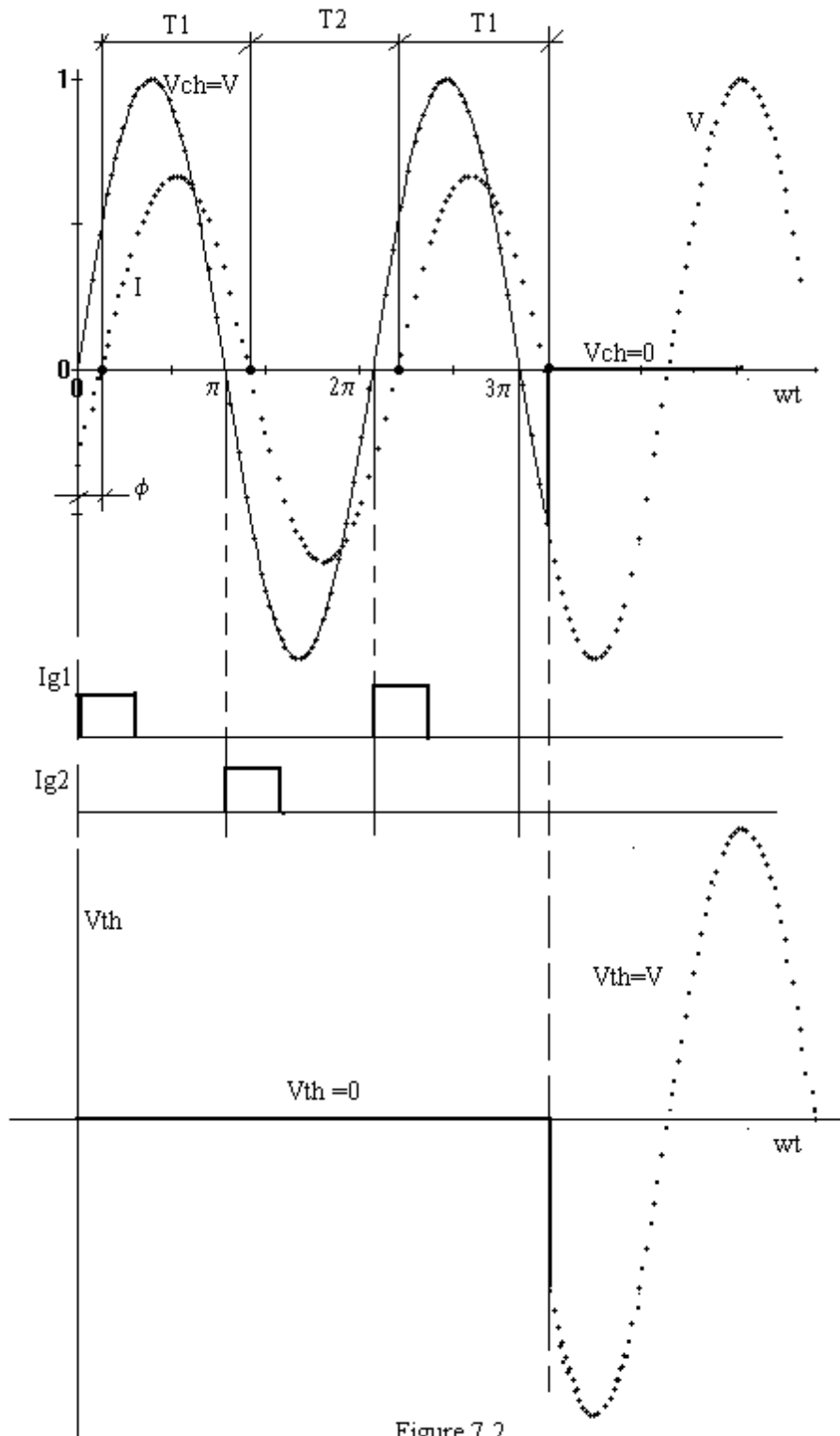


Figure 7.2

Les avantages et les inconvénients des interrupteurs statiques :

Les avantages sont :

- Pas de risque de rebondissement comme dans les interrupteurs mécaniques
- Etablissement quasi instantané du courant
- Ouverture avec un retard égal au maximum à une demi période.
- Ouverture sans rupture de courant (donc pas de surtension)
- Possibilité de cadences de fonctionnement très rapides.

Les inconvénients sont :

- Interrupteur fragile en cas de surcharge
- Ne présente pas de coupure visible
- Produit une chute de tension plus élevée.

7.2.2. Marche en gradateur monophasé sur charge résistive:

On amorce T1 à ψ et T2 à $\pi+\psi$: $I=V_{ch}/R$

A $wt=\pi$, $I=0$, donc blocage de T1 (commutation naturelle)

De même à $wt=2\pi$, $I=0$, donc blocage de T2

D'où sur une période (figure 7.3):

$V_{ch}=V$ et $I=(V_{max}.\sin wt)/R$ pour $\psi < wt < \pi$ et pour $\pi+\psi < wt < 2\pi$

Et $I=0$ et $V_{ch}=0$ pendant le reste de la période

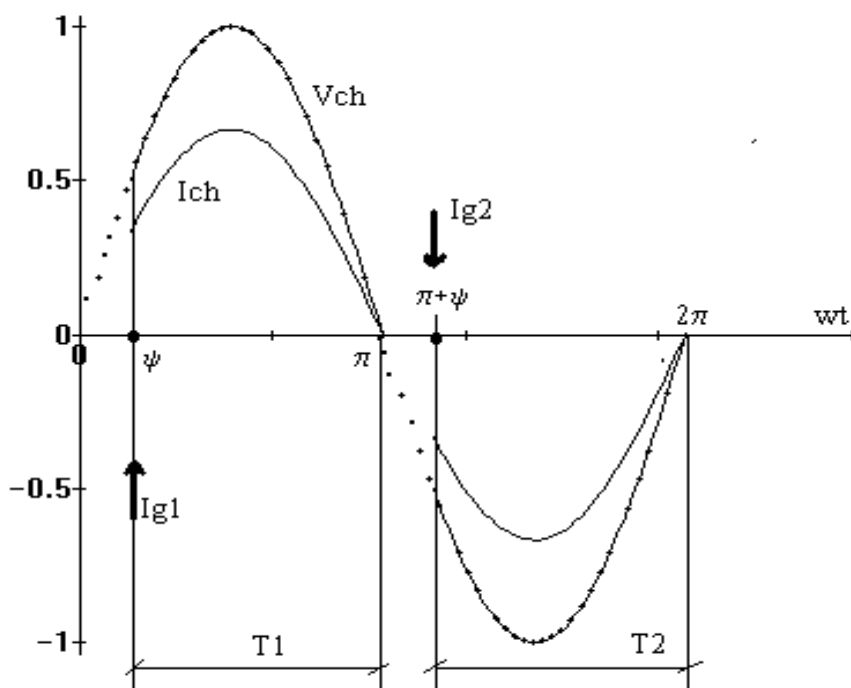


Figure 7.3

Calcul de la valeur efficace de I :

$$I_{\text{eff}}^2 = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} \frac{V_{\text{max}}^2}{R^2} \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{V_{\text{max}}^2}{R^2} \left[\frac{\omega t}{2\pi} - \frac{\sin 2\omega t}{4\pi} \right]_{\psi}^{\pi}$$

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{V_{\text{max}}^2}{R^2} \left(\frac{1}{2} - \frac{\psi}{2\pi} + \frac{\sin 2\psi}{4\pi} \right)$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2} \cdot R} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\psi}{2\pi} + \frac{\sin 2\psi}{4\pi} \right)}$$

Si ψ varie de 0 à π , I_{eff} varie de V_{max}/R à 0.

7.2.3. Marche en gradateur monophasé sur charge inductive:

Le thyristor T1 est amorcé à $\omega t = \psi$:

D'où : $L \frac{dI}{dt} + R \cdot I = V_m \cdot \sin(\omega t)$

Donc le courant I a pour expression :

$I = I_f$ (régime permanent forcé) + I_t (Régime libre transitoire)

Et le thyristor se bloque quand le courant s'annule à ψ_1 .

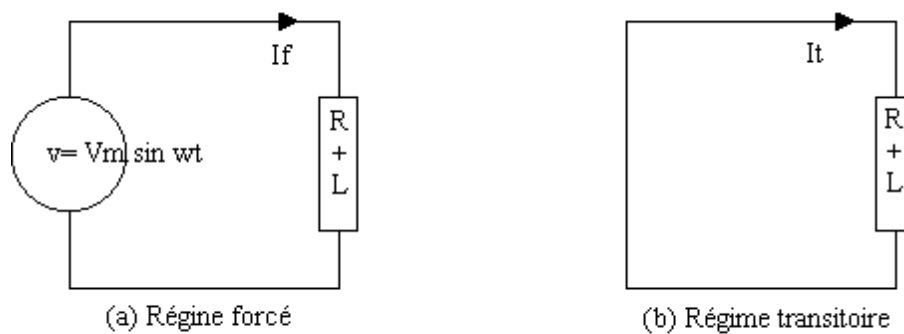


Figure 7.4

Régime forcé (figure 7.4.a):

Calcul du courant I_f :

$$I_f = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\text{avec } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

$$\text{et } \varphi = \text{Arctg} \frac{\omega L}{R}$$

Calcul du courant I_t :

$$L \frac{dI_t}{dt} + R \cdot I_t = 0 \Rightarrow I_t = A e^{-t/\tau} \quad \text{avec } \tau = \frac{L}{R}$$

finalement :

$$I = I_f + I_t = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-t/\tau}$$

$$\text{à } \omega t = \psi, I = 0 \Rightarrow \frac{V_m}{Z} \sin(\psi - \phi) = -A e^{-\frac{R}{\omega L} \psi}$$

$$\Rightarrow A = -\frac{V_m}{Z} \sin((\psi - \phi)) e^{\frac{R}{\omega L} \psi}$$

$$\Rightarrow I_t = -\frac{V_m}{Z} \sin((\psi - \phi)) e^{\frac{R}{\omega L} (\psi - \omega t)}$$

Donc, nous avons 2 possibilités :

1- $\psi > \phi$: on obtient I_t négatif.

Dans ce cas le courant $I = I_f + I_t$ s'annule et le thyristor se bloque pour $\omega t = \psi_1$, tel que : $\psi_1 < \pi + \phi < \pi + \psi$, Figure (7.5).

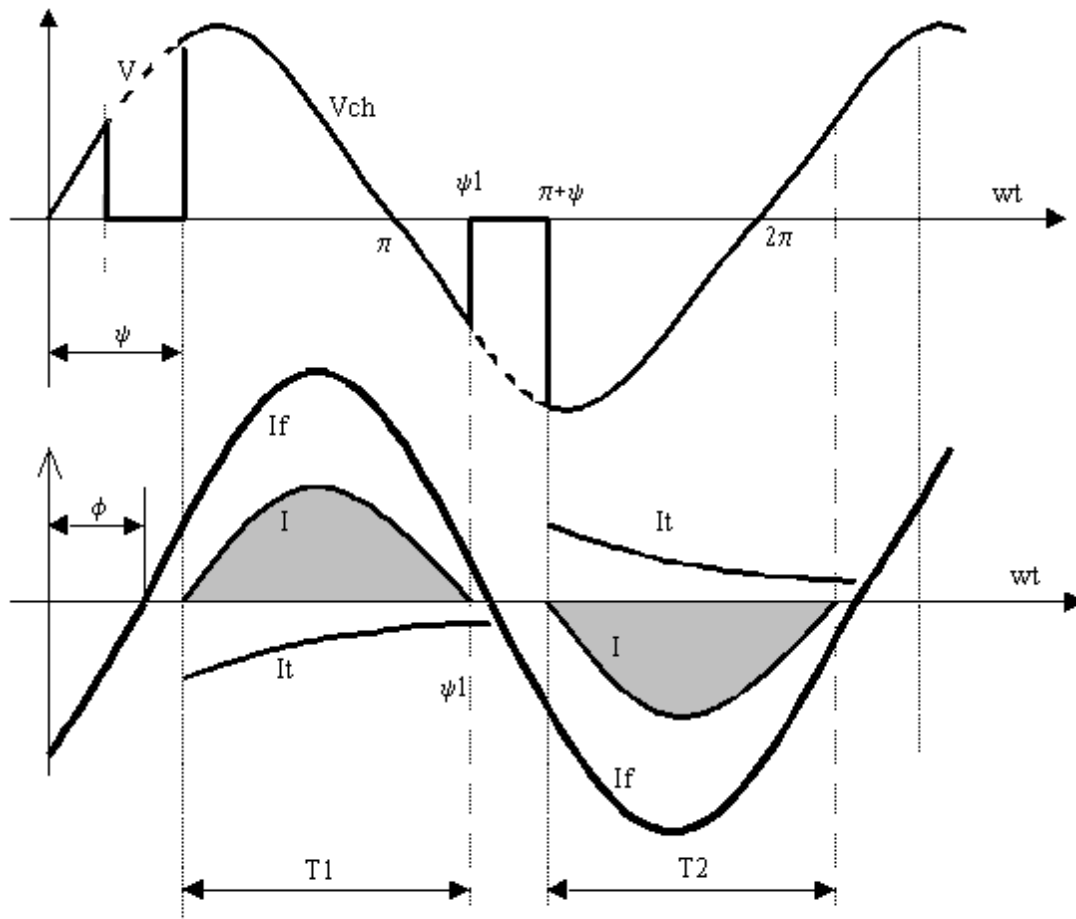


Figure 7.5

2- $\psi < \phi$: on obtient I_t positif .

Donc, I_f et I_t de même signe et le courant $I = I_f + I_t$ s'annule pour $\psi_1 > \pi + \phi$ et, à fortiori, $\psi_1 > \pi + \psi$. (figure 7.6).

L'impulsion envoyée sur la gâchette du T2, pour $wt = \pi + \psi$, trouve ce redresseur avec une tension anodique négative $V_{T2} < 0$.

- Si l'impulsion de courte durée : quand V_{T2} devient positif, il n'y a plus de courant sur la gâchette de T2. Le montage fonctionne en redresseur simple alternance.
- Si les signaux sont de largeur suffisante T1 reste passant jusqu'à ψ_1 puis T2 prendra la suite. Donc, fonctionnement en interrupteur fermé en permanence.

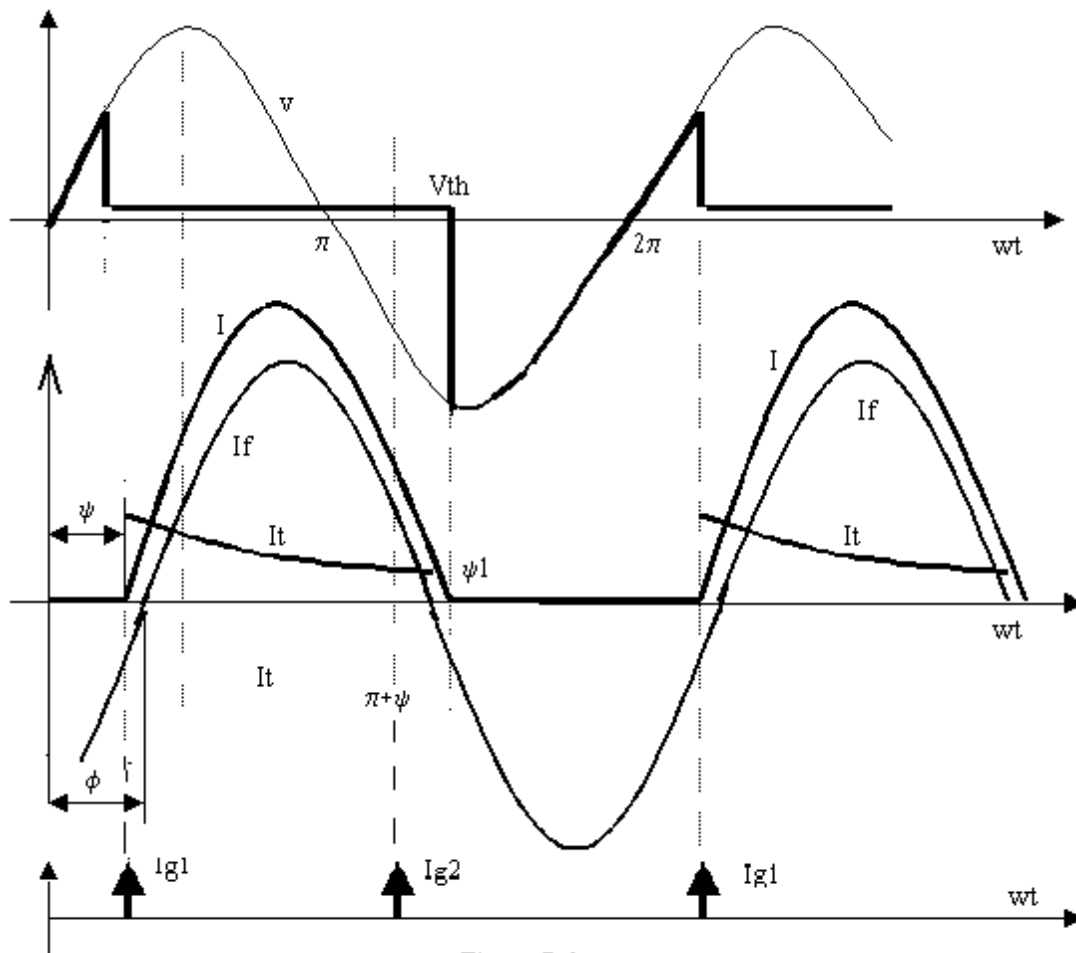


Figure 7.6

Pour $\psi = \phi$, on a : $I = \frac{V_m}{Z} \sin(wt - \phi)$

Et le courant est sinusoïdal. Ceci indique que si $\psi = \phi$, chaque thyristor conduit pour 180° et la tension d'entrée sera appliquée entièrement sur la charge. Le gradateur fonctionne comme un interrupteur statique.

7.3. Autres variantes de gradateurs :

7.3.1 Gradateur à TRIAC :

On remplace les 2 thyristors par un seul élément (le triac) qui est à gâchette unique (figure 7.7). L'unicité de l'électrode de commande facilite beaucoup la commande.

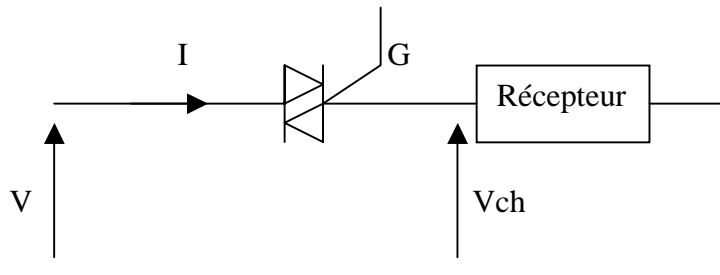


Figure 7.7

7.3.2. Montage à cathode de thyristors en commun :

Ce montage présenté dans la figure 7.8, où on utilise 2 thyristors et 2 diodes, est utilisé pour les fortes puissances. Il présente l'avantage de réunir les cathodes des 2 thyristors, ce qui facilite la commande.

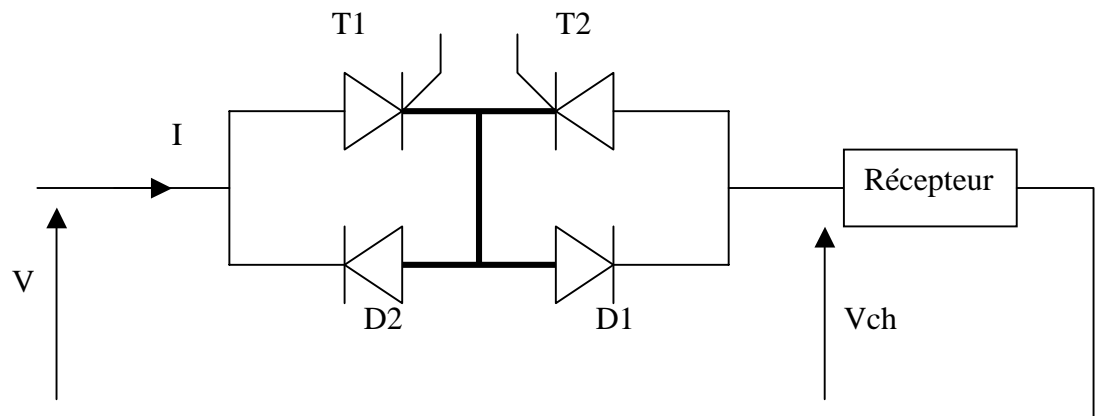


Figure 7.8

7.3.3. Montage en haute tension :

On utilise un interrupteur indirecte ou à transformateur intermédiaire comme dans la figure 7.9. Quand les thyristors sont passants, le secondaire est en court-circuit, les ampères-tours secondaires compensent les ampères-tours primaires, donc l'impédance du transformateur vu du primaire est négligeable et $V_{ch} = V$. Quand les thyristors sont bloqués, l'impédance du transformateur qui est en série avec la charge est l'impédance magnétisante du transformateur qui est assez importante. Donc le récepteur n'est parcouru que par le courant magnétisant qui est négligeable, donc $V_{ch}=0$.

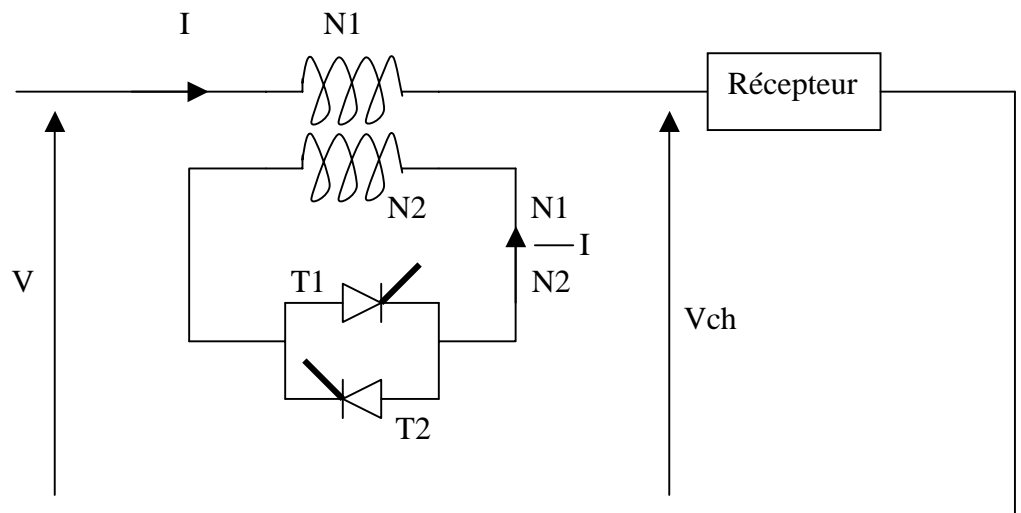


Figure 7.9

7.3.4. Les gradateurs triphasés :

Il existe deux types de montages (figure 7.10) : (a) la connexion en étoile et (b) la connexion en triangle.

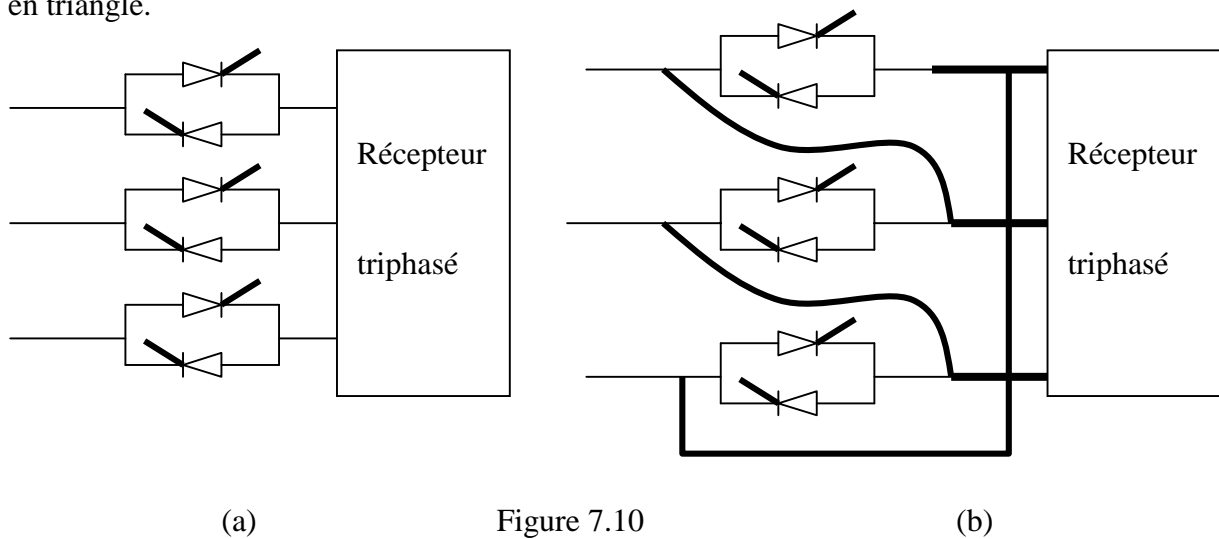


Figure 7.10

7.4. La commande des gradateurs :

La commande des thyristors et des triacs est assurée par des générateurs d'impulsions. Les circuits de commande déjà présentés dans le chapitre des redresseurs sont utilisés pour la commande des gradateurs, en choisissant le décalage d'amorçage adéquat pour les thyristors T1 et T2.

Pour les triacs on utilise des circuits de commande classiques ou des circuits intégrés spécifiques.

7.4.1. Commande du triac par Diac et un déphaseur RC :

Figure 7.11 représente le schéma d'un gradateur de lumière.

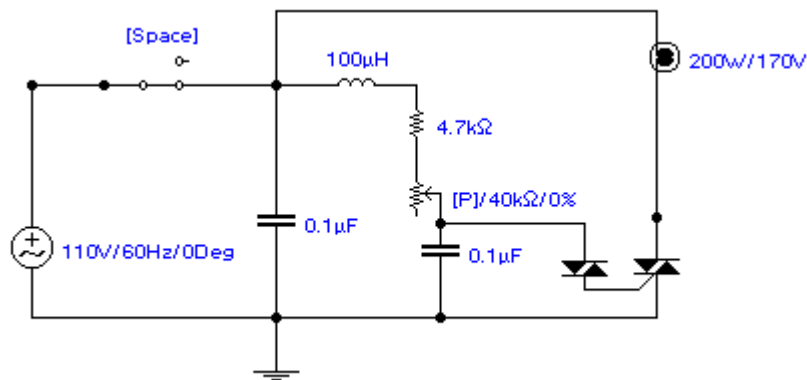


Figure 7.11

La tension aux bornes de la charge dépend de la valeur de la résistance du potentiomètre. Figure 7.12 présente la courbe de la tension de sortie V_{ch} et les impulsions à la sortie du diac.

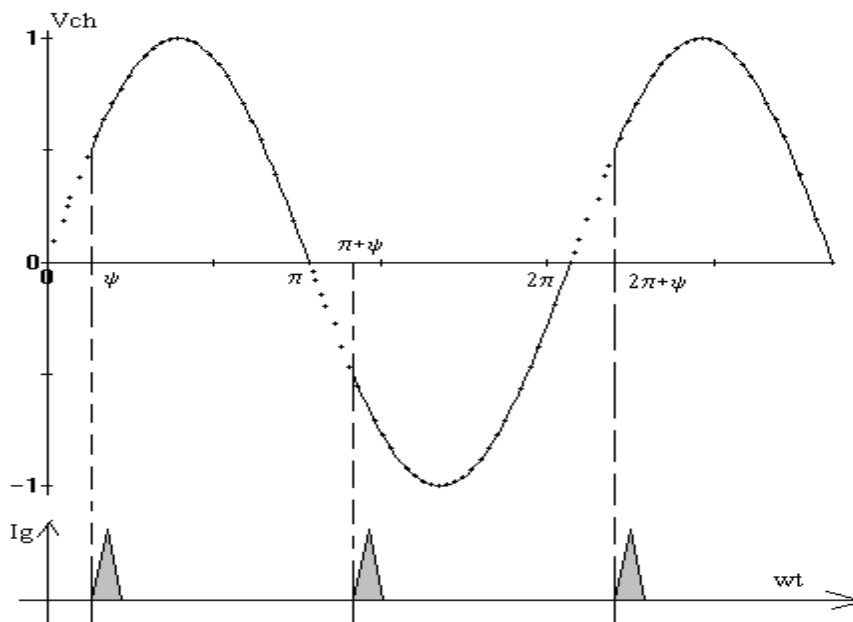
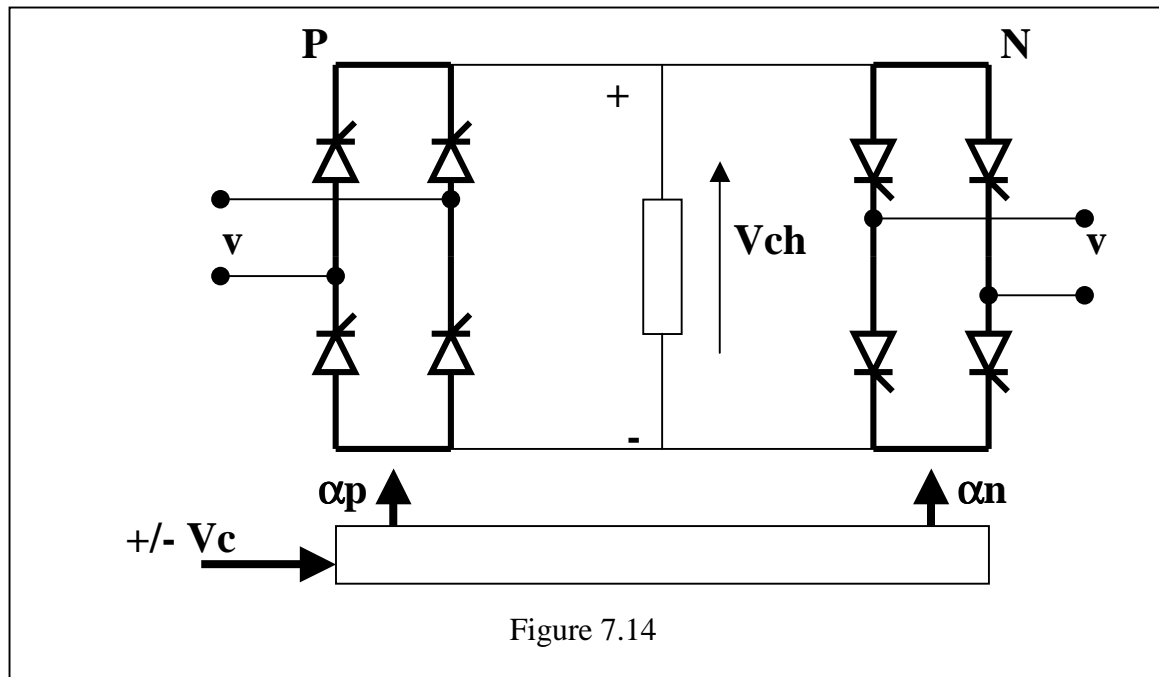


Figure 7.12

7.5. Les Cyclo-convertisseurs :

Si on prend le circuit présenté dans la figure 7.14, composé de 2 convertisseurs redresseurs inversés, l'un (Redresseur P) fourni une tension redressée positive et l'autre (Redresseur N) fourni une tension redressée négative ; On obtient, par une stratégie de commande adaptée, une tension alternative monophasée V_{ch} aux bornes de la charge de fréquence inférieure à la fréquence de la source.



La polarité de V_c (la tension de contrôle) représente la polarité de V_{ch} (la tension de sortie).
La fréquence de V_c représente la fréquence de V_{ch} .

Si l'amplitude de V_c est tel que V_{ch} est maximale, cela signifie que $\alpha_p=0$ et $\alpha_n=0$.
Durant le demi cycle positif de V_c , P est amorcé et durant le demi cycle négatif, N est amorcé; ce qui donne la tension de sortie V_{ch} de la figure 7.15. la fréquence du fondamental de V_{ch} est 1/3 de la fréquence de v (tension d'entrée).

Pour une valeur inférieure en amplitude de V_c , on obtient $\alpha_p = \alpha_n$ différent de zéro. Donc V_{ch} diminue. Exemple la courbe de V_{ch} de la figure 7.16 pour $\alpha_p = \alpha_n = 60^\circ$.

A noter qu'on peut adapter les angles de commande pour diminuer les harmoniques dans la tension du sortie.

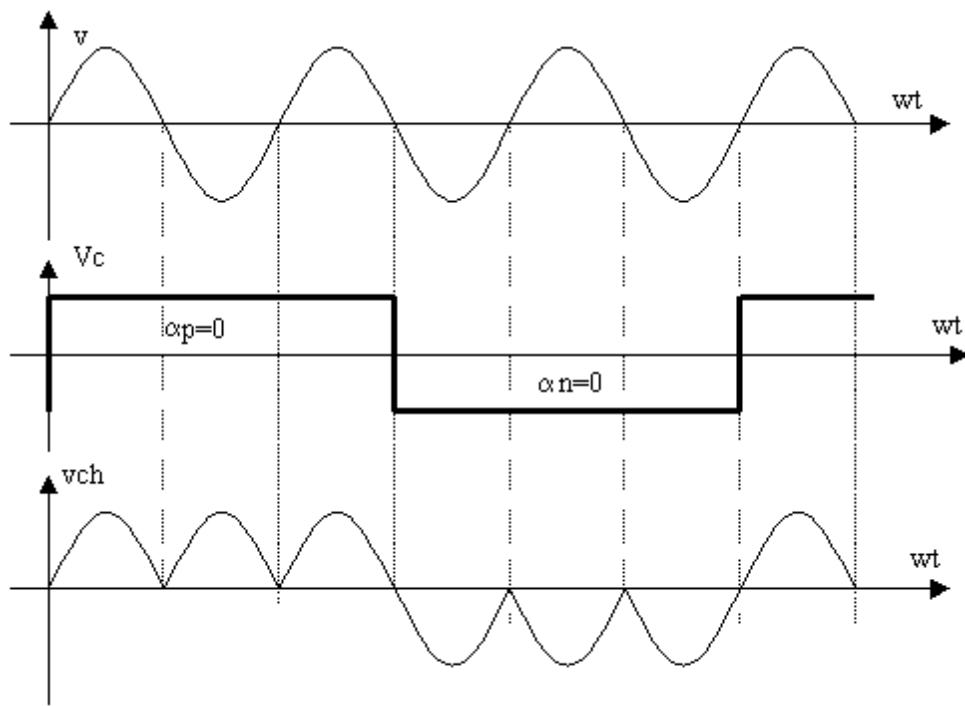


Figure 7.15

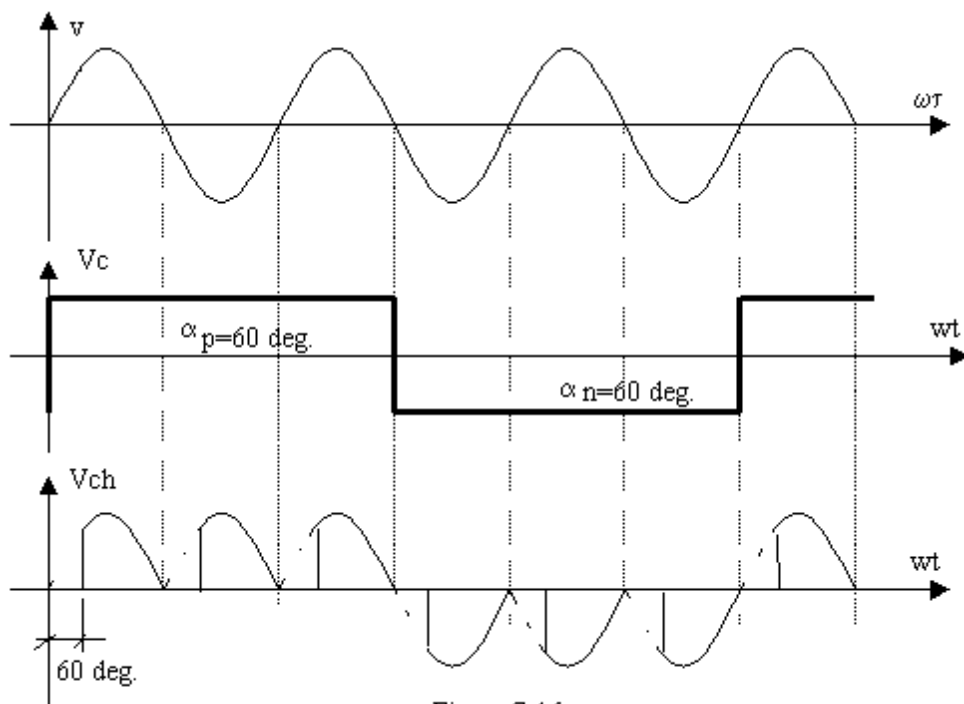


Figure 7.16

7.6. Variantes des cyclo-convertisseurs :

7.6.1. Source triphasée / charge monophasée :

On utilise dans ce cas deux redresseurs de type P3 l'un à polarité positive (P) et l'autre à polarité négative (N), figure 7.17.

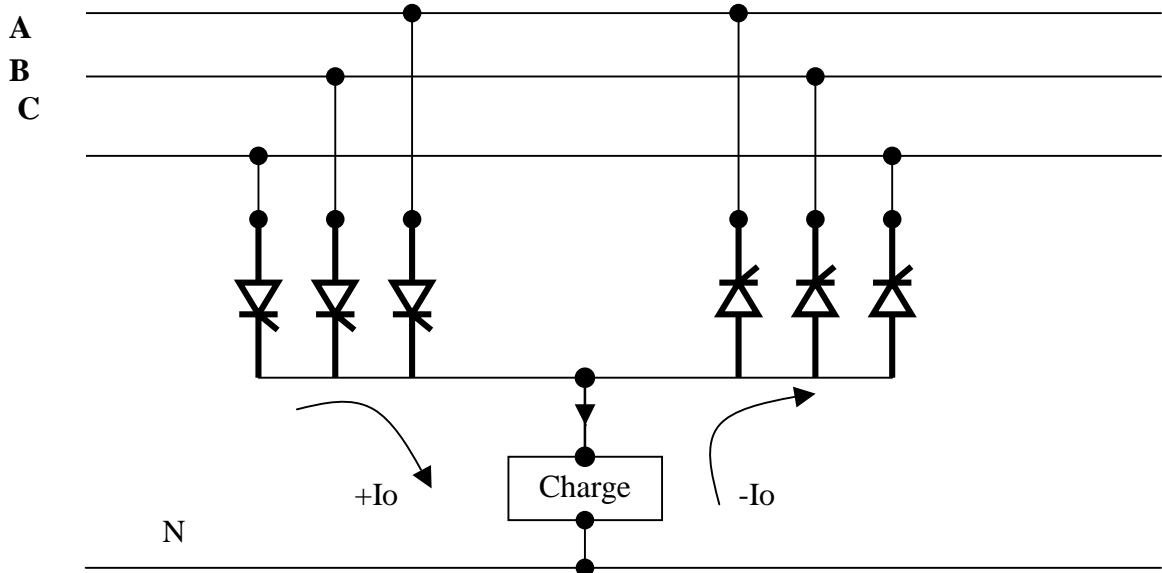


Figure 7.17

7.6.1. Source triphasée / charge triphasée :

On combine trois bloques de la figure 7.17. Chaque bloque contient 2 redresseurs P3 (P/N) et on les relie à la charge comme dans la figure 7.18.

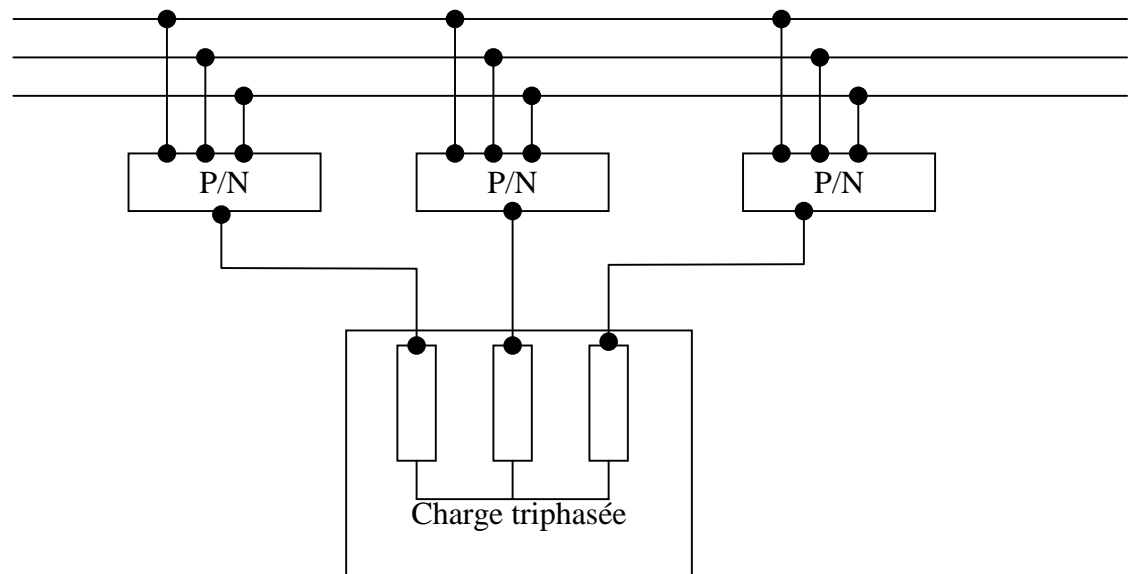


Figure 7.18

<p>Lebanese University - Faculty of sciences I <i>"Maîtrise " Electronic</i> Power Electronics Part 1 - Rectifiers</p>	<p>Université Libanaise-Faculté des sciences I <i>Maîtrise Electronique</i> Electronique de Puissance Partie 1 - Redresseurs</p>
<p>Exercise 1 : Single Phase Rectifier</p> <p>A single-phase full converter is used to control the speed of a 3.5 kW, 110v, 1200 rpm, separately excited DC motor. The converter is connected to a single-phase 120 v, 60 Hz supply. The armature resistance $R_a=0.4 \Omega$ and the armature circuit inductance is $L_a=5\text{mH}$.</p> <p>The motor voltage constant is $K\phi=0.09 \text{ V/rpm}$ where $E = K\phi n$. n is the speed in rpm.</p> <p>1. Motoring action (rectification operation) with $n=1000\text{rpm}$ and $I_a=30\text{A}$ (current is ripple-free). Determine :</p> <ol style="list-style-type: none"> the firing angle Conducting intervals and draw $v_c(wt)$, $i_s(wt)$ and $v_{T1}(wt)$ the power of the motor the supply power factor <p>2. Regenerating action (inverter operation) : the polarity of the motor back EMF is reversed by reversing the field excitation, determine :</p> <ol style="list-style-type: none"> the firing angle to keep $I_a=30\text{A}$ at $n=1000\text{rpm}$ the power fed back to supply at 1000rpm 	<p>Problème 1 : Redresseur monophasé</p> <p>Un pont redresseur monophasé tout thyristor est utilisé pour contrôler la vitesse d'une machine à courant continu à excitation séparée (3.5 kW, 120v, 1200 tr/mn). Le redresseur est connecté à une source monophasée sinusoïdale (120v, 60 Hz). La résistance d'induit $R_a=0.4 \Omega$ et l'inductance $L_a=5\text{mH}$.</p> <p>La FEM du moteur est définie par ($E=K\phi n$) où $K\phi = 0.09 \text{ V/(tr/mn)}$ est la constante de tension et «n» est la vitesse en tr/mn.</p> <p>1. Fonctionnement en moteur : avec $n=1000 \text{ tr/mn}$ du moteur et le courant d'induit $I_a=30\text{A}$. Si on considère que le courant d'induit est sans pic, déterminer :</p> <ol style="list-style-type: none"> L'angle d'amorçage ψ Les plages de conduction et tracer $v_c(wt)$, $i_s(wt)$ et $v_{T1}(wt)$ La puissance fournie au moteur Le facteur de puissance de la source <p>2. Fonctionnement en génératrice (onduleur non autonome). La FEM du moteur est inversé en inversant le champ d'excitation, déterminer :</p> <ol style="list-style-type: none"> L'angle d'amorçage ψ pour garder $I_a=30\text{A}$ à $n=1000\text{rpm}$ la puissance fournie au réseau à 1000 tr/mn

Exercise 2 : Single phase bridge

A full-thyristor bridge (4 thyristors) is connected to an industrial network (220V, 50 Hz) by the intermediate of a transformer (supposed perfect) and supplies a direct current motor.

The bridge gives a rectified voltage u that has an average value 120 V, for a firing angle α of 30 degrees.

1) System analysis

- (1-1) Draw $u(\theta)$ wave format the output of the bridge and precise the conducting interrupters
- (1-2) Calculate the average value U_{avg} of u
- (1-3) Calculate the value V_{2m} of the voltage $v_2 = V_{2m} \sin \theta$ applied at the entrance of the bridge (secondary voltage of the transformer).
- (1-4) Deduce the turn's ratio of the transformer.

- 2) Motor current is supposed perfectly smooth (ripple free). Resistive potential full in the motor represents 10% of U_{avg} and the resistance of the motor is 0.5Ω .**

- (2-1) Construct the waveform of the current i_2 that flows in the secondary of the transformer.
- (2-2) Calculate I_2 , the RMS value of i_2 and deduce the VA power of the bridge.
- (2-3) Calculate the real power (active power) supplied to the bridge and the power factor of the system (bridge + motor). If the bridge is a full diode, calculate the power factor of the system.
Conclusion?
- (2-4) Give the essential characteristics of the thyristors.

Exercice 2 : Pont PD2

Un pont PD2, entièrement commandé, est branché sur le réseau industriel (220 V, 50 Hz) par l'intermédiaire d'un transformateur (supposé parfait) et alimente un moteur à courant continu.

Ce pont délivre une tension redressée u dont la valeur moyenne est de 120 V lorsque l'angle α de retard à la conduction vaut 30 degrés.

1) Analyse du système

- (1-1) Représenter la graphe $u(\theta)$ de la tension redressée en sortie du pont en précisant les interrupteurs qui conduisent.
- (1-2) Calculer littéralement U_{moy} , la valeur moyenne de u .
- (1-3) Calculer l'amplitude de la tension $v_2 = V_{2m} \sin \theta$ appliquée à l'entrée du pont.
- (1-4) En déduire la valeur m du rapport de transformation du transformateur.

- 2) On suppose que le courant dans le moteur est parfaitement lissé (ondulation nulle) ; la chute résistive de ce moteur représente 10% de U_{moy} et sa résistance est de 0.5Ω .**

- (2-1) Construire la graphe du courant i_2 débité par le secondaire du transformateur.
- (2-2) Calculer la valeur efficace I_2 de i_2 . En déduire la puissance apparente du pont.
- (2-3) Calculer la puissance active fournie au pont puis le facteur de puissance de l'ensemble «pont + moteur». Si le pont PD2 était non commandé, calculer de nouveau le facteur de puissance de l'ensemble «pont + moteur». Que peut-on en conclure ?
- (2-4) Quelles sont les caractéristiques essentielles que doivent posséder les 4 thyristors du pont ?

3) We replace the bridge by a mixed bridge (half thyristors – half diodes).

(3-1) Draw the waveform of $u(\theta)$ and precise the conducting interrupters. Calculate the new angle α' , if the average value of u is always 120 V.

(3-2) Angle α' has the value calculated in (3) and the current in the motor is the same calculated in (2).

- i) Calculate the RMS value of i_2 .
- ii) Deduce the VA power of the system. Calculate the power factor. Conclusion.

4) The total resistance of the transformer referred to the secondary is $1\ \Omega$. If we consider only copper losses, calculate the efficiency of the system with the 2 types of bridge. Conclusion.

3) On remplace le pont à 4 thyristors par un pont mixte.

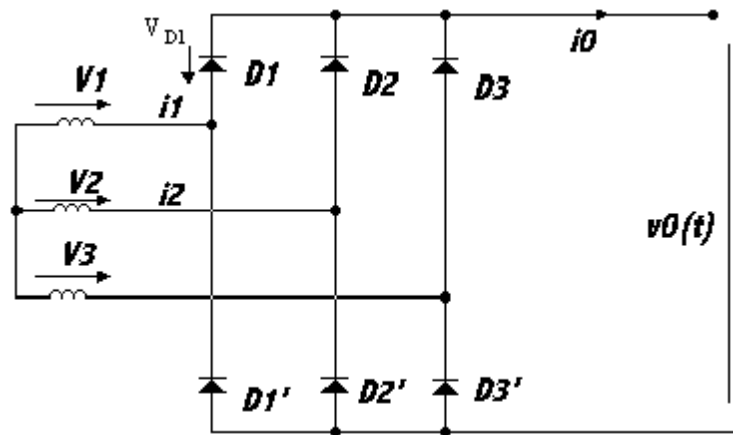
(3-1) Dessiner le graphe de la tension u en sortie du pont en indiquant les semi-conducteurs qui conduisent. Calculer le nouvel angle de retard à la conduction α' , lorsque la valeur moyenne de u est toujours 120 V.

(3-2) L'angle α' ayant la même précédemment calculée, le moteur est traversé par le même courant que dans la question 2.

- i) Calculer la valeur efficace du courant débité par le secondaire du transformateur.
- ii) En déduire la puissance apparente de l'ensemble «pont + moteur», calculer le facteur de puissance. Conclure?

4) La résistance du transformateur ramenée dans son secondaire est de $1\ \Omega$. En ne prenant en compte que les pertes Joule dans le transformateur, Calculer le rendement de l'ensemble «pont + moteur» avec les 2 types de pont. Conclure.

Dr. A. JAMMAL



Exercise 3 : Three phase rectifier

A three-phase full diodes bridge with defaults on device components is treated. We have :

$$V1 = V_m \sin \omega t$$

$$V2 = V_m \sin (\omega t - 2\pi/3)$$

$$V3 = V_m \sin (\omega t - 4\pi/3)$$

Illustrate the waveform $v_o(t)$ and then calculate the average value V_o of $v_o(t)$ in every case of the following :

1. Diode D1 is always opened
2. Diodes D1 and D2' are always opened
3. Diodes D1 and D1' are always opened

We consider that the DC current I_o is ripple-free because the load is inductive

Problème 3 : Redressement triphasé

Nous allons traiter le pont triphasé à diodes (pont Graetz) , avec des défauts sur les composants. Nous avons :

$$V1 = V_m \sin \omega t$$

$$V2 = V_m \sin (\omega t - 2\pi/3)$$

$$V3 = V_m \sin (\omega t - 4\pi/3)$$

Donner les courbes de $v_o(t)$ et calculer la valeur moyenne V_o de $v_o(t)$ dans les 3 cas suivants :

1. Diode D1 est toujours ouverte
2. Diodes D1 et D2' sont toujours ouvertes
3. Diodes D1 et D1' sont toujours ouvertes

On considère que la charge est assez inductive tel que $i_o(t) = I_o$ (c.a.d, il n'y a pas de discontinuité dans le courant)

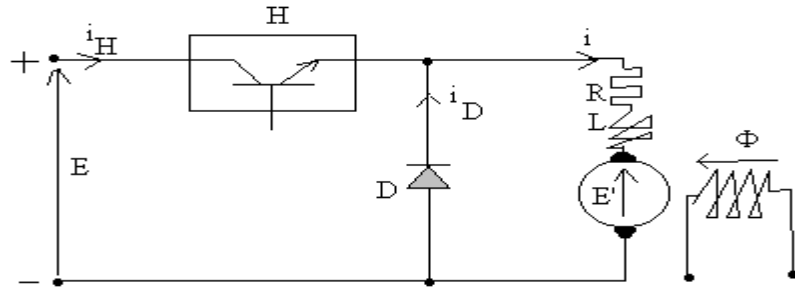


Figure 2.2

Ex. 1: Step down chopper.

A DC supply E with negligible internal impedance debits through a chopper H (the auxiliary circuits are not given) on a DC separately exciting motor as in figure 2.2.

The motor has the resistance R and the inductance L for the armature and a reverse electromotive force E' .

T is the working period of the chopper. κt is the conducting interval (t_{on}). We suppose $\tau = L/R$ and $k = E'/E$ and the current I becomes zero at $t = \alpha t$.

- i- Represent the variation of the currents in the chopper I_H , diode I_D and armature i .
- ii- Give the analytique expression of i as a function of the parameters : κ , K , τ et T .
- iii- Calculate α as a function of : κ , K , τ et T .
- iv- Give the average power supplied by the chopper.

Numerical application :

$$T/\tau=1, \kappa=0.5, K=0.9, E=220V, R=0.5 \Omega.$$

Note : the solution of the differential

equation $[A.dy/dx + y = B]$ is :

$$Y=B + C.e^{-\kappa/A}, \text{ where } A, B, C$$

Pb. I : Etude d'un hacheur dévolteur.

Une source de tension continue E d'impédance interne négligeable débite à travers un hacheur H (dont les circuits auxiliaires ne sont pas représentés sur le schéma) sur un rotor d'un moteur à excitation indépendante, qui est shunté par une diode à libre circulation D .

Le rotor peut être considéré comme un récepteur de résistance R et d'inductance L qui développe une force contre électromotrice E' .

On désigne par T la période de fonctionnement de l'hacheur et par κt la durée de ses intervalles de conduction.

On pose $\tau = L/R$ et $k = E'/E$ et on suppose que le courant I s'annule à $t = \alpha t$.

- i- Représenter sur un croquis à main levée la variation des courants hacheur I_H , diode I_D et rotorique i .
- ii- Donner l'expression analytique du courant rotorique I avec comme paramètres, κ , K , τ et T .
- iii- Exprimer α en fonction de κ , K , τ et T .
- iv- Donner la puissance moyenne fournie par l'hacheur.

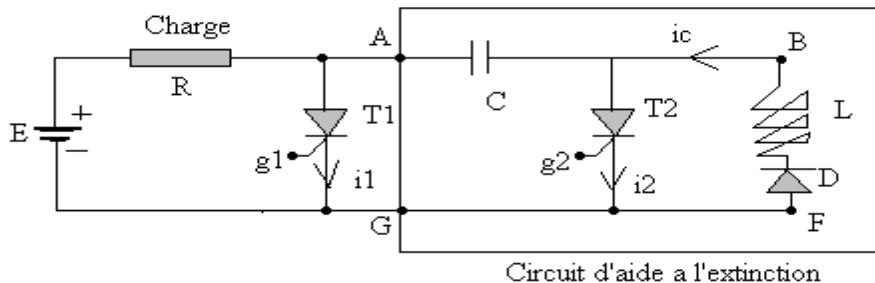
Application numérique :

$$T/\tau=1, \kappa=0.5, K=0.9, E=220V, R=0.5 \Omega.$$

Nota : La solution de l'équation différentielle

$[A.dy/dx + y = B]$ est :

$$y=B + C.e^{-\kappa/A}, \text{ où } A, B, C \text{ sont des constants.}$$



: Chopper with auxiliary commutation circuit.

Consider the circuit given by the figure above, which represents a chopper with 2 thyristors, where loop ABFG represents the commutation circuit. T1 and T2 are identical. On the figure, we don't represent the gate command circuits.

$E=300$ V, DC power supply

L pure self inductance, C pure capacity,

D ideal diode, $R=15$ ohms (resistive load)

1. At $t=0$, C is not charged, we fire T2 that becomes conductor, T1 is not working (blocked).
 - i- represent the equivalent circuit of the system
 - ii- Express the end to end capacitor voltage $v(t)$, and give his value v_1 for $t_1=2RC$
2. At the instant $t=t_1$, T1 is fired then it becomes conductor (T2 is always conducting). We suppose that $t'=t-t_1$ to simplify the solution.
 - i- represent the equivalent circuit of the system in this case,
 - ii- Express the end to end capacitor voltage $v(t')$,
 - iii- Express the discharging current of the capacitor $i_c(t')$,
3. Describe qualitatively the phenomena of blocking of T1 and explain the role of the diode D.

Pb 2: Etude d'un Hacheur avec circuit d'aide à l'extinction.

Soit le montage ci dessus représentant un hacheur à 2 thyristors où la maille ABFG constitue le circuit d'extinction. T1 et T2 sont 2 thyristors identiques.

Sur le schéma, les circuits de commande de gâchette ne sont pas représentés

$E=300$ V, source continue

L self inductance pure, C capacité pure,

D diode idéale, $R=15$ ohms – charge résistive

1. Au temps $t=0$, le condensateur n'étant pas chargé, on amorce T2 qui devient conducteur, T1 n'étant pas amorcé (non-conducteur).
 - i- Représenter le schéma équivalent du montage
 - ii- Exprimer $v(t)$, tension aux bornes du condensateur, et donner sa valeur v_1 pour $t_1=2RC$
2. A un instant $t=t_1$, on amorce T1 qui devient conducteur, T2 étant toujours conducteur. En posant, pour simplifier les calculs $t'=t-t_1$
 - i- Représenter le schéma équivalent du montage
 - ii- Exprimer $v(t')$, tension aux bornes du condensateur
 - iii- Exprimer $i_c(t')$, courant de décharge de la capacité.
3. Décrire qualitativement le phénomène qui amène le blocage de T1, et expliquer le rôle de la diode D.

Dr. A. JAMMAL

A **single-phase inverter** given in the figure 1 can have either a resistive or an inductive load.

Un **onduleur monophasé** donné dans la figure 1 peut avoir une charge résistive ou inductive.

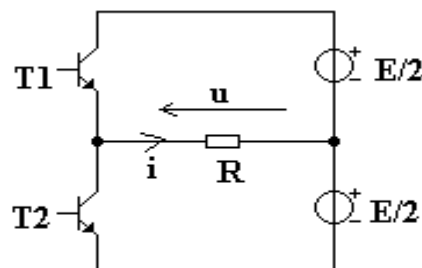


Figure 1

(1) Resistive load:

- i- Represent $u(t)$ and give the conduction intervals of T1 and T2.
- ii- Calculate R to have $I=1A$, we give $E=50V$
- iii- To obtain practically the 2 sources $E/2$ we use one source E and 2 capacitors C_1 and C_2 with $RC_1=RC_2 \gg (1/f)$ - See figure 2.
 - Deduce that $i_{c1} = -i_{c2}$
 - Deduce the current i_a supplied by E when T1 is ON then when T2 is ON.
- iv- Calculate the dissipated power in R and the delivered power by E
- v- What is the theoretical efficiency?

(1) Charge Résistive:

- i- Représenter $u(t)$ et donner les intervalles de conduction de T1 et T2.
- ii- Calculer R pour avoir $I=1A$, on donne $E=50V$
- iii- Pour obtenir pratiquement les 2 sources $E/2$ on utilise une source E et 2 condensateurs C_1 et C_2 tel que $RC_1=RC_2 \gg (1/f)$ - voir figure 2.
 - Montrer que $i_{c1} = -i_{c2}$
 - Déduire le courant i_a fournit par E lorsque T1 est passant puis lorsque T2 est passant.
- iv- Calculer la puissance dissipée dans R et la puissance délivrée par E.
- v- Quel est le rendement théorique?

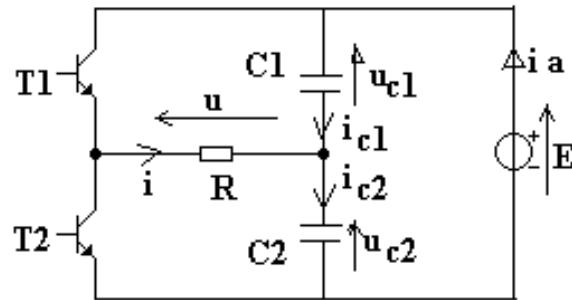


Figure 2

(2) Inductive Load:

We modify the circuit as in figure 3

- i- Calculate and represent $u(t)$ and $i(t)$
- ii- Indicate the intervals of conduction of T1, T2, D1 and D2.
- iii- What is the role of D1 and D2 ?

(3) Charge Inductive:

On modifie le schéma de connexion selon figure 3.

- i- Calculer et représenter $u(t)$ et $i(t)$
- ii- Indiquer les intervalles de conduction de T1, T2, D1 et D2
- iii- Quel est le rôle de D1 et D2 ?

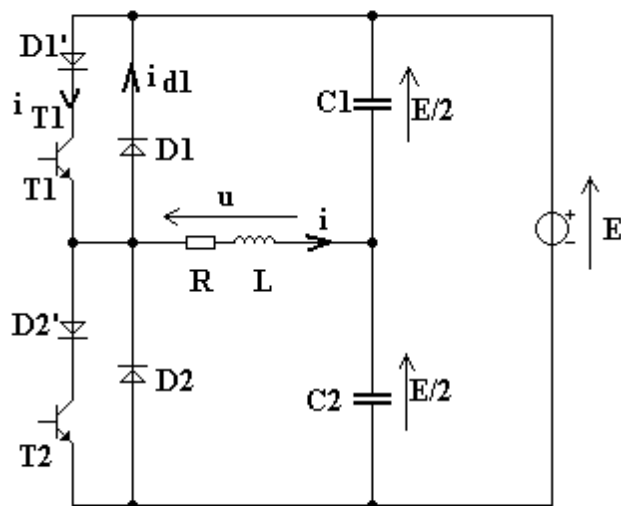


Figure 3

Ex. 1: AC voltage converter:

Instead of changing the firing angle of the thyristors T1 and T2, the control of the thyristors by sequential pulses makes the AC voltage converter works as a static interrupter on (n) periods and will be blocked on (p-n) periods.

This gives a current “i” in the load of zero average value on (p) periods of the supply voltage: $u = U\sqrt{2} \sin wt$

1- Pure resistive load:

- Represent the wave form of the voltage $v(t)$ at the end to end sides of the load R and the current $i(t)$ through it.
- Give the RMS values of V and I, and the real power P and the VA power $S=U.I$. given by the supply as a function of the duty cycle $\alpha = \frac{n}{p}$. We note I_o , P_o , and S_o the maximum values of I, P, S at “full wave” $\alpha = \frac{n}{p} = 1$. Deduce the power factor $F=P/S$ of the system (converter + load).
- What is the origin of the supplementary imaginary power $D = \sqrt{S^2 - P^2}$.

2. Inductive load R+L:

- Determine the nature of the firing signals applied on the gates of the thyristors, for a load (R+L) characterized by $\tan \varphi = \frac{L\omega}{R}$.

Note: In these conditions, the regulation can't be obtained by full pluses, because every thyristor should conduct for more than the half part of the voltage.

- Calculate $PF=P/S$ as function of I, I_o and ϕ

Trois. Deduce that the working point is located on the arc of a circle in the plan (P, Qd), if we suppose $Qd = \sqrt{S^2 - P^2}$

Pb 1: Gradateur monophasé

Au lieu de retarder l'entrée en conduction des thyristors T1 et T2, la commande par trains d'ondes fait fonctionner le gradateur en interrupteur statique sur (n) périodes et qu'il soit bloqué pendant (p-n) périodes.

Ceci donne un courant I dans la charge de valeur moyenne nulle sur (p) périodes de la tension d'alimentation :

$$u = U\sqrt{2} \sin wt$$

1- Charge pure résistive:

- Représenter les formes d'ondes $v(t)$ de la tension aux bornes d'une charge R et le courant $i(t)$, en indiquant les plages de conduction des thyristors.
- Exprimer les valeurs efficaces V et I correspondantes, ainsi que les puissances active P et apparente $S=U.I$ fournies par l'alimentation en fonction du rapport cyclique $\alpha = \frac{n}{p}$. Il peut être commode de noter I_o , P_o , S_o , les valeurs maximales de I, P et S, à “pleine onde” $\alpha = \frac{n}{p} = 1$. En déduire le facteur de puissance $F=P/S$ de l'ensemble (convertisseur + charge).
- Préciser l'origine de la puissance “déformante” $D = \sqrt{S^2 - P^2}$.

2. Charge inductive R+L:

- Déterminer la nature des signaux de commande des thyristors débitant sur une charge (R,L) caractérisé par $\tan \varphi = \frac{L\omega}{R}$.

Note: Dans ces conditions, le réglage ne peut plus être assuré par trains d'ondes entières, puisque chaque thyristor doit conduire pendant plus d'une alternance de la tension.

- Calculer f.d.p= P/S en fonction de I, I_o et ϕ

Trois. Etablir que le lieu du point de fonctionnement est un arc de cercle dans le plan (P, Qd), en posant $Qd = \sqrt{S^2 - P^2}$

Dr. A. JAMMAL