

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hamma Lakhder El-Oued

Faculté de la Technologies

Département de Génie Électrique



Support de Cours

Électronique de puissance

Classe concerné: 3^{ème} Licence électrotechnique S5

Proposé par :

Dr. Touil Slimane

Maitre de conférences A

Année Universitaire : 2024 / 2025

Summary

Teaching Objectives:

Understand the basic principles of power electronics; learn the operating principles and applications of power components; master the operation of main static converters; acquire foundational knowledge to make technical choices based on the application area of a power converter.

Recommended Prerequisites:

Basic Electronics 1, Basic Electrotechnics 1.

Course Content:

Chapter 1: Power Semiconductor Devices

Introduction to power electronics and its role in electric energy conversion systems. Overview of different types of power semiconductors (static and dynamic operating characteristics): diodes, thyristors, triacs, bipolar junction transistors (BJTs), MOSFETs, IGBTs, GTOs. Overview of different static converter structures.

Chapter 2: AC to DC Converters

Uncontrolled rectification (single-phase and three-phase) with R and L loads. Controlled rectification (single-phase and three-phase) with R and L loads. Mixed rectification (single-phase and three-phase) with R and L loads. Analysis of commutation phenomena (overlap) in controlled and uncontrolled static converters. Impact of static converters on power quality.

Chapter 3: DC to DC Converters

Step-down (buck) and step-up (boost) converters.

Chapter 4: DC to AC Converters

Single-phase and three-phase inverters with resistive and resistive-inductive loads.

Chapter 5: AC to AC Converters

Single-phase voltage controllers (R and L loads), three-phase voltage controllers (R and L loads), frequency converters (cycloconverters).

Keywords:

Power Electronics (PE); AC-DC Converters; DC-DC Converters; DC-AC Converters; AC-AC Converters

Résumé

Objectifs de l'enseignement:

Connaître les principes de base de l'électronique de puissance, connaître le principe de fonctionnement et l'utilisation des composants de puissance, maîtriser le fonctionnement des principaux convertisseurs statiques, acquérir les connaissances de base pour un choix technique suivant le domaine d'application d'un convertisseur de puissance. Connaissances préalables recommandées: Electronique fondamentale1, Electrotechnique fondamentale1.

Contenu de la matière:

Chapitre 1. Éléments semi-conducteurs en

Introduction à l'électronique de puissance, son rôle dans les systèmes de conversion d'énergie électrique, les différents types de semi-conducteurs de puissance (caractéristiques de fonctionnement statique et dynamique): Diodes, thyristors, triac, transistor bipolaire, MOSFET, IGBT, GTO. Différentes structures de convertisseurs statiques

Chapitre 2. Convertisseurs courant alternatif - courant continu

Redressement non commandé monophasé et triphasé charges R, L, Redressement commandé monophasé et triphasé charges R, L, Redressement mixte monophasé et triphasé charges R, L. Analyse du phénomène de commutation (d'empiètement) dans les convertisseurs statiques non commandés et commandés, Impact des convertisseurs statiques sur la qualité d'énergie électrique.

Chapitre 3. Convertisseurs courant continu - courant continu

Hacheur série et parallèle.

Chapitre 4. Convertisseurs courant continu - courant alternatif

Les onduleurs monophasés et triphasés avec charge résistive et résistive inductive.

Chapitre 5. Convertisseurs courant alternatif - courant alternatif

Gradateur monophasé (charges R, L), Gradateur triphasé (charges R, L), Les variateurs de fréquence (Cycloconvertisseurs).

Mot clé

**Electronique de puissance ELP ; Convertisseurs AC-DC ; Convertisseurs DC-DC ; .
Convertisseurs DC-AC ; Convertisseurs AC-AC**

Table de matrice

1.Introduction à l'électronique de puissance.....	1
1.1 Introduction aux convertisseurs statiques.....	1
2. Classificationdesconvertisseursstatiques.....	1
3. Rappels sur les grandeurs périodiques non sinusoïdales.....	2
3.1. Valeurs d'une grandeur périodique.....	3
3.2. Facteur de forme.....	3
3.3. Puissance.....	3
Chapitre I Éléments semi-conducteurs en électronique de puissance	4
I. Diode de puissance	5
I.1.1 Présentation:.....	5
I.1.2. Fonctionnement du composant parfait.....	5
I.1.3. Composant réélise simple rections.....	6
I.1.4Critèresdechoixd'unediode.....	6
I.1.5. Protectionducomposant.....	6
I.1.5.1. Protectioncontrelessurintensités.....	6
I.1.5.2. Protectioncontrelessurtensions.....	7
I.1.5.3. Protectionendv/dtetdi/dt.....	7
I.2. Thyristor	8
I.2.1. Présentation.....	8
I.2.2. Composantrée.....	8
I.2.2.1. Caractéristiqueetlimitesdefonctionnement.....	8
I.2.2.2. Amorçage.....	9
I.2.2.3. Blocage.....	9
I.2.3. Choixd'unthyristor.....	10
I.2.4. Protectionducomposant.....	10
I.2.5. Circuitsdecommandedegâchette.....	10
I.3. Transistorbipolairedepuissance	11
I.3.1. Présentation.....	11
I.3.2. Composantréeetlimitesdefonctionnement.....	11
I.3.3. Choixd'untransistor.....	12

I.3.4. Commutation du transistor.....	12
I.3.4.1. À la fermeture.....	12
I.3.4.2. À l'ouverture.....	12
I.3.4.3. Les pertes dans le transistor.....	13
I.3.5. Interfaces de commande.....	13
I.3.6. Quelques ordres de grandeur.....	14
I.4. Transistor MOSFET	14
I.4.1. Constitution symbole.....	14
I.4.2. Élément sur le fonctionnement (canal N).....	15
I.4.3. Caractéristiques statiques.....	16
I.4.4. Fonctionnement en commutation.....	16
I.4.5. Comportement dynamique.....	17
I.4.5.1. Temps de commutation à l'ouverture et la fermeture d'un MOSFET (IRF720).....	17
I.4.5.2. les pertes.....	18
I.5. L'IGBT.....	19
I.5.1. Principe.....	19
I.5.2. Structure.....	19
I.5.3. Circuit équivalent et Symbole.....	20
I.5.4. Caractéristique statique.....	20
I.5.5. Comportement dynamique.....	20
I.5.5.1. Temps de commutation de l'IGBT à l'ouverture et la fermeture.....	21
I.5.5.2. Les pertes.....	21
I.5.6. Utilisation de l'IGBT.....	22
I.5. Utilisations des composants dans le domaine de la puissance et de la fréquence	22
Conclusion.....	24
Chapitre II Convertisseurs courant alternatif - courant continu.....	25
II.1 Introduction.....	25
II.2 Redressement non commandé	27
2. 1. Redressement simple alternance, Charge résistive et inductive.....	27
2. Redressement double alternance (pont de Graëtz monophasé PD2).....	28
II.2.2 Redresseurs triphasés.....	30

II.2.2.3 Redresseur parallèle double PD3.....	34
II.2.2.4 Redresseur du type série S3.....	37
II.3 Redressement commandé.....	39
II.3.1.1.2 Charge résistive et inductive (R, L).....	40
II.3.1.2 Redressement double alternance (pont de Graëtz monophasé PD2).....	41
II.3.1.2.1 Charge résistive.....	41
II.3.1.2.2 Charge résistive et inductive.....	42
II.3.2 Redresseurs triphasés à thyristors.....	42
II.3.2.1 Redresseur parallèle simple P3.....	42
II.3.2.2 Redresseur parallèle simple P3 à thyristors avec diode de roue libre.....	44
II.3.2.3 Redresseur parallèle double PD3 à thyristors.....	44
II.4 Redresseur mixte.....	45
II.4.1 Redresseur mixte double alternance PD2.....	45
II.4.1.1 Charge résistive.....	46
II.4.1.2 Charge R, L (lissage du courant).....	47
II.4.2 Étude du montage redresseur parallèle double PD3 (pont mixte).....	47
II.5 Chutes de tension en charge (fonctionnement normal).....	48
II.5.1 Chutes de tension inductives dues à la commutation des diodes.....	48
II.6 Qualité de l'énergie électrique.....	49
Chapitre III Convertisseurs courant continu - courant continu.....	51
III.1 Introduction.....	51
III.2 Hacheur série (Buck).....	51
III.2.1 Charge résistive.....	51
III.2.2 Charge résistive et inductive.....	52
III.2.2 Charge résistive et inductive.....	53
III.2.3.1 Fonctionnement à courant interrompu (conduction discontinue).....	53
III.2.3.2 Fonctionnement à courant ininterrompu (conduction continue).....	54
III.3 Hacheur parallèle (Boost).....	55
III.3 Hacheur série-parallèle (Buck-boost).....	55
III.4 Hacheur 2 quadrants réversible en courant.....	56
III.5. Hacheur 2 quadrants réversible en tension.....	57

III.6. Hacheur 4 quadrants réversible en tension et en courant.....	57
Chapitre IV Les triacs et conversion AC/AC directe.....	58
IV.2 Gradateurs monophasés.....	58
IV.2.1 Charge résistive.....	58
IV.2.2 Charge résistive et inductive.....	60
IV.3 Gradateur triphasé.....	62
IV.3.1 Gradateurs triphasés tout thyristors (en étoile).....	62
IV.3.1.1 Charge résistive.....	62
IV.3.1.2 Charge résistive et inductive.....	65
IV.3.2 Applications des gradateurs.....	65
Chapitre V Convertisseurs courant continu - courant alternatif.....	66
V.1 Introduction.....	66
V.2 Onduleur de tension monophasé.....	66
V.2.1 Onduleur à point milieu (à deux interrupteurs).....	66
V.2.1.1 Charge résistive	66
V.2.1.1.1 Commande symétrique	66
V.2.1.1.2 Commande décalée.....	67
V.2.1.2 Charge résistive et inductive.....	68
V.2.1.2.1 Commande symétrique.....	68
V.2.2 Onduleur en pont (4 interrupteurs).....	69
V.2.2.1 Commande symétrique sur charge R, L.....	69
V.2.2.2 Commande décalée sur charge R, L.....	71
V.2.2.3 Commande MLI.....	71

Chapitre I

**Éléments semi-conducteurs en
électronique de puissance**

I. Introduction à l'électronique de puissance

Entre l'électrotechnique et l'électronique s'est développée, une nouvelle technique, l'électronique de puissance, parfois appelée à ses débuts l'électronique des courants forts. L'électronique de puissance permet la conversion statique de l'énergie électrique entre une source et un récepteur qui n'ont pas des caractéristiques adaptées. Cette modification est assurée par un convertisseur statique. Afin de limiter les pertes il faut travailler en commutation : le composant de base est le semi-conducteur travaillant en commutation

I.1. Introduction aux convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont des circuits électriques utilisant des semi-conducteurs de puissance en régime de découpage pour traiter l'énergie électrique à haut rendement et assurer les fonctionnalités suivantes :

- Transformation : génération d'une tension alternative à partir d'une source continue et vice versa.
- Régulation : alimentation constante d'une charge à partir d'une source variable.
- Adaptation : alimentation d'une charge basse tension à partir d'une source haute tension et vice versa.

I.2. Classification des convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques peuvent être classés selon leur mode de commutation ou mode de conversion.

I.2.1. Selon le mode de commutation

Le passage d'une phase à l'autre d'un montage à semi-conducteurs correspond au changement d'état d'un ou plusieurs interrupteurs. Ce changement peut être

- **Commandé**: l'interrupteur réagit à un signal de commande à la fermeture ou à l'ouverture, qui intervient à l'instant imposé par l'utilisateur.
- **spontané**: l'interrupteur s'ouvre au passage par zéro du courant qui le traverse ou se ferme au passage par zéro de la tension à ses bornes. Ces passages par zéro sont imposés par l'évolution des variables d'état dans la configuration étudiée et ne sont donc pas imposés par l'utilisateur.

I.2.2. Selon le mode de conversion

Il est nécessaire de bien noter que l'énergie électrique s'utilise soit sous la forme de tensions et courants alternatifs (le plus souvent sinusoïdaux), soit sous la forme de tensions et courants continus (en régime permanent). Sachant que « l'électronique de puissance » s'intéresse au fait de relier une source d'énergie à un récepteur donné, il devient possible de classer les structures de conversion d'énergie électrique en quatre catégories.

1. Convertisseur **alternatif-continu**: **REDRESSEURS**;

utilisation: alimentation des moteurs à courant continu, chargés des batteries;

2. Convertisseur **alternatif-alternatif**: **GRADATEURS**;

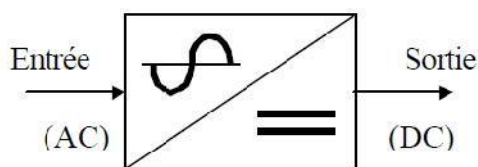
utilisation: production des vitesses variables en alternatif (levage, machine-outil).

3. Convertisseur **continu-continu**: **HACHEURS**;

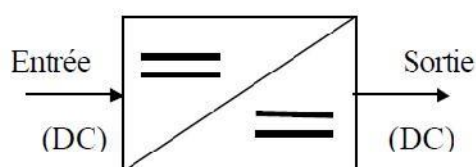
utilisation: commande des moteurs à courant continu (vitesse variable), alimentation à découpage.

4. Convertisseur **continu-alternatif**: **ONDULEURS**;

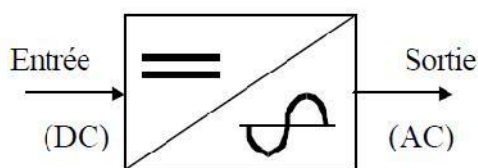
utilisation: production de tensions alternatives, alimentation des appareils électriques autonomes, protection contre les surtensions et coupures de réseau (informatique), commande des machines à courant alternatif ;



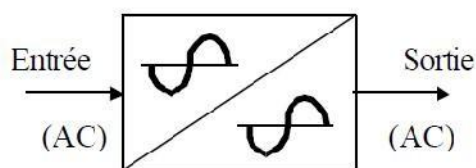
Convertisseur Alternatif (AC) - Continu (DC)



Convertisseur Continu (DC) - Continu (DC)



Convertisseur Continu (DC) - Alternatif (AC)



Convertisseur Alternatif (AC) - Alternatif (AC)

I.3. Rappel sur les grandeurs périodiques non sinusoïdales

Une grandeur, un courant i , par exemple, est périodique si elle est telle que $i = f(t) = f(t+T)$, où T est la période.

La fréquence est f égale à $1/T$; sa pulsation fondamentale est ω égale à $2\pi f$.

I.3.1. Valeurs d'une grandeur périodique

Normalement, on caractérise une grandeur périodique par sa *valeur efficace*, c'est la racine carrée de son carré moyen :

$$I = \sqrt{(i^2)_{\text{moy}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

On utilise parfois aussi :

- la valeur moyenne :

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

ou la valeur maximale ou de crête.

I.3.2. Facteur de forme

Le facteur de forme d'un signal $x(t)$ est défini par le rapport de la valeur efficace sur la valeur moyenne du signal (il est sans unité).

- égal à 1 pour un signal continu
- supérieur à 1 pour les signaux ondulés.
- indéfini pour un signal alternatif

I.3.3. Puissance

La puissance P , absorbée par un récepteur parcouru par un courant i sous l'effet d'une tension aux bornes u , est la valeur moyenne de la puissance instantanée ui :

$$P = (ui)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt \quad (\text{unité : le watt}).$$

Il ne faut pas confondre la puissance avec la puissance apparente S , produit des valeurs efficaces de la tension et du courant : $S = UI$ (unité : le volt-ampère)

Eléments semi-conducteurs en électronique de puissance

Introduction:

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

Les commutateurs non commandés sont réalisés par les diodes de puissance. Lorsque les applications nécessitent une intervention extérieure, les composants commandables entrent en jeu : parmi ceux-ci, ce chapitre est consacré à l'étude des thyristors et des transistors de puissance bipolaires ou MOS. Un bref aperçu du transistor IGBT, plus moderne.

I. Diode de puissance:

I.1.1 Présentation:

La diode de puissance (Figure I.1) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i_{AK} > 0$).

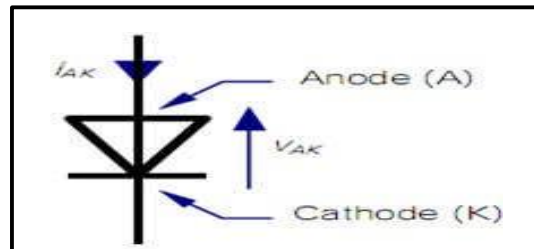


Figure I.1: Diode de puissance

I.1.2. Fonctionnement du composant parfait:

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes :

- diode passant (ou ON), tension $V_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- diode bloquée (ou OFF), courant $i_{AK} = 0$ pour $V_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à deux segments.

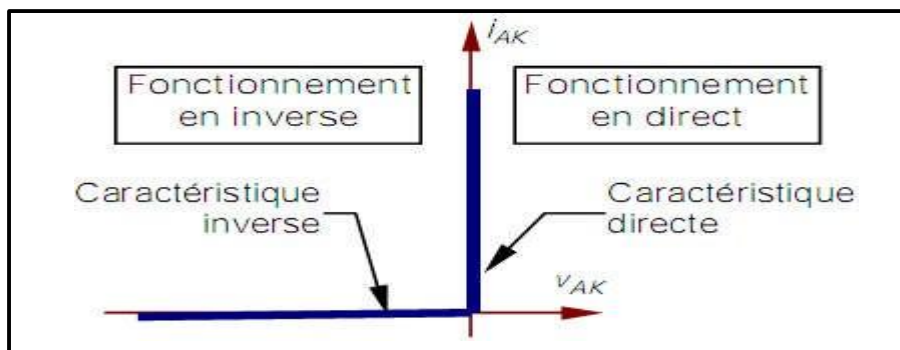


Figure I.2: Caractéristique de la diode parfaite

En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la Figure I.1).
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

I.1.3. Composant réel et ses imperfections:

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états:

- à l'état passant: $V_{AK} \approx 0$, le courant direct est limité au courant direct maximal.
- à l'état bloqué: $i_{AK} \approx 0$, la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la tension inverse maximale.

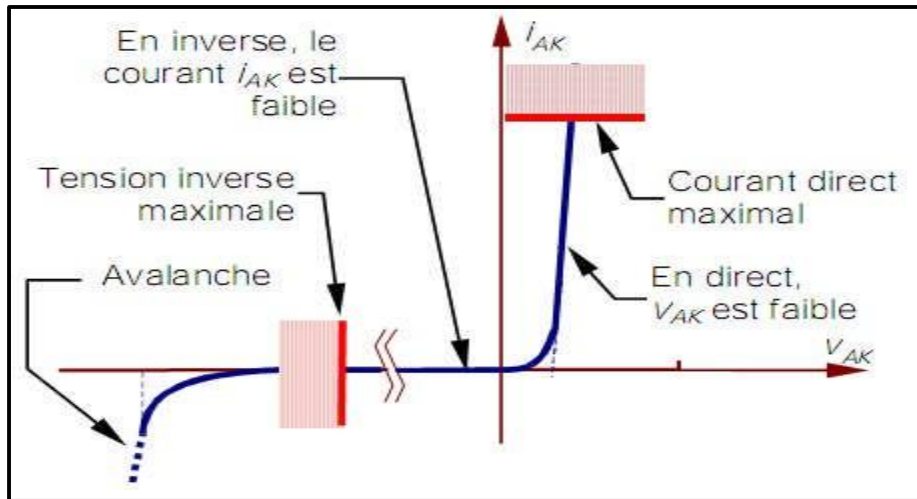


Figure I.3: Caractéristique de la diode réelle

I.1.4 Critères de choix d'une diode:

Avant tout dimensionnement en vue de choisir les composants, l'étude du fonctionnement de la structure de conversion d'énergie permet de tracer les chronogrammes de V_{AK} et i_{AK} .

Ces sont les valeurs extrêmes de ces grandeurs qui sont prises en considération:

- la tension inverse de V_{AK} à l'état bloqué.
- le courant moyen de i_{AK} à l'état passant.
- éventuellement, le courant maximal répétitif (sans durée prolongée).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. [1]

I.1.5. Protection du composant:

I.1.5.1. Protection contre les surintensités:

Cette protection est assurée par un fusible ultrarapide (UR) dont la contrainte thermique ($I^2.t$) est plus faible que celle de la diode. (Si bien qu'il « fond » avant la diode.)

I.1.5.2. Protection contre les surtensions:

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un circuit RC-série en parallèle avec le commutateur (Figure I.4) ou un élément non linéaire supplémentaire, la diode transil (Figure I.5) : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension.

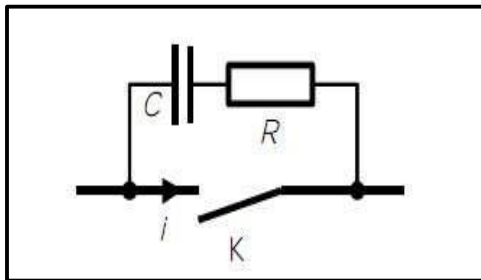


Figure I.4: Protection avec circuit RC

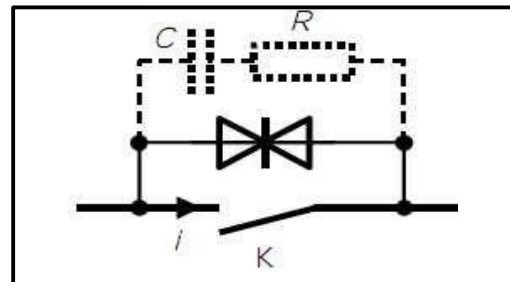


Figure I.5: Protection avec diode transil

I.1.5.3. Protection dv/dt et di/dt :

Les semi-conducteurs sont très sensibles aux variations brutales de tension et de courant qui apparaissent lors des commutations. Contre les variations de courant, on utilise une inductance (qui retarde le courant) tandis que le condensateur retarde la tension (Figure I.6). Pour amortir les oscillations induites par le circuit LC, les circuits d'aide à la commutation (CALC) ou adoucisseurs sont insérés (Figure I.7). [2]

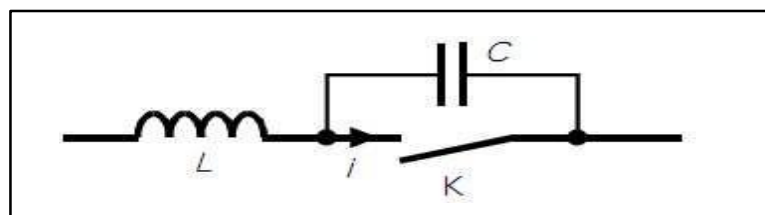


Figure I.6: Protection avec inductance et condensateur

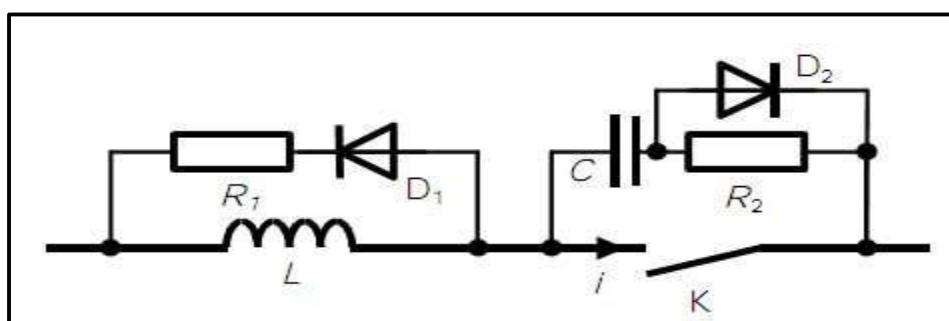


Figure I.7: Protection avec circuit adoucisseur CALC

I.2.2.2. Amorçage:

Pour assurer l'amorçage du composant, l'impulsion de gâchette doit se maintenir tant que le courant d'anode n'a pas atteint le courant de maintien I_H . La largeur de l'impulsion de gâchette dépend donc du type de la charge alimentée par le thyristor. Sa durée sera d'autant plus importante que la charge sera inductive (Figure I.10).

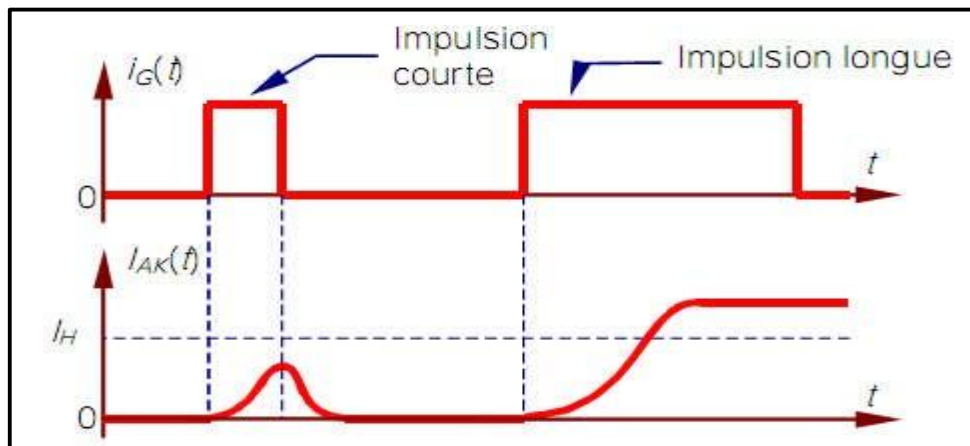


Figure I.10: Evolution du courant i_{AK} à l'amorçage

I.2.2.3. Blocage:

Après annulation du courant i_{AK} , la tension V_{AK} doit devenir négative pendant un temps au moins égal au temps d'application de tension inverse t_q ($t_q \approx 100 \mu s$).

Si ce temps n'est pas respecté, le thyristor risque de se réamorcer spontanément dès que V_{AK} tend à redevenir positive, même durant un court instant (Figure I.11).

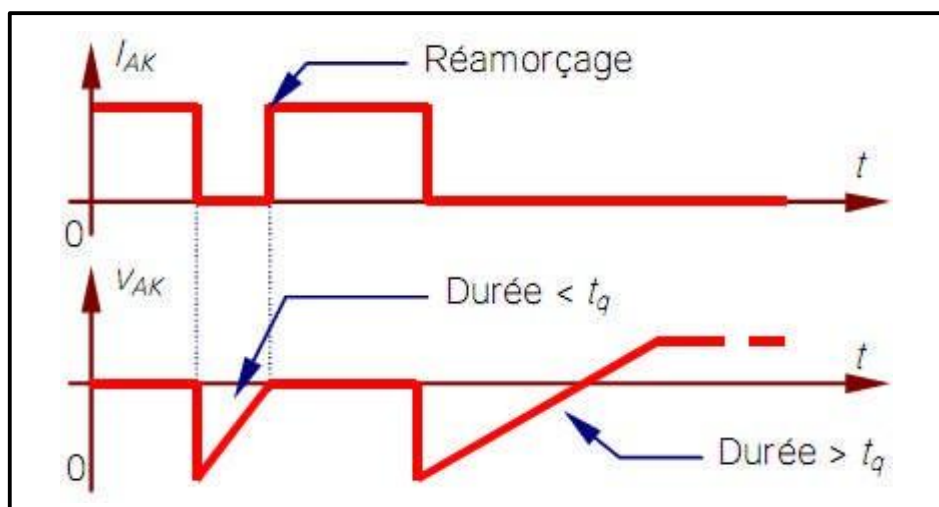


Figure I.11: Evolution du courant i_{AK} au blocage

I.2.3. Choix d'un thyristor:

Après avoir établis les chronogrammes de fonctionnement du thyristor (V_{AK} et i_{AK}) dans le système envisagé, on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la tension inverse V_{RRM} ou directe V_{DRM} maximale de V_{AK} (à l'état bloqué) ;
- le courant moyen $I_0 (= \langle i_{AK} \rangle)$ à l'état passant ;
- le courant efficace $I_{AK\text{ eff}}$ (à l'état passant).

De la même manière que la diode, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs. C'est avec ces valeurs que le choix du composant est réalisé. [3]

I.2.4. Protection du composant:

Protection contre les surintensités, les surtensions, les variations brusques et thermique. Pas de différence avec celles d'une diode. Le dimensionnement sera traité comme si le thyristor était dans les pires conditions de conduction, lorsqu'il est passant en permanence, donc équivalent à une diode.

I.2.5. Circuits de commande de gâchette:

La gâchette peut être assimilée à une diode de grande résistance dynamique : tension de seuil V_{GK0} et résistance R_{GK} (Figure I.12). Pour provoquer l'amorçage, on doit établir dans la gâchette un courant I_G de quelques centaines de mA tant que le courant d'anode n'a pas atteint I_h .

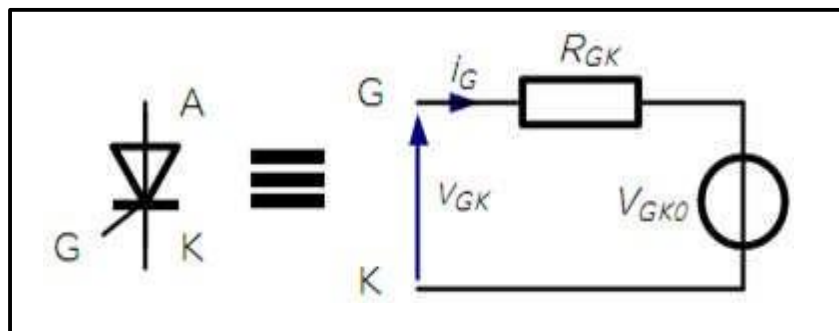


Figure I.12: Modèle de la gâchette

Pour amorcer, on peut utiliser une impulsion simple. Mais une rafale d'impulsions chacune susceptible d'amorcer le composant (largeur suffisante) est préférable pour « palier les ratés ». [4]

I.3. Transistor bipolaire de puissance:

I.3.1. Présentation:

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (Figure I.13). Le transistor est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur i_C positifs. Il n'est pas réversible en tension, n'acceptant que des tensions V_{CE} positives lorsqu'il est bloqué.

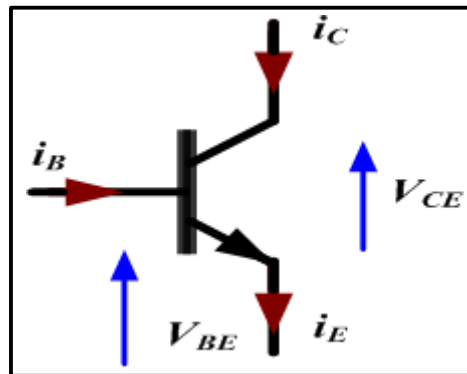


Figure I.13: Transistor NPN de puissance

I.3.2. Composant réel et limites de fonctionnement:

Le composant réel subit quelques différences par rapport à l'élément parfait. [5]

➤ À l'état saturé:

- le transistor est limité en puissance : courbe limite dans le plan (V_{CE}, i_C) , l'hyperbole de dissipation maximale.
- le courant maximal moyen de collecteur est donc lui aussi limité (I_{Cmax}).
- la tension V_{CE} n'est pas tout à fait nulle ($V_{CEsat} \neq 0$).

➤ À l'état bloqué:

- la tension V_{CE} ne peut dépasser une tension (V_{CE0}) qui provoquerait de claquage de la jonction.
- un courant résiduel dû aux porteurs minoritaires circule dans le collecteur (I_{CB0}).

I.3.3. Choix d'un transistor:

Après avoir établi les chronogrammes de fonctionnement (V_{CE} et i_C), on calcule les valeurs extrêmes prises par :

- la tension V_{CE} (à l'état bloqué).
- le courant max i_C (à l'état saturé).

Pour la sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (1,2 à 2) à ces valeurs. Elles doivent être supportées par le composant choisi. [5]

On doit ensuite déterminer le courant ($i_B > i_C / \beta$) que doit délivrer la commande.

I.3.4. Commutation du transistor:

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué (ou inversement) ne s'effectue pas instantanément. Ce phénomène doit être systématiquement étudié si les commutations sont fréquentes (fonctionnement en haute fréquence), car il engendre des pertes qui sont souvent prépondérantes.

I.3.4.1. À la fermeture:

Un retard de décroissance de i_C apparaît à la saturation. Le constructeur indique le temps de retard (delay time) noté t_d et le temps de croissance (rise time) noté t_r (Figure I.14).

La tension V_{CE} est alors imposée par le circuit extérieur (charge, alimentation) et par l'allure de i_C .

I.3.4.2. À l'ouverture:

Le courant de collecteur i_C ne s'annule pas instantanément. Le constructeur indique le temps de stockage (storage time) noté t_s , correspondant à l'évacuation des charges stockées (ce temps dépend du coefficient de saturation $\beta i_B / i_{C\text{sat}}$) et le temps de descente (fall time) noté t_f (Figure I.14).

Remarque: dans la pratique, les courants évoluent de manière plutôt «arrondie». Pour en tenir compte, les temps sont référencés par rapport à 10% et 90% du maximum.

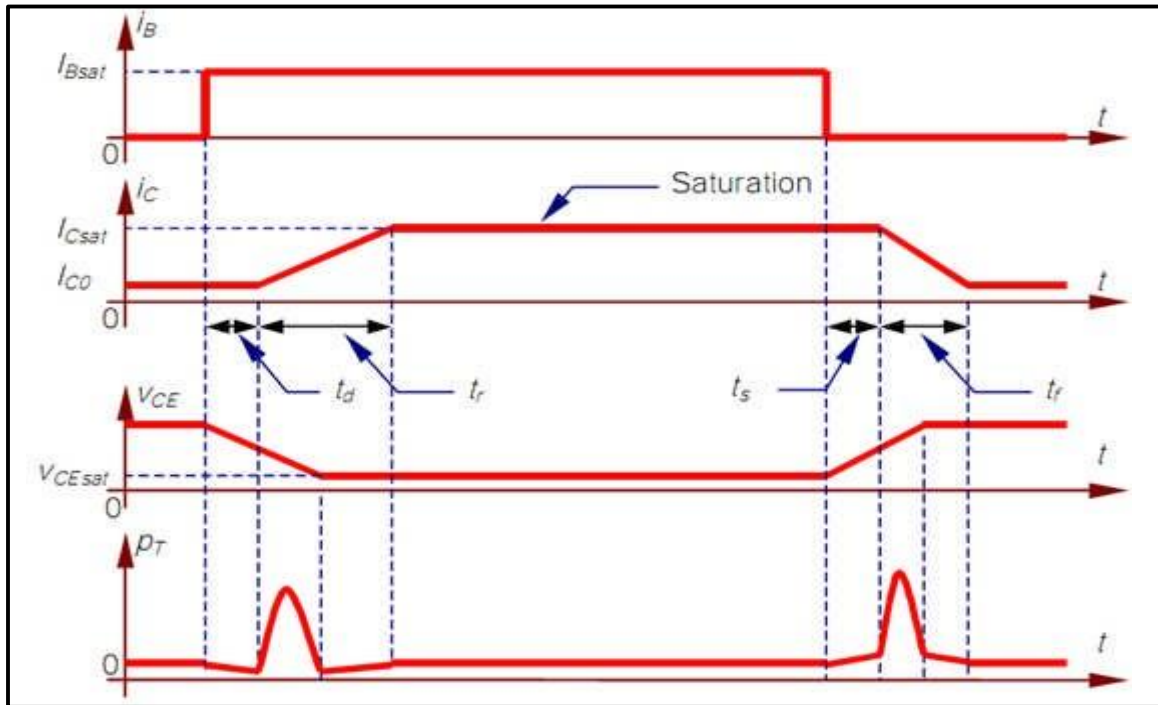


Figure I.14: Définitions des durées relatives à la commutation d'un transistor bipolaire

I.3.4.3. Les pertes dans le transistor:

L'allure de tension et de courant permet de déduire la forme de la puissance dissipée par le transistor. Durant les périodes de conduction, la puissance dissipée est constante. Elle participe aux pertes en conduction qui sont sensiblement constantes. Les légères pentes de la puissance durant les transitions sont quasiment prises en compte, on considère alors que cette puissance participe aux pertes en conduction. Pendant les commutations, la puissance est une succession de paraboles. Cela constitue les pertes en commutation qui sont d'autant plus importantes que la fréquence est élevée.

I.3.5. Interfaces de commande:

La réalisation d'interfaces de commande doit satisfaire plusieurs exigences, liées aux caractéristiques des transistors bipolaires :

- Le gain en courant des transistors bipolaires étant faible, un courant de base important est souvent nécessaire, d'où la nécessité d'un étage amplificateur de courant à transistors, pouvant comporter plusieurs transistors en cascade ;
- pour assurer une désaturation rapide du transistor de puissance (diminution de t_s), le circuit d'interface doit être capable d'extraire les charges stockées dans sa base en faisant circuler un courant i_b négatif à l'instant du blocage (polarisation négative) ;

Remarque: il existe d'autres circuits ayant les mêmes buts et rassemblés sous l'appellation « circuit d'aide à la commutation » ou CALC.

- basé de plusieurs transistors soient « flottants » (les références de tensions sont différentes). Le remède à cette situation est l'isolement galvanique entre la commande et l'interface. Les solutions les plus souvent rencontrées sont les opto-coupleurs car les temps de commande plutôt faibles sont incompatibles avec le produit $E \cdot \tau$ des transformateurs d'impulsions.
- En outre, la plupart du temps, les circuits d'interface comportent certains composants permettant au transistor principal une saturation limitée (en empêchant son V_{CE} de devenir trop faible). Ceci assure un blocage rapide du composant. On y retrouve également des systèmes de protection en courant.
- On trouve maintenant des circuits intégrés qui assurent toutes les fonctions décrites.

I.3.6. Quelques ordres de grandeur:

On peut trouver à jour des transistors pouvant commuter des courants jusqu'à 1000 A (I_{FM}) sous des tensions jusqu'à 1000 V (V_{CE0}). Ceux-là sont surtout utilisés dans les hacheurs. Pour les convertisseurs à découpage, les grandeurs s'établissent autour de 500 V pour 20 A.

I.4. Transistor MOSFET:

I.4.1. Constitution symbole:

Le transistor MOSFET (métal- oxyde semi-conducteur –Field effet transistor) est obtenu en créant un canal semi-conducteur sur un substrat du type opposé. On obtient ainsi deux possibilités: transistor à canal N ou à canal P.

On construit le transistor à partir d'un substrat (b) de type P ou N. On y diffuse des régions très fortement dopées complémentaires au substrat: le drain (D) et la source (S). Sur la surface entre ces deux régions, une oxydation du silicium permet de constituer un isolant sur lequel déposer une grille métallique. En appliquant une tension appropriée entre la grille et le substrat, on aménage un canal du type opposé au substrat et qui relie le drain et la source. La figure I.15.a illustre le résultat pour un transistor MOS à canal N (associée à son symbole) et la figure I.15.b pour un MOS à canal P. Pour repérer le type du transistor, il faut noter que la flèche précise le sens de la jonction canal-substrat (comme une diode).

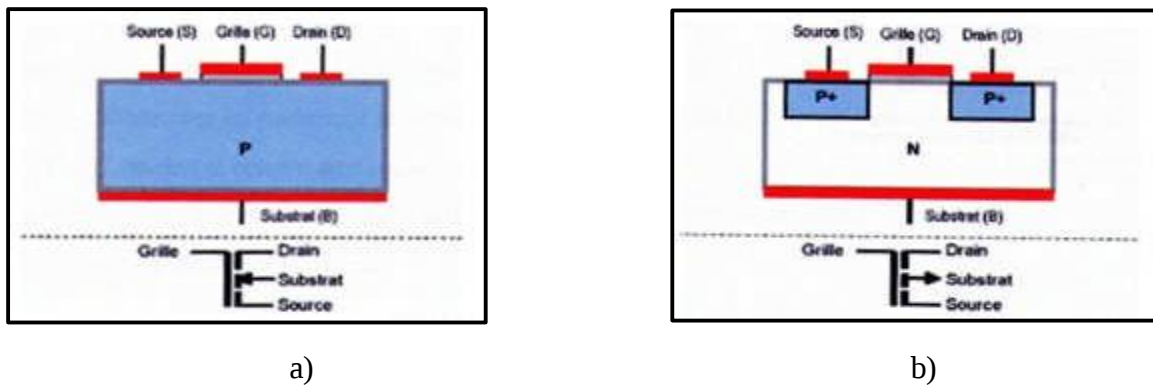


Figure I.15: Mos à canal Net Mos à canal P

I.4.2. Elément sur le fonctionnement (canal N):

Notons d'abord qu'il n'y a jamais de conduction entre le substrat et le canal car le transistor est polarisé de manière à toujours bloquer la diode canal-substrat. Pour cela, le substrat est placé potentiel le plus faible pour le canal N et le plus élevé pour le canal P.

Pour créer le canal N, le potentiel de la grille du NMOS est positif ($V_{GS} > 0$, figure I.16.a), pour le canal P c'est le contraire ($V_{GS} < 0$, figure I.16.b), les deux fonctionnements étant symétriques, seul le canal N est décrit.

La grille forme un condensateur avec le substrat. Elle est placée à un potentiel positif qui attire des charges négatives pour constituer un canal entre le drain et la source. aucun courant ne circule donc dans la grille.

Le transistor est polarisé en tension. La tension V_{GS} contrôle la quantité de charges dans le canal, ce qui modifie sa résistivité : la résistance du canal est contrôlée par la tension V_{GS} . [6],

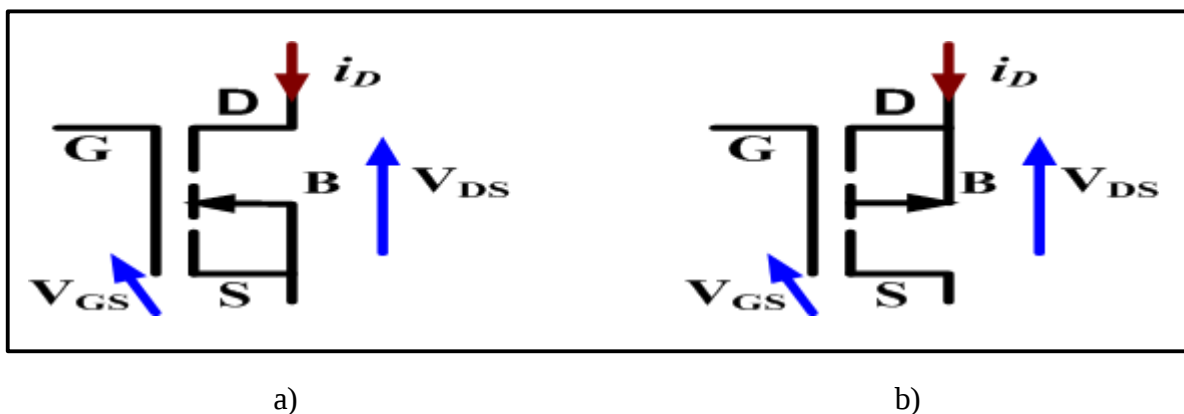


Figure I.16: Notation pour NMOS et Notation pour P Mos

I.4.3. Caractéristiques statiques:

Le courant i_D restant nul tant que la tension V_{GS} reste inférieure à une tension de seuil V_T au-delà de laquelle, le courant i_D croît proportionnellement à V_{DS} .

Le transistor se comporte comme une résistance $R_{DS(on)}$ commandée par V_{GS} à partir d'une tension dite « Pincement », le courant n'augmente plus.

Ce fonctionnement est traduit par la caractéristique de la figure I.17. Tension et courant sont toujours positifs.

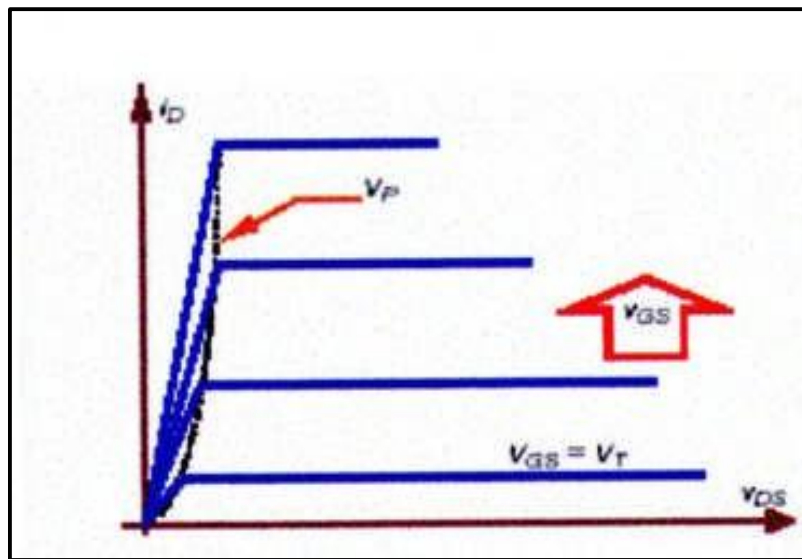


Figure I.17: Caractéristique de fonctionnement du T MOS

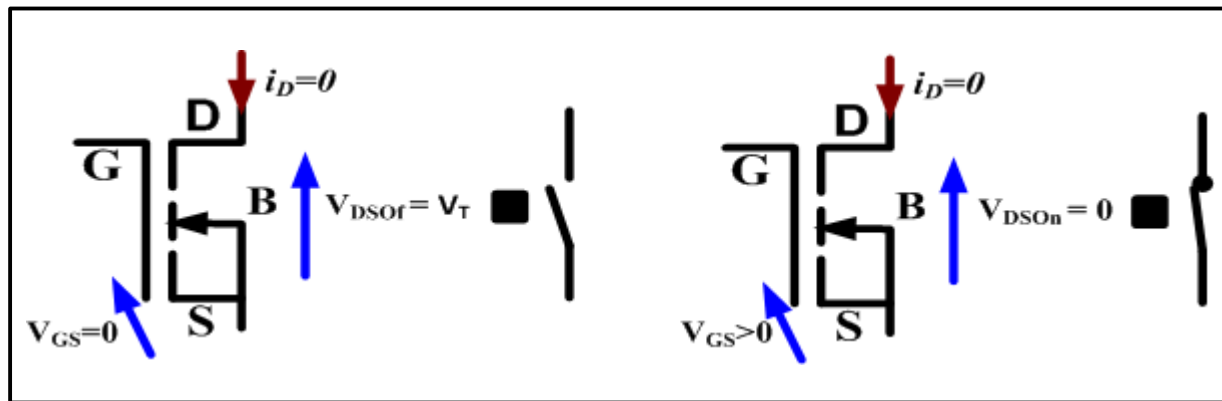
La simplicité de fonctionnement de ce transistor nécessite qu'un seul quadrant de description.

I.4.4. Fonctionnement en commutation:

L'exploration des domaines extrêmes de la caractéristique fait apparaître un fonctionnement bloqué-saturé :

- La tension V_{GS} est nulle, le canal est fermé (résistance de plusieurs $G\Omega$) et se comporte comme un interrupteur ouvert. C'est l'état bloqué.
- Dans l'autre cas, une tension supérieure à V_P ouvre complètement le courant et une résistance équivalente faible (quelque $K\Omega$). Le transistor est équivalent à un interrupteur fermé.

Ce mode de fonctionnement rend ce transistor apte aux applications en commutation dans les composants logiques (technologies MOS et CMOS).



a)

b)

Figure I.18: Transistor MOS bloqué et Transistor MOS passant

Sur le plan temporel, le transistor MOS souffre aussi de retards durant les phases de commutation.

Cependant, sa technologie ne fait pas appel au stockage de charge. Ceci conduit à des temps de retard (t_d) et de stockage (t_s), ainsi que des temps de montée (t_r) et de descente (t_f) beaucoup plus faibles que pour les technologies bipolaires. [7]

I.4.5. Comportement dynamique:

Le circuit de commutation d'un MOSFET est représenté par la figure I.19:

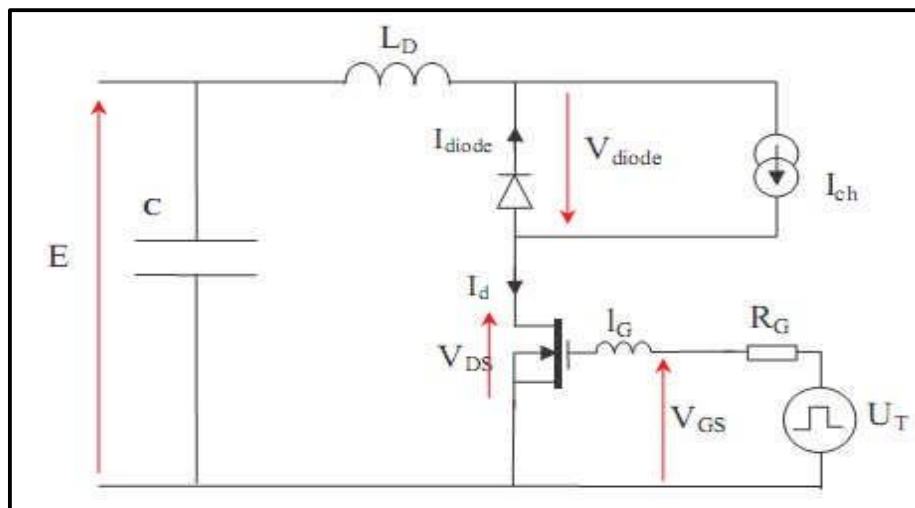


Figure I.19: Schéma simplifié de la cellule de commutation.

I.4.5.1. Temps de commutation à l'ouverture et la fermeture d'un MOSFET (IRF720):

La figure I.20 montre l'évolution de V_{GS} , V_{DS} pendant la commutation à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET type (IRF720). [8]

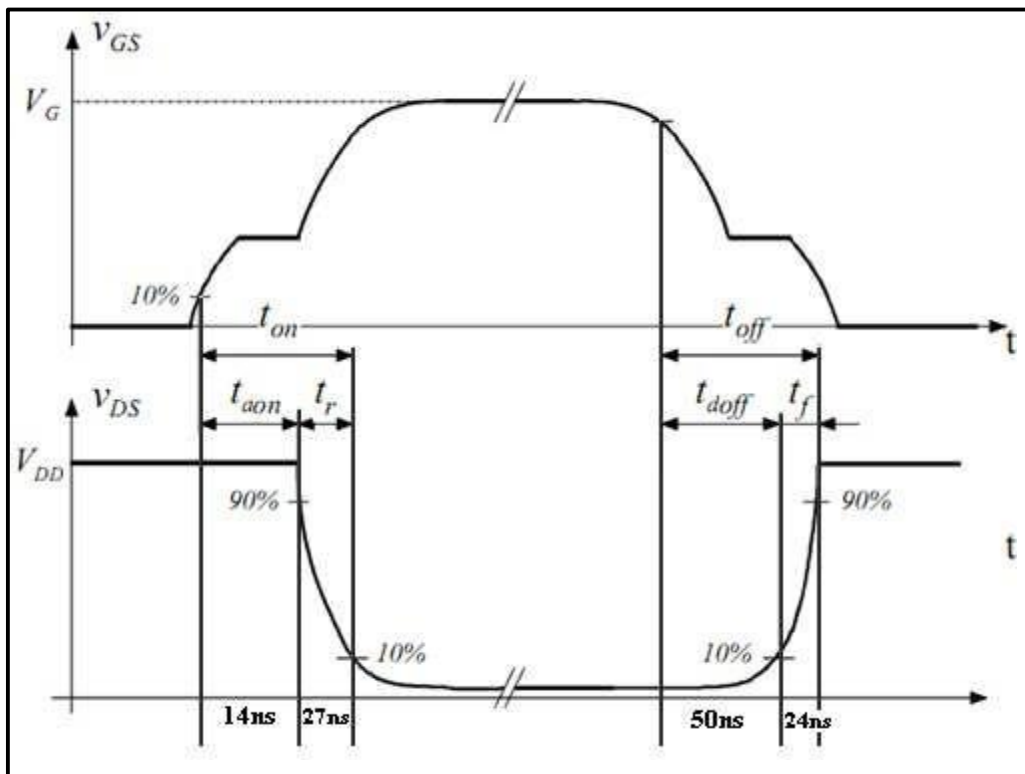


Figure I.20: Temps de commutation du MOSFET (IRF720)

D'après la figure I.20 le temps de commutation du MOSFET à l'ouverture (t_{on}) et la fermeture (t_{off}) égal :

$$t_{on} + t_{off} = 115 \text{ ns}$$

I.4.5.2. les pertes:

Les pertes prise en compte dans ce travail sont :

- les pertes dans le MOSFET sont formées par les pertes en conduction et les pertes en commutation. Pour prendre en compte les pertes en commutation, il est nécessaire d'utiliser un modèle dynamique pour le MOSFET.

$$P_{\text{mos}} = P_{\text{conduction}} + P_{\text{commutation}} \quad (\text{I.1})$$

$$P_{\text{mos}} = \alpha R_{\text{DS(on)}} I^2 + \frac{1}{2} V_{\text{in}} I_{\text{out}} t_r f \quad (\text{I.2})$$

$R_{\text{DS(on)}}$: Résistance du MOSFET en conduction

t_r : Temps de descente du courant, supposé constant

α : Rapport cyclique de commutation

I.5.L'IGBT:

L'IGBT est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. La figure I.23 présente la coupe de deux cellules voisines. Sur cette figure, on retrouve la même structure que celle d'un MOSFET. La source devient l'émetteur. Du côté du collecteur C, on trouve une zone P^+ fortement dopée qui forme avec la zone N^- du substrat une jonction PN, tandis que dans un MOSFET le drain est directement connecté à travers une couche N^+ .

I.5.1.Principe:

L'IGBT combine les avantages du transistor bipolaire et du MOSFET:

- bipolaire $\rightarrow$ faibles pertes en conduction mais temps de commutation élevée
- MOSFET $\rightarrow$ temps de commutation faible mais pertes en conduction plus élevées, augmentant avec V_{DS} .

I.5.2. Structure:

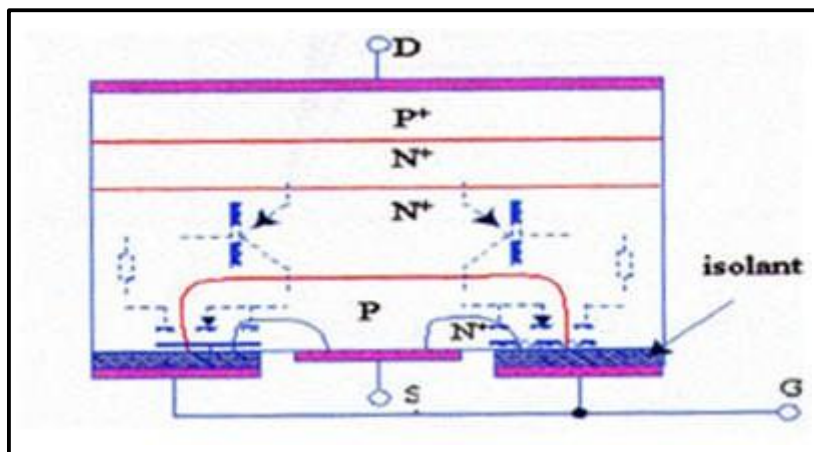


Figure I.21: Structure de l'IGBT

On note qu'en polarisation directe, la couche P^+ injecte des porteurs (trous) dans la zone résistive du drain du MOSFET (N^-). Mieux encore cette injection crée une zone de plasma, comme dans la jonction PN d'une diode PiN. La chute de tension dans une zone de plasma étant très faible à cause du mécanisme de diffusion. La résistance de la couche N^- est modulée et réduite par rapport à celle du MOSFET correspondant. Par conséquent, la chute de tension à l'état passant est diminuée.

Cette structure ne comporte pas une diode parallèle inverse, donc elle peut supporter une tension inverse à l'état bloqué. Cette tenue en tension inverse est toutefois assez faible à cause

des forts dopages. Dans la pratique, la majorité des applications de l'IGBT utilisent des modules avec une diode rapide dont le calibre en tension et celui en courant sont les mêmes que pour l'IGBT. Dans notre projet, le but est d'étudier directement le comportement de l'IGBT, nous choisissons un composant IGBT seul (sans diode). [9]

I.5.3. Circuit équivalent et Symbole:

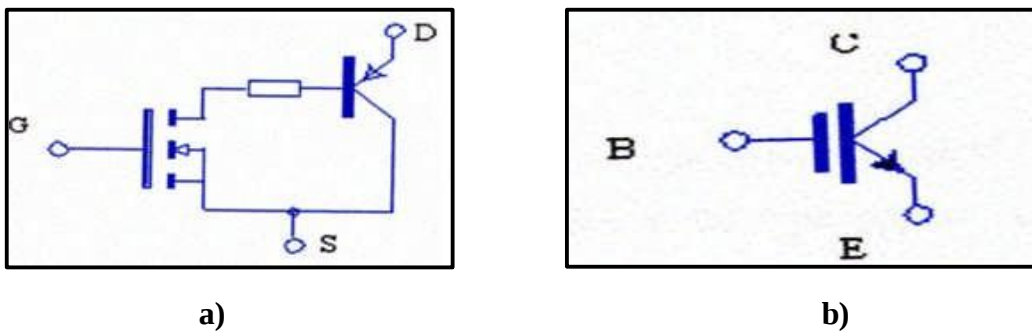


Figure I.22 : Schéma équivalent simplifié du composant IGBT et son symbole

Darlington hybride MOSFET-bipolaire

Commutation → rapidité du MOSFET

Résistance en conduction bipolaire → Faible pertes

I.5.4. Caractéristique statique:

Les caractéristiques statiques d'un IGBT, mesurées le courant I_D en fonction de la tension V_{DS} pour diverses valeurs de la tension de commande V_{GE} , sont représentées à la figure I.23:

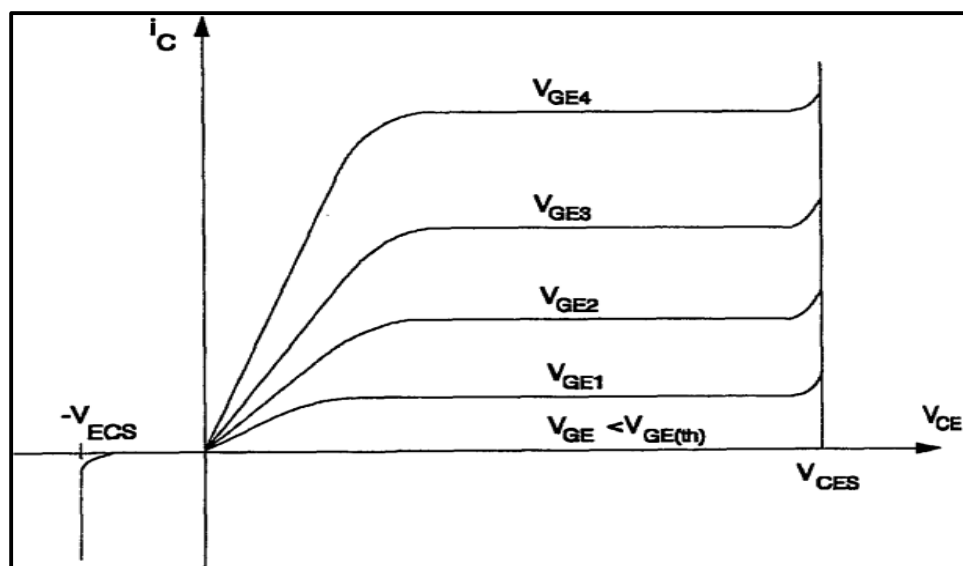


Figure I.23: Caractéristiques statiques pour le composant IGBT

I.5.5. Comportement dynamique:

I.5.5.1. Temps de commutation de l'IGBT à l'ouverture et la fermeture:

La figure I.24 montre l'évolution de V_{CE} , V_{GS} pendant le temps de commutation à l'ouverture et la fermeture de l'IGBT (APT25GF100BN).

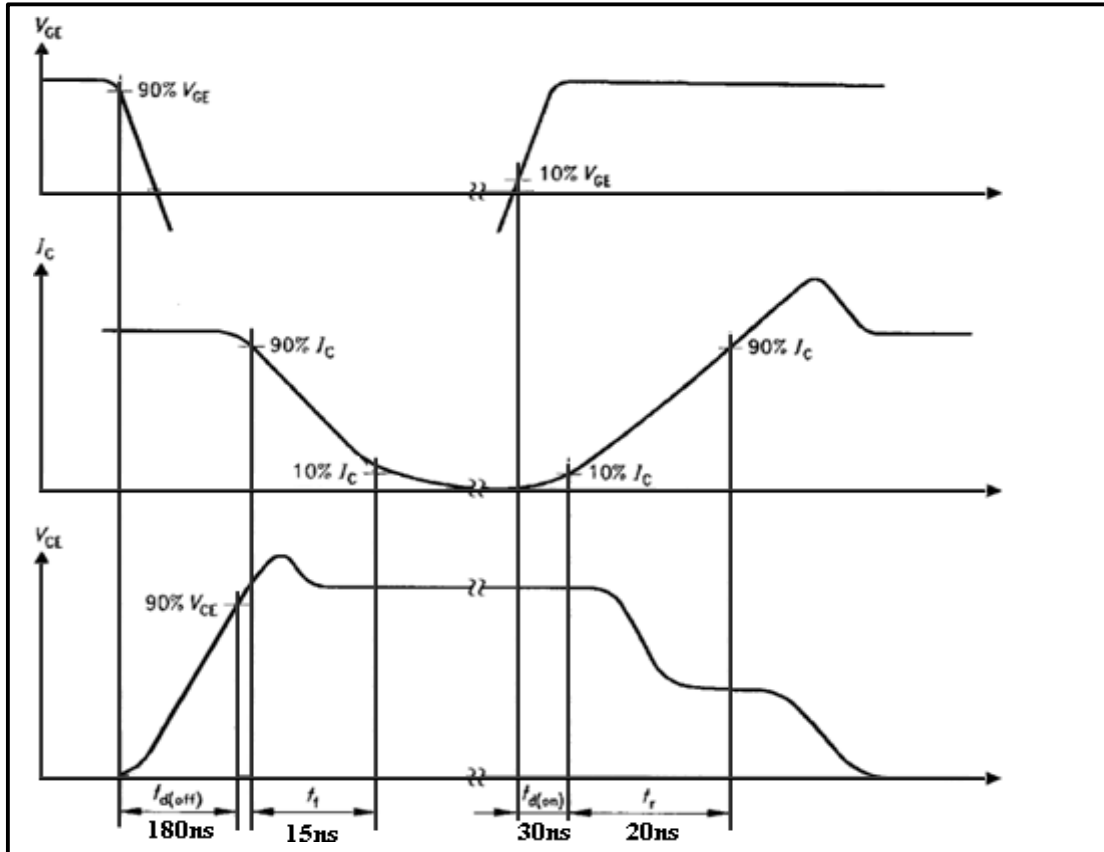


Figure I.24: Temps de commutation de l'IGBT (APT25GF100BN)

D'après la figure I.24 le temps de commutation de l'IGBT à l'ouverture (t_{on}) et la fermeture (t_{off}) égal :

$$t_{on} + t_{off} = 245 \text{ ns}$$

I.5.5.2. Les pertes:

Les pertes dans le MOSFET sont formé par les pertes en conduction et les pertes en commutation. Pour prendre en compte les pertes en commutation il est nécessaire d'utiliser un modèle dynamique pour le MOSFET. [10]

$$P_{IGBT} = P_{\text{conduction}} + P_{\text{commutation}} \quad (I.3)$$

$$P_{\text{cond}} = V_{CE} \cdot I_d \cdot \alpha \quad (I.4)$$

$$P_{\text{comm}} = (W_{\text{off}} + W_{\text{on}}) \cdot f \quad (I.5)$$

Avec:

$$W_{\text{off}} = \frac{V_T \cdot I_{\text{off}} \cdot t_{\text{fi}}}{2}$$

$$W_{\text{on}} = \frac{V_{\text{Tréf}}(I_{\text{on}} + I_{\text{rr}}) \cdot (I_{\text{r-i}} + t_{\text{rr}})}{2}$$

On a ainsi une estimation de la puissance totale ($P_{\text{Cond}} + P_{\text{Comm}}$) dissipée pour un point de fonctionnement.

La puissance totale ainsi obtenue permet le dimensionnement thermique du module de puissance et par conséquent le choix du type de refroidissement à envisager.

W_{on} : Puissance de la perte pendant la commutation à la fermeture (J) W_{off} :

Puissance de la perte pendant la commutation à l'ouverture (J) I_{on} :

Courant d'amorçage (A)

I_{rr} : Courant de recouvrement de la charge dans la diode (A) $t_{\text{r-i}}$:

Temps de la montée du courant

t_{rr} : Temps nécessaire pour l'évacuation de la charge $V_{\text{Tréf}}$:

Tension au borne de transistor de référence

I.5.6. Utilisation de l'IGBT:

- V_{DS} jusqu'à 1700V

- i_{D} jusqu'à 200 à 400A

I.5. Utilisations des composants dans le domaine de la puissance et de la fréquence :

La Figure I.25 montre les différents types d'interrupteurs généralement utilisés en fonction de la gamme de puissance et de fréquence d'utilisation. L'IGBT est une structure semiconductrice qui associe les avantages d'une commande MOS et les performances en conduction des structures bipolaires. Pour ces raisons, l'IGBT est devenu le composant majeur de l'électronique de puissance pour des applications allant jusqu'à 10 kW sous des fréquences pouvant aller jusqu'à 20 kHz. Pour obtenir des calibres en courant importants, on utilise des modules de puissance qui

sont un ensemble de semi-conducteurs de puissance interconnectés entre eux dans un même boîtier. Ceux-ci sont utilisés dans la traction ferroviaire nécessitant de forts courants; en outre, ils présentent de plus faibles pertes à la commutation que les thyristors.

Les transistors MOS sont utilisés généralement pour les faibles puissances et fortes fréquences. La conduction unipolaire du composant leur confère de faibles pertes en commutation au détriment d'une chute de tension élevée en conduction à fort courant et de tension de claquage. Néanmoins, les nouveaux concepts de structures MOS que nous verrons au paragraphe 1.3 permettent d'augmenter la puissance de ceux-ci et ainsi, de concurrencer les IGBT dans quelques applications. [11]

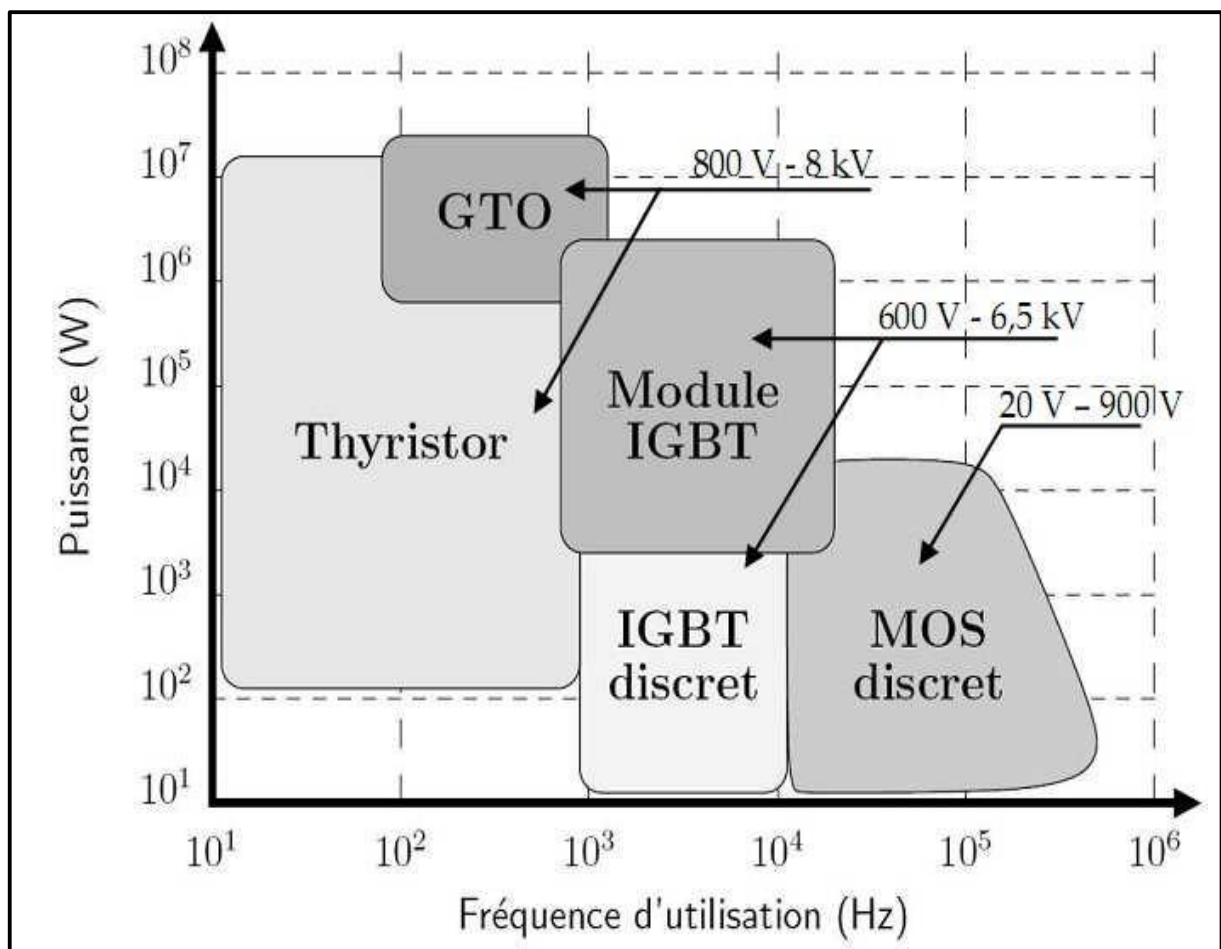


Figure I.25: Répartition des différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation.

Conclusion:

Dans ce chapitre, nous nous sommes tenus au minimum nécessaire pour présenter de façon simple les éléments de physique des semi-conducteurs.

Cela nous a servi pour expliquer les principales caractéristiques statiques et dynamiques pour les transistors MOSFET et IGBT.

Plus rapide (quelque du 10 KHz) et plus facile à commander le MOSFET et IGBT sont supplantés par les transistors bipolaires et les GTO dans presque tout les domaines.

L'analyse du comportement statique et dynamique montrent que:

- Les transistors MOS sont utilisés généralement pour les faibles puissances et fortes fréquences. La conduction unipolaire du composant leur confère de faibles pertes en commutation au détriment d'une chute de tension élevée en conduction à fort tension de claquage.
- Le principal inconvénient du MOSFET est la relation directe de sa résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$ et la tension V_{BR} qu'il peut supporter à l'état bloqué (pertes en conduction très élevées quand V_{BR} augmente), ce qui le condamne à des utilisations de très faible puissance.
- Le MOSFET est plus rapide en commutation que l'IGBT.

Enfin, on conclut que le MOSFET trouve son application dans le domaine de faible puissance lorsqu'on a besoin d'une grande fréquence de commutation (> 40 KHz) mais devient très dissipatif lorsqu'il doit bloquer des tensions importantes.

Dès que la puissance augmente et pour des fréquences inférieures à 50 KHz, l'IGBT est de loin le plus recommandé.

Chapitre II

**Convertisseurs courant
alternatif - courant continu**

II.1 Introduction

Les redresseurs font la conversion alternatif-continu. Alimentés par une tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent de générer sur la charge un courant continu. On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie.

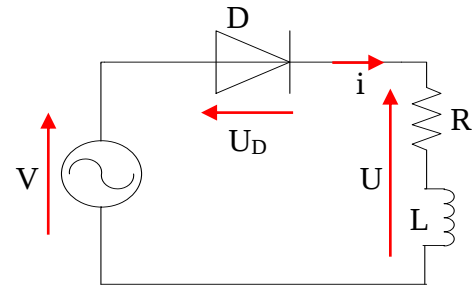
Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent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

II.2 Redressement non commandé

1. Redressement simple alternance, Charge résistive

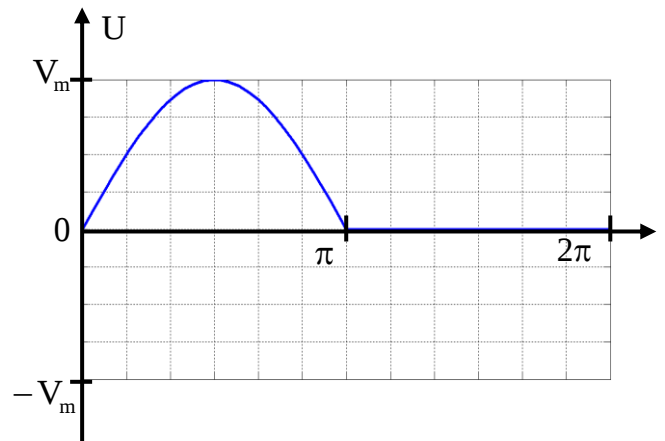
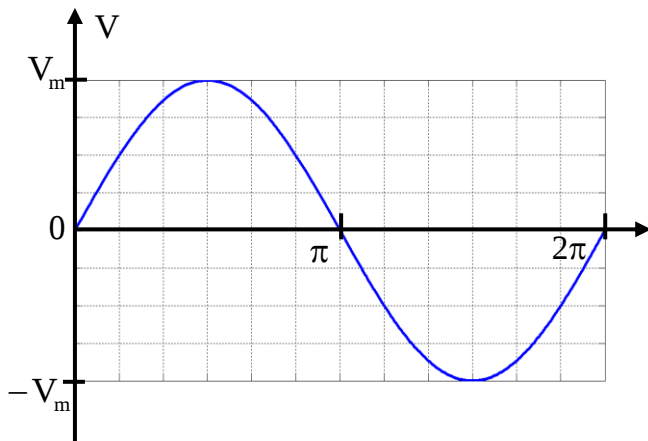
Le montage alimenté par une source de tension alternative sinusoïdale de valeur instantanée

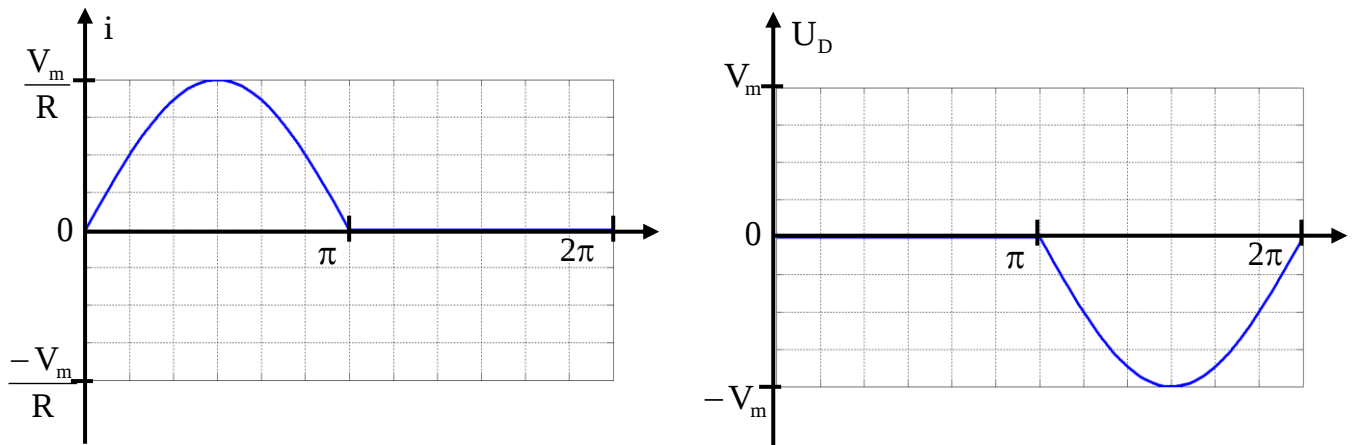
$V = V_m \sin(\omega t)$ ($\omega t = \theta$) débite un courant d'intensité i dans une charge résistive R .



a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \pi$ (Alternance positive)	$\pi \rightarrow 2\pi$ (Alternance négative)
Diode	D est passante	D est bloquée
Tension redressée	$U=V$	$U=0$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$	$i = \frac{U}{R} = 0$
Tension aux bornes de la diode D	$U_D=0$	$U_D=V$





b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi} \text{ avec: } T = 2\pi$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi R}$$

c) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{2}$$

$$i_{\text{eff}} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}}$$

2. 1. Redressement simple alternance, Charge résistive et inductive

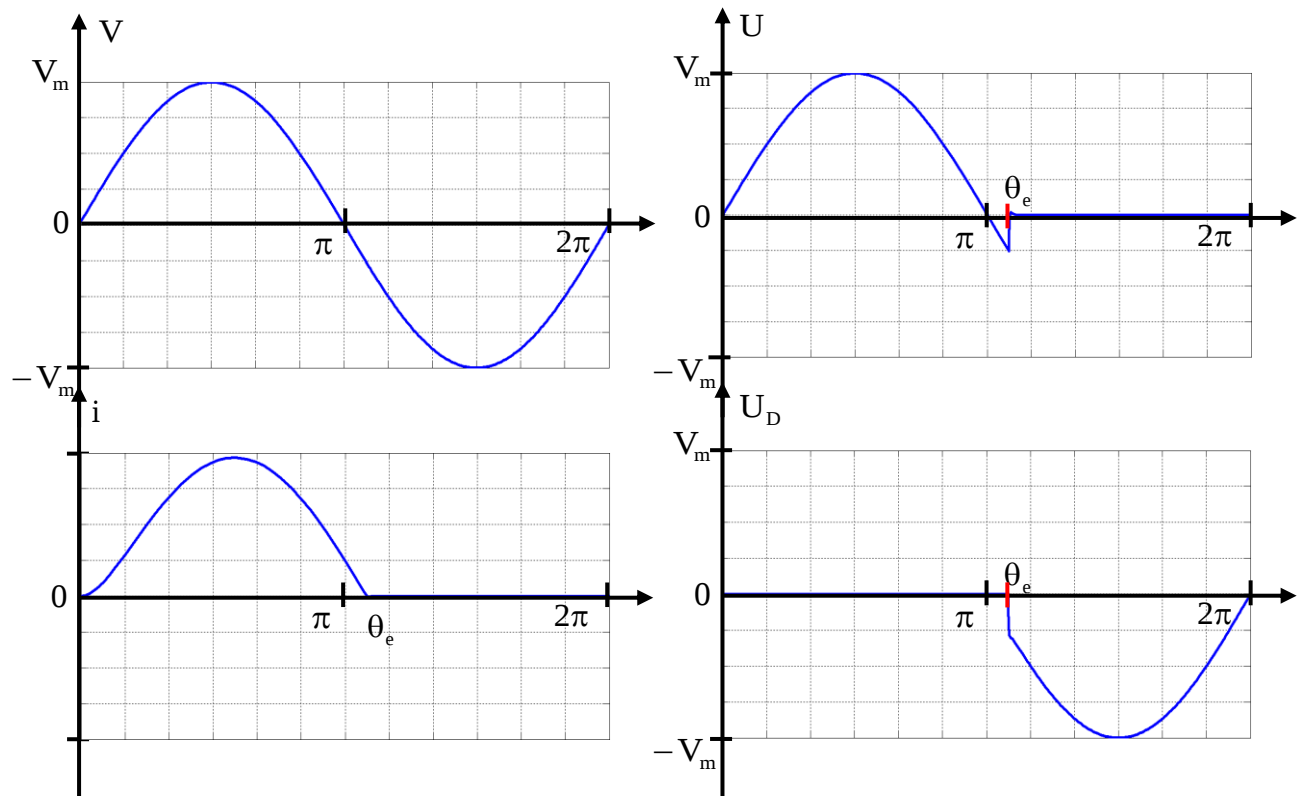
En électrotechnique les charges sont souvent combinées: résistives et inductives. Les électroaimants ou les machines à courant continu en sont des exemples.

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \pi$	$\pi \rightarrow \theta_e$	$\theta_e \rightarrow 2\pi$
Diode	D est passante	D est passante	D est bloquée
Tension redressée	$U=V$	$U=V$	$U=0$
Courant redressé	$V = Ri + \frac{L di}{dt} = V_m \sin(\omega t) \rightarrow$ $i = Ae^{\frac{R}{L}t} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$		$i = 0$
Tension aux bornes de la diode D	$U_D=0$	$U_D=0$	$U_D=V$

Avec: $I_m = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$, $\tan(\varphi) = \frac{L\omega}{R}$,

Les constantes sont déterminées à partir des conditions initiales.



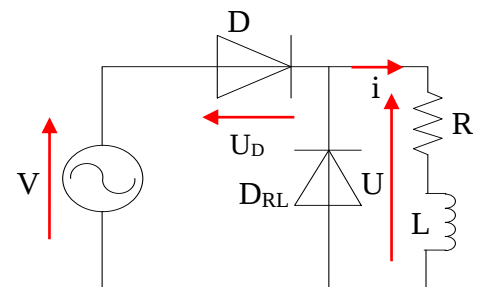
b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\theta_e} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\pi - \theta_e))$$

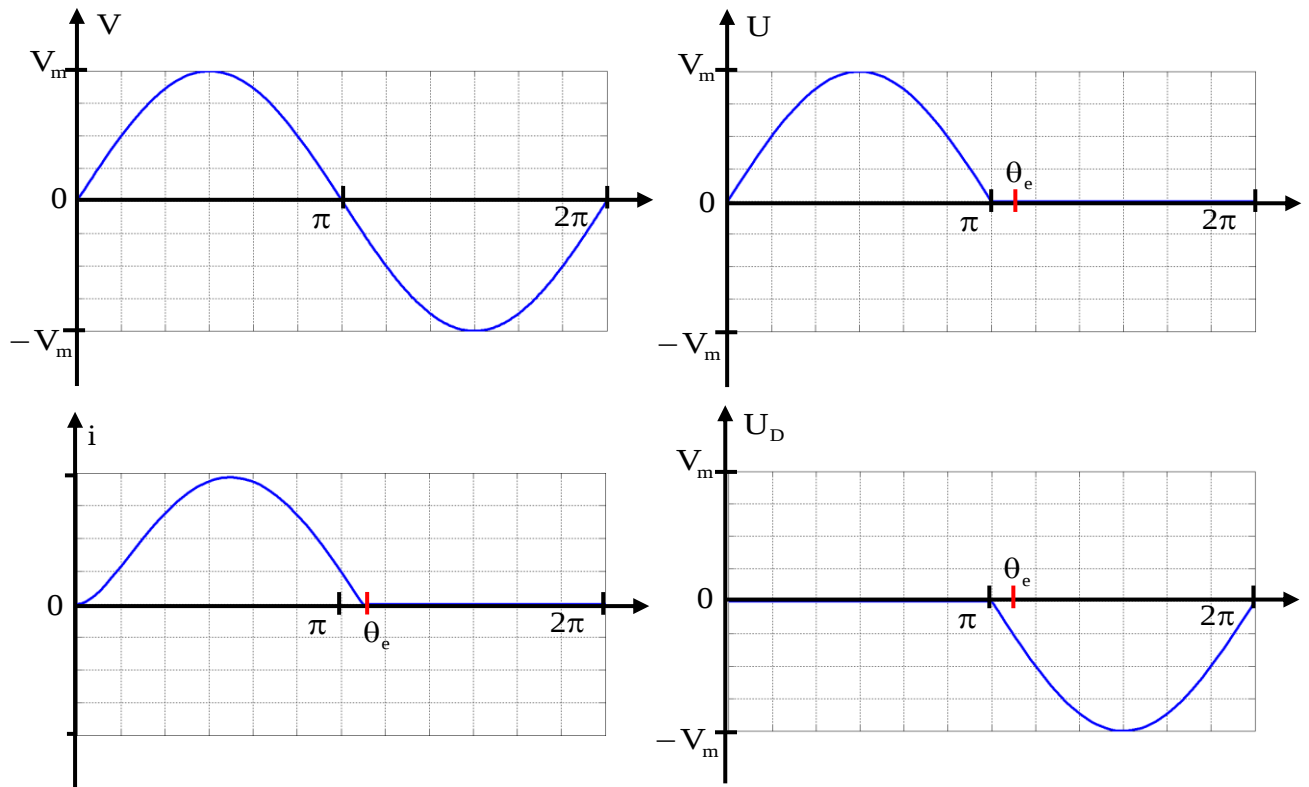
3. Charge résistive, inductive et diode roue libre

Lorsque la charge est de type inductif, la tension à ses bornes peut être négative. Pour corriger ce problème, on ajoute une diode de roue libre. Les deux diodes sont en cathode commune.



a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \pi$	$\pi \rightarrow \theta_e$	$\theta_e \rightarrow 2\pi$
Diode (D)	D est passante	D est bloquée	D est bloquée
Diode (D _{RL})	D _{RL} est bloquée	D _{RL} est passante	D _{RL} est passante
Tension redressée	$U=V$	$U=0$	$U=0$
Courant redressé	$V = Ri + \frac{L di}{dt} = V_m \sin(\omega t) \rightarrow$ $i = Ae^{\frac{R}{L}t} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$		$i = 0$
Tension aux bornes de la diode D	$U_D=0$	$U_D=V$	$U_D=V$



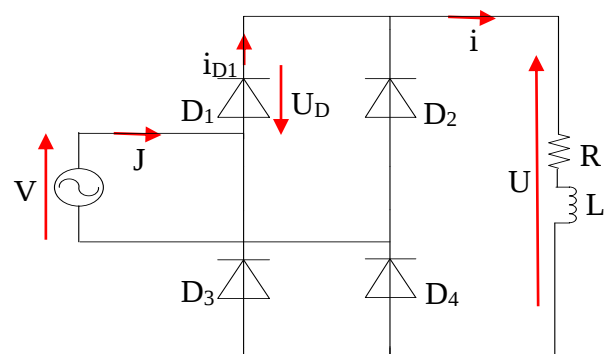
b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt$$

$$\rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi}$$

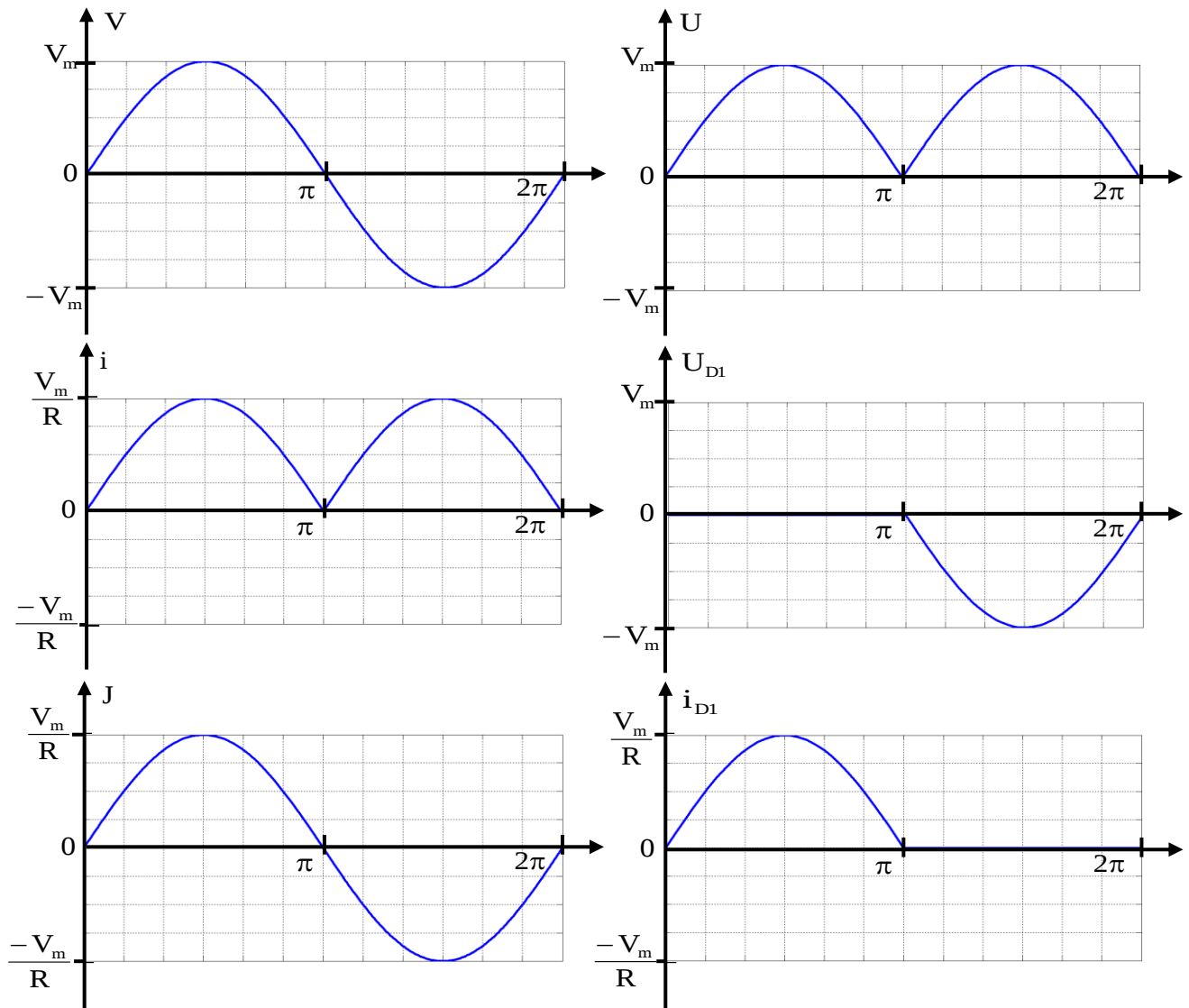
2. Redressement double alternance (pont de Graëtz monophasé PD2)

1. Charge résistive



a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \pi$ (Alternance positive)	$\pi \rightarrow 2\pi$ (Alternance négative)
Diodes	D1 et D4 sont passantes	D2 et D3 sont passantes
Tension redressée	$U = V$	$U = -V$
Courant redressé	$i = J = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$	$i = -J = \frac{U}{R} = -\frac{V}{R}$
Courant traversant la diode D1	$i_{D1} = i = J$	$i_{D1} = 0$
Tension aux bornes de la diode D1	$U_D = 0$	$U_D = V$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{2V_m}{\pi}$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{2V_m}{\pi R}$$

c) Valeur efficace

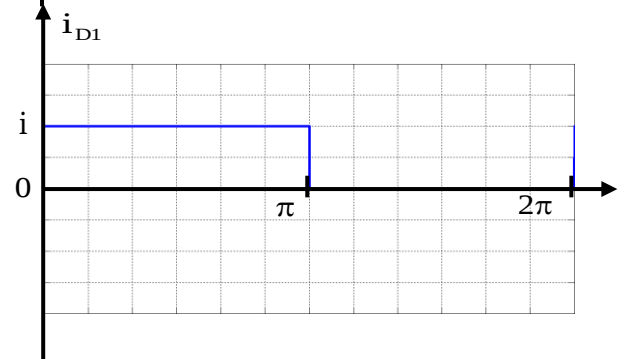
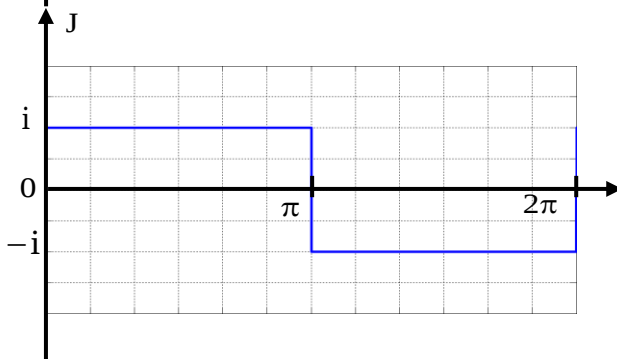
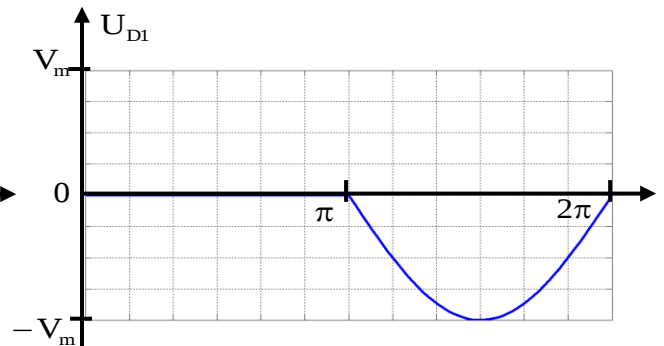
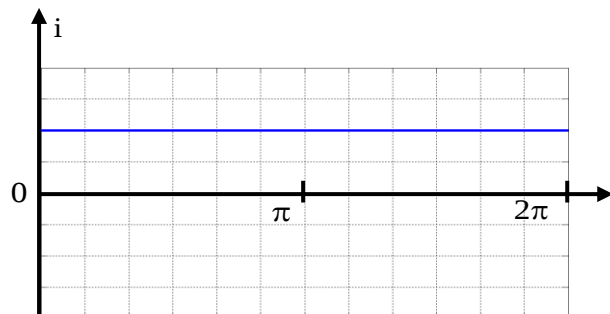
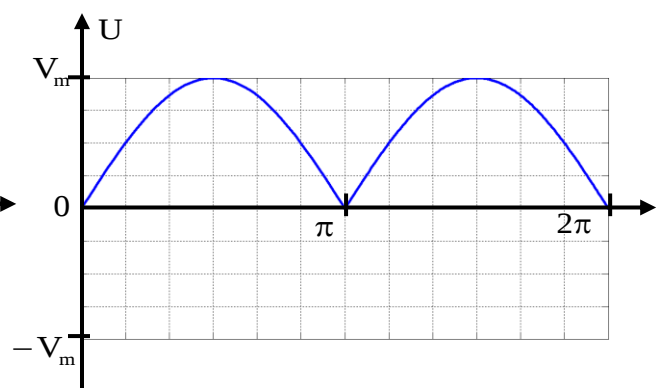
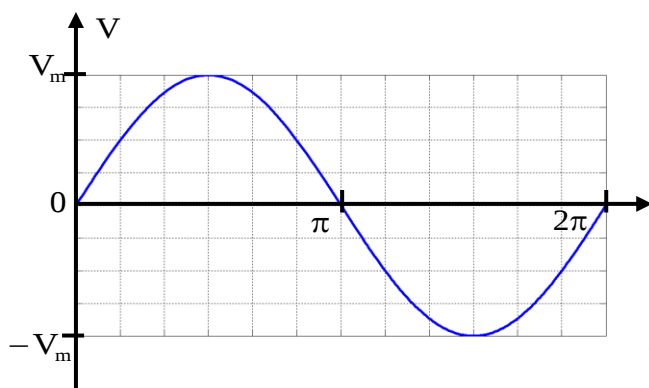
$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

$$i_{\text{eff}} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}}$$

2. Charge résistive et inductive (lissage du courant)

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \pi$ (Alternance positive)	$\pi \rightarrow 2\pi$ (Alternance négative)
Diodes	D_1 et D_4 sont passantes	D_2 et D_3 sont passantes
Tension redressée	$U = V$	$U = -V$
Courant redressé	$i = J$	$i = -J$
	• Le courant i est lissé par la bobine d'inductance L	
Courant traversant la diode D_1	$i_{D1} = i = J$	$i_{D1} = 0$
Tension aux bornes de la diode bloquée D_1	$U_D = 0$	$U_D = V$



II.2.2 Redresseurs triphasés

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (q : nombre de

phases). Ces tensions peuvent être les tensions aux bornes d'un alternateur. Généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur.

On distingue trois types de montages :

- ✓ **Pq**: montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance" ;
- ✓ **PDq**: montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
- ✓ **Sq**: montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale.

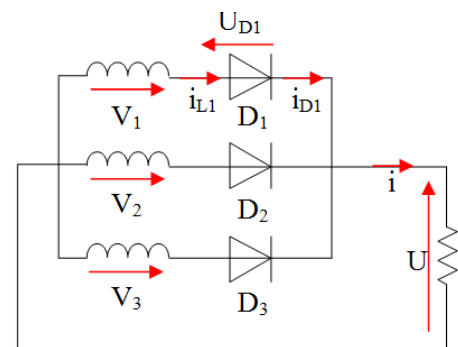
1. Redresseur parallèle simple P3

Chaque diode est raccordée sur une phase ($V_1 = V_m \sin(\omega t)$, $V_2 = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$ et

$V_3 = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$), les cathodes sont communes et

raccordées sur la charge. Le retour au transformateur

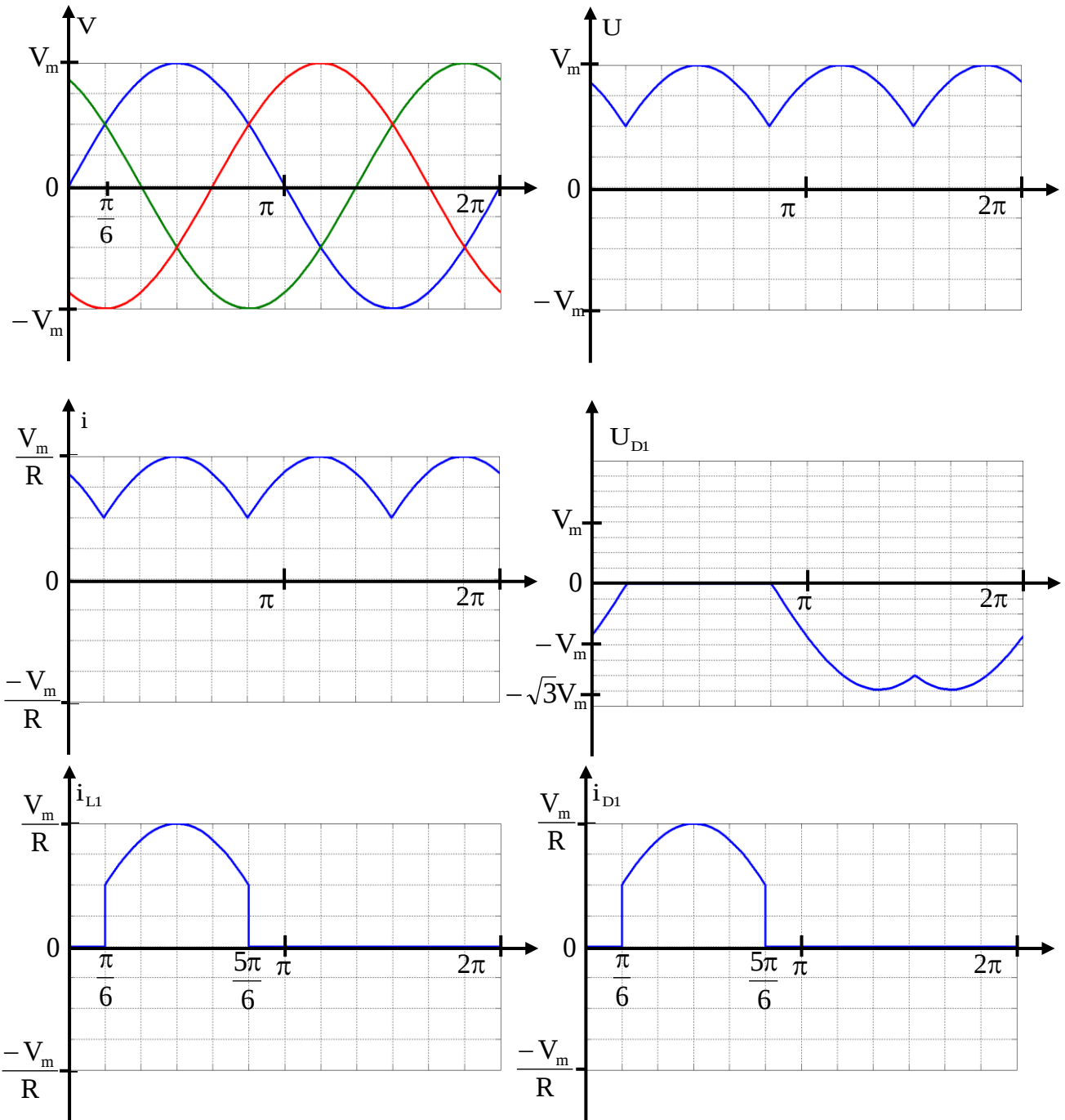
s'effectue par le neutre. Seule la diode dont l'anode est au plus haut potentiel peut conduire.



1. Charge résistive

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$\frac{\pi}{6} \rightarrow \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} \rightarrow \frac{9\pi}{6}$	$\frac{9\pi}{6} \rightarrow \frac{13\pi}{6}$
Diodes passant (D)	D_1	D_2	D_3
Tension redressée	$U = V_1$	$U = V_2$	$U = V_3$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_1}{R}$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_2}{R}$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_3}{R}$
Tension aux bornes de la diode D_1	$U_{D1} = 0$	$U_{D1} = V_1 - V_2$	$U_{D1} = V_1 - V_3$
Courant traversant la diode D_1	$i_{D1} = \frac{U}{R} = \frac{V_1}{R}$	$i_{D1} = 0$	$i_{D1} = 0$
Courant de la ligne 1 (enroulements secondaires)	$i_{L1} = i_{D1} = \frac{U}{R} = \frac{V_1}{R}$	$i_{L1} = i_{D1} = 0$	$i_{L1} = i_{D1} = 0$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} V_1(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} = 0.83V_m$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi R}$$

c) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} (V_1(t))^2 dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = 0.84V_m$$

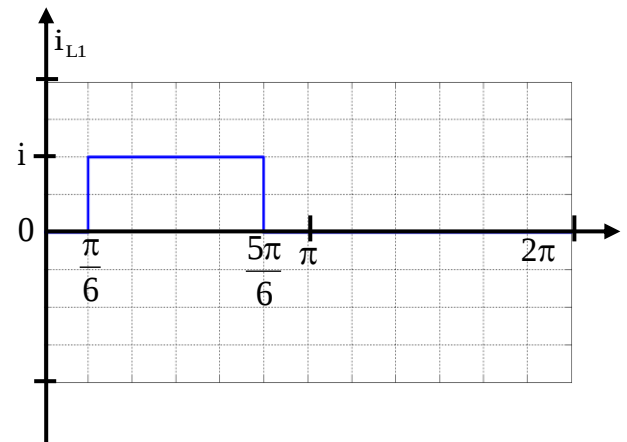
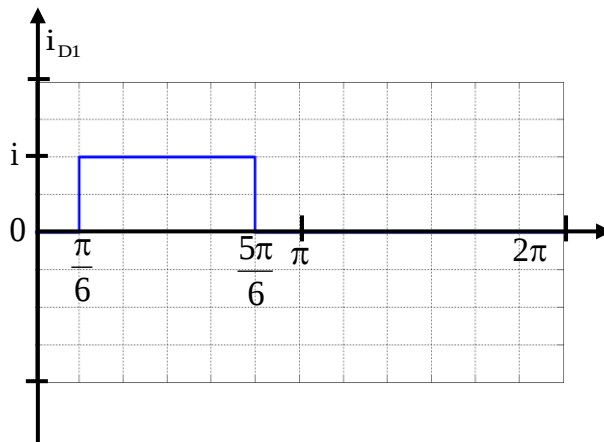
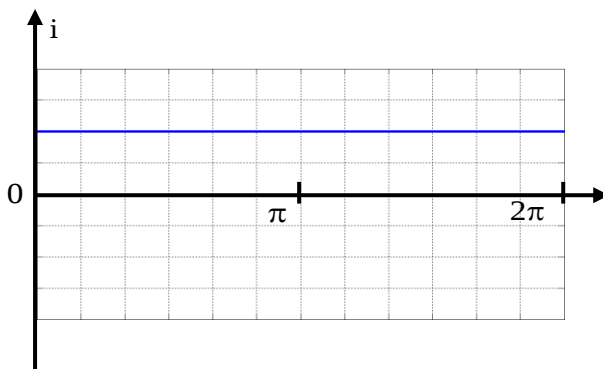
$$i_{\text{eff}} = \frac{0.84V_m}{R}$$

d) Facteur de forme

$$F = \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{moy}}} = 1.02$$

II.2.2.2.2 Charge résistive et inductive (lissage du courant)

Le courant i est lissé par la bobine d'inductance L . Son intensité est imposée par la charge R .



Courant dans une diode

a) Valeur moyenne

$$i_{D\text{moy}} = i_{D1\text{moy}} = i_{D2\text{moy}} = i_{D3\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i(t) dt = \frac{i}{3}$$

b) Valeur efficace

$$i_{\text{Deff}} = i_{\text{D1eff}} = i_{\text{D2eff}} = i_{\text{D3eff}} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i^2(t) dt = \frac{i}{\sqrt{3}}$$

Courant dans les enroulements secondaires du transformateur

a) Valeur moyenne

$$i_{\text{Lmoy}} = i_{\text{L1moy}} = i_{\text{L2moy}} = i_{\text{L3moy}} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i(t) dt = \frac{i}{3}$$

b) Valeur efficace

$$i_{\text{Lmoy}} = i_{\text{L1moy}} = i_{\text{L2moy}} = i_{\text{L3moy}} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i^2(t) dt = \frac{i}{\sqrt{3}}$$

II.2.2.3 Redresseur parallèle double PD3

Ce redresseur est le prototype du redresseur industriel. Il peut être vu comme une combinaison de 2 redresseurs P3.

Les trois diodes D_1 , D_2 , D_3 forment un commutateur plus positif, qui laisse passer à tout instant la plus positive des tensions, et les

diodes D_1' , D_2' , D_3' forment un commutateur plus négatif, qui laisse passer la plus négative des tensions.

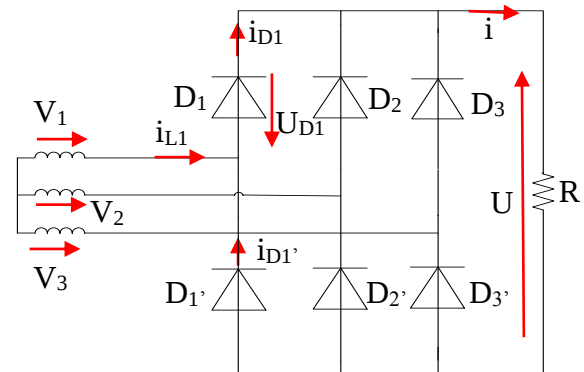


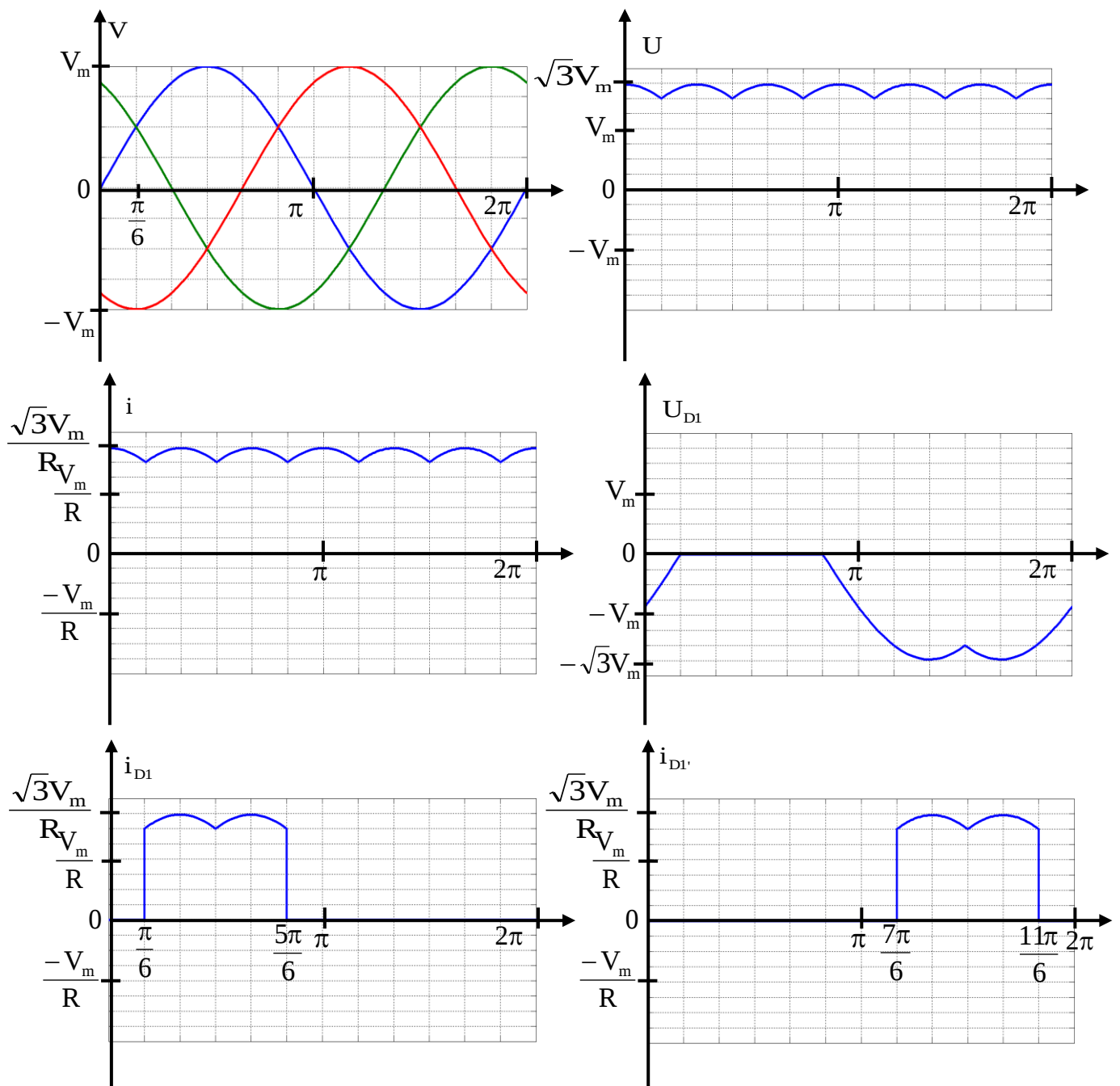
Schéma du redresseur PD3

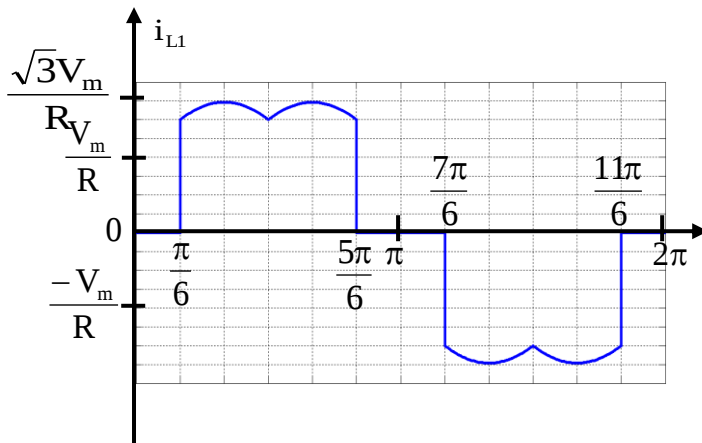
1. Charge R

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$\frac{\pi}{6} \rightarrow \frac{3\pi}{6}$	$\frac{3\pi}{6} \rightarrow \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} \rightarrow \frac{7\pi}{6}$
Diodes passantes	D_1 et D_2'	D_1 et D_3'	D_2 et D_3'
Tension redressée	$U = V_1 - V_2$	$U = V_1 - V_3$	$U = V_2 - V_3$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_1 - V_2}{R}$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_1 - V_3}{R}$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_2 - V_3}{R}$
Tension aux bornes de la diode D_1	$U_{D1} = 0$	$U_{D1} = 0$	$U_{D1} = V_1 - V_2$
Courant traversant la diode D_1	$i_{D1} = \frac{U}{R} = \frac{V_1 - V_2}{R}$	$i_{D1} = \frac{U}{R} = \frac{V_1 - V_2}{R}$	$i_{D1} = 0$
Courant traversant la diode D_1'	$i_{D1'} = 0$	$i_{D1'} = 0$	$i_{D1'} = 0$
Courant de la ligne 1 (enroulements secondaires)	$i_{L1} = i_{D1}$	$i_{L1} = i_{D1}$	$i_{L1} = 0$

Intervalles	$\frac{7\pi}{6} \rightarrow \frac{9\pi}{6}$	$\frac{9\pi}{6} \rightarrow \frac{11\pi}{6}$	$\frac{11\pi}{6} \rightarrow \frac{13\pi}{6}$
Diodes passantes	D_2 et D_1'	D_3 et D_1'	D_3 et D_2'
Tension redressée	$U = V_2 - V_1$	$U = V_3 - V_1$	$U = V_3 - V_2$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_2 - V_1}{R}$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_3 - V_1}{R}$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V_3 - V_2}{R}$
Tension aux bornes de la diode D_1	$U_{D1} = V_1 - V_2$	$U_{D1} = V_1 - V_3$	$U_{D1} = V_1 - V_3$
Courant traversant la diode D_1	$i_{D1} = 0$	$i_{D1} = 0$	$i_{D1} = 0$
Courant traversant la diode D_1'	$i_{D1'} = \frac{U}{R} = \frac{V_2 - V_1}{R}$	$i_{D1'} = \frac{U}{R} = \frac{V_2 - V_1}{R}$	$i_{D1'} = 0$
Courant de la ligne 1 (enroulements secondaires)	$i_{L1} = -i_{D1'}$	$i_{L1} = -i_{D1'}$	$i_{L1} = 0$





$$i_{L1} = i_{D1} - i_{D1'}$$

$$i_{L2} = i_{D2} - i_{D2'}$$

$$i_{L3} = i_{D3} - i_{D3'}$$

b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{3T}{12}} V_1 - V_2(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} (V_m \sin(\omega t) - V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})) dt \rightarrow$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} = 1.66V_m$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi R}$$

c) Valeur efficace

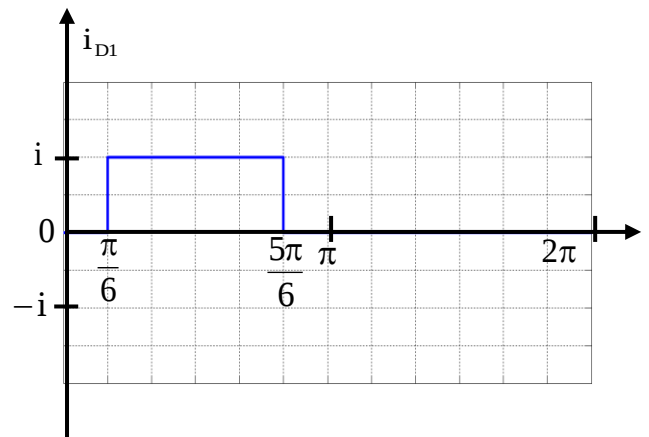
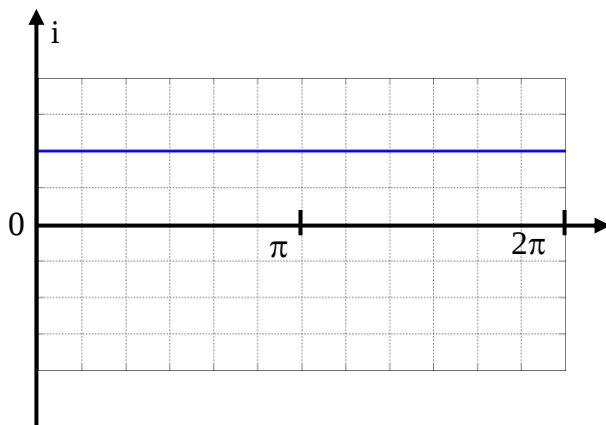
$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{3T}{12}} (V_m^2 \sin^2(\omega t) - V_m^2 \sin^2(\omega t - \frac{2\pi}{3})) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = 1.662V_m$$

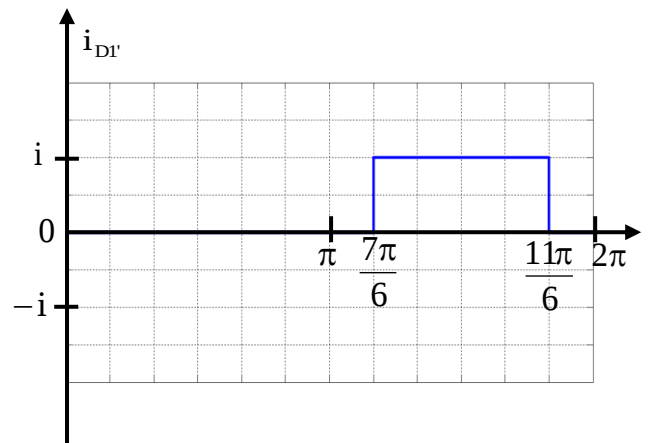
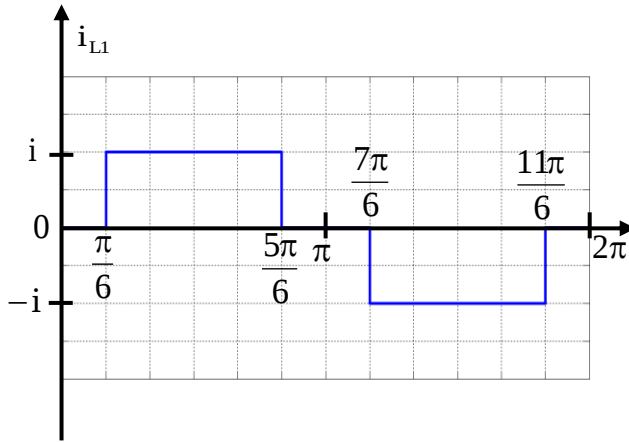
$$i_{\text{eff}} = \frac{1.662V_m}{R}$$

d) Facteur de forme

$$F = \frac{U_{\text{eff}}}{U_{\text{moy}}} = 1.0009$$

2. Charge R, L (lissage du courant)





Courant dans une diode

a) Valeur moyenne

$$i_{D\text{moy}} = i_{D1\text{moy}} = i_{D2\text{moy}} = i_{D3\text{moy}} = i_{D1'\text{moy}} = i_{D2'\text{moy}} = i_{D3'\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i(t) dt = \frac{i}{3}$$

b) Valeur efficace

$$i_{D\text{eff}} = i_{D1\text{eff}} = i_{D2\text{eff}} = i_{D3\text{eff}} = i_{D1'\text{eff}} = i_{D2'\text{eff}} = i_{D3'\text{eff}} = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i^2(t) dt = \frac{i}{\sqrt{3}}$$

Courant dans les enroulements secondaires du transformateur

a) Valeur moyenne

$$i_{L1\text{moy}} = \frac{1}{T} \left[\int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i(t) dt - \int_{\frac{7T}{12}}^{\frac{11T}{12}} i(t) dt \right] = i_{D1\text{moy}} - i_{D1'\text{moy}} = 0$$

b) Valeur efficace

$$i_{L1\text{moy}} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{\frac{T}{12}}^{\frac{5T}{12}} i^2(t) dt - \int_{\frac{7T}{12}}^{\frac{11T}{12}} i^2(t) dt \right]} = i \sqrt{\frac{2}{3}}$$

II.2.2.4 Redresseur du type série S3

Le montage redresseur S3 à diodes est constitué de six diodes. Les enroulements secondaires du transformateur sont couplés en triangle.

D_1 , D_2 et D_3 conduisent dès que V_1 , V_2 , V_3 deviennent positives, D_1' , D_2' et D_3' conduisent dès que V_1 , V_2 , V_3 deviennent négatives.

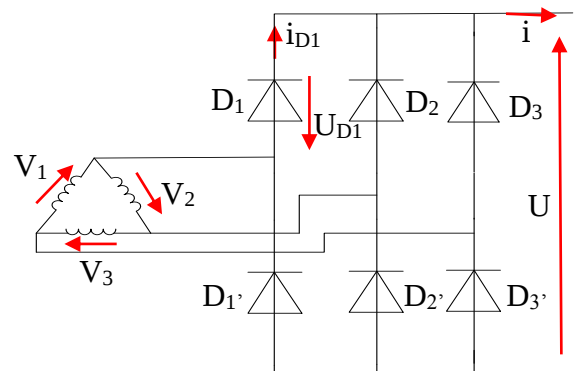
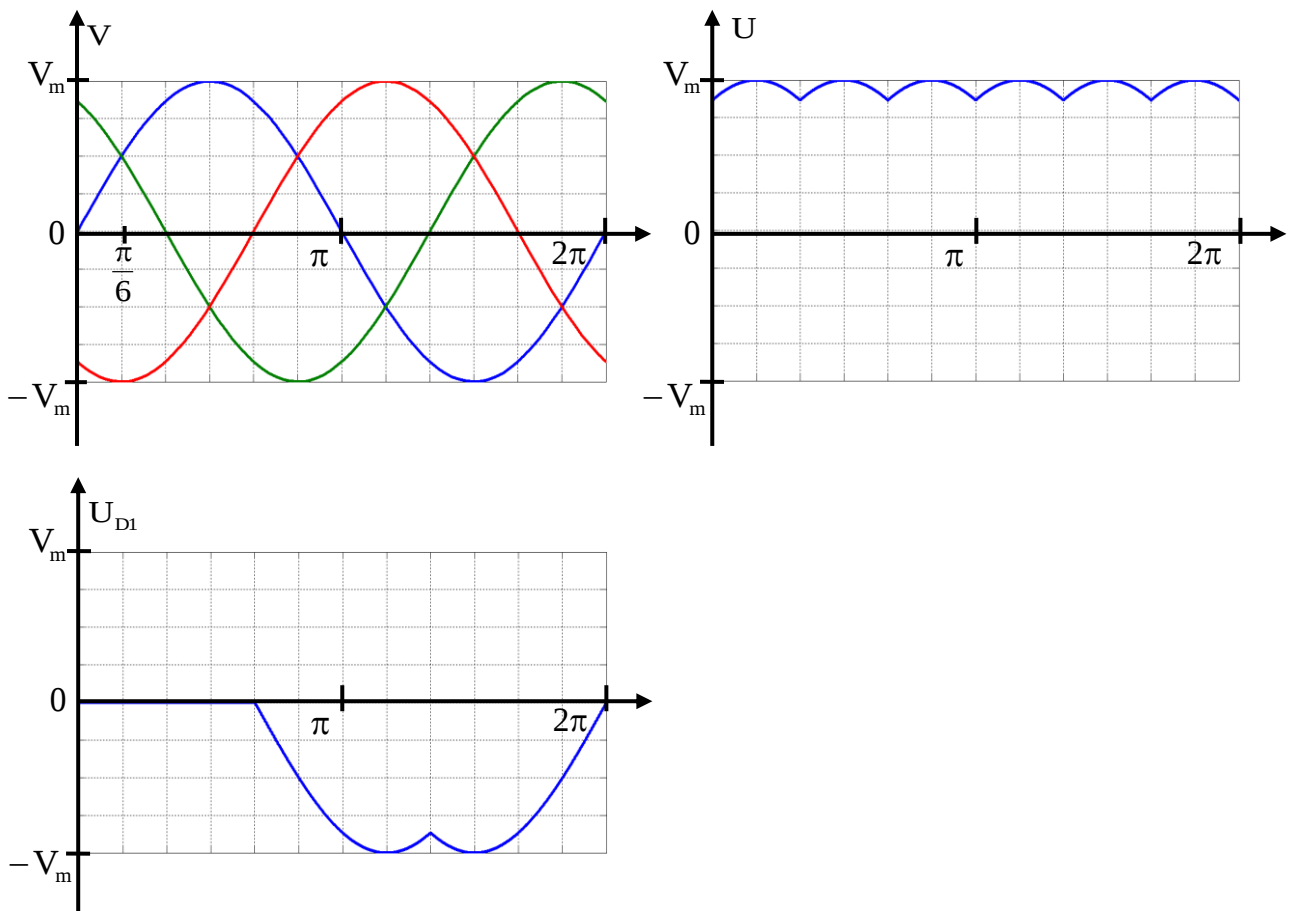


Figure 2.9: Schéma du redresseur S3

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \frac{2\pi}{6}$	$\frac{2\pi}{6} \rightarrow \frac{4\pi}{6}$	$\frac{4\pi}{6} \rightarrow \frac{6\pi}{6}$
Diode passante (D)	D ₁ et D ₂ '	D ₁ et D ₃ '	D ₂ et D ₃ '
Tension redressée	$U = -V_2$	$U = V_1$	$U = -V_3$
Tension aux bornes de la diode D ₁	$U_{D1} = 0$	$U_{D1} = 0$	$U_{D1} = -V_2$

Intervalles	$\frac{6\pi}{6} \rightarrow \frac{8\pi}{6}$	$\frac{8\pi}{6} \rightarrow \frac{10\pi}{6}$	$\frac{10\pi}{6} \rightarrow \frac{12\pi}{6}$
Diode passante (D)	D ₂ et D ₁ '	D ₃ et D ₁ '	D ₃ et D ₂ '
Tension redressée	$U = V_2$	$U = -V_1$	$U = V_3$
Tension aux bornes de la diode D ₁	$U_{D1} = -V_2$	$U_{D1} = V_1$	$U_{D1} = V_1$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{6}{T} \int_0^{\frac{2T}{6}} V_1(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{6}{T} \int_0^{\frac{2T}{6}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3V_m}{\pi} = 0.95V_m$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{3V_m}{\pi R}$$

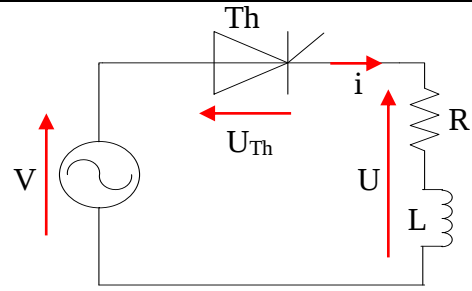
II.3 Redressement commandé

On remplace les diodes par des thyristors.

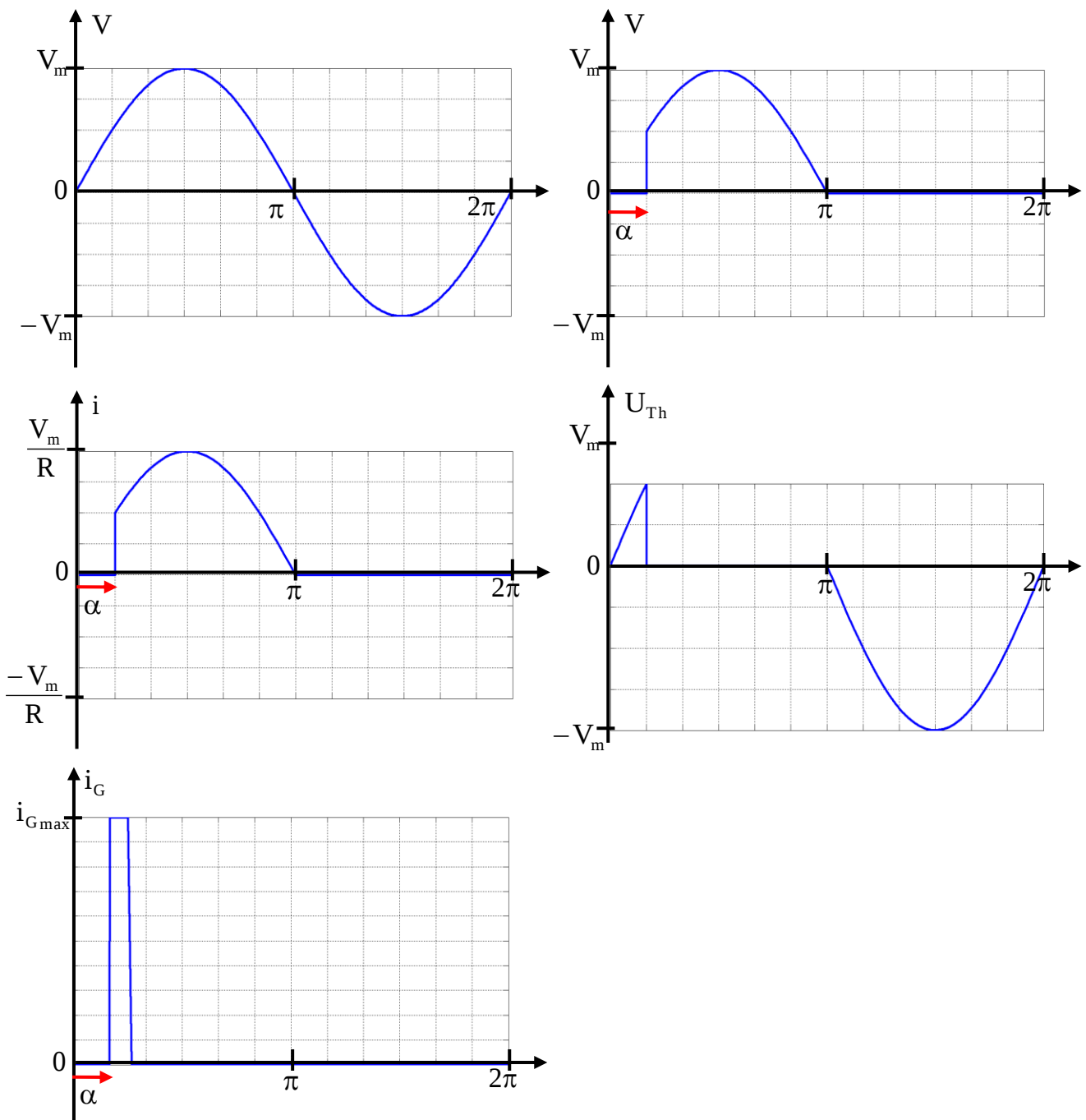
1. Redressement simple alternance, Charge R

Soit α l'angle d'amorçage du thyristor.

a) Analyse du fonctionnement



Intervalles	$0 \rightarrow \alpha$	$\alpha \rightarrow \pi$	$\pi \rightarrow 2\pi$
Thyristor	Th est bloqué	Th est passant	Th est bloqué
Tension redressée	$U=0$	$U=V$	$U=0$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$	$i = \frac{U}{R} = 0$
Tension aux bornes du thyristor	$U_{Th}=V$	$U_{Th}=0$	$U_{Th}=V$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha)) \text{ avec: } T = 2\pi$$

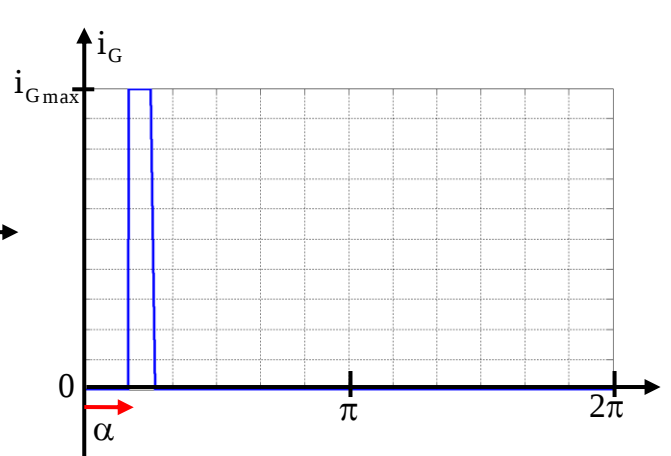
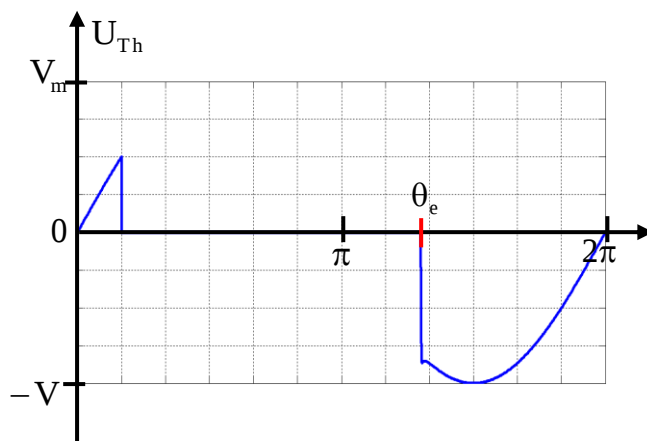
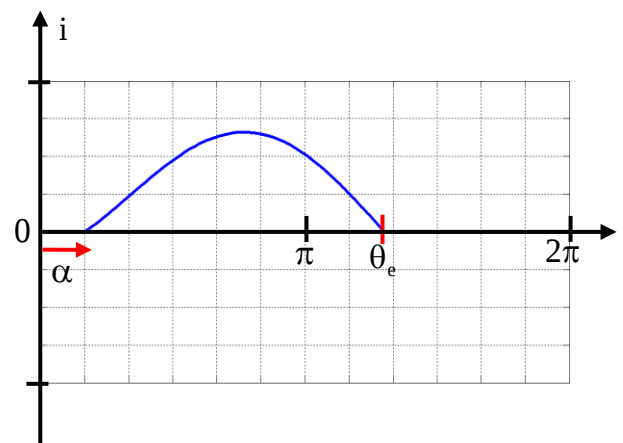
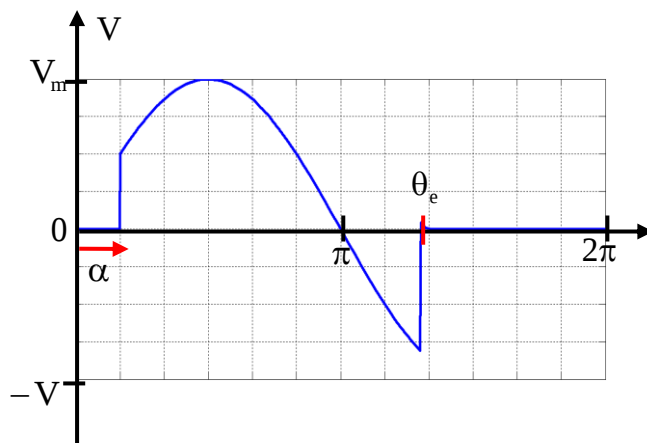
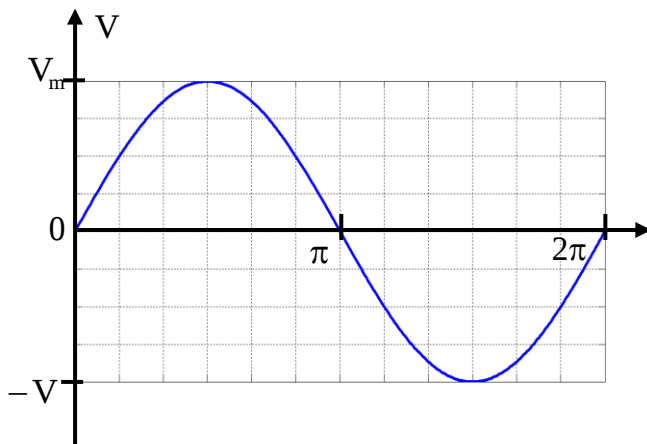
$$i_{\text{moy}} = \frac{V_m}{2\pi R} (1 + \cos(\alpha))$$

c) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

$$i_{\text{eff}} = \frac{V_m}{2R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

II.3.1.1.2 Charge résistive et inductive (R, L)



II.3.1.2 Redressement double alternance (pont de Graëtz monophasé PD2)

II.3.1.2.1 Charge résistive

Ce pont nécessite quatre thyristors (Th_1 , Th_2 , Th_3 , Th_4). La tension d'alimentation $V(t)$ est alternative $V = V_m \sin(\omega t)$.

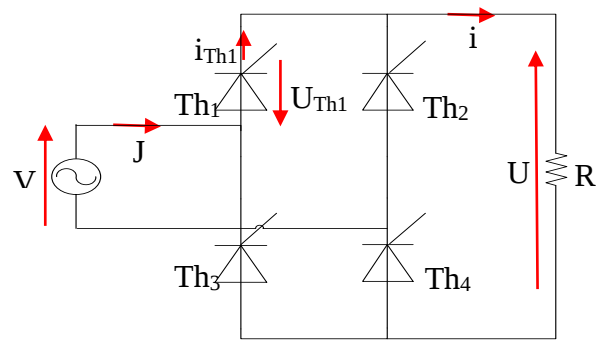
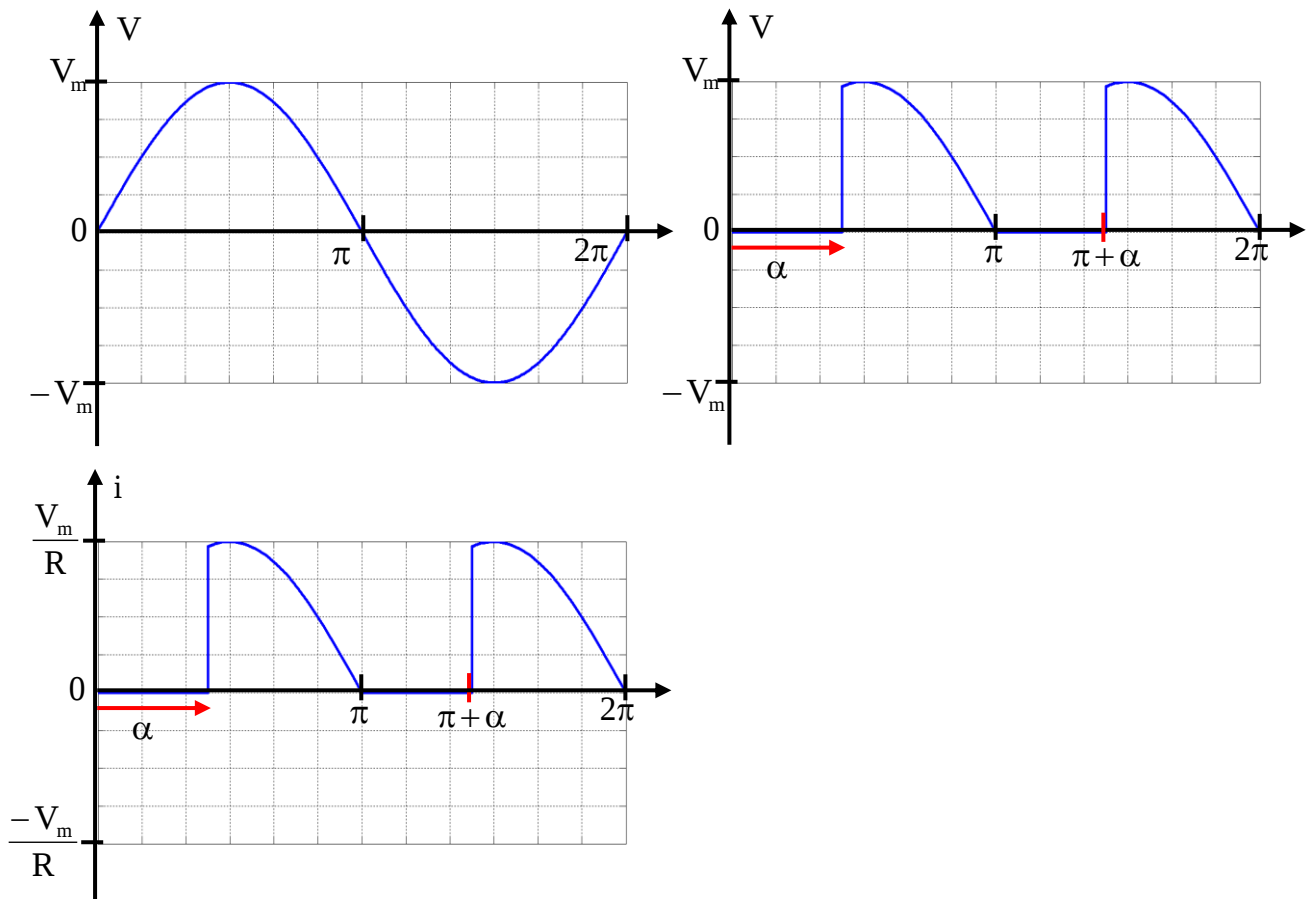


Figure 2.12: Schéma du redresseur à thyristors PD2 (Charge résistive)

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \alpha$	$\alpha \rightarrow \pi$
Thyristors passants	/	Th_1 et Th_4
Tension redressée	$U=0$	$U=V$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$
Tension aux bornes du thyristor Th_1	$U_{Th}=V$	$U_{Th}=0$

Intervalles	$\pi \rightarrow \alpha + \pi$	$\alpha + \pi \rightarrow 2\pi$
Thyristors passants	/	Th_2 et Th_3
Tension redressée	$U=0$	$U=-V$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = -\frac{V}{R}$
Tension aux bornes du thyristor Th_1	$U_{Th}=V$	$U_{Th}=V$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{2}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi R} (1 + \cos(\alpha))$$

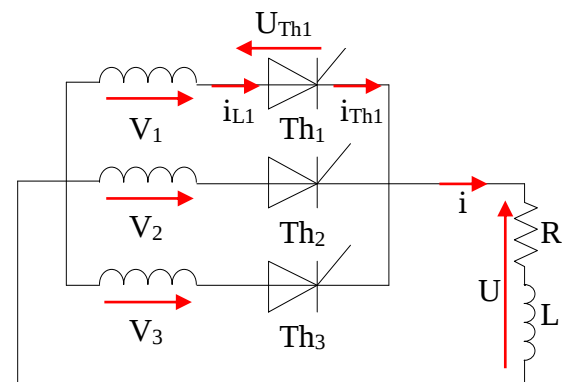
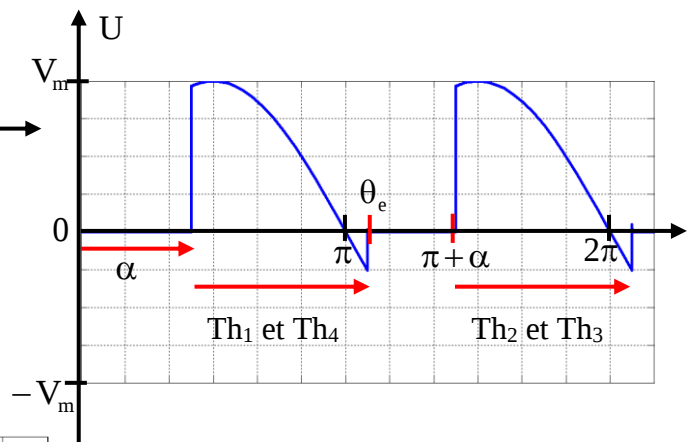
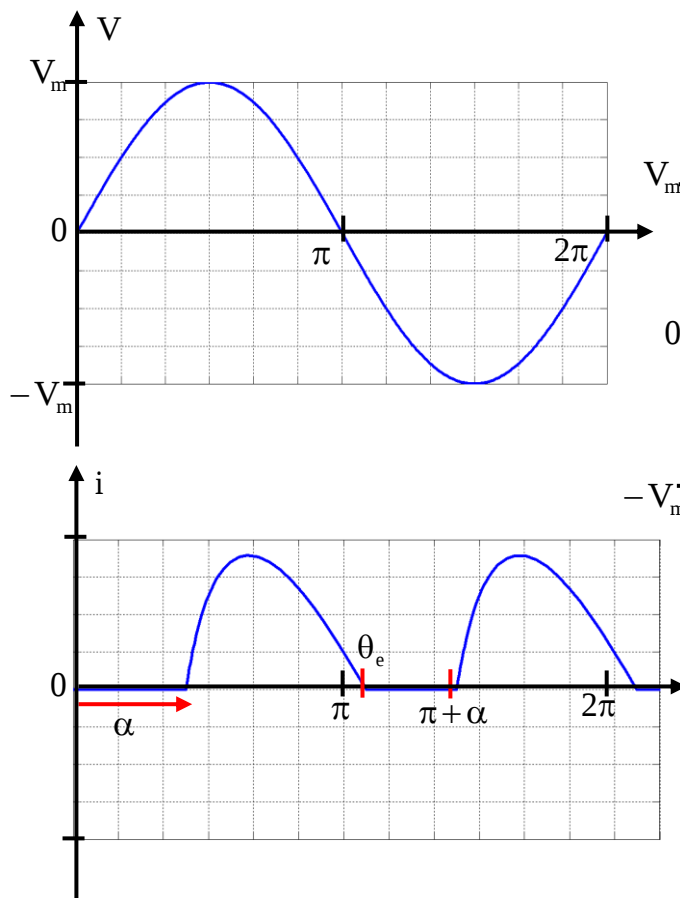
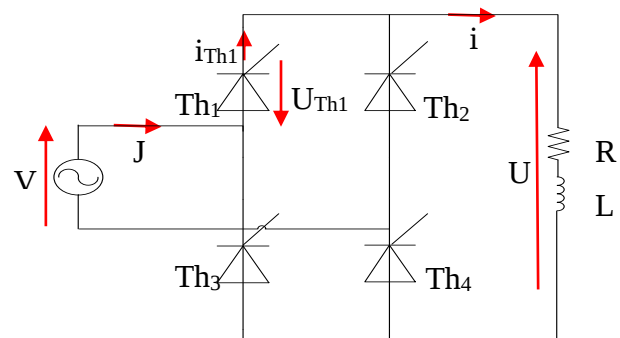
c) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{2}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

$$i_{\text{eff}} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

II.3.1.2.2 Charge résistive et inductive

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



II.3.2 Redresseurs triphasés à thyristors

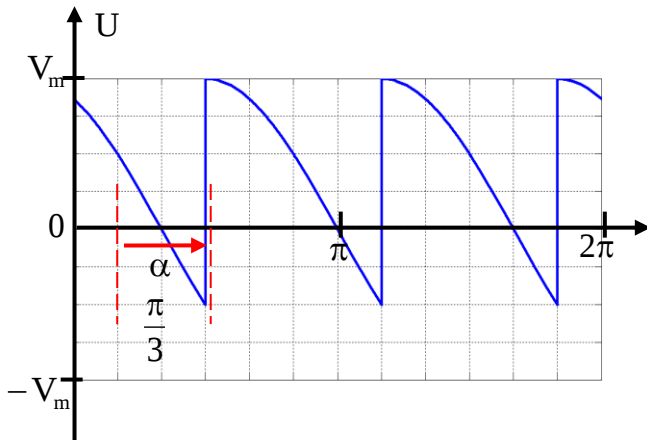
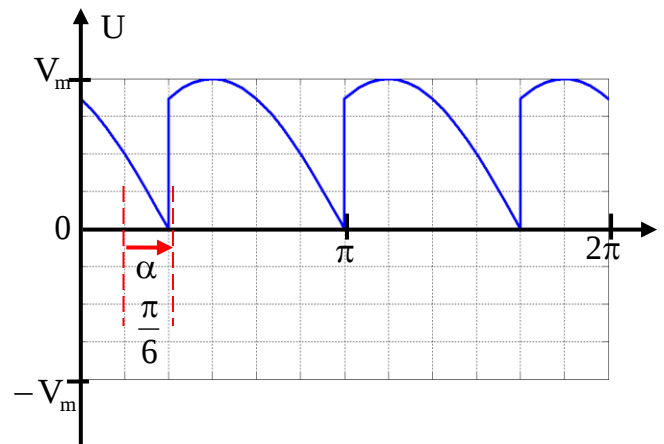
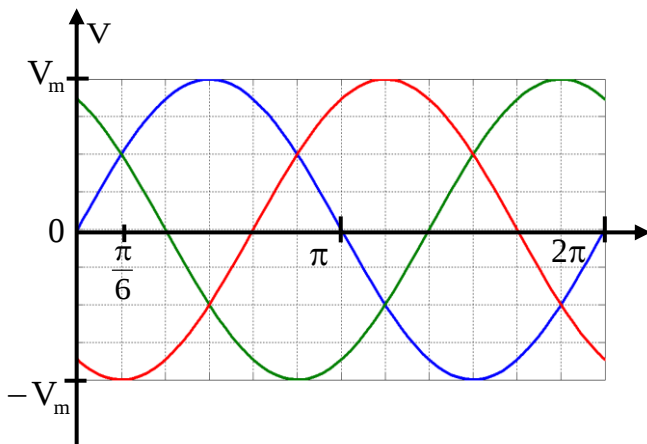
II.3.2.1 Redresseur parallèle simple P3

Figure 2.14: Redresseur simple alternance Montage P3 à thyristors (Charge résistive et inductive)

La figure 2.14 représente le montage P3 à thyristors. Chaque thyristor est raccordé sur une phase ($V_1 = V_m \sin(\omega t)$, $V_2 = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$ et $V_3 = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$), les cathodes sont communes et raccordées sur la charge. Le retour au transformateur s'effectue par le neutre.

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$\frac{\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{5\pi}{6} + \alpha$	$\frac{5\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{9\pi}{6} + \alpha$	$\frac{9\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{13\pi}{6} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₁	Th ₂	Th ₃
Tension redressée	$U = V_1$	$U = V_2$	$U = V_3$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} V_1(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3}{T} \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha)$$

Pour $0 < \alpha < 90^\circ$: La tension redressée est positive, et la puissance active ($P_a = U_{\text{moy}} \cdot i > 0$) fournie par le redresseur à la charge est positive. La charge absorbe donc de l'énergie et le montage fonctionne en tant que **redresseurs** à tension redressée variable en fonction du retard d'amorçage α .

Pour $90^\circ < \alpha < 180^\circ$: La tension redressée est négative, et la puissance active ($P_a = U_{\text{moy}} \cdot i < 0$) est négative. La charge n'est plus un récepteur mais un générateur. L'énergie passe du côté continu au côté alternatif. Le montage fonctionne en **onduleur**.

II.3.2.2 Redresseur parallèle simple P3 à thyristors avec diode de roue libre

Une diode de roue libre est montée en cathode commune en sortie du montage. Elle conduit quand U tend à être négatif. Ainsi, elle écrête les valeurs négatives de U .

Le circuit de commande est identique au précédent.

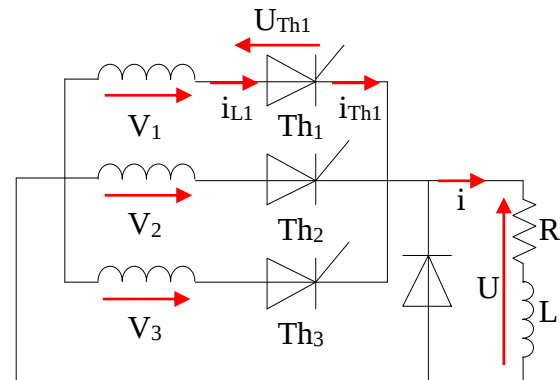
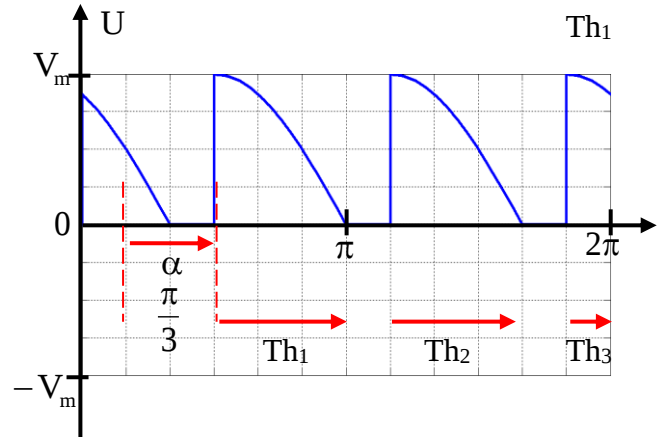
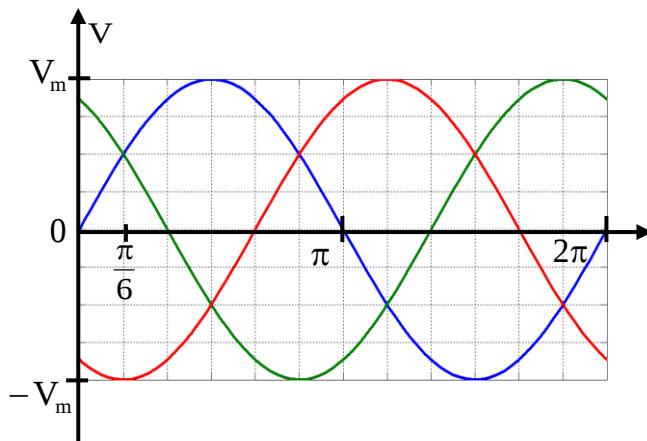


Figure 2.15: Montage P3 à thyristors avec diode de roue libre (Charge résistive et inductive)



II.3.2.3 Redresseur parallèle double PD3 à thyristors

Le montage redresseur PD3 à thyristors est constitué de six thyristors, connectés deux par deux en inverse. Il peut être vu comme une combinaison de 2 redresseurs P3.

$$U = U_{AN} - U_{BN}$$

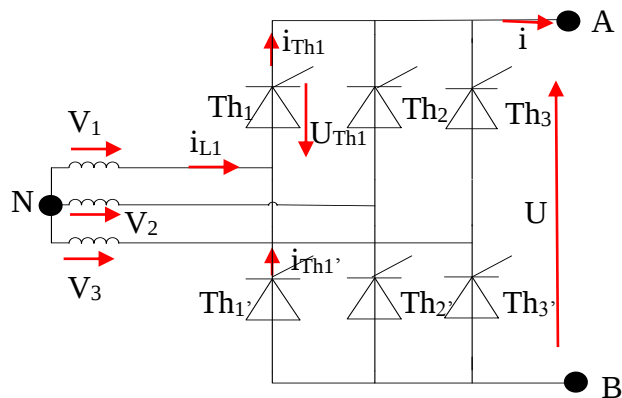


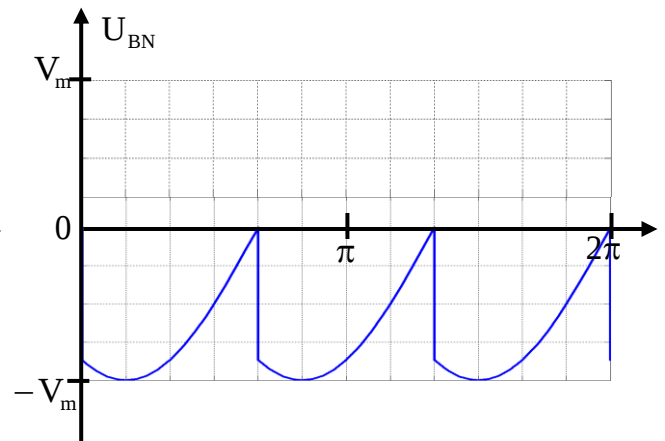
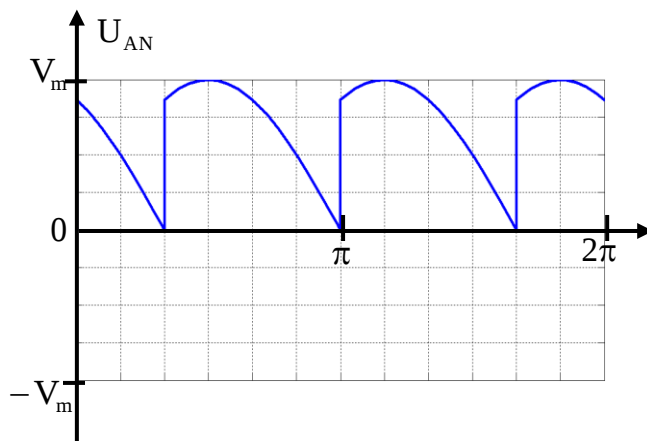
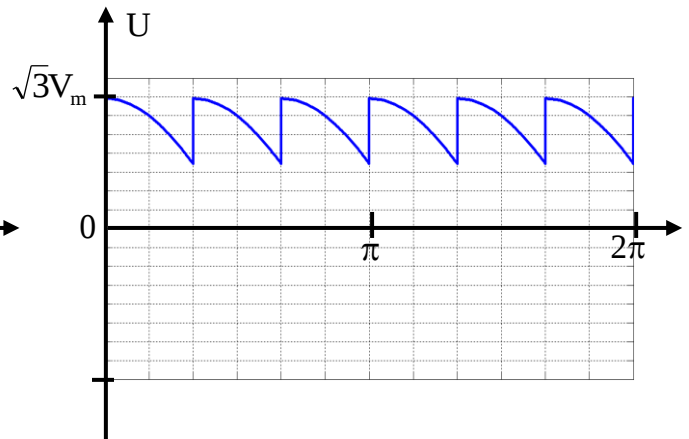
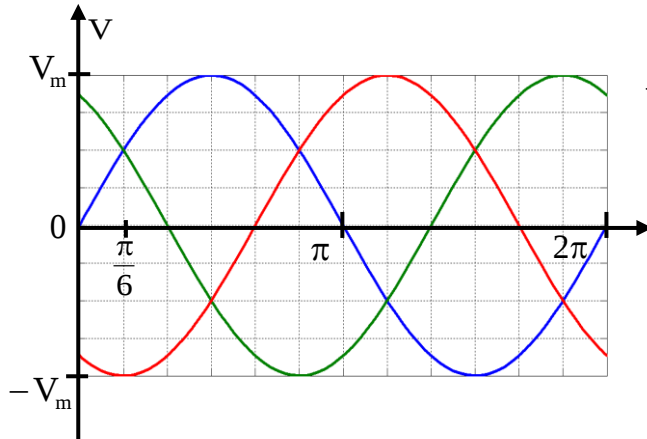
Figure 2.16: Schéma du redresseur PD3 à thyristors

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$\frac{\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{3\pi}{6} + \alpha$	$\frac{3\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{5\pi}{6} + \alpha$	$\frac{5\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{7\pi}{6} + \alpha$
Thyristors passants	Th1 et Th2'	Th1 et Th3'	Th2 et Th3'
Tension redressée	$U = V_1 - V_2$	$U = V_1 - V_3$	$U = V_2 - V_3$

Intervalles	$\frac{7\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{9\pi}{6} + \alpha$	$\frac{9\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{11\pi}{6} + \alpha$	$\frac{11\pi}{6} + \alpha \rightarrow \frac{13\pi}{6} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₂ et Th ₁ '	Th ₃ et Th ₁ '	Th ₃ et Th ₂ '
Tension redressée	$U = V_2 - V_1$	$U = V_3 - V_1$	$U = V_3 - V_2$

$$\alpha = \frac{\pi}{6}$$



b) Valeur moyenne

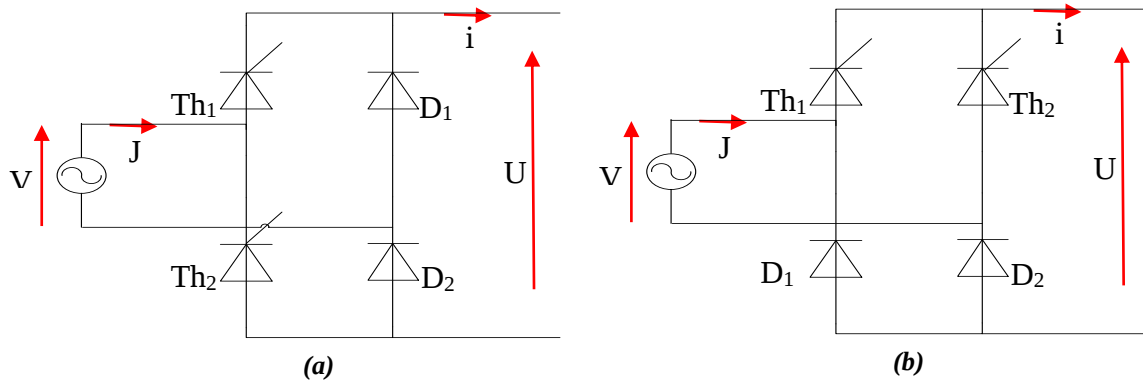
$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{3T}{12} + \alpha} V_1 - V_2(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{6}{T} \int_{\frac{T}{12} + \alpha}^{\frac{5T}{12} + \alpha} (V_m \sin(\omega t) - V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})) dt$$

$$\rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha)$$

II.4 Redresseur mixte

II.4.1 Redresseur mixte double alternance PD2

Il y a deux architectures possibles pour un pont mixte :



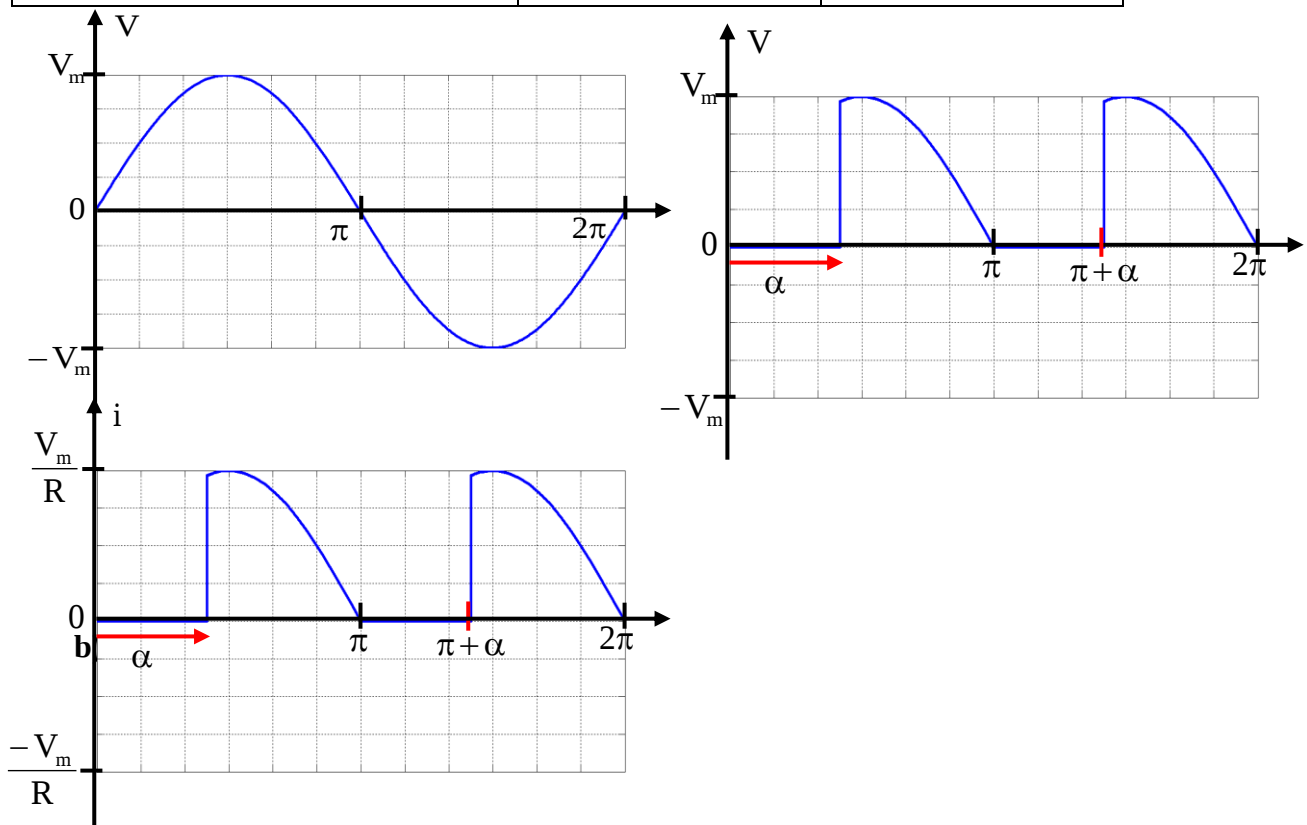
Redresseur mixte double alternance PD2

II.4.1.1 Charge résistive

a) Analyse du fonctionnement (figure. b)

Intervalles	$0 \rightarrow \alpha$	$\alpha \rightarrow \pi$
Eléments passants	D ₂	Th ₁ et D ₂
Tension redressée	$U=0$	$U=V$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$

Intervalles	$\pi \rightarrow \alpha + \pi$	$\alpha + \pi \rightarrow 2\pi$
Eléments passants	D ₁	Th ₂ et D ₁
Tension redressée	$U=0$	$U=-V$
Courant redressé	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = -\frac{V}{R}$



$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{2}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi R} (1 + \cos(\alpha))$$

II.4.1.2 Charge R, L (lissage du courant)

Dans le cas où la valeur de l'inductance est importante ($L \rightarrow \infty$), le courant redressé se ramène à sa valeur moyenne ; il est donc continu.

II.4.2 Etude du montage redresseur parallèle double PD3 (pont mixte)

On reprend le montage du montage PD3 (pont complet tout thyristors) et on remplace les thyristors Th_1' , Th_2' et Th_3' par des diodes. Les thyristors fonctionnent avec un retard d'amorçage de 30° par rapport à l'amorçage naturel.

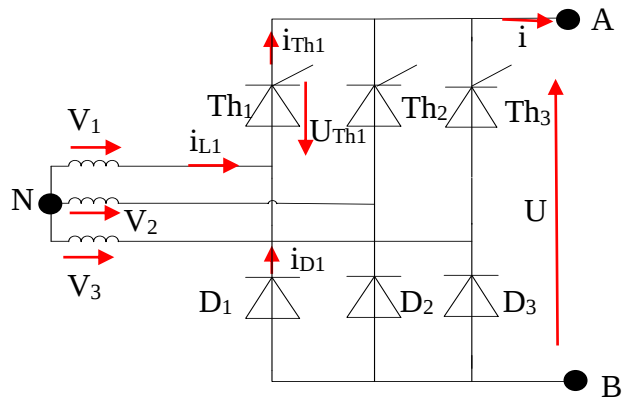
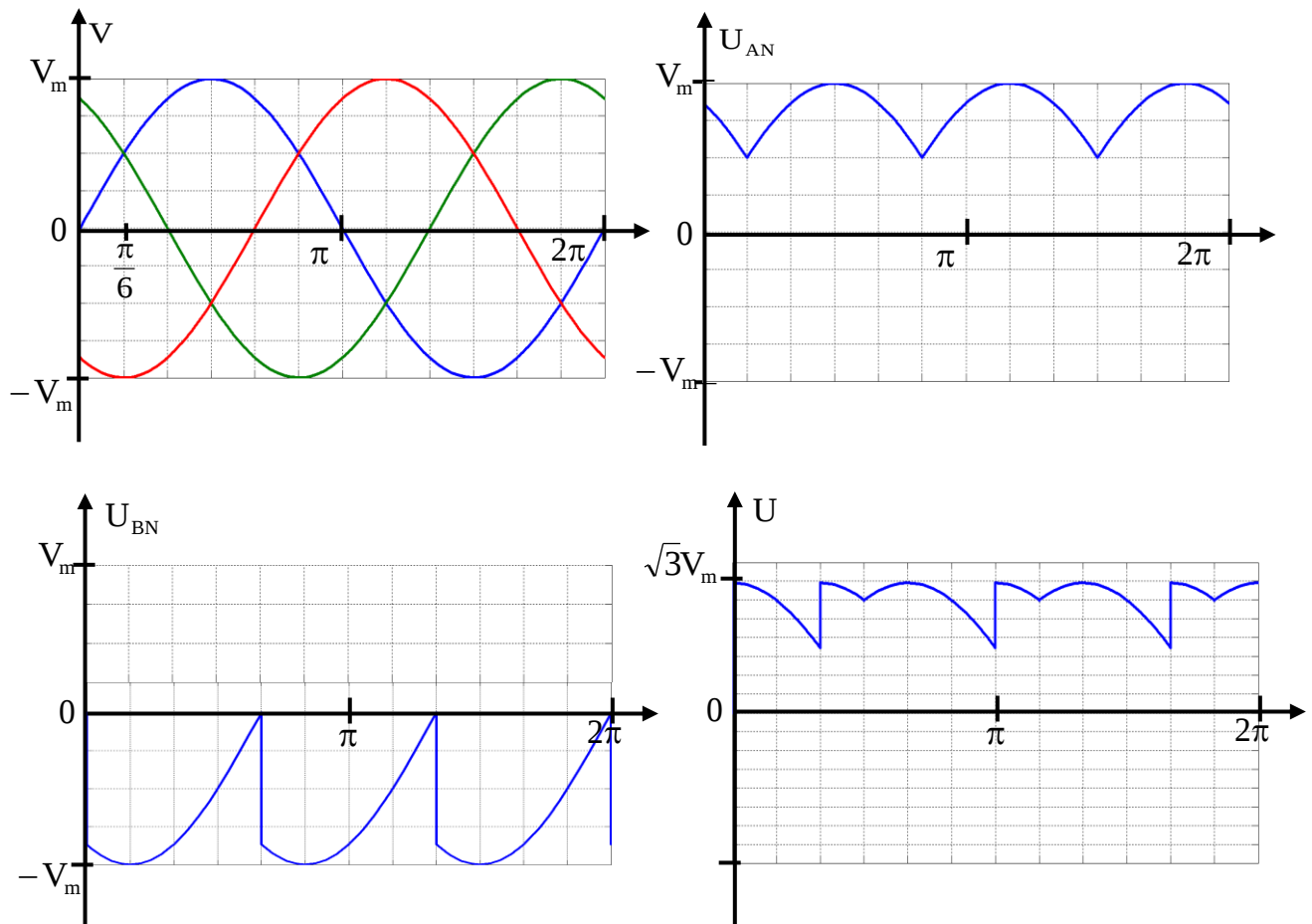


Figure 2.18: Schéma du redresseur PD3 (pont mixte)



a) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = U_{\text{AN}} - U_{\text{BN}} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

II.5 Chutes de tension en charge (fonctionnement normal)

Jusqu'ici nous avons supposé la source et le redresseur parfaits. En fait, les impédances des éléments du redresseur et celle du réseau qu'il alimente entraînent une diminution de la valeur moyenne U .

La chute de tension totale est obtenue en ajoutant:

- la chute due aux commutations (empiétements) $\Delta_1 U$;
- la chute due aux résistances $\Delta_2 U$;
- la chute due aux diodes $\Delta_3 U$.

$$\text{Avec: } \Delta U = \Delta_1 U + \Delta_2 U + \Delta_3 U$$

Surtout pour les montages de forte puissance, c'est le phénomène d'empiétement lors des commutations qui est à l'origine de la principale chute de tension.

II.5.1 Chutes de tension inductives dues à la commutation des diodes: phénomène d'empiétement

- En réalité, les enroulements primaire et secondaire du transformateur présentent des inductances de fuite.
- En conséquence, l'intensité du courant ne peut varier de façon discontinue dans ces éléments et la commutation ne peut être instantanée.

A l'instant t_0 où $V_1(t) = V_2(t)$, les diodes commutent pendant la durée τ . D_1 et D_2 conductrices,

$$U = V_1 - L \frac{di_{D1}}{dt} = V_2 - L \frac{di_{D2}}{dt}. \quad \text{On a:} \quad i_{D1} + i_{D2} = i \Rightarrow \frac{di_{D1}}{dt} + \frac{di_{D2}}{dt} = 0. \quad \text{D'où}$$

$$U = V_1 - L \frac{di_{D1}}{dt} = V_2 + L \frac{di_{D1}}{dt} \Rightarrow U = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

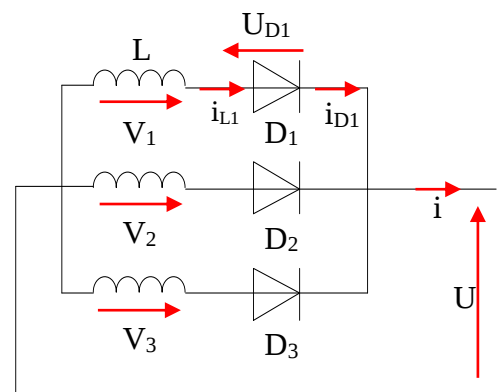
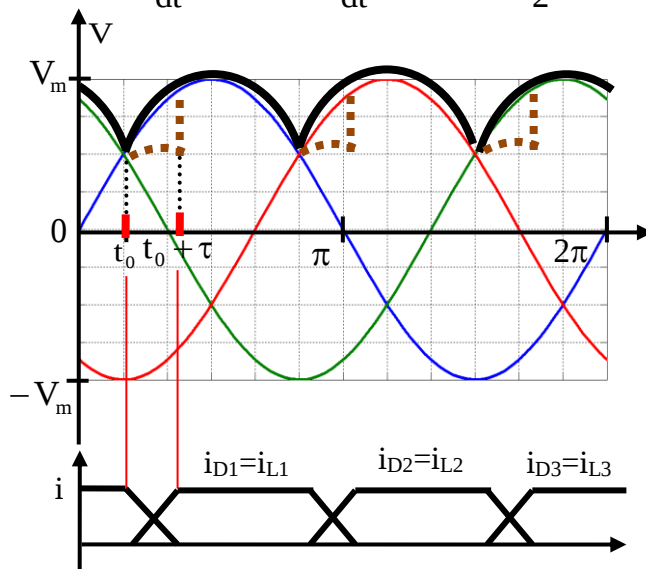


Figure 2.19: Redresseur simple alternance.
Montage P3

Pendant la durée τ de l'empiétement la tension redressée vaut donc $\frac{V_1 + V_2}{2}$ au lieu de V_2 .

Au delà de l'instant $t_0 + \tau$ on a : $i_{D1} = 0$, $i_{D2} = i$ et $U = V_2$.

L'empiétement se traduit donc par une chute de tension instantanée:

$$\Delta_1 U = V_2 - \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_2 - V_1}{2} = L \frac{di_{D2}}{dt}$$

$$\text{La valeur moyenne } \Delta_1 U = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} \left(\frac{V_2 - V_1}{2} \right) dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} L \frac{di_{D2}}{dt} dt = \frac{L\omega}{2\pi} i$$

❖ La durée (τ) de l'empiétement (Cas général)

$$\tau = \arccos \left[1 - \frac{\sqrt{2}L\omega}{V_{\text{eff}} \sin(m)} i \right], \quad m = \left(\frac{\pi}{q} \right)$$

❖ Cas général : redresseur quelconque

La chute de tension par commutation est proportionnelle au courant i , à la réactance $L\omega$ et aussi au nombre q de phases : $\Delta_1 U = \frac{L\omega}{2\pi} qi$

✓ Chute de tension ohmique

$$\Delta_2 U = R_s * i_L$$

R_s étant la résistance du transformateur ramenée au secondaire et i_L l'intensité du courant dans un enroulement secondaire.

✓ Chute de tension due aux diodes

$$\Delta_3 U = V_{\text{seuil}} + R_D * i_D$$

❖ La durée (τ) de l'empiétement (thyristors)

$$\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \tau) = \frac{L\omega}{V_m \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)} i$$

II.6 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : surtensions transitoires, flicker ainsi que les harmoniques. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance. C'est pourquoi certains considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension.

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré

de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence,
- l'amplitude,
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- ✓ les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes,
- ✓ les creux de tension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes,
- ✓ les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

Chapitre III

Convertisseurs courant continu - courant continu

III.1 Introduction

Un hacheur est un convertisseur statique d'une tension continue fixe vers une tension continue réglable. On distingue trois types de convertisseurs continu-continu: le hacheur série, le hacheur parallèle et le hacheur série-parallèle (à accumulation). Un hacheur peut être réalisé à l'aide d'interrupteurs électroniques commandables à l'ouverture et à la fermeture telle que les thyristors GTO, les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) ou transistors à effet de champ (MOSFET). Les interrupteurs électroniques unidirectionnels, quelle que soit leur nature, peuvent être représentés par le symbole ci contre:

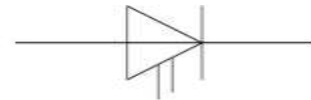
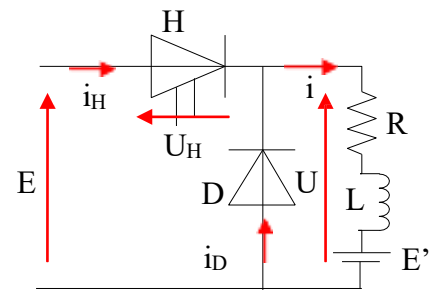


Figure 3.1: Symbole des interrupteurs unidirectionnels

III.2 Hacheur série (Buck)

La figure suivante montre un hacheur série, H est un interrupteur commandé et D une diode qui permettent de transférer de la puissance de la source, tension continue fixe E, à la charge, assimilée à un générateur de courant.



L'interrupteur H s'ouvre et se ferme périodiquement.

- fermeture de 0 à αT ,
- ouverture de αT à T,
- α est le rapport cyclique ($0 < \alpha < 1$) : $\alpha = \frac{\text{durée de fermeture de H}}{\text{T période de hachage}}$

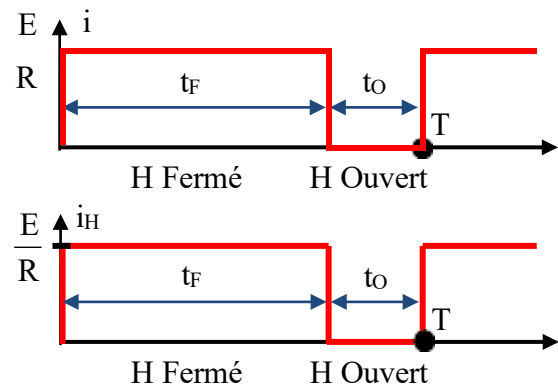
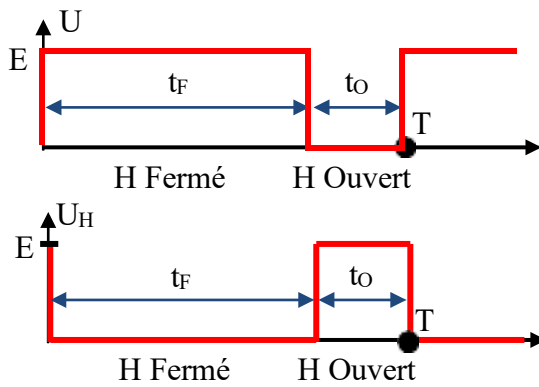
On appelle T la période du signal et $f = \frac{1}{T}$ la fréquence de hachage.

Soit t_F la durée pendant laquelle l'interrupteur H est fermé et t_o le temps d'ouverture.

On suppose que : H est parfait ($U_H = 0$ en conduction, les temps de commutation sont négligés) ; D est idéale ; et le régime est établi.

III.2.1 Charge résistive (Analyse du fonctionnement)

H	Fermé ($0 \rightarrow \alpha T$) (t_F)	Ouvert ($\alpha T \rightarrow T$) (t_o)
U	E	0
U_H	0	E
i	$\frac{E}{R}$	0
i_H	$\frac{E}{R}$	0



$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt \rightarrow U_{\text{moy}} = E\alpha$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{E\alpha}{R}$$

On conclut que le hacheur série fonctionne comme abaisseur de tension ou dévolteur

III.2.2 Charge résistive et inductive

Si H fermé: le courant dans la charge (accumulation de l'énergie).

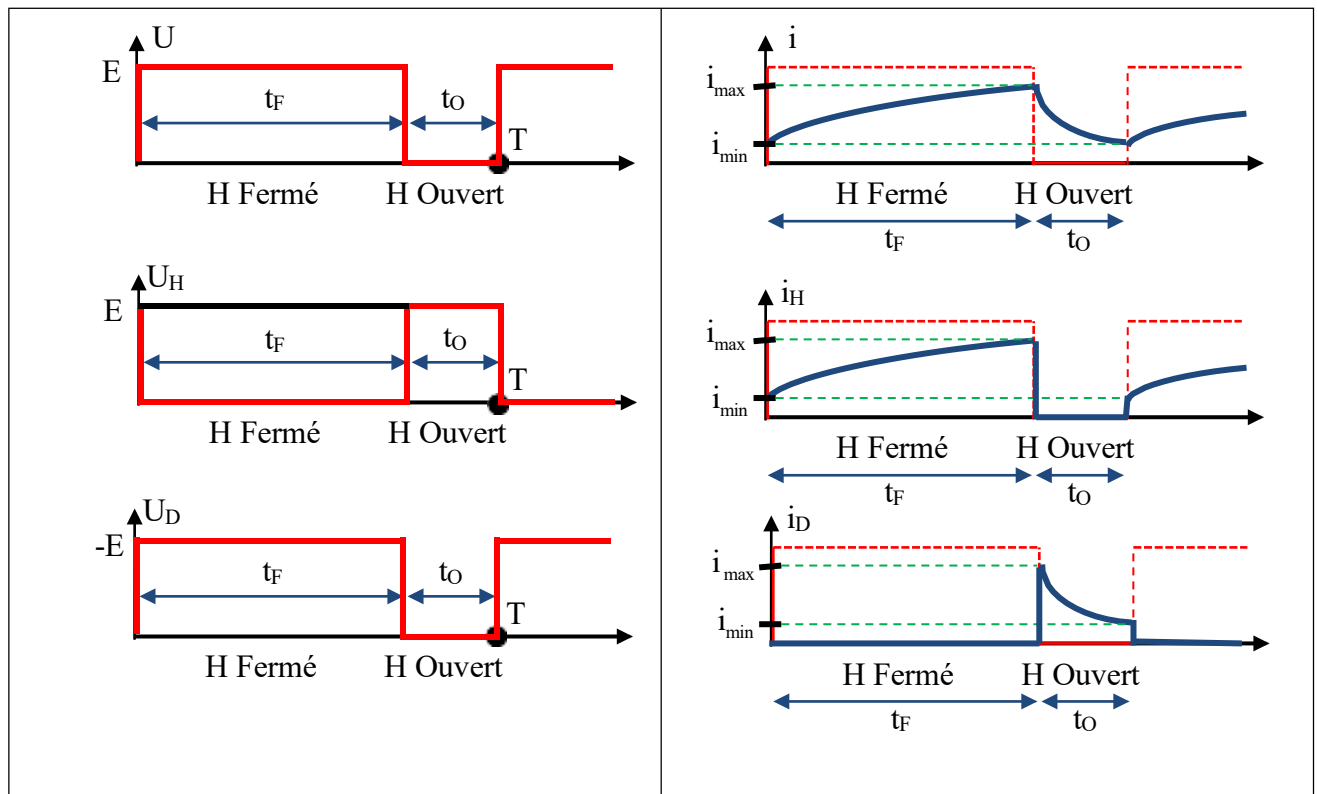
Si H ouvert: décharge d'inductance à travers la diode (période de roue libre).

H	Fermé ($0 \rightarrow \alpha T$) (t_F)	Ouvert ($\alpha T \rightarrow T$) (t_o)
D	D est bloquée	D est passante
U	E	0
U_H	0	E
U_D	-E	0
i	$U = Ri + \frac{Ldi}{dt} = E \rightarrow i = Ae^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E}{R}$	$U = Ri + \frac{Ldi}{dt} = 0 \rightarrow i = A'e^{-\frac{R}{L}t}$
i_H	$i_H = i$	0
i_D	0	$i_D = i$

NB: Les constantes sont déterminées à partir des conditions initiales.

On suppose à $t=0$, $i(0)=i_{\min}$ et $t=\alpha T$, $i(\alpha T)=i_{\max}$

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt \rightarrow U_{\text{moy}} = E\alpha$$



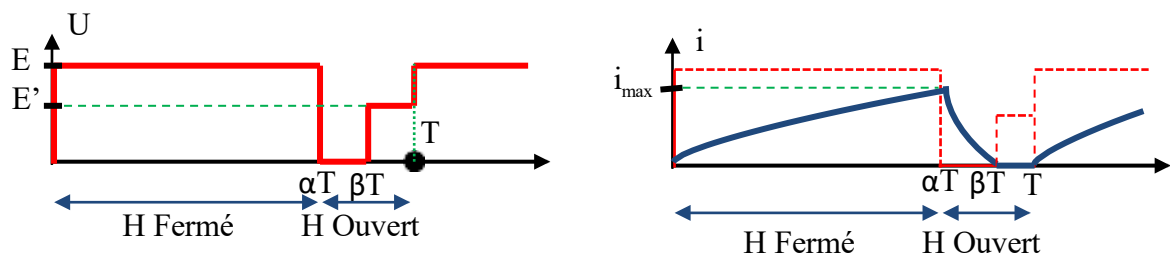
III.2.3 Charge résistive, inductive et f.e.m (E')

La charge est par exemple un moteur à courant continu (R, L et E'). On distingue donc deux types de fonctionnement selon que le courant dans la charge i est interrompu ou non.

III.2.3.1 Fonctionnement à courant interrompu (conduction discontinue)

H	Fermé ($0 \rightarrow \alpha T$)	Ouvert ($\alpha T \rightarrow \beta T$)	Ouvert ($\beta T \rightarrow T$)
D	D est bloquée	D fermée	D ouverte
U	E	0	E'
i	$E' + Ri + \frac{L di}{dt} = E \rightarrow$ $i = A e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E - E'}{R}$	$E' + Ri + \frac{L di}{dt} = 0 \rightarrow$ $i = A' e^{-\frac{R}{L}t} - \frac{E'}{R}$	0
i _H	$i_H = i$	0	0
i _D	0	$i_D = i$	0

NB : On suppose à $t=0$, $i(0)=0$ et $t=\alpha T$, $i(\alpha T)=i_{\max}$



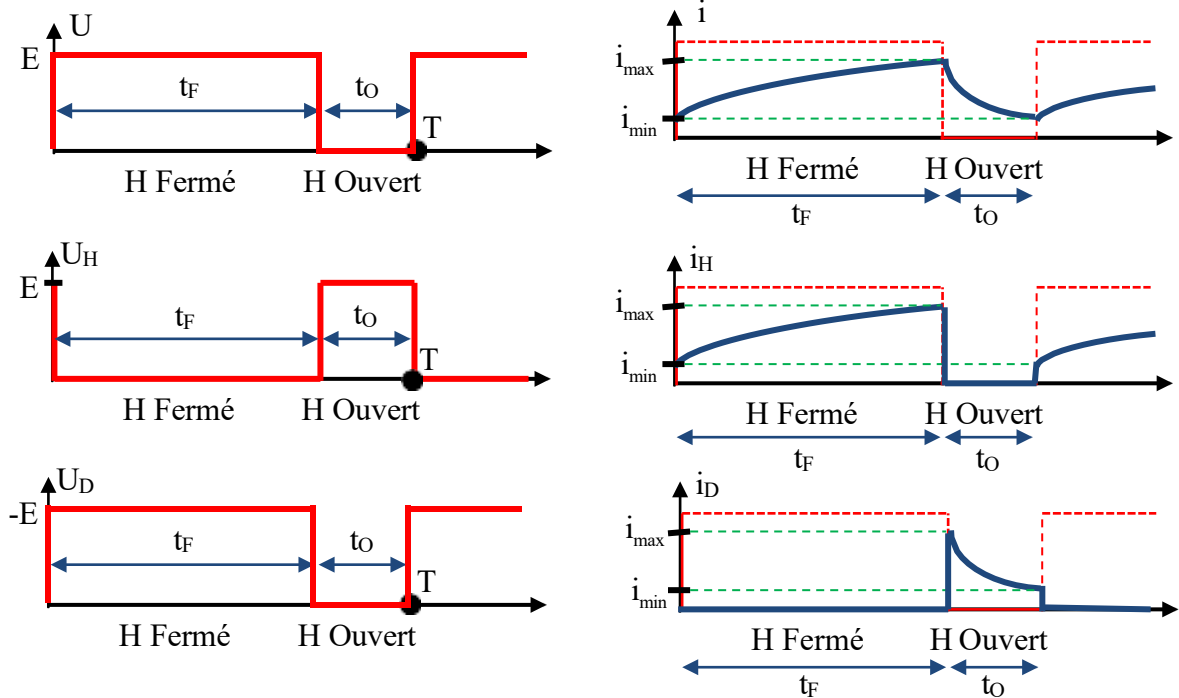
$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt + \int_{\beta T}^T E' dt \rightarrow U_{\text{moy}} = E\alpha + (1-\beta)E'$$

III.2.3.2 Fonctionnement à courant ininterrompu (conduction continue)

H	Fermé ($0 \rightarrow \alpha T$)	Ouvert ($\alpha T \rightarrow T$)
D	D est bloquée	D est passante
U	E	0
i	$E' + Ri + \frac{L di}{dt} = E \rightarrow$ $i = Ae^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E - E'}{R}$	$E' + Ri + \frac{L di}{dt} = 0 \rightarrow$ $i = Ae^{-\frac{R}{L}t} - \frac{E'}{R}$
i _H	$i_H = i$	0
i _D	0	$i_D = i$

NB: Les constantes sont déterminées à partir des conditions initiales.

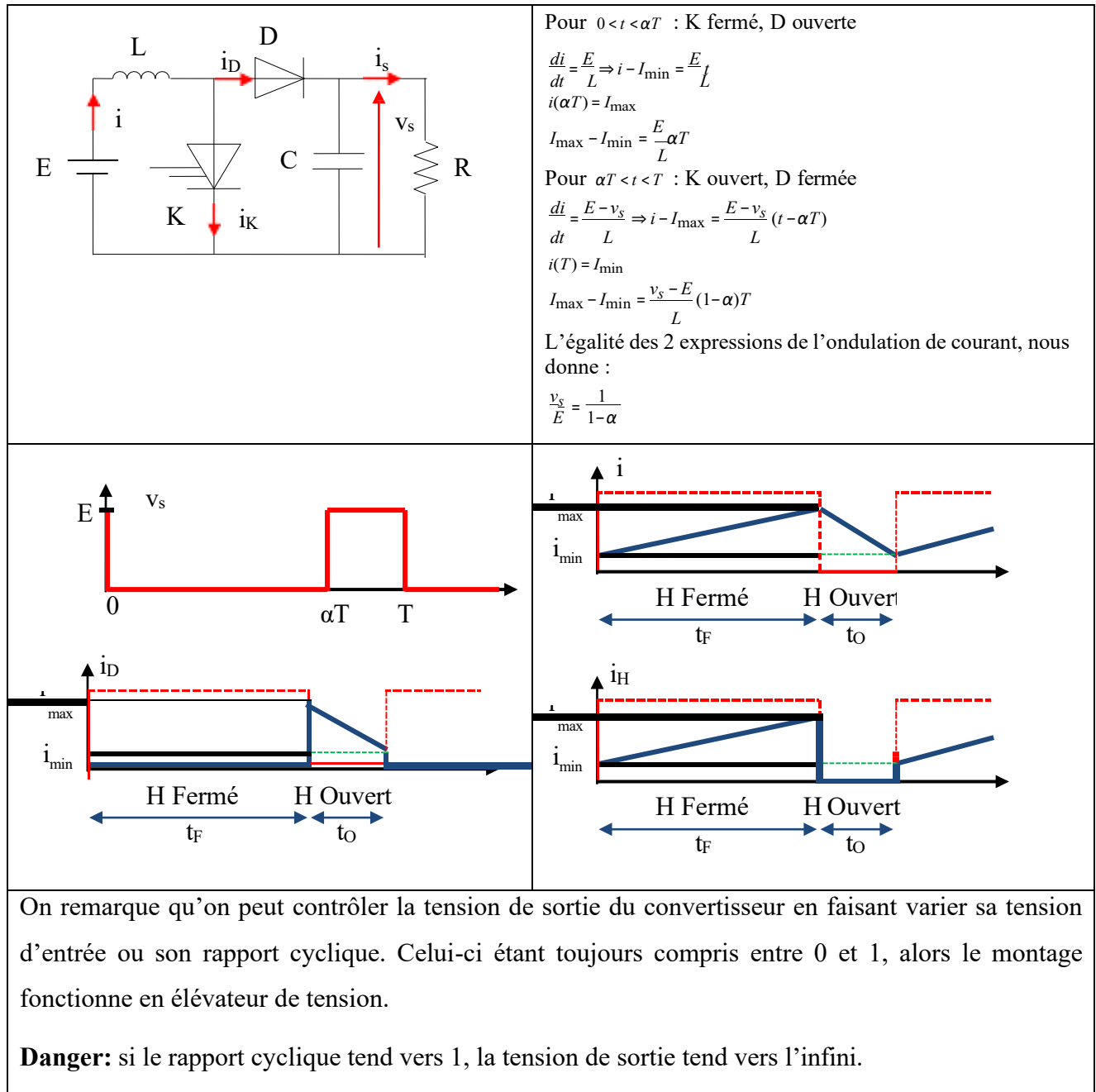
On suppose à $t=0$, $i(0)=i_{\min}$ et à $t=\alpha T$, $i(\alpha T)=i_{\max}$



$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt \rightarrow U_{\text{moy}} = E\alpha$$

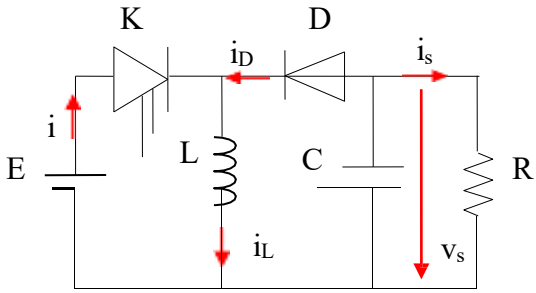
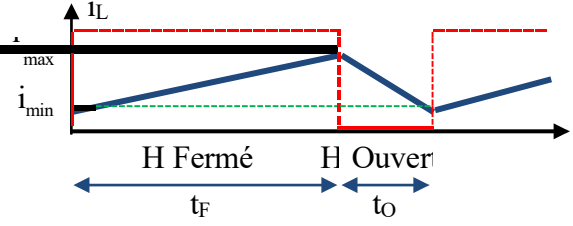
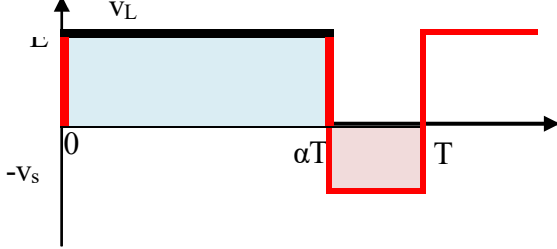
III.3 Hacheur parallèle (Boost)

Il est composé essentiellement d'un interrupteur K (comme IGBT ou MOSFET) et d'une diode D . L'interrupteur K est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de période de découpage fixe T et de rapport cyclique variable α . La conduction des deux interrupteurs est complémentaire, quand K est fermé D est ouverte ; et quand K est ouvert, D est fermée.



III.3 Hacheur série-parallèle (Buck-boost)

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élévateur-inverseur en tension.

	Pour $0 < t < \alpha T$: K fermé, D ouverte $\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \Rightarrow i_L - I_{\min} = \frac{E}{L} t$ $i_L(\alpha T) = I_{\max}$ $I_{\max} - I_{\min} = \frac{E}{L} \alpha T$ Pour $\alpha T < t < T$: K ouvert, D fermée $\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_s}{L} \Rightarrow i_L - I_{\max} = \frac{-v_s}{L} (t - \alpha T)$ $i_L(T) = I_{\min}$ $I_{\max} - I_{\min} = \frac{v_s}{L} (1 - \alpha) T$ L'égalité des 2 expressions de l'ondulation de courant, nous donne : $\frac{v_s}{E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$
	 C suffisamment grande pour maintenir la tension presque constante $v_s = V_s$. On peut retrouver le rapport de transformation autrement : $v_{L\text{moy}} = E\alpha T + (-V_s)(1 - \alpha)T = 0$
Le montage fonctionne en abaisseur de tension pour $\alpha < 0.5$ et en élévateur de tension pour $\alpha > 0.5$.	

III.4 Hacheur 2 quadrants réversible en courant

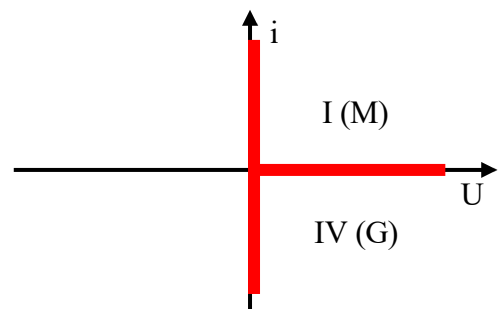
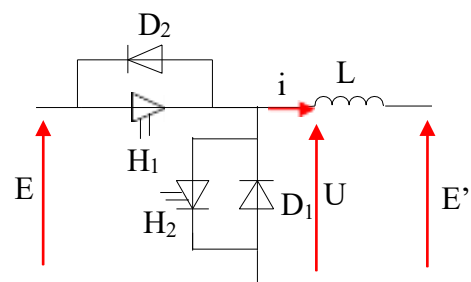
Un hacheur deux quadrants associe un hacheur série (H_1 et D_1) et un hacheur parallèle (H_2 et D_2). Il est réversible en courant mais pas en tension ; l'énergie est transférée de la source de tension continue vers la source de courant continu si $I_s > 0$, et réciproquement si $I_s < 0$.

– de $t = 0$ à $t = \alpha T$, K_1 est fermé et K_2 ouvert ; – de $t = \alpha T$ à $t = T$, K_1 est ouvert et K_2 fermé. On trouve : $U_{\text{moy}} = \alpha E$

Exemple :

Moteur / frein avec sens de rotation constant.

- si H_1 , D_1 passants : hacheur série, machine en

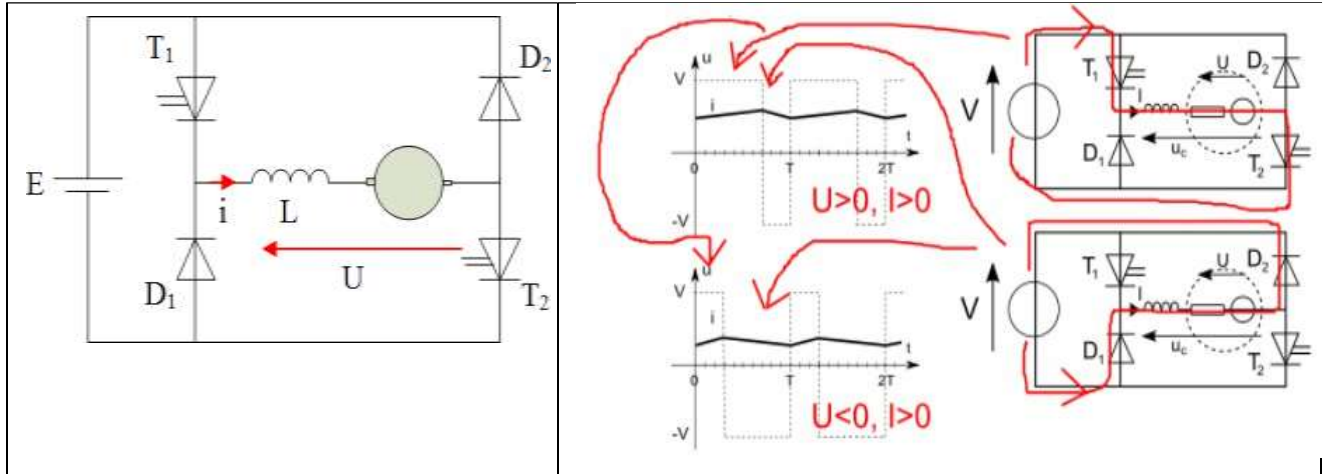


mode moteur, ($U_{\text{moy}} > 0$ & $i_{\text{moy}} > 0 \rightarrow \Omega(+)$)

- si H_2, D_2 passants : hacheur parallèle, machine en mode génératrice ($U_{\text{moy}} > 0$ & $i_{\text{moy}} < 0 \rightarrow \Omega(+)$)

III.5. Hacheur 2 quadrants réversible en tension

La structure ci-dessous permet la réversibilité en tension.



$$U_{\text{moy}} = (2\alpha - 1)E$$

Exemple :

Moteur / frein avec changement de sens de rotation.

- si $\alpha > \frac{1}{2}$: hacheur série, machine en mode moteur (

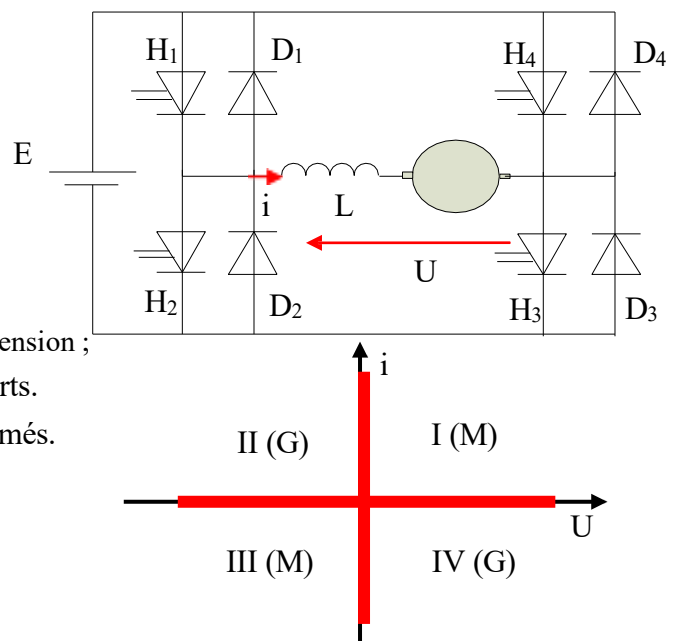
$$U_{\text{moy}} > 0 \text{ et } i_{\text{moy}} > 0 \rightarrow \Omega(+)$$

- si $\alpha < \frac{1}{2}$: hacheur série, machine en mode génératrice ($U_{\text{moy}} < 0$ et $i_{\text{moy}} > 0 \rightarrow \Omega(-)$)

III.6. Hacheur 4 quadrants réversible en tension et en courant

Un hacheur quatre quadrants associe deux hacheurs demi-pont. Il est réversible en courant et en tension ;

- de 0 à αT , K_1 et K_3 fermés, K_2 et K_4 ouverts.
- de αT à T , K_1 et K_3 ouverts, K_2 et K_4 fermés.



Chapitre IV

Les triacs et conversion AC/AC directe

1 Introduction

On désigne sous le nom de gradateurs tous les convertisseurs statiques qui, alimenté sous une tension sinusoïdale, il donne à sa sortie une tension alternative :

- de même fréquence que la tension d'entrée;
- de valeur efficace réglable.

Il est constitué par un ensemble de deux thyristors connectés en parallèle inverse (tête-bêche). Les deux thyristors doivent être commandés avec le même angle de retard α pour obtenir une tension alternative de valeur moyenne nulle. Pour les faibles puissances, les deux thyristors sont remplacés par un triac.

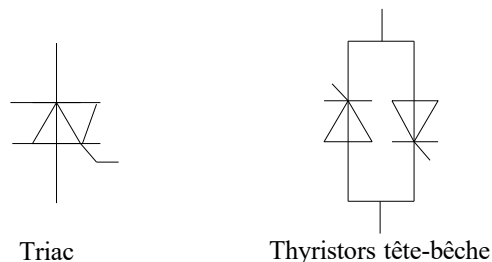


Figure 1: Symbole

➤ Commande des thyristors

Deux modes de commande de l'énergie transférée à la source sont possibles :

- ✓ **commande par la phase**: la variation de la valeur efficace U est obtenue en agissant sur l'angle de retard α .
- ✓ **Commande par train d'ondes** : les deux thyristors sont commandés plein onde pendant p périodes de la tension V puis sont bloqués pendant p' période, la variation de p/p' permet de commander la tension efficace.

N.B: cette deuxième commande est peu adaptée à la variation de vitesse aussi nous limiterons à présenter la première commande pour différents charge.

Il existe 2 types de gradateur :

- Gradateur monophasé ;
- Gradateur triphasé.

IV.2 Gradateurs monophasés

IV.2.1 Charge résistive

À partir d'un montage (figure 2), nous pouvons observer l'allure de la tension aux bornes de la charge.

Le circuit est alimenté sous une tension alternative monophasée ($V = V_m \sin(\omega t)$). Il comporte deux thyristors montés "tête-bêche" anti-parallèle (Th_1 et Th_2) et une charge résistive R .

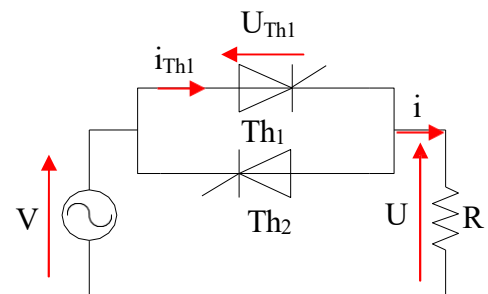
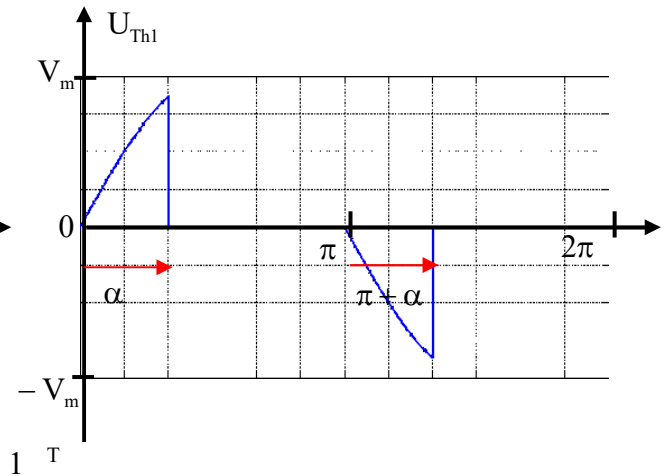
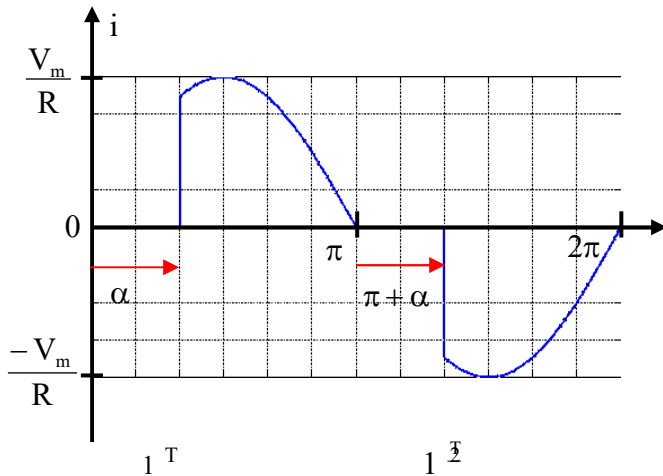
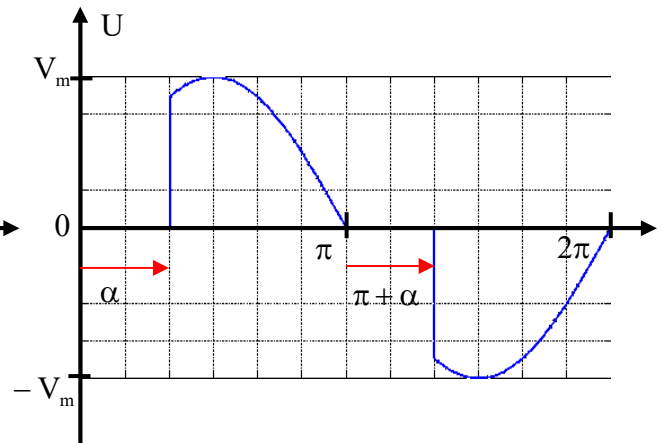
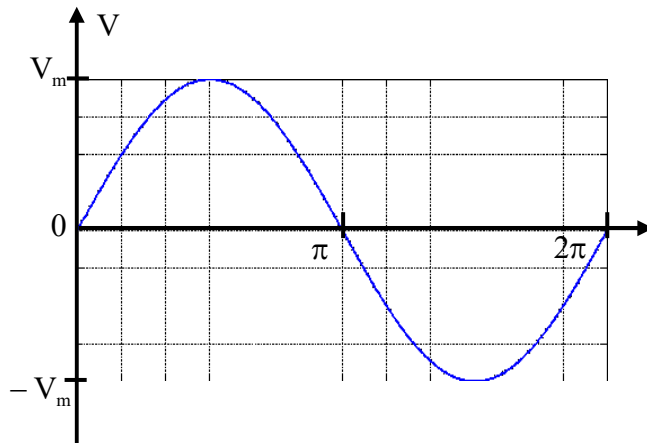


Figure 2: Schéma du gradateur monophasé (Charge résistive)

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \alpha$	$\alpha \rightarrow \pi$
Thyristors passants	/	Th ₁
Tension U	U=0	U=V
Courant i	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$
Tension aux bornes du thyristor Th ₁	U _{Th1} =V	U _{Th1} =0

Intervalles	$\pi \rightarrow \alpha + \pi$	$\alpha + \pi \rightarrow 2\pi$
Thyristors passants	/	Th ₂
Tension U	U=0	U=V
Courant i	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$
Tension aux bornes du thyristor Th ₁	U _{Th1} =V	U _{Th1} =0



$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2} + \alpha}^T V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = 0$$

$$i_{\text{moy}} = 0$$

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+\alpha}^T V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow$$

$$U_{\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

$$i_{\text{eff}} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

IV.2.2 Charge résistive et inductive

La charge résistive est remplacée par une charge à caractère inductif composée d'une résistance R et d'une inductance L.

Même fonctionnement que précédemment sauf que l'instant d'extinction du courant de charge diffère du cas précédemment.

Expression de courant de charge : pendant la conduction des thyristors on a :

$$V = Ri + \frac{L di}{dt} = V_m \sin(\omega t) \Rightarrow i = Ae^{-\frac{R}{L}t} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$$

Avec: $I_m = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$, $\tan(\varphi) = \frac{L\omega}{R}$, $\omega t = \theta$,

$$A = ? i\left(\frac{\alpha}{\omega}\right) = 0 \Rightarrow A = -I_m \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R\alpha}{L\omega}}$$

$$\text{Donc: } i = I_m \sin(\varphi - \alpha) e^{\frac{R\alpha}{L\omega}} e^{-\frac{R}{L}t} + I_m \sin(\omega t - \varphi) = I_m \sin(\varphi - \alpha) e^{-\frac{R}{L}\left(t - \frac{\alpha}{\omega}\right)} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$$

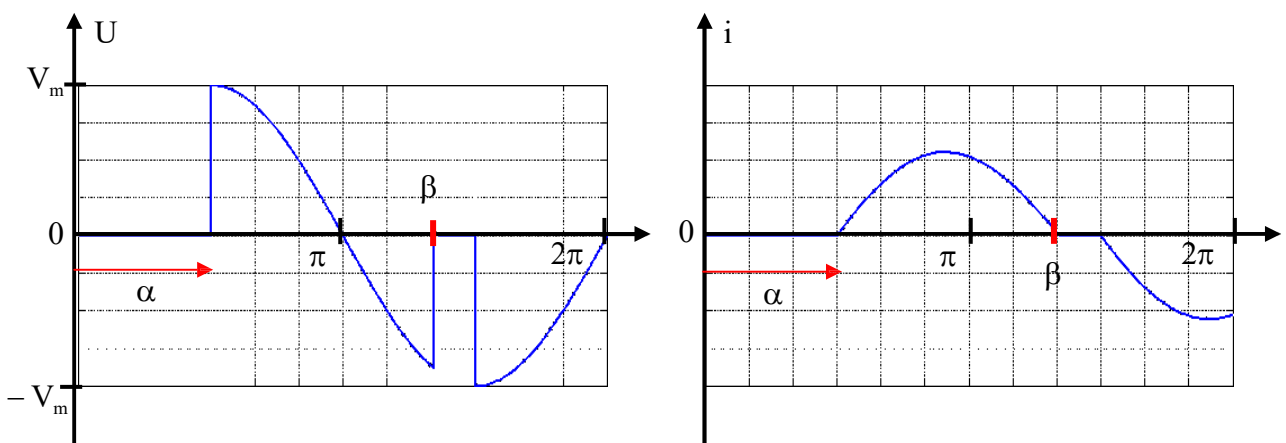
L'instant de blocage du Th₁ est déterminé par l'équation: $i\left(\frac{\beta}{\omega}\right) = 0$,

$$\text{Telle que : } \sin(\beta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{L}\left(\frac{\beta}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega}\right)}$$

Selon la nature de la charge (φ) on peut discuter 3 cas selon l'équation précédente.

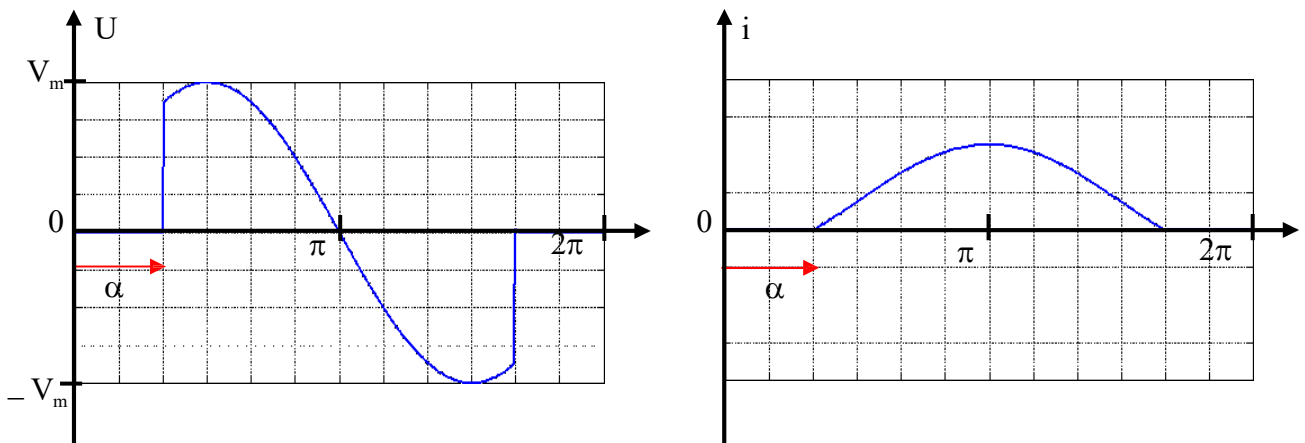
- **1^{er} cas:** $\alpha > \varphi$: alors $\sin(\alpha - \varphi) > 0 \Rightarrow \sin(\beta - \varphi) > 0$ et $\beta - \varphi < \pi$.

Alors $\beta < \pi + \varphi < \pi + \alpha$ par suite Th₁ se bloque avant l'amorçage de Th₂ et on se trouve dans un fonctionnement normal du gradateur.



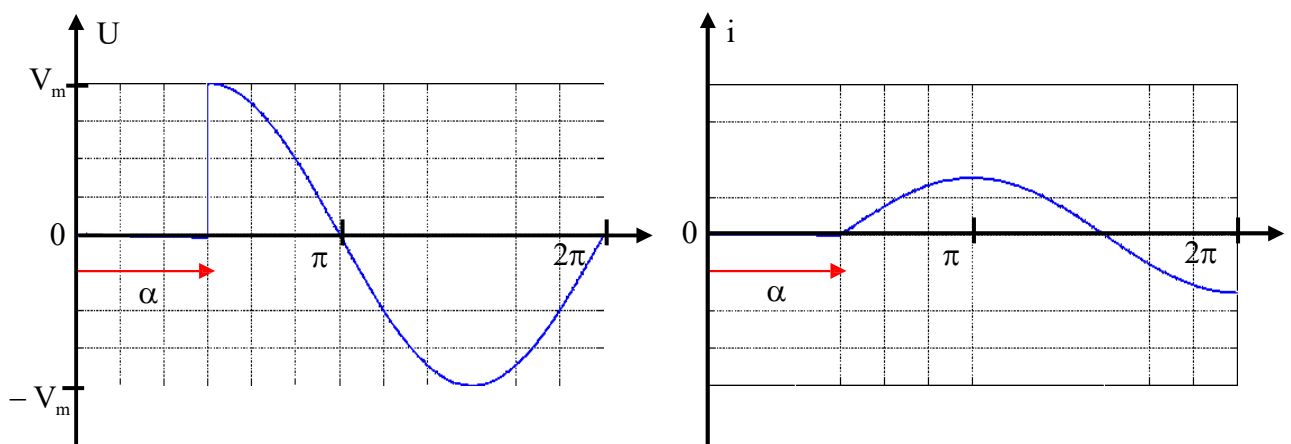
- **2^{ème} cas:** $\alpha = \varphi \Rightarrow \beta = \pi + \alpha$: chaque thyristor conduit une $\frac{1}{2}$ période et le gradateur fonctionne en pleine onde.
- **3^{ème} cas:** $\alpha < \varphi$ même raisonnement que précédemment et on trouve $\beta > \pi + \alpha$, Le fonctionnement du gradateur dépend de la nature des signaux appliqués aux gâchettes.
- **Impulsions de courte durée :**

Le thyristor Th_2 ne peut pas s'amorcer, le courant va s'annuler. Le thyristor Th_1 pourra être réamorcé à l'instant $T + \alpha$: les valeurs moyennes de la tension et de l'intensité de sortie ne sont pas nulles, le gradateur fonctionne en redresseur mono alternance.



- **Impulsions de longue durée :**

Le thyristor Th_2 s'amorce lorsque le courant devient négatif. Au bout d'un certain temps, le régime transitoire disparaît, le courant devient sinusoïdal: le gradateur se comporte comme un interrupteur fermé, l'action sur l'angle de retard à l'amorçage est inopérante tant que $\alpha < \varphi$.



IV.3 Gradateur triphasé

En groupant 3 montages élémentaires monophasés, on constitue un gradateur triphasé qui sera largement utilisé dans l'industrie où les charges sont souvent triphasées. L'application principale de ce gradateur se situe au niveau du démarrage électronique des moteurs asynchrones.

IV.3.1 Gradateurs triphasés tout thyristors (en étoile)

IV.3.1.1 Charge résistive

On choisit une représentation en étoile de l'alimentation et de la charge.

Il existe trois modes de conduction suivant la valeur de :

- 1^{er} mode : $0 \leq \psi < \frac{\pi}{3}$
- 2^{ème} mode : $\frac{\pi}{3} \leq \psi < \frac{\pi}{2}$
- 3^{ème} mode : $\frac{\pi}{2} \leq \psi < \frac{5\pi}{6}$

1^{er} mode : $0 \leq \psi < \frac{\pi}{3}$

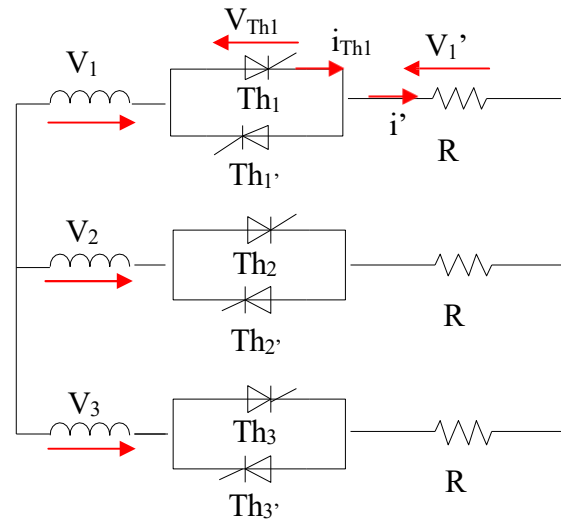


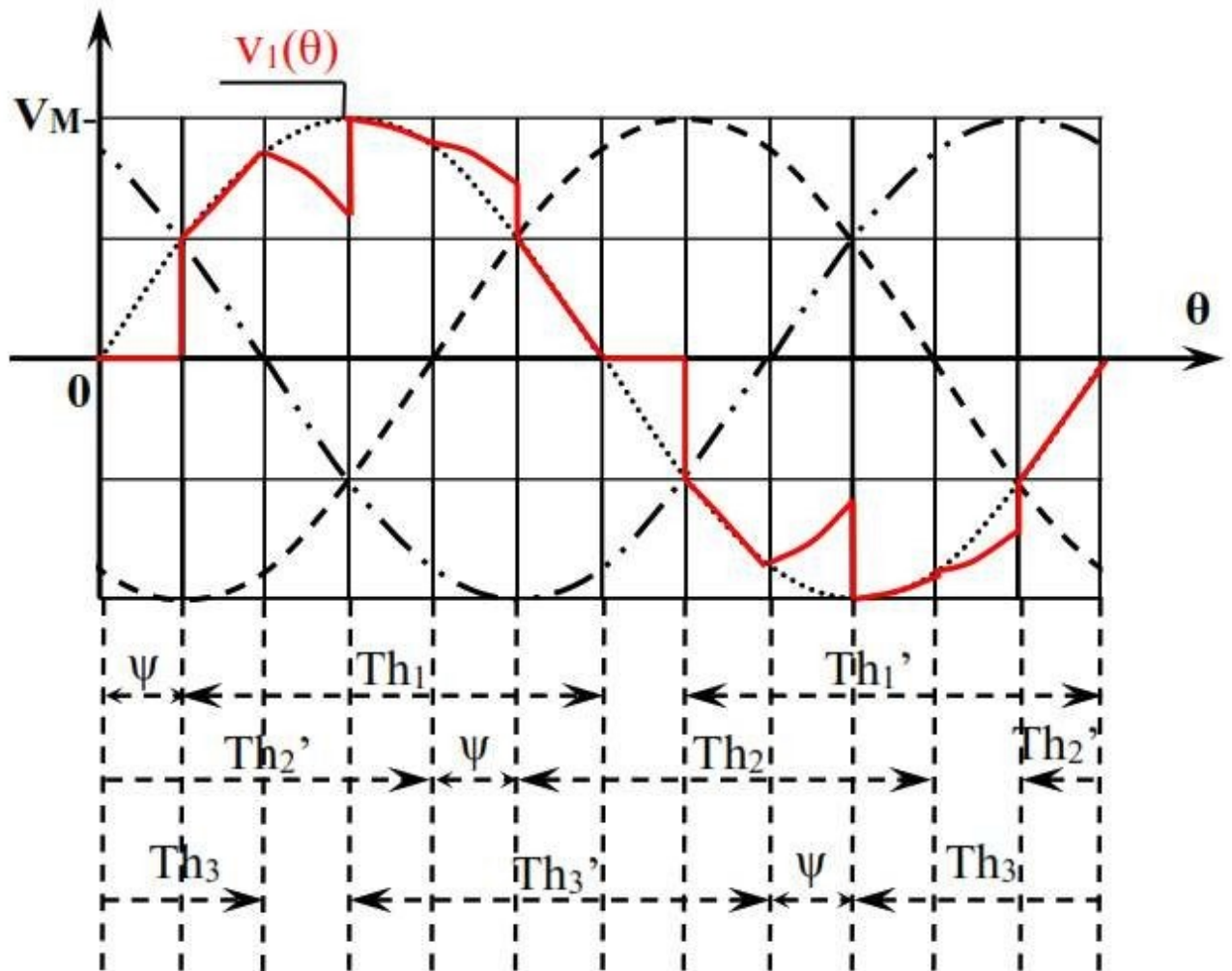
Figure 4: gradateurs triphasés tout thyristors (en étoile) (Charge résistive)

Ce mode est caractérisé par la conduction de 2 ou 3 éléments (thyristors).

Thyristors	Intervalles de conduction
Th ₁	$\alpha \rightarrow \pi$
Th ₁ '	$\pi + \alpha \rightarrow 2\pi$
Th ₂	$\frac{2\pi}{3} + \alpha \rightarrow \frac{5\pi}{3}$
Th ₂ '	$0 \rightarrow \frac{2\pi}{3}$ et $\frac{5\pi}{3} + \alpha \rightarrow 2\pi$
Th ₃	$\frac{4\pi}{3} + \alpha \rightarrow 2\pi$ et $0 \rightarrow \frac{\pi}{3}$
Th ₃ '	$\frac{\pi}{3} + \alpha \rightarrow \frac{4\pi}{3}$

Exemple : $\psi = \frac{\pi}{6}$

Intervalles	$\alpha \rightarrow \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \rightarrow \frac{\pi}{3} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₁ , Th ₂ ' et Th ₃	Th ₁ et Th ₂ '
Tension (V ₁ ')	$V_1' = V_1$	$V_1' = \frac{V_1 - V_2}{2}$

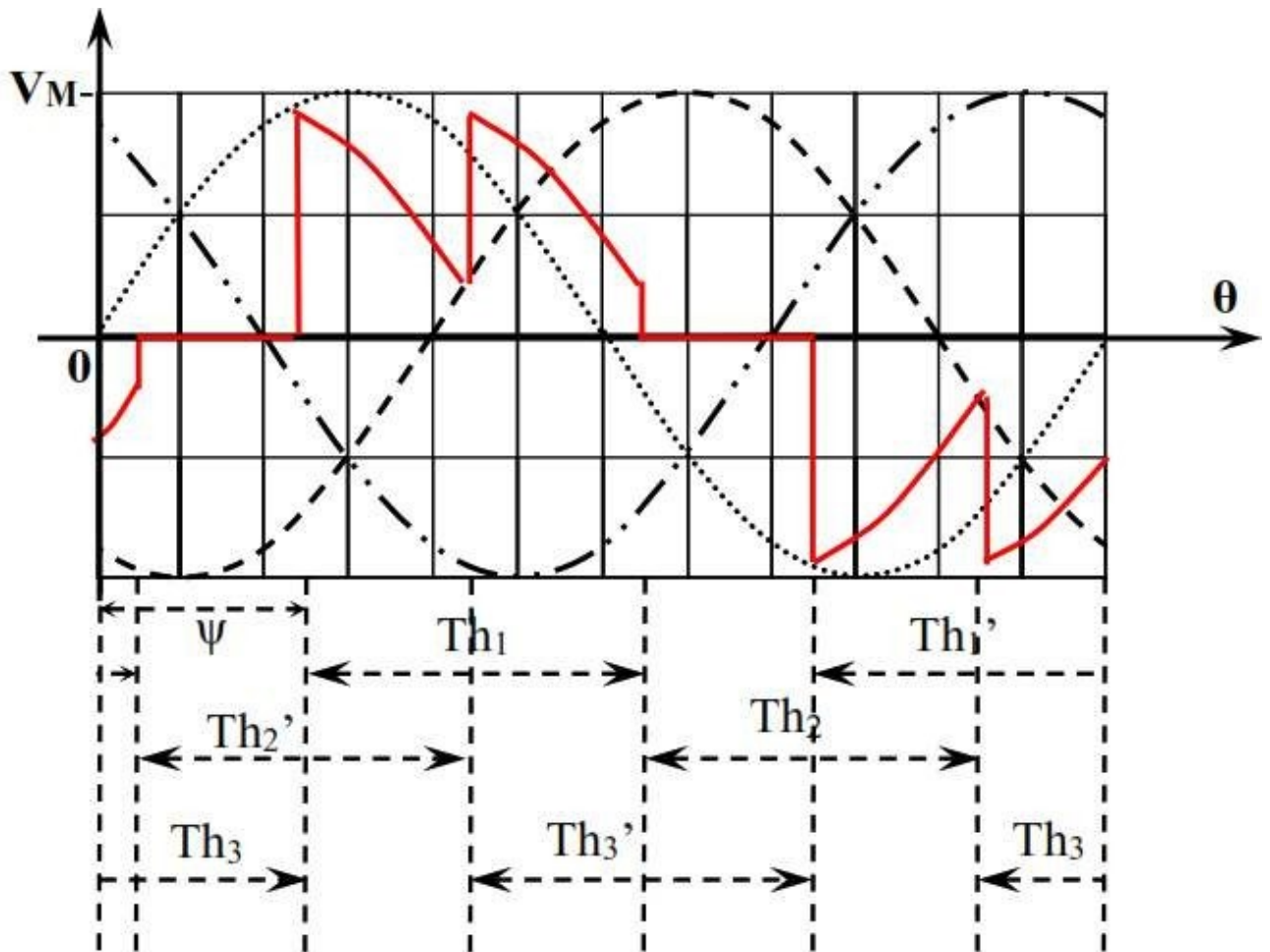


2^{ème} mode : $\frac{\pi}{3} \leq \psi < \frac{\pi}{2}$

Ce mode est caractérisé par la conduction de 2 thyristors.

Intervalles	$\alpha \rightarrow \frac{\pi}{3} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₁ , Th ₂ '
Tension (V ₁ ')	$V_1' = \frac{V_1 - V_2}{2}$

Exemple: $\psi = \frac{5\pi}{12}$

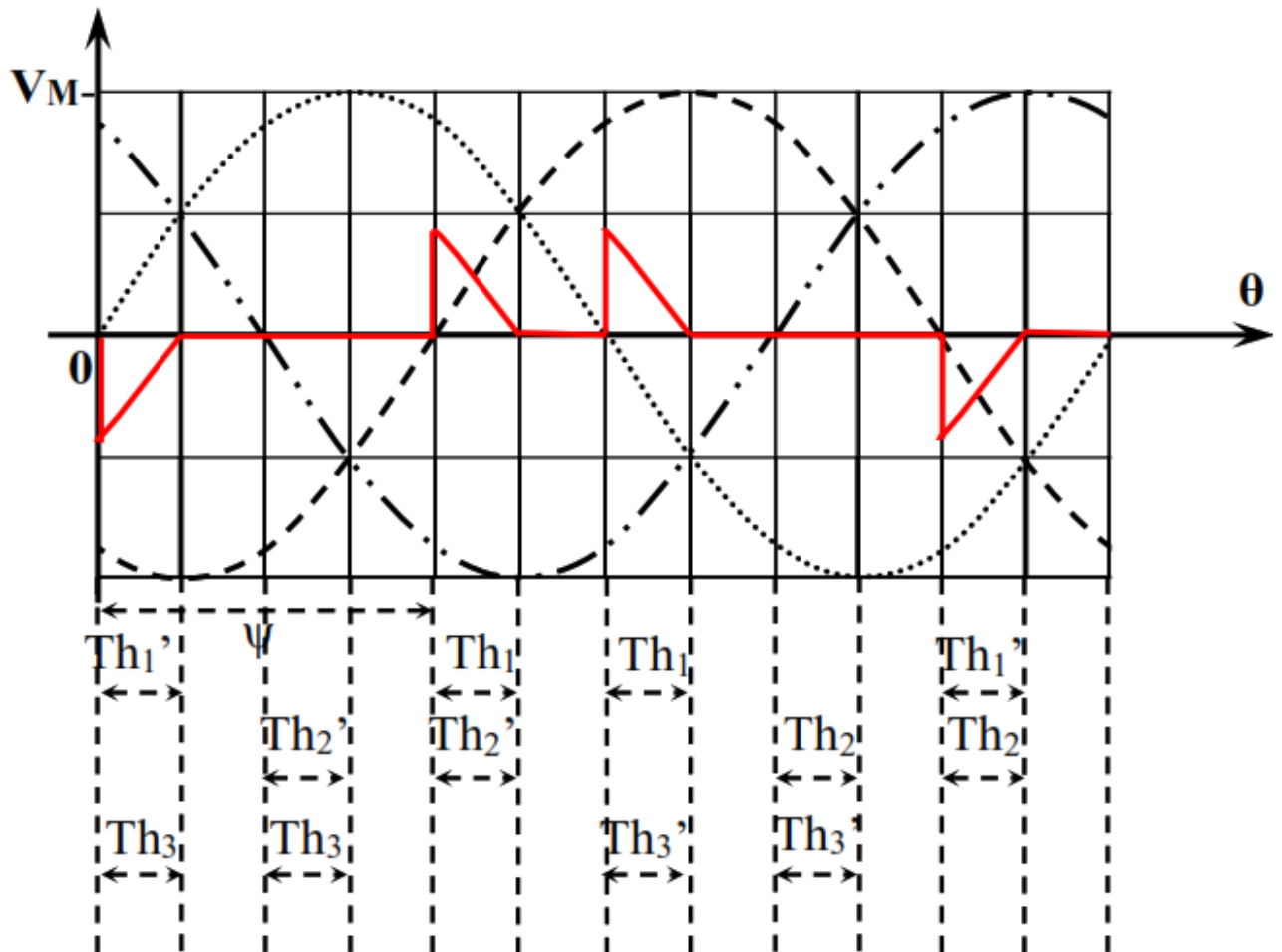


3^{ème} mode : $\frac{\pi}{2} \leq \psi < \frac{5\pi}{6}$

Ce mode est caractérisé par la conduction de 0 ou 2 thyristors.

Intervalles	$\psi \rightarrow \frac{5\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3} \rightarrow \frac{\pi}{3} + \psi$
Thyristors passants	Th ₁ et Th ₂ '	aucun thyristor
Tension (V ₁ ')	$V_1' = \frac{V_1 - V_2}{2}$	V ₁ ' = 0

- **Exemple:** $\psi \rightarrow \frac{4\pi}{6}$

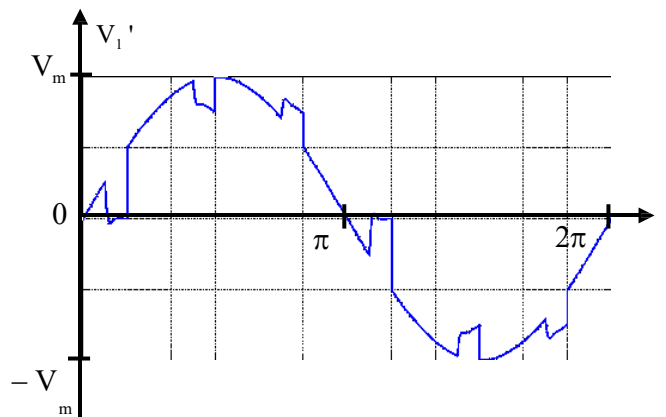


IV.3.1.2 Charge résistive et inductive

La charge est formée par une résistance R en série avec une inductance L.

N.B: le mode 2 ne peut pas exister pour ce type de récepteur.

Exemple: 1^{er} mode $\psi = \frac{\pi}{6}$



IV.3.2 Applications des gradateurs

Le gradateur monophasé est utilisé pour faire varier la luminosité de lampes d'éclairage dans un domaine de puissance allant de 100W jusqu'à 10kW environ ainsi que pour régler le courant dans d'autres appareils monophasés, comme cuisinières, appareils de chauffage électriques, etc.

On utilise le gradateur triphasé pour les mêmes applications, mais à des puissances plus élevées. De plus, on peut alimenter des moteurs asynchrones à tension statorique variable, permettant ainsi de faire varier, dans une certaine mesure, les vitesses de ces moteurs.

Chapitre V

Convertisseurs courant continu - courant alternatif

V.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique qui permet une conversion de la grandeur d'entrée continue, en grandeur de sortie alternative. Il est autonome lorsqu'il impose sa propre fréquence à la charge (fréquence est indépendante de la sortie).

Il est construit des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture:

- transistor
- thyristor avec un circuit d'extinction du courant

contrairement à l'onduleur assisté qui peut être construit de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est naturelle.

Un interrupteur électronique est généralement unidirectionnel, pour permettre au courant de circuler dans le deux sens on place une diode en *antiparallèle*.

Les onduleurs peuvent être monophasés ou triphasés suivant l'application désirée. Pour chacun d'eux, on distingue :

- **les onduleurs de courant:** la source d'entrée est une source de courant, la source de sortie est une source de tension.
- **les onduleurs de tension:** la source d'entrée est une source de tension, la source de sortie est une source de courant.

On se propose dans ce chapitre d'étudier les onduleurs autonomes. Ces derniers fixent eux-mêmes la fréquence et la valeur efficace de leur tension de sortie.

V.2 Onduleur de tension monophasé

V.2.1 Onduleur à point milieu (à deux interrupteurs)

V.2.1.1 Charge résistive

Pour obtenir une tension alternative, la tension aux bornes de la charge doit prendre successivement les valeurs $+E$ et $-E$ pendant des durées égales et de façon périodique. Pour cela, K_1 et K_2 sont commandés à la fermeture et à l'ouverture. Il existe plusieurs types de commande; (commande symétrique, commande décalée.....).

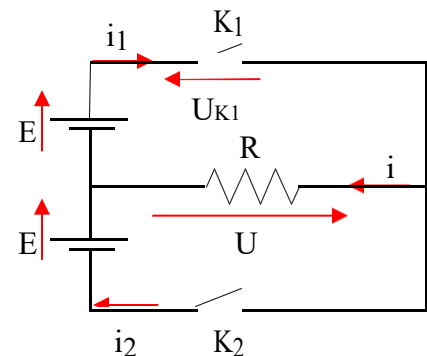


Figure 2.1: Onduleur de tension monophasé à point milieu (Charge résistive)

Chaque interrupteur est formé d'un transistor et une diode en antiparallèle comme le montre la figure (2.2).

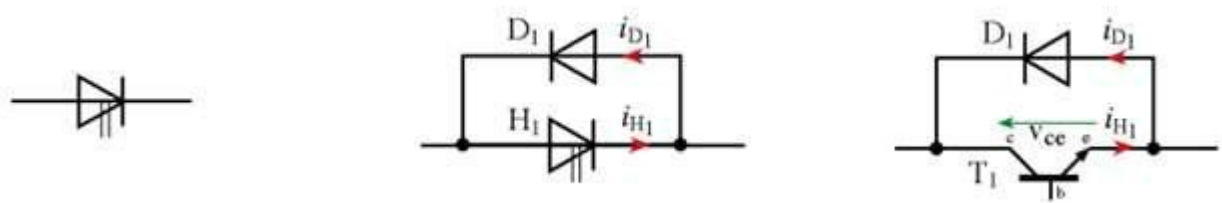


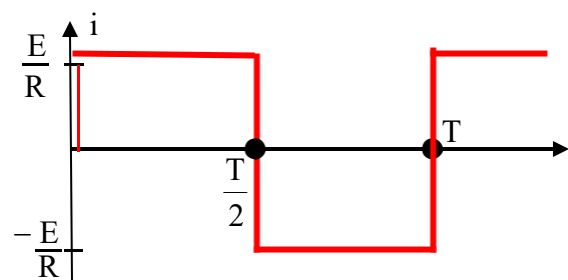
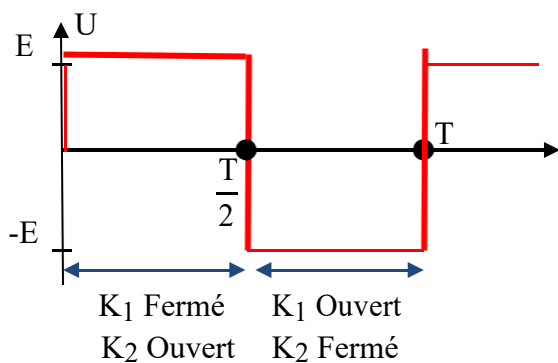
Figure 2.2: Interrupteurs électroniques

V.2.1.1.1 Commande symétrique

Il s'agit d'actionner alternativement les interrupteurs K_1 et K_2 durant des intervalles de temps réguliers.

a) Analyse du fonctionnement

	$\left(0 \rightarrow \frac{T}{2} \right)$	$\left(\frac{T}{2} \rightarrow T \right)$
K_1	Fermé	Ouvert
K_2	Ouvert	Fermé
U	E	$-E$
U_{K1}	0	$2E$
I	$\frac{E}{R}$	$-\frac{E}{R}$
i_{K1}	$\frac{E}{R}$	0



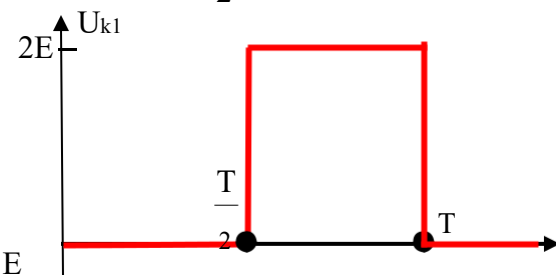
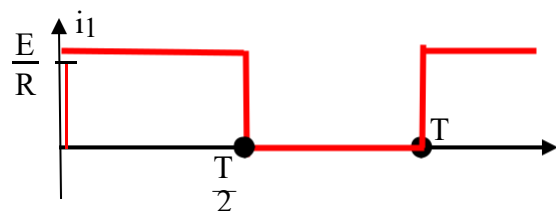
b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T -E dt = 0$$

$$i_{\text{moy}} = 0$$

c) Valeur efficace

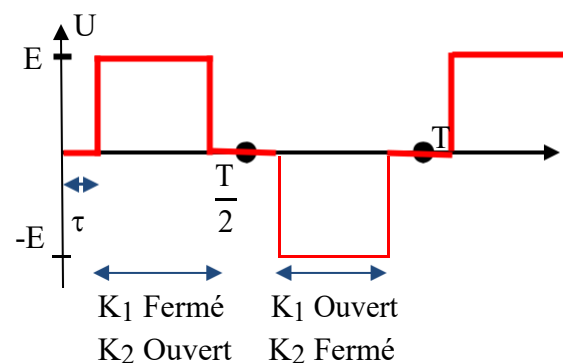
$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T E^2 dt} = E$$



V.2.1.1.2 Commande décalée

La commande de K_1 et K_2 est décalée par τ (par rapport à la commande précédente).

L'idéal serait d'obtenir une tension de sortie U de forme sinusoïdale. La commande décalée fournit un signal plus proche de la forme sinusoïdale que la commande précédente.



a) Analyse du fonctionnement

	$(0 \rightarrow \tau)$	$\left(\tau \rightarrow \frac{T}{2} \right)$	$\left(\frac{T}{2} - \tau \rightarrow \frac{T}{2} \right)$	$\left(\frac{T}{2} \rightarrow T - \tau \right)$
K ₁	Ouvert	Fermé	Ouvert	Ouvert
K ₂	Ouvert	Ouvert	Ouvert	Fermé
U	0	E	0	-E

b) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\tau} E^2 dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}-\tau}^{\frac{T}{2}} E^2 dt} = E \sqrt{\frac{2\tau}{T}}$$

V.2.1.2 Charge résistive et inductive

V.2.1.2.1 Commande symétrique

La charge résistive est remplacée par une charge à caractère inductif composée d'une résistance R et d'une inductance L, figure (2.3).

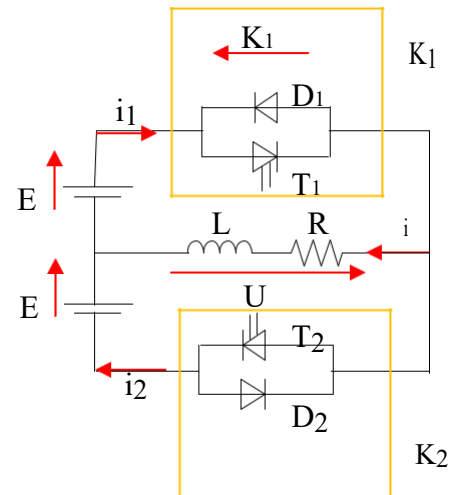
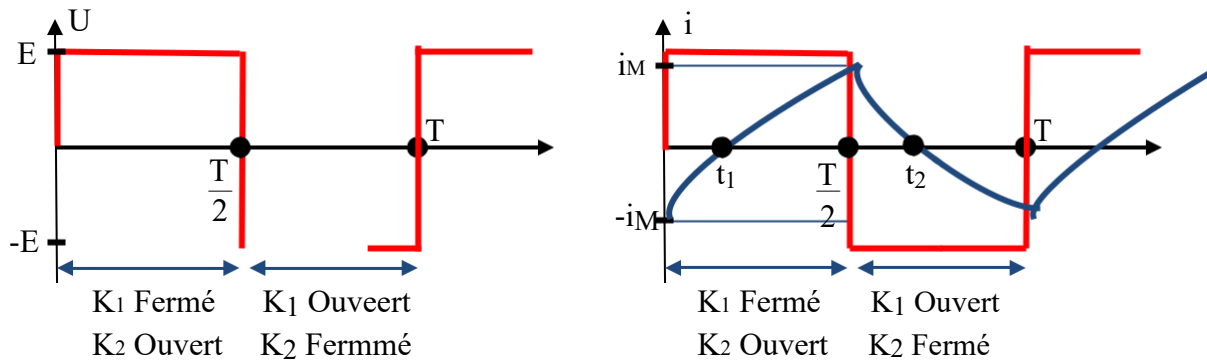


Figure 2.3: Onduleur de tension monophasé à point milieu (Charge résistive et inductive)

a) Analyse du fonctionnement

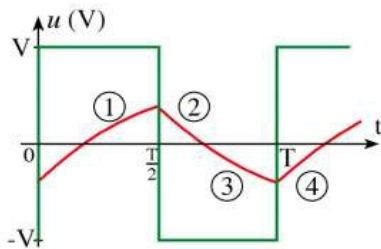
	$(0 \rightarrow t_1)$	$\left(t_1 \rightarrow \frac{T}{2} \right)$	$\left(\frac{T}{2} \rightarrow t_2 \right)$	$(t_2 \rightarrow T)$
K ₁	Fermé	Fermé	Ouvert	Ouvert
K ₂	Ouvert	Ouvert	Fermé	Fermé
T ₁	Bloqué	passant	bloqué	bloqué
D ₁	Passante	bloquée	bloquée	bloquée
T ₂	Bloqué	bloqué	bloqué	passant
D ₂	Bloquée	bloquée	passante	bloquée
U	E	E	-E	-E
I	$E = Ri + \frac{L di}{dt} \Rightarrow i = A e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E}{R}$ $i = \left(-i_M + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E}{R}$		$-E = Ri + \frac{L di}{dt} \Rightarrow i = A e^{-\frac{R}{L}t} - \frac{E}{R}$ $i = \left(i_M + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t} - \frac{E}{R}$	

On suppose à $t=0$, $i(0)=-i_M$ et $t=\frac{T}{2}$, $i(\frac{T}{2})=i_M$



On constate un échange d'énergie entre la source et la charge dans les deux sens. En effet, une partie de l'énergie fourni à la charge est stockée dans l'inductance puis restituée à la source : on dit qu'il y a récupération d'énergie.

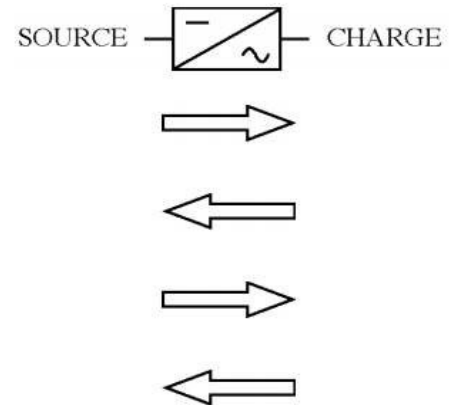
Chronogrammes :



Analyse :

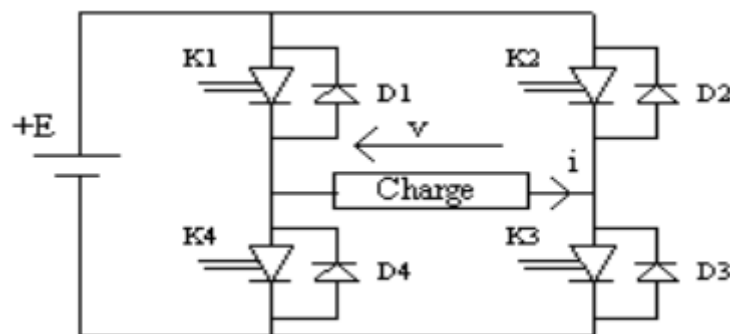
- ① $u > 0$
 $i > 0$
- ② $u < 0$
 $i > 0$
- ③ $u < 0$
 $i < 0$
- ④ $u > 0$
 $i < 0$

Sens du transfert d'énergie :

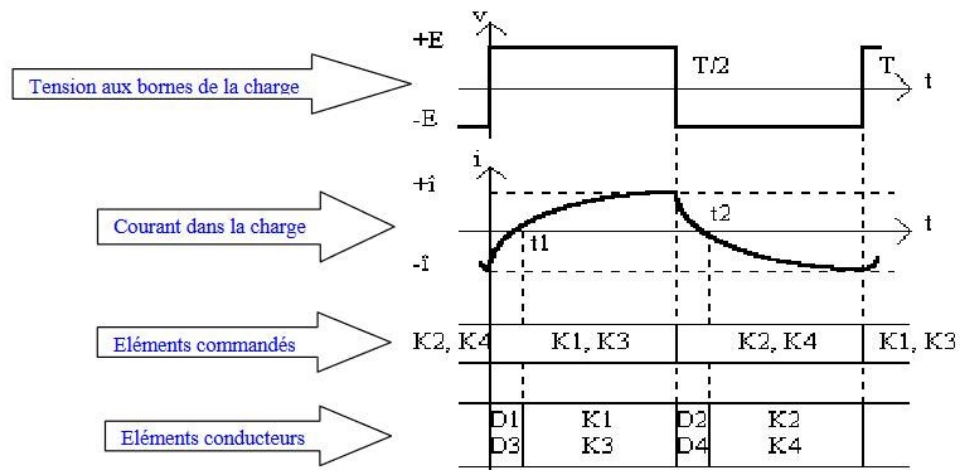


V.2.2 Onduleur en pont (4 interrupteurs)

L'onduleur en pont est formé de quatre interrupteurs montés en pont de Grätz. Les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. Chaque interrupteur est formé d'un composant commandable et d'une diode en antiparallèle.



V.2.2.1 Commande symétrique sur charge R, L



a) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} E dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T -E dt = 0$$

$$i_{\text{moy}} = 0$$

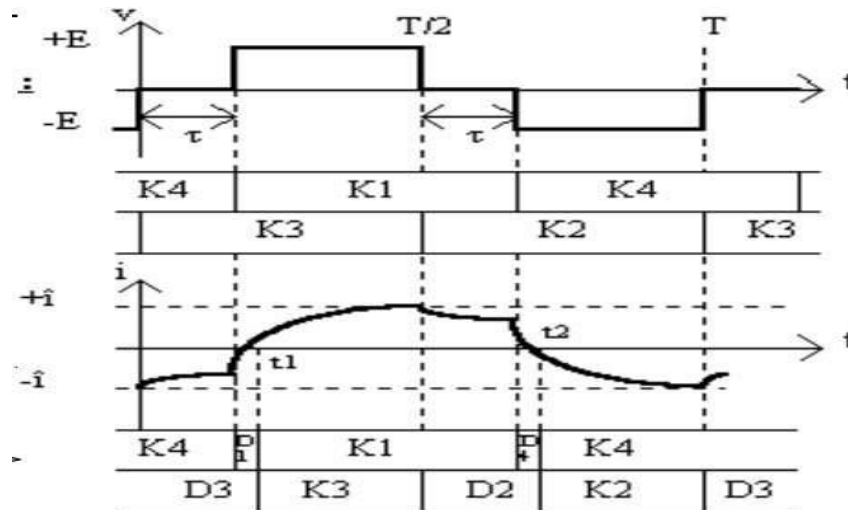
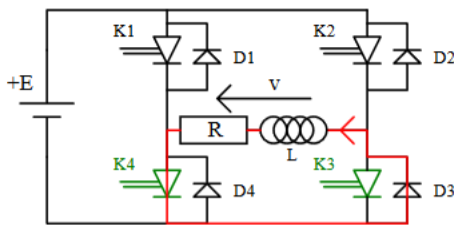
b) Valeur efficace

$$U_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} E^2 dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T E^2 dt} = E$$

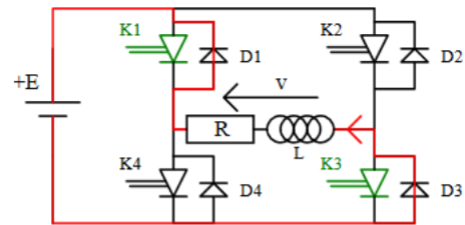
	$(0 \rightarrow t_1)$	$\left(t_1 \rightarrow \frac{T}{2}\right)$	$\left(\frac{T}{2} \rightarrow t_2\right)$	$(t_2 \rightarrow T)$
K_1 et K_3	Fermé	Fermé	Ouvert	Ouvert
K_2 et K_4	Ouvert	Ouvert	Fermé	Fermé
T_1 et T_3	bloqué	passant	bloqué	bloqué
D_1 et D_3	passante	bloquée	bloquée	bloquée
T_2 et T_4	bloqué	bloqué	bloqué	passant
D_2 et D_4	bloquée	bloquée	passante	bloquée
U	E	E	$-E$	$-E$
I	$E = Ri + \frac{L di}{dt} \Rightarrow i = \frac{E}{R} - \frac{L}{R} \frac{di}{dt} \Rightarrow i = \left(-i_M - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R}$		$-E = Ri + \frac{L di}{dt} \Rightarrow i = \frac{-E}{R} - \frac{L}{R} \frac{di}{dt} \Rightarrow i = \left(i_M + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} - \frac{E}{R}$	

On suppose à $t=0$, $i(0)=-i_M$ et $t=\frac{T}{2}$, $i(\frac{T}{2})=i_M$

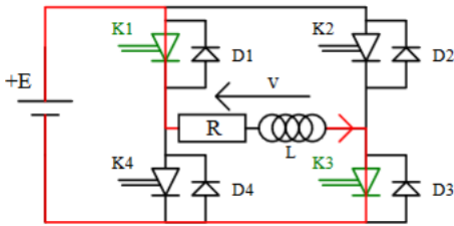
V.2.2.2 Commande décalée sur charge R, L

 $0 < t < \tau$ 

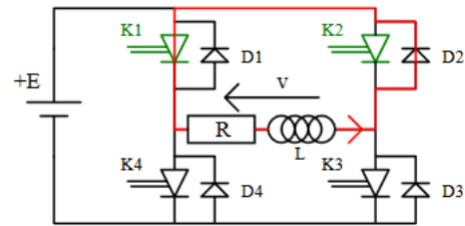
phase de roue libre : aucun transfert d'énergie

 $\tau < t < t_1$ 

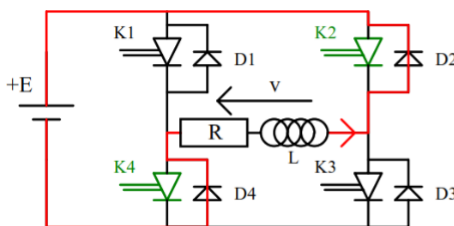
phase de récupération : transfert d'énergie de la charge vers la source

 $t_1 < t < T/2$ 

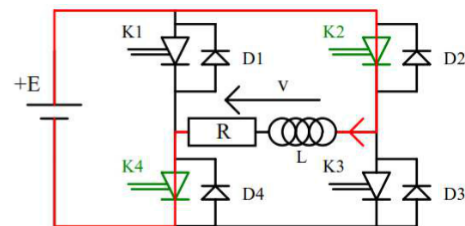
phase active : transfert d'énergie de la source vers la charge

 $T/2 < t < T/2 + \tau$ 

phase de roue libre : aucun transfert d'énergie

 $T/2 + \tau < t < t_2$ 

phase de récupération : transfert d'énergie de la charge vers la source

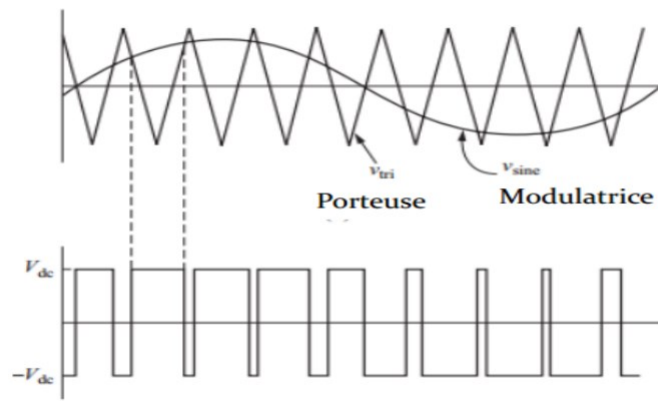
 $T_2 < t < T$ 

phase active : transfert d'énergie de la source vers la charge

V.2.2.3 Commande MLI

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

une onde sinusoïdale dite onde de modulation ou référence et une onde triangulaire de haute fréquence dite porteuse.



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

OUVRAGES ET DOCUMENTS TECHNIQUES

R. Chauprade, «Electronique de puissance 1», Commande des moteurs à courant continu, Eyrolles, PARIS, 1984.

Dalila Sator-Namane, «Machines à courant alternatif», Edition Ellipses, 2010.

G. Segulier, F. Notelet, « Electrotechnique industrielle», Lavoisier, 2ème Ed., PARIS, 1996.

G. Segulier, « L'Electronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications », Dunod, 5ème Ed., PARIS, 1985.

G. Segulier, R. Baussière, F. Labrique, « Electronique de puissance, Structure, fonctions de base, principales applications », Dunod 2004.

M. Pinard, Commande électronique des moteurs électriques, DUNOD, 2ème Ed., 2007

H. Bühler, « Conception des systèmes automatiques », Presses polytechniques romandes, 1988.

P. Mayé, Moteurs électriques industriels, DUNOD, 2ème Ed., 2011

R. Chauprade, «Electronique de puissance 2», Commande des moteurs à courant alternatif, Eyrolles, PARIS, 1984.

D. Bareille, J.P. Daunis, « Electrotechnique, Transformateurs et machines tournantes », Dunod, PARIS, 2006.