

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUDE MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

*Présenté par*

**Maouche Youcef**

**Kechit Said**

Thème

# Etude et réalisation d'un hacheur série

*Mémoire soutenu publiquement le 01 /10 /2016 devant le jury composé de :*

**Mr M. Megherbi**

president

**Melle R. Kachenoura**

Encadreur

**Mr A. Challal**

Examineur

**Mr M. Si Brahim**

Examineur

Promotion 2016

## *Remerciement*

*Nous remercions vivement notre promotrice G.KACHENOURA pour son entière disponibilité tout au long de notre travail et nous le remercions encore pour son aide si précieuse sur plan conseil et orientations.*

*Nous remercions également monsieur A.CHALLAL pour son aide sur le plan conseil et pratique.*

*Notre reconnaissance va aussi à messieurs les membres de jury, pour l'honneur qu'ils auront fait en acceptant de juger notre travail.*

*Et aussi tout les enseignants qui ont contribués à notre formation.*

# ***SOMMAIRE***

# SOMMAIRE

## Chapitre I

I.1. Introduction .....	3
I.2- Les défis de l'électronique de puissance .....	4
I.3 présentation d'un système d'électronique de puissance : .....	5
I.3.1 Notions de base .....	5
I.3.2 Les sources .....	5
a) Source continu .....	6
b) Source alternative.....	6
I.3.2.1 Réversibilité des sources .....	7
I.3.2.2 Exemples de sources .....	8
I.3.2.3 Règles d'interconnexion de sources .....	8
I.3.3 Les interrupteurs .....	9
I.3.3.1 Régime statique .....	9
I.3.3.2 Régime dynamique.....	10
I.3.3.3 Mode de commutation.....	10
a) Commutation commandée .....	11
b) Commutation spontanée d'un interrupteur.....	11
c) Cycle de commutation.....	12
d) Classification des interrupteurs à semi-conducteurs .....	12
a) La diode.....	12
b) Le thyristor.....	13
c) Le thyristor GTO (Gate Turn-Off Thyristor).....	14
d) Les transistors.....	15
I.5 Conclusion.....	16

## Chapitre II

II.1 Introduction .....	17
II.2 Définition de la commutation .....	17
II.3 Illustration de la commutation .....	17
II.3.1 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive.....	19
II.3.2 Interrupteur avec capacité parasite sous charge résistive .....	20
II.3.2.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON).....	21
II.3.2.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF) .....	22
II.3.3 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge inductive.....	24
II.3.3.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON).....	24
II.3.3.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF).....	26
II.4 Notion de cellule de commutation .....	37
II.5 Règles d'association des interrupteurs dans une cellule de commutation .....	28
II.6 Commutation sur charge inductive .....	33
II.7 Manœuvres de commutation .....	34

II.8 Influences des commutations sur les pertes.....	37
II.9 Calcul du rendement .....	38
II.10 Conclusion .....	39

### Chapitre III

III.1. Introduction.....	40
III.2. Généralités .....	41
III.3. Principe de Fonctionnement .....	41
III.4 Régimes de conduction .....	43
III.5 Conclusion .....	48

### Chapitre IV

IV.1 Introduction.....	49
IV.2 Présentation Générale .....	49
IV.3 Description du prototype .....	49
IV.3.1 Circuit de commande .....	50
IV.3.1.1 Optocoupleur 4N25 .....	50
IV.3.1.2 Amplificateur opérationnel .....	50
IV.3.1.3 Deux transistors bipolaires(BJT) .....	51
IV.4 deux résistances $R_{g\_ON}$ et $R_{g\_OFF}$ : .....	52
IV.5 Circuit de puissance .....	53
IV.5.1 transistor IGBT .....	53
IV.6 Circuit du hacheur série .....	54
IV.7 Les circuits à imprimer.....	55
IV.8 Conclusion.....	56
Conclusion générale.....	57

# Résumé

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications sont très exigeantes en termes de performances dynamiques. C'est pourquoi ce travail consiste à évaluer, de manière systématique, les performances dynamiques du convertisseur statique DC/DC(hacheur série), pour ensuite les optimiser.

Nous avons organisé ce mémoire en quatre chapitres.

Le premier chapitre rappelle brièvement les principes de base de l'électronique de puissance et ses principaux composants.

Le second chapitre met en évidence différents outils théoriques permettant d'évaluer et de quantifier les performances dynamiques des interrupteurs statiques

Le troisième chapitre on a présenté le hacheur série et les équations essentielle le régissant.

Le quatrième chapitre traite de la réalisation expérimentale du hacheur et sa commande.

Ce chapitre détaille en particulier l'implantation des différents composants et l'importance du signal de sortie de la commande.

Enfin, en conclusion de ce mémoire, nous envisagerons un élargissement de la technique pour agrandir le champ d'applications.

# *Introduction générale*

## ***Introduction :***

L'électronique de puissance étudie les dispositifs réalisant la conversion et le contrôle de l'énergie. Ces dispositifs, appelés convertisseurs statiques, permettent le transfert de l'énergie électrique entre un générateur et un récepteur souvent de nature différente. Leur rôle consiste à adapter la source d'énergie aux exigences de la charge. Pour cela, ils sont amenés à modifier les caractéristiques des grandeurs transmises (tension, fréquence...) voire même à changer la forme de l'énergie (continu, alternatif...).

Les dernières décennies ont été marquées par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres :

- D'une part, les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés.
- D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées (convertisseurs à commutation douce, ou dotés de circuits d'aide à la commutation). D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux de puissance importants (structures multi niveaux, multicellulaires, et multicellulaires étagées ...).
- Enfin, parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.

Quels enjeux ont pu motiver de tels progrès ? Probablement le besoin de maîtriser le transfert de niveaux de puissance électrique de plus en plus importants, pour des applications industrielles ou de traction ferroviaire.

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio...). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé(e), car « l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation » (G. Séguier, [7]).

Les convertisseurs statiques sont constitués essentiellement de deux types d'éléments :

- les composants passifs (condensateur et inductance) qui assurent le stockage de l'énergie ainsi que le filtrage des ondes de tension et de courant.
  
- Les composants à semi-conducteur jouant le rôle d'interrupteur et dont la commande permet le contrôle du transfert de puissance entre le générateur et le récepteur.

Le présent mémoire sera organisé comme suit :

- Le premier chapitre sera consacré aux généralités sur les semi-conducteurs.
- Le deuxième chapitre sur le phénomène de commutation.
- Le troisième chapitre sur hacheur série.
- Le quatrième chapitre sur la réalisation du hacheur.

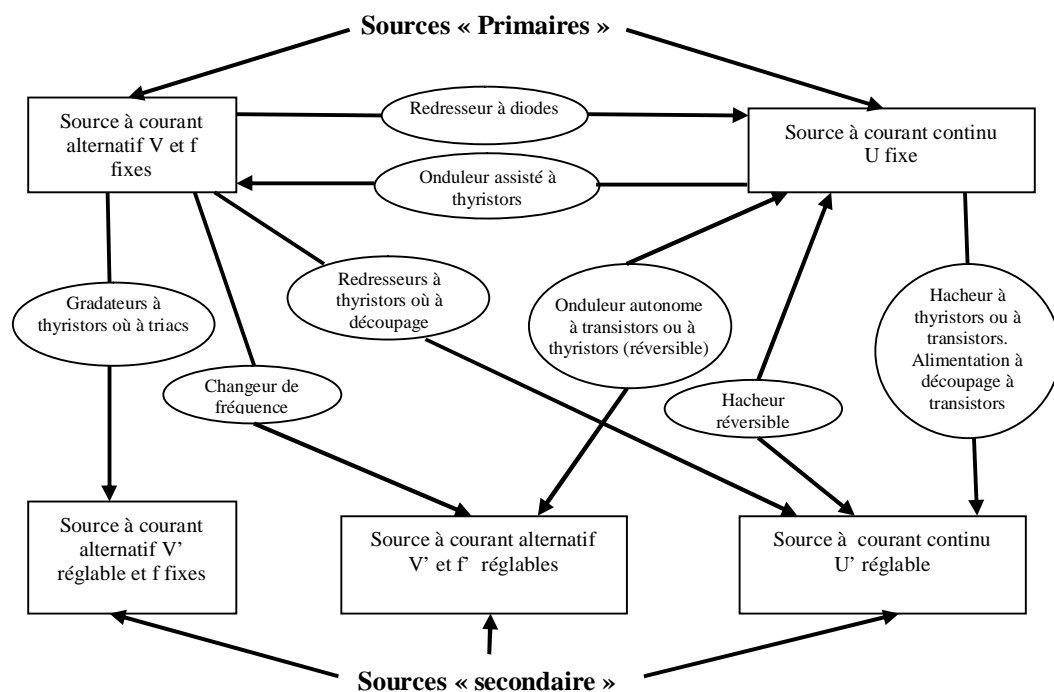
# ***CHAPITRE I :***

***Introduction aux principes de base***

***En électronique de puissance***

### I.1. Introduction :

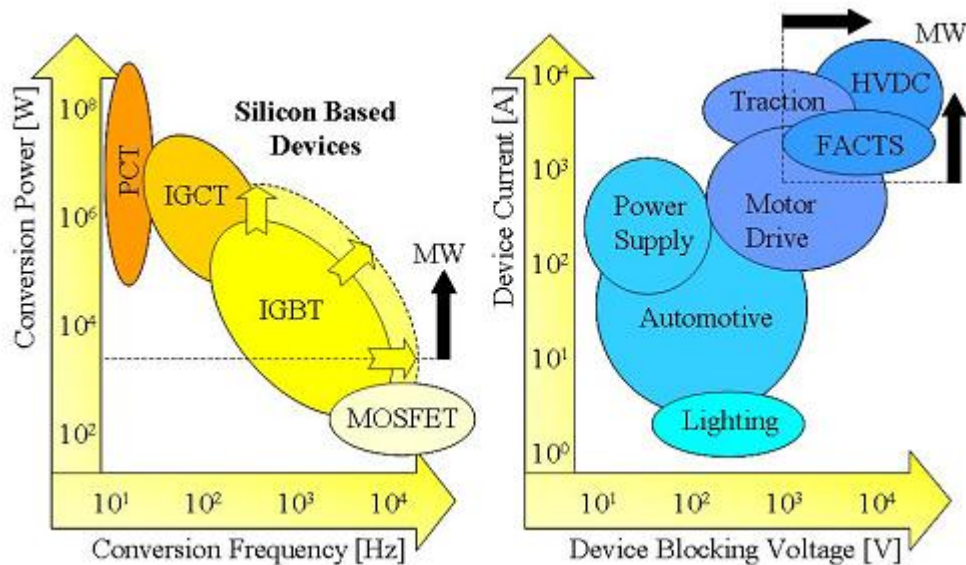
L'augmentation, sans cesse croissante, des besoins en énergie électrique participe à l'essor de l'électronique de puissance, aussi dénommée électronique de conversion d'énergie. Les dispositifs de conversion permettent de contrôler le transfert d'énergie électrique, disponible sous une nature donnée en même nature ou en une nature différente, pour être utilisée par exemple par des actionneurs électriques. Ceux-ci utilisent des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs qui modulent le signal électrique d'entrée par une succession d'états passants ou bloqués, le passage d'un état à l'autre correspondant à la commutation. Ces dispositifs de conversion, appelés convertisseurs statiques, doivent posséder des rendements de conversion proches des 100% donc il faut minimiser les pertes par rapport à l'énergie convertie. Les pertes générées par ces semi-conducteurs doivent être extrêmement faibles quelque soit leur état, même lors des commutations. La tension et/ou l'intensité découpée à haute fréquence est filtrée ou stockée par des dipôles passifs et réactifs qui doivent présenter, eux aussi, des pertes minimales[1]. Les performances des convertisseurs statiques dépendent de la résolution d'un certain nombre d'inconvénients sur les composants qui les constituent. Les types de convertisseurs peuvent être représentés selon le diagramme de la figure I.1.



**Figure I.1:** Diagramme des divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance

## I.2- Les défis de l'électronique de puissance :

La figure I.2 représente différents composants d'électronique de puissance dans le plan puissance-fréquence. Il existe un compromis entre la puissance commutée par les composants (produit de la tension blocable par le courant maximum admissible à l'état passant, en VA) et leur fréquence d'utilisation. Les recherches menées sur les composants d'électronique de puissance visent à améliorer ce compromis. Ces deux propriétés sont dépendantes l'une de l'autre du fait des caractéristiques intrinsèques du semi-conducteur, mais aussi du type et de l'architecture du composant utilisé. En outre, le compromis doit tenir compte des capacités d'évacuation de la chaleur provoquée par les pertes du système. L'augmentation de la fréquence de fonctionnement ou de la puissance commutée par le système d'électronique de puissance tend à augmenter la puissance dissipée par les composants. Pour une capacité de refroidissement donnée, on peut donc augmenter la fréquence, mais cela implique une diminution de la puissance commutée, ou inversement, augmenter la puissance commutée donc baisser la fréquence du système.



**Figure I.2:** Evolution de la position de l'IGBT parmi les autres composants de puissance et domaine d'utilisation [2]

Les principaux indicateurs des performances d'un convertisseur sont:

- Un rendement aussi élevé que possible,

- Le volume le plus réduit possible,
- Le poids le plus léger possible,
- Le coût le plus bas possible,
- Une grande fiabilité.

### **I.3 présentation d'un système d'électronique de puissance :**

#### **I.3.1 Notions de base :**

Un convertisseur statique est une interface entre deux sources. Il permet de contrôler l'échange d'énergie entre ces sources selon des critères qui dépendent, entre autre, de la nature des sources. Nous verrons en effet ultérieurement que la nature des sources induit la structure du convertisseur, ainsi que la nature des composants utilisés.

Tout convertisseur statique fait intervenir des sources, des charges et des semi-conducteurs utilisés comme interrupteurs, il est donc nécessaire de définir ces éléments, de les classer et de citer les règles auxquelles ils doivent obéir dans toute association.

#### **I.3.2 Les sources :**

- **Définition 1 :** On appelle source tout élément capable d'imposer une tension ou un courant, quel que soit, respectivement, le courant qui le traverse, ou la tension qu'on lui applique.
- **Définition 2 :** Le terme source est employé indifféremment pour les générateurs ainsi que pour les récepteurs.

Ainsi :

- Le transfert énergétique entre un générateur et un récepteur au sein d'un convertisseur peut être réversible.
- Pour tenir compte de cette réversibilité, on utilisera les termes de source d'entrée et de source de sortie. En effet, lors d'un fonctionnement réversible, le récepteur peut jouer le rôle d'un générateur et vice-versa.

Il est à noter qu'il existe deux grandes familles de sources :

- Les sources de tension : qui impose une tension quel que soit le courant qui la traverse
- Les sources de courant : qui impose un courant quelle que soit la tension à ses bornes

Dans chacun de ces types de sources, on distinguera :

**a- Source continu** : source qui impose une tension ou un courant, dont la valeur, ainsi que la polarité ou le sens de circulation restent constants, voire la représentation sur la figure I.3.

**b- Source alternative** : source qui impose une tension ou un courant, dont la valeur, ainsi que la polarité ou le sens de circulation fluctuent périodiquement.

Le fonctionnement en commutation des convertisseurs statiques provoque des variations instantanées de certaines grandeurs. Une généralisation des définitions précédentes conduit aux définitions suivantes:

- Une source est dite de tension quand la tension à ses bornes ne peut pas subir de discontinuité du fait de la variation de la charge.
- Une source est dite de courant quand le courant qu'elle débite ne peut pas subir de discontinuité du fait de la variation de la charge.

Pour mieux caractériser les sources, il est préférable d'utiliser la notion d'impédance instantanée qui est la limite, pour  $p$  tendant vers l'infini de l'impédance  $Z(p)$ . ( $p=j\cdot\omega$ , avec  $j^2=-1$ )

- Une source de tension a une impédance instantanée nulle.
- Une source de courant a une impédance instantanée infinie.



**Figure I.3** Sources de tension et de courant.

**I.3.2.1 Réversibilité des sources :**

La réversibilité des sources d'entrée et de sortie est fondamentale, car elle intervient directement dans le fonctionnement du convertisseur et c'est en fonction des réversibilités que sont choisis les interrupteurs le constituant.

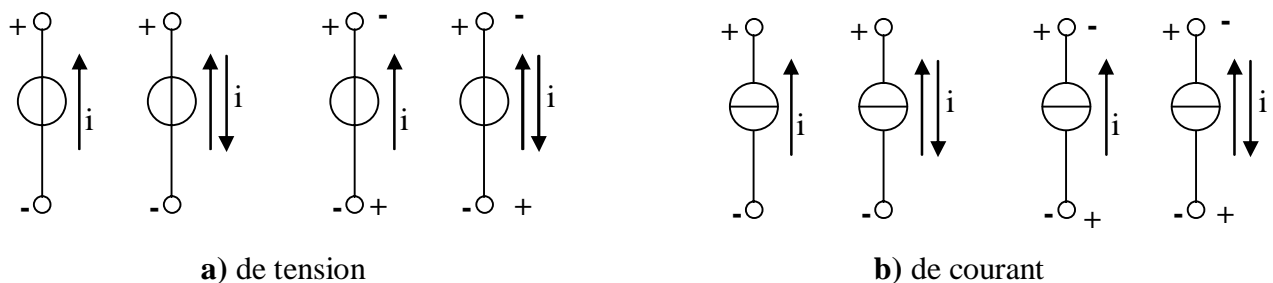
- Une source est dite réversible en tension si la tension à ses bornes peut changer de signe (ou de sens).
- Une source est dite réversible en courant, si le courant la traversant peut changer de signe (ou de sens).

En somme, une source d'entrée ou de sortie d'un convertisseur peut être :

- De tension ou de courant, soit deux possibilités.
- Réversible ou non en tension, soit deux possibilités.
- Réversible ou non en courant, soit deux possibilités, soit au total, huit possibilité voir figure I.4 et le tableau I.1.

Source	Tension	continue	unidirectionnelle
		alternative	bidirectionnelle
		continue	unidirectionnelle
		alternative	bidirectionnelle
	courant	continue	unidirectionnelle
		alternative	bidirectionnelle
		continue	unidirectionnelle
		alternative	bidirectionnelle

**Tableau I.1 : Huit types de sources**



**Figure I.4 : Réversibilité des sources.**

**I.3.2.2 Exemples de sources :**

- a- Le condensateur est une source de tension, puisqu'il s'oppose à toute variation brusque de la tension à ses bornes.

Son impédance instantanée,  $Z(p) = \frac{1}{p.C}$ , tend vers zéro quand  $p$  tend vers l'infini.

- b- Une inductance est une source de courant car elle s'oppose à toute variation brusque du courant qui la traverse.

Son impédance instantanée,  $Z(p) = p.L$ , tend vers l'infini quand  $p$  tend vers l'infini.

- c- Une batterie d'accumulateurs, ou tout simplement une batterie, a une f.e.m quasi constante. Elle fonctionne en générateur lorsqu'elle est traversée par un courant de même sens que la tension à ses bornes, elle se comporte en récepteur lorsque le courant qui la traverse est en sens opposé au sens de la tension à ses bornes.

Son inductance interne est en première approximation négligeable. Mais ce n'est pas le cas aux fréquences élevées, les variations d'équilibre électrochimique produisent un effet inductif, il est nécessaire d'ajouter un condensateur en parallèle avec la batterie pour que celle-ci reste une source de tension.

- d- La génératrice à courant continu peut être vue comme une source de courant, à cause de son inductance d'induit, réversible en tension et en courant.

**I.3.2.3 Règles d'interconnexion de sources :**

Au cours de son fonctionnement, un convertisseur statique relie, à travers ses interrupteurs, les sources entre lesquelles il assure le flux énergétique.

Pour que ces liaisons puissent se faire, il est impératif de respecter les règles suivantes:

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée, mais elle peut être ouverte.
- Une source de courant ne doit jamais être laissée en circuit ouvert, mais doit être toujours fermée.
- Ne jamais connecter, bornes à bornes, deux sources de même nature ce qui revient à dire qu'on ne peut connecter directement entre elles qu'une source de courant et une source de tension. [3]

### I.3.3 Les interrupteurs :

Les semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance présentant la particularité de fonctionner en commutation, c'est-à-dire ouverts ou fermés, c'est pour cela qu'a été introduite la notion d'interrupteur par analogie à l'interrupteur mécanique.

Dans tous les cas, tout interrupteur peut présenter deux états stables en régime statique :

- A l'état passant (ON), l'interrupteur est dit conducteur, fermé ou amorcé.
- A l'état bloqué (OFF), l'interrupteur est dit non-conducteur, ouvert ou bloqué.

Le passage d'un état à un autre implique un fonctionnement transitoire, régime dynamique qui est très complexe, car il dépend d'une part, des conditions imposées par le circuit extérieur et d'autre part, de la manière dont on peut éventuellement agir sur sa structure interne (par l'intermédiaire d'un circuit de commande) pour forcer son basculement.

#### I.3.3.1 Régime statique :

En régime statique, l'interrupteur se comporte comme une résistance linéaire, très faible à l'état passant, très élevée à l'état bloqué.

L'interrupteur est considéré comme un dipôle avec une convention récepteur (figure I.5 . a)

La caractéristique statique  $I_K(V_K)$ , qui représente l'ensemble des points de fonctionnement de l'interrupteur, comporte deux branches situées dans les deux quadrants tels que :

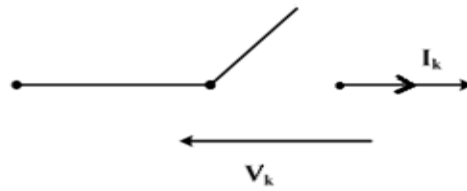
$$V_K \cdot I_K > 0 \quad (I.1)$$

L'une de ces caractéristiques est très proche de l'axe des ordonnées (état passant), l'autre très proche de l'axe des abscisses (état bloqué), (figure I.5.b).

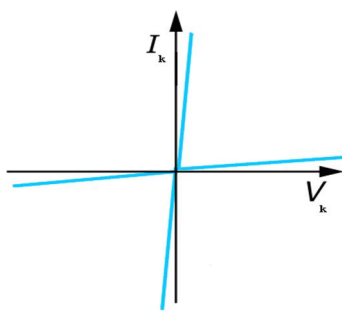
Si l'on idéalise l'interrupteur, on peut confondre la caractéristique statique avec le demi-axe (ou segment) dont elle est voisine (figure I.5.c).

Dans le cas des interrupteurs à semi-conducteurs, la caractéristique statique peut se réduire à un certain nombre de segments du plan  $I_K(V_K)$ , cette caractéristique a au moins deux demi-axes (ou deux segments).

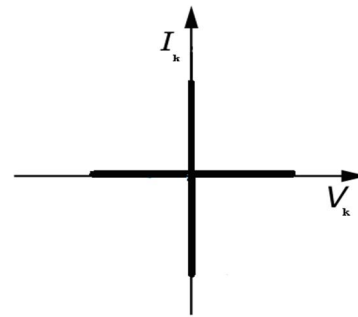
Suivant le nombre de segments, les interrupteurs peuvent être à deux, trois ou quatre segments.



a) interrupteur en convention récepteur.



b) Caractéristique statique réelle d'un interrupteur.



c) Caractéristique statique idéalisée d'un interrupteur.

**Figure I.5 :** Interrupteur utilisé en électronique de puissance et ses caractéristiques statiques.

### I.3.3.2 Régime dynamique :

Ce régime est défini par le passage de l'état passant à l'état bloqué, ou inversement, ce qui correspond, dans le plan  $I_K(V_K)$ , au passage du point de fonctionnement d'un demi-axe à un demi-axe perpendiculaire.

La trajectoire suivie par le point de fonctionnement constitue la caractéristique dynamique de commutation de l'interrupteur, laquelle dépend des contraintes imposées par le circuit extérieur.

Le trajet du point de fonctionnement ne peut se faire que dans les quadrants tels que la condition (1) soit satisfaite.

### I.3.3.3 Mode de commutation :

Aussi bien pour l'amorçage que pour le blocage, deux modes de changement d'état son à distinguer :

- La commutation commandée ;
- La commutation spontanée.

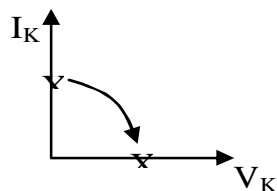
**a) Commutation commandée :**

L'interrupteur possède dans ce cas en plus de ses deux électrodes principales, une électrode de commande sur laquelle on peut agir pour provoquer son changement d'état.

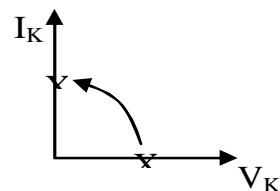
Cette électrode permet de modifier brusquement la structure interne de l'élément, et par suite, de faire passer sa résistance d'une valeur très faible ( $\approx 0$ ) à une valeur très élevée ( $\approx \infty$ ), ou inversement (figure I.6).

Il s'ensuit que :

- Si les points de fonctionnement statique, imposés par la séquence précédant la commutation et la séquence suivante, se trouvent sur deux segments de même signe, cette commutation ne peut être que commandée.
- Il faut aussi noter que la commutation commandée fait apparaître des contraintes sévères pour l'élément, suivant la trajectoire du point de fonctionnement, le temps de commutation et la fréquence de cette dernière. Ces contraintes se manifestent par l'échauffement du composant et peuvent entraîner sa destruction.



**a) Blocage commandé**



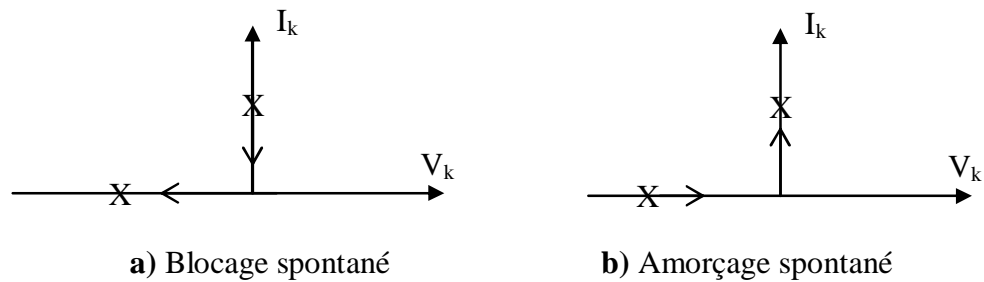
**b) amorçage commandé**

**figure I.6 :** Commutation commandée d'un interrupteur

**b) Commutation spontanée d'un interrupteur :**

Elle ne dépend que du circuit électrique extérieur, l'élément commute naturellement au passage par zéro du point de fonctionnement.

- Le blocage spontané (figure I.7 .a), s'effectue au passage par zéro du courant  $I_K$  ;
- L'amorçage spontané (figure I.7 .b), s'effectue au passage par zéro de la tension  $V_K$ .



**Figure I.7 :** Commutation spontanée

Il s'ensuit que :

Si les points de fonctionnement statique, imposés par la séquence précédant la commutation et la séquence suivante se trouvent sur deux segments de signes contraires, cette commutation ne peut être que spontanée.

### c) Cycle de commutation :

On conclut que pour caractériser complètement un interrupteur, il faut connaître, d'une part, sa caractéristique, d'autre part ses modes de commutation. Au cours d'une période de fonctionnement, la trajectoire du point de fonctionnement ( $V_K$ ,  $I_K$ ) décrit un cycle.

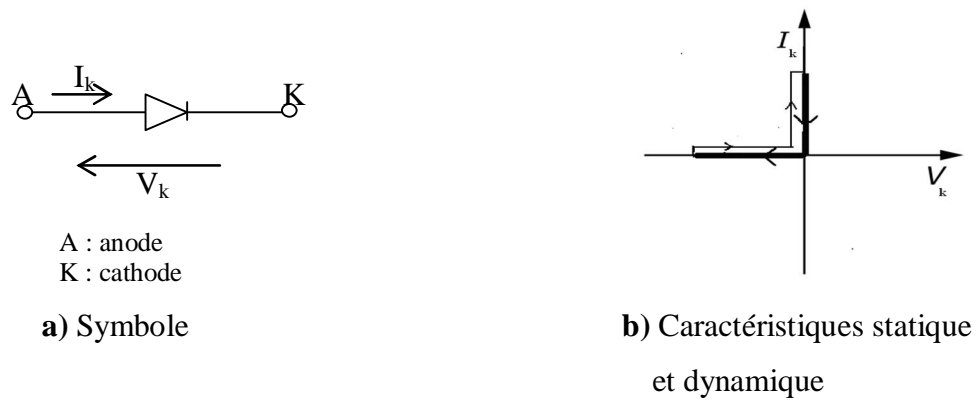
### I.3.3.4 Classification des interrupteurs à semi-conducteurs :

Les interrupteurs utilisés dans les convertisseurs statiques peuvent être classés en fonction de leur caractéristique statique (deux, trois ou quatre segments), et de la nature de leur commutation, à l'amorçage ou au blocage, commandée ou spontanée.

#### a) La diode :

La (figure I.8), donne le symbole utilisé pour représenter une diode et ses caractéristiques statiques et dynamiques.

Il s'agit, donc, d'un interrupteur deux segments, unidirectionnel en tension et en courant et à commutation spontanée.



**Figure I.8 :** Caractérisation d'une diode.

### b) Le thyristor :

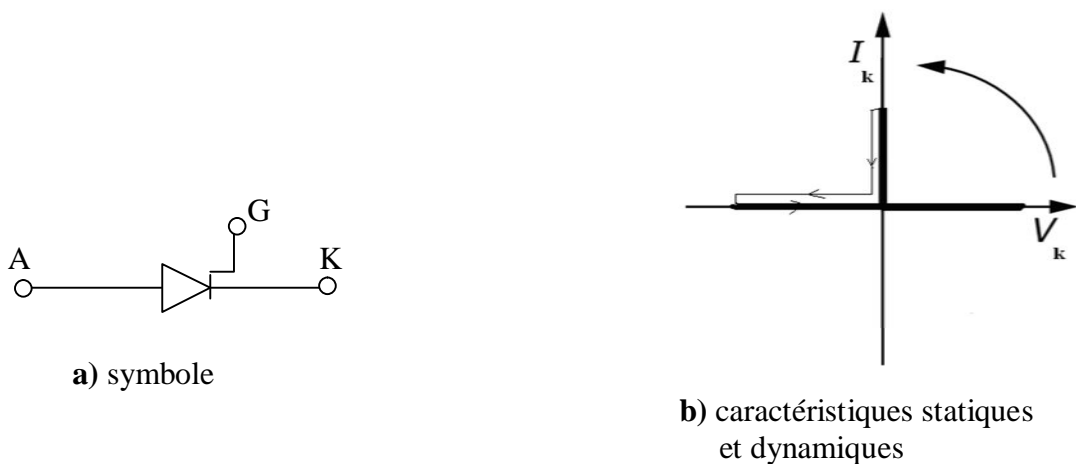
C'est un interrupteur à trois bornes qui possède en plus de l'anode (A) et de la cathode (K), une gâchette (G).

L'anode et la cathode constituent l'accès de puissance.

La gâchette et la cathode, l'accès de commande (figure I.9.a).

Ses caractéristiques statiques et dynamiques sont représentées sur la (figure I.9.b).

Le thyristor est, donc, un interrupteur trois segments à fermeture commandée et à ouverture spontanée



**Figure I.9 :** Le thyristor

### c) Le thyristor GTO (Gate Turn-Off Thyristor):

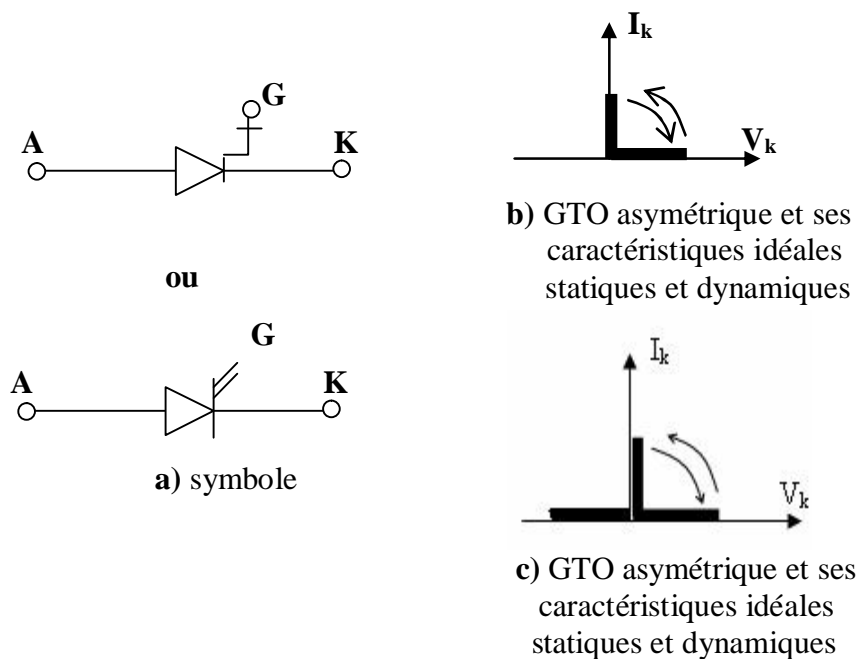
Ce composant est venu pour palier à l'inconvénient majeur que représente le thyristor à savoir qu'une fois amorcé, un thyristor ne s'arrête de conduire qu'au passage par zéro du courant qui le traverse ou l'application d'une tension négative à ses bornes à l'aide de circuits extérieurs d'extinction.

Le thyristor GTO présente la particularité d'être commandable à l'ouverture et à la fermeture.

Le thyristor GTO est, donc, un interrupteur à deux segments avec une ouverture et une fermeture commandées (Figure I.10.b).

Cependant, une autre variante du thyristor GTO existe, il s'agit du GTO symétrique. Ses caractéristiques statiques et dynamiques sont représentées à la figure I.10.c.

Mais en pratique, c'est le thyristor GTO asymétrique qui est employé, et son emploi est réservé aux domaines des très fortes puissances.



**Figure I.10 :** Caractéristiques et symbole d'un thyristor GTO.

**d) Les transistors :**

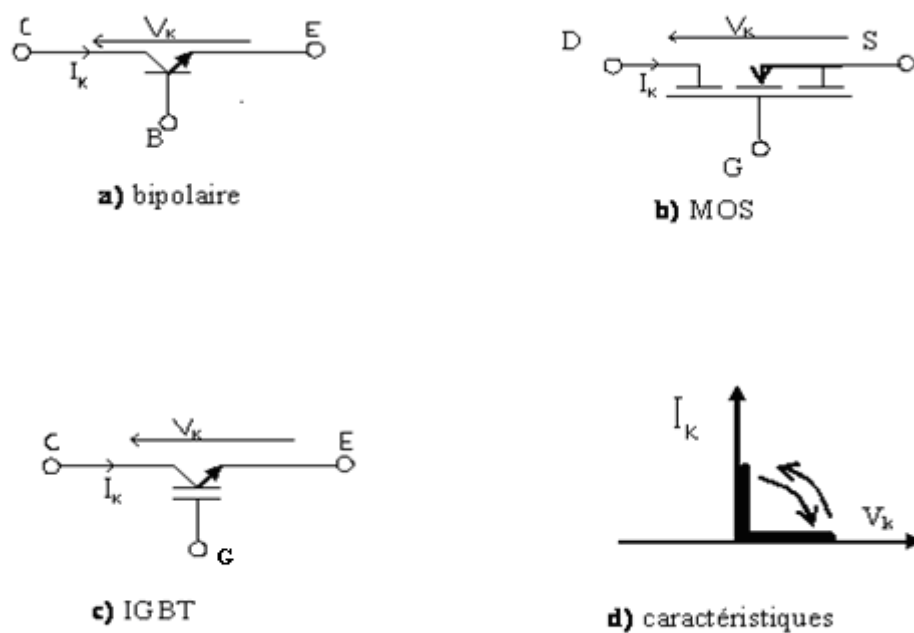
Il existe plusieurs types de transistors de puissance :

- Les transistors bipolaires (Figure I.11 a) dont le collecteur (C) et l'émetteur (E) constituent l'accès de puissance, la base (B) et l'émetteur (E) l'accès de commande.
- Les transistors MOS à effet de champ ou MOSFET (Metal Oxyde Semi-Conductor Field Effect Transistor) son symbole est représenté en Figure I.11.b, le drain (D) et la source (S) forment l'accès de puissance, la grille (G) et la source (S) constituent l'accès de commande.
- Les transistors bipolaires à grille isolée ou IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), (Figure I.11 .c). Le collecteur et l'émetteur (E) forment l'accès de puissance, la grille (G) et l'émetteur l'accès de commande.

Ces différents types se distinguent les uns des autres par :

- La chute de tension à l'état passant ;
- La rapidité, c'est à dire la vitesse de commutation d'un état à un autre ;
- La manière dont est commandé le transistor : en tension (MOSFET, IGBT) ou en courant (bipolaire).

Leurs caractéristiques ainsi que leurs symboles sont représentés en figure I.11.



**Figure I.11 :** Symbole et caractéristiques des principaux transistors

**I.5 Conclusion :**

Toute étude d'un dispositif de conversion statique doit reposer sur des notions bien formalisées, c'est pour cela qu'on a jugé utile de rappeler les notions de base concernant ces convertisseurs.

## *Chapitre II*

### *Phénomène de commutation en électronique de puissance*

## II.1 Introduction

Les convertisseurs statiques ont pour rôle de convertir ou de moduler des signaux électriques de forme et de fréquence données à d'autres (DC-DC, DC-AC, AC-DC, AC-AC), ceci dans le but de commander la puissance électrique transitée.

Pour réaliser ces objectifs, les composants semi-conducteurs sont appelés constamment à passer d'un état conducteur à un état bloqué et vice-versa, on dit qu'ils commutent. Ces transitions rapides s'accompagnent de contraintes électriques (surtensions, surintensités) et thermiques (pertes). Ces commutations doivent donc être aussi douces et aussi peu dissipatrices que possible.

L'objectif du présent chapitre est donc de décrire les outils à mettre en œuvre pour la bonne compréhension des mécanismes intervenant dans la commutation. Le support d'étude est la cellule de commutation à base de la diode PIN et du transistor de puissance IGBT.

## II.2 Définition de la commutation

La commutation consiste, par l'utilisation de composants actifs utilisés en tant qu'interrupteurs, en une succession de phases de liaison directe et de phases d'isolation des sources entre lesquelles on souhaite assurer un transfert d'énergie[1].

## II.3 Illustration de la commutation

Les dispositifs qui vont servir d'interrupteur en électronique de puissance doivent travailler dans l'un des états stables suivant :

- Etat ouvert (bloqué) noté OFF
- Etat fermé (conducteur) noté ON

Soit Q un dipôle –interrupteur, dont  $u_Q$  est la différence de potentiel et  $i_Q$  est l'intensité du courant direct. Ces états sont décrits, lorsque Q est alimenté par une source de tension en série avec une résistance par les relations ci dessous:

Etat ouvert OFF :

$$u_Q \cong U_s \quad (\text{II.1})$$

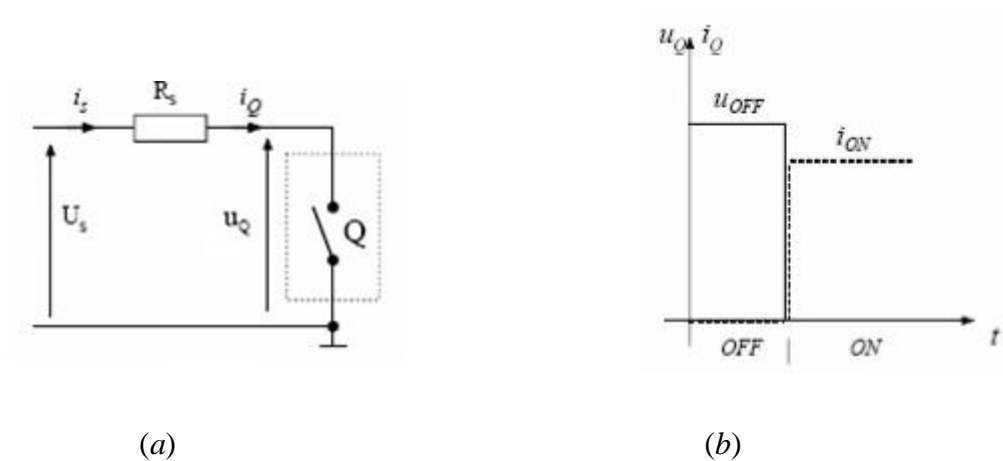
$$i_Q \cong 0 \quad (\text{II.2})$$

Etat fermé ON :

$$i_Q = \frac{U_s}{R_s} \quad (\text{II.3})$$

$$u_Q \cong 0 \quad (\text{II.4})$$

Le cas de l'interrupteur idéal est illustré dans le schéma de la figure suivante :



**Figure II.1** : Représentation schématique d'un interrupteur idéal[4]

A l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation est infinie et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est nulle.

Interrupteur ouvert :

$$i_{Q(OFF)} = 0 \quad (\text{II.5})$$

$$u_{Q(OFF)} = U_s \quad (\text{II.6})$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = 0 \quad (\text{II.7})$$

Interrupteur fermé :

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s} \quad (\text{II.8})$$

$$u_{Q(ON)} = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Dans le cas de l'interrupteur idéal, la commutation n'induit aucune perte.

### II.3.1 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive

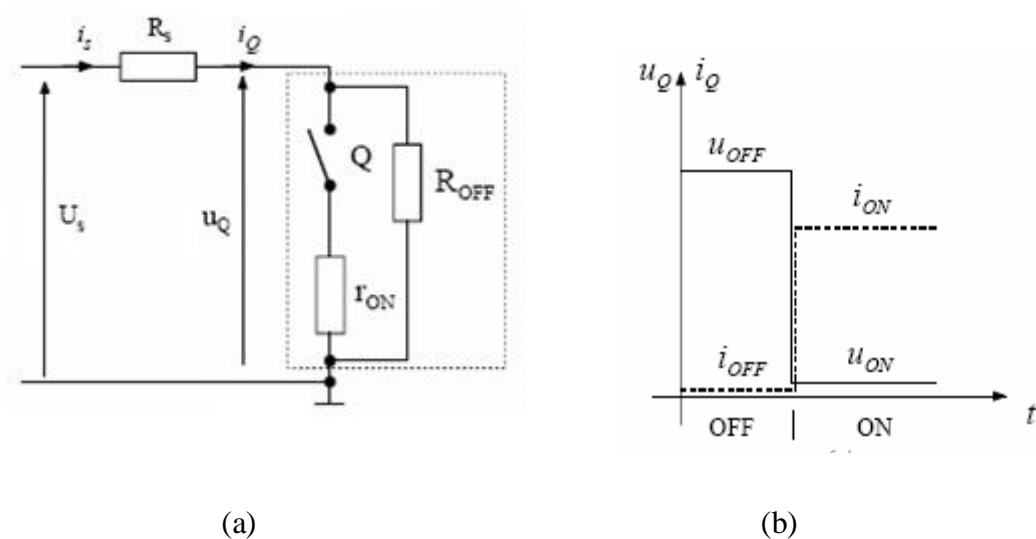


Figure II.2 : Représentation schématique d'un interrupteur avec résistance de passage et d'isolation

A l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation prend la valeur  $R_{OFF}$  et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est égale à  $R_{ON} = r_{ON} // R_{OFF}$ .

Interrupteur ouvert :

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \quad (\text{II.11})$$

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s \quad (\text{II.12})$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{(R_s + R_{OFF})^2} \cdot U_s^2 \quad (\text{II.13})$$

Interrupteur fermé :

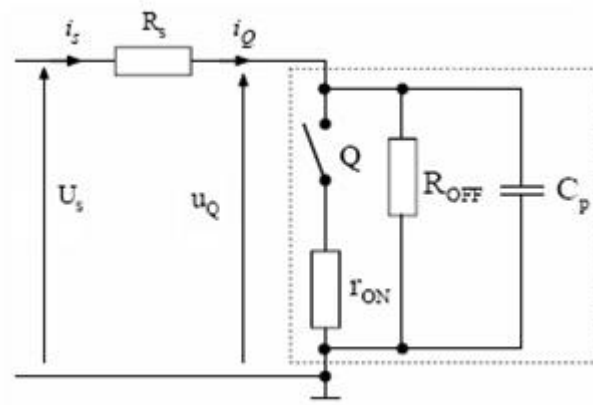
$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.14})$$

$$u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s \quad (\text{II.15})$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{(R_s + R_{ON})^2} \cdot U_s^2 \quad (\text{II.16})$$

Cet interrupteur, comme les précédents, ne possède pas de pertes par commutation. Par contre, il est le siège de pertes de conduction à l'état bloqué comme à l'état conducteur.

### II.3.2 Interrupteur avec capacité parasite sous charge résistive



**Figure II.3:** Représentation schématique d'un interrupteur avec capacité parasite

A

l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation prend la valeur  $R_{OFF}$  et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est égale à  $R_{ON} = \frac{R_{OFF} \cdot R_{on}}{R_{on} + R_{OFF}}$ . Une capacité parasite aux bornes de l'interrupteur modifie le comportement dynamique de ce dernier (durant les commutations).

#### II.3.2.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON)

Lorsque l'interrupteur est à l'état OFF, on peut définir le point de fonctionnement avant commutation de la manière suivante

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s \quad (\text{II.17})$$

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \quad (\text{II.18})$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A la fermeture de l'interrupteur, la relation liant les courants au nœud de la borne supérieure de l'interrupteur est donnée par la relation suivante :

$$i_Q(t) = i_{R_{OFF}}(t) + i_{r_{ON}}(t) + i_{C_p}(t) = i_{R_{ON}}(t) + i_{C_p}(t) \quad (\text{II.19})$$

$$\frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{u_c(t)}{R_{ON}} + C_p \cdot \frac{du_c(t)}{dt} \quad (\text{II.20})$$

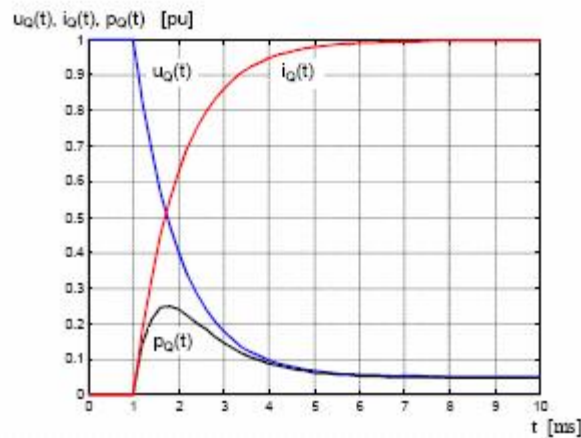
avec pour condition initiale :

$$u_c(0) = u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \quad (\text{II.21})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$u_c(t) = u_Q(t) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \left(1 - e^{-t/(R_s // R_{ON}) \cdot C_p}\right) + \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \left(e^{-t/(R_s // R_{ON}) \cdot C_p}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$i_Q(t) = \frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{U_s - u_Q(t)}{R_s} \quad (\text{II.23})$$



**Figure II.4 :** Comportement dynamique de l'interrupteur à la fermeture [6]

Les pertes par commutation correspondent à la décharge du condensateur  $C_p$  qui voit à ses

bornes la tension varier de  $u_c(0) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \cong U_s$  jusqu'à  $u_c(\infty) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \cong \frac{R_{ON}}{R_s} U_s$

### II.3.2.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF)

Lorsque l'interrupteur est à l'état ON, on définit le point de fonctionnement avant commutation de la manière suivante :

$$u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \quad (\text{II.24})$$

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.25})$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A l'ouverture de l'interrupteur, la relation liant les courants au nœud de la borne supérieure de l'interrupteur est donnée comme suit :

$$i_Q(t) = i_{R_{OFF}}(t) + i_{C_P}(t) \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{u_c(t)}{R_{OFF}} + C_P \cdot \frac{du_c(t)}{dt} \quad (\text{II.27})$$

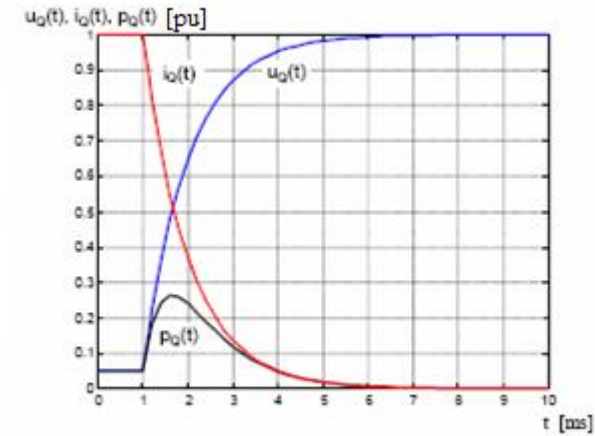
Avec pour condition initiale :

$$u_c(0) = u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} U_s \quad (\text{II.28})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$u_c(t) = u_Q(t) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \cdot (1 - e^{-t/(R_s // R_{ON}) \cdot C_P}) + \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} U_s \cdot (e^{-t/(R_s // R_{ON}) \cdot C_P}) \quad (\text{II.29})$$

$$i_Q(t) = \frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{U_s - u_Q(t)}{R_s} \quad (\text{II.30})$$

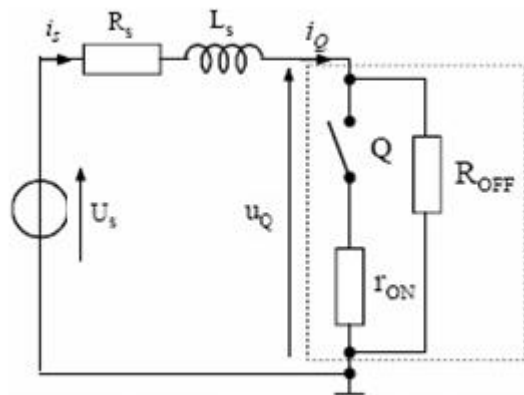


**Figure II.5 :** Comportement dynamique de l'interrupteur à l'ouverture

Les pertes de commutation sont en fait une accumulation d'énergie dans le condensateur

$C_P$  qui voit la tension à ses bornes passer de  $u_c(0) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s$  jusqu'à  $u_c(\infty) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$

**II.3.3 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge inductive**



**Figure II.6 :** Représentation schématique d'un interrupteur sur charge inductive

A l'état bloqué (OFF), la résistance d'isolation prend la valeur  $R_{OFF}$  et à l'état fermé (ON), la résistance de passage est égale à  $R_{ON} = R_{OFF} // r_{ON}$ .

la charge connectée à cet interrupteur est de type inductif.

### II.3.3.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON)

Lorsque l'interrupteur est à l'état OFF, on peut définir le point de fonctionnement avant commutation de la manière suivante

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s \quad (\text{II.31})$$

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \quad (\text{II.32})$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A la fermeture de l'interrupteur, la relation liant les tensions de la maille principale du montage est exprimée comme suit :

$$U_s = u_{L_s}(t) + u_{R_s}(t) + u_Q(t) \quad (\text{II.33})$$

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + (R + R_{ON}) \cdot i_s(t) \quad (\text{II.34})$$

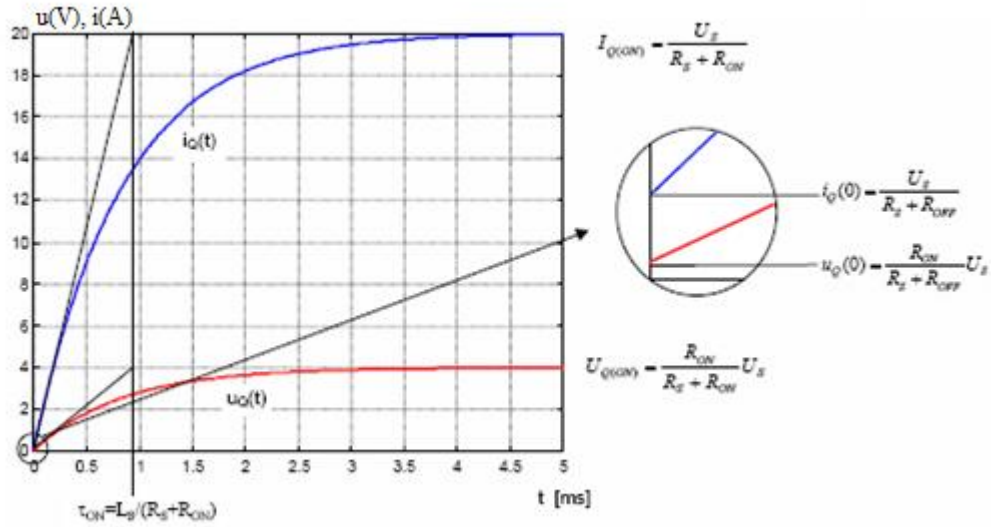
avec pour condition initiale :

$$i_Q(0) = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \quad (\text{II.35})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$i_Q(t) = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \cdot (1 - e^{-t \cdot (R_s + R_{ON}) / L}) + \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \cdot (e^{-t \cdot (R_s + R_{ON}) / L}) \quad (\text{II.36})$$

$$u_c(t) = R_{ON} \cdot i_Q(t) \quad (\text{II.37})$$



**Figure II.7 :** Comportement dynamique de l'interrupteur à la fermeture [6]

Dans le cas de la fermeture de l'interrupteur sous charge inductive, il n'y a pas de perte de commutation pour un interrupteur sans capacité parasite.

### II.3.3.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF)

Lorsque l'interrupteur est à l'état ON, le point de fonctionnement avant commutation vaut :

$$u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s \tag{II.38}$$

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \tag{II.39}$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A l'ouverture de l'interrupteur, la relation liant les tensions de la maille principale du montage est donnée par :

$$U_s = u_{L_s}(t) + u_{R_s}(t) + u_Q(t) \quad (\text{II.40})$$

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + (R + R_{OFF}) \cdot i_s(t) \quad (\text{II.41})$$

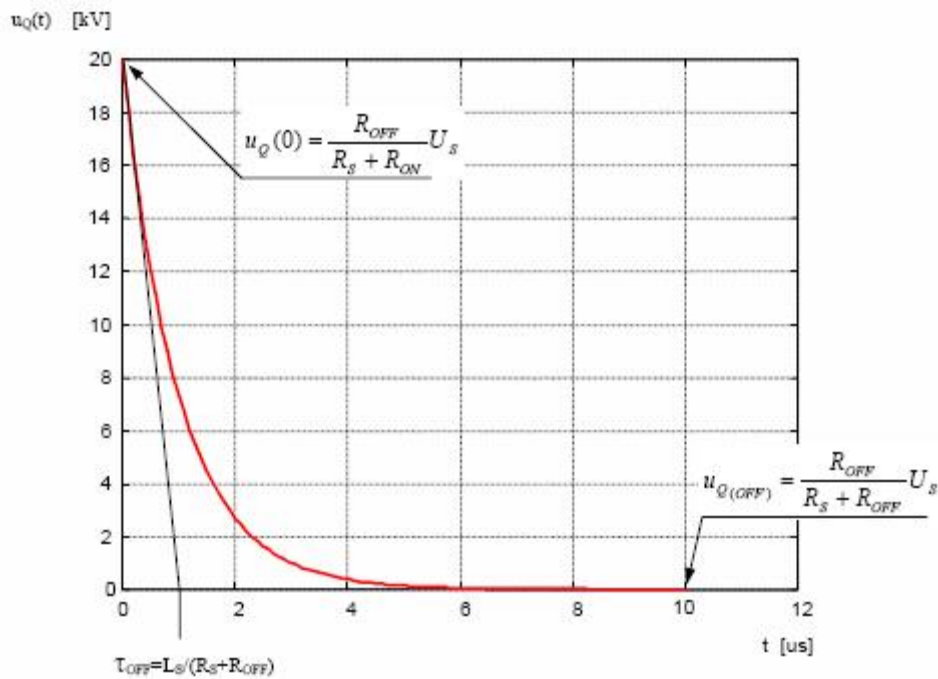
Avec pour condition initiale :

$$i_Q(0) = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \quad (\text{II.42})$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme suivante:

$$i_s(t) = i_Q(t) = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}} \cdot (1 - e^{-t \cdot (R_s + R_{ON})/L}) + \frac{U_s}{R_s + R_{ON}} \cdot (e^{-t \cdot (R_s + R_{ON})/L}) \quad (\text{II.43})$$

$$u_Q(t) = R_{OFF} \cdot i_Q(t) \quad (\text{II.44})$$



**Figure II.8:** Comportement dynamique de l'interrupteur à l'ouverture [6]

Dans ce cas les pertes par commutation sont très importantes. En effet, l'inductance  $L_s$  se comporte comme une source de courant. Lorsque l'on provoque une ouverture du circuit par

l'interrupteur, le courant ne peut s'interrompre brusquement ; une surtension dépendant du produit de la résistance de fuite de l'interrupteur ( $R_{OFF}$ ) et du courant circulant dans l'inductance au moment de l'ouverture de l'interrupteur apparaît [2].

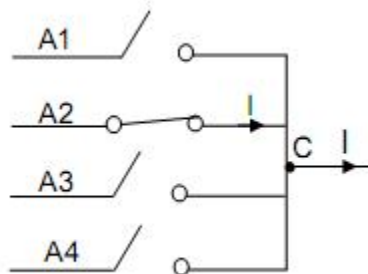
#### II.4 Notion de cellule de commutation

L'interrupteur électronique est rarement utilisé seul, mais souvent associé à d'autres interrupteurs au sein d'une cellule, constituant la brique de base d'un convertisseur statique.

Le fonctionnement d'un convertisseur statique se décompose en une succession de séquences élémentaires. A chaque séquence élémentaire correspond un réseau électrique maillé différemment du précédent, obtenu par la modification de l'interconnexion des différentes branches actives.

Afin de contrôler les transferts d'énergie entre deux sources, le convertisseur utilise un ensemble d'interrupteurs qui permettent de changer le type de connexion entre les deux sources.

Dans ces ensembles d'interrupteurs, nous pouvons définir un groupement en étoile d'interrupteurs électroniques (figure II.9).



**Figure II.9 :** Commutateur électronique à quatre voies

De façon idéale, ce dispositif électronique permet de réaliser la fonction commutateur à condition de respecter la logique suivante:

- Entre deux commutations, un seul interrupteur est passant.

- La commutation implique le changement simultané et complémentaire de deux interrupteurs et de deux seulement.

Les caractéristiques des interrupteurs associés suivent des règles imposées par la structure même de la cellule de commutation.

## II.5 Règles d'association des interrupteurs dans une cellule de commutation

Nous rappelons le fait qu'on ne peut relier entre elles que des sources de natures différentes. Considérons le cas général d'un convertisseur, qui relie donc une source de tension à une source de courant. Par un jeu d'interrupteurs, fonctionnant en commutation, on isole, puis relie directement ces deux sources, et ce de façon successive. On doit alors tenir compte des deux règles suivantes :

**Règle 1 :** On ne doit jamais « court-circuiter » une source de tension.

**Règle 2 :** On ne doit jamais « ouvrir » une source de courant.

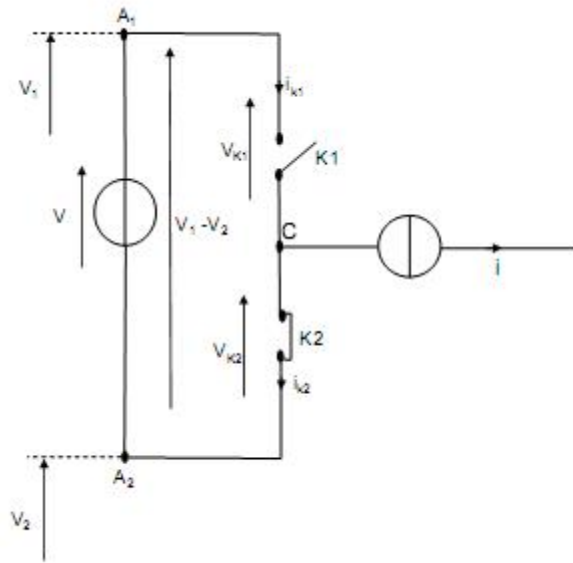
Ainsi, dans le respect de ces règles :

- La liaison directe de deux sources de nature différente est tout à fait possible,
- Lors de la phase de déconnection des deux sources, on doit :
  - Isoler la source de tension sans la court-circuiter,
  - Isoler la source de courant sans s'opposer au courant qui la traverse.

La nécessité de respecter les règles que nous donnons conduit donc à un convertisseur dont la structure de base se résume à deux interrupteurs (Figure II.10) :

Nous étudions maintenant le processus général de commutation en ne considérant qu'une cellule élémentaire à deux voies que l'on isole de la structure globale du convertisseur.

Cette cellule est représentée sur la (figure II.10) .



**Figure II.10** : Cellule élémentaire de commutation [1]

La source de tension  $V$  symbolise la différence de potentiel ( $V_1 - V_2$ ) imposée entre les deux pôles  $A_1$  et  $A_2$  par les branches de tension qui leur sont associées. La source de courant  $I$  est représentative du courant de maillon dans la branche connectée au point  $C$ , en étoile avec les interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  concernés par la commutation. Cette cellule permet, en fonction des contraintes électriques qui sont imposées avant, pendant et après la commutation, l'analyse du mode de fonctionnement des deux interrupteurs et leur caractérisation.

La cellule de commutation vérifie toujours les relations suivantes :

$$V_{k1} + V_{k2} = V \quad (\text{Loi des mailles}) \quad (\text{II.45})$$

$$i_{k1} - i_{k2} = i \quad (\text{Loi des nœuds}) \quad (\text{II.46})$$

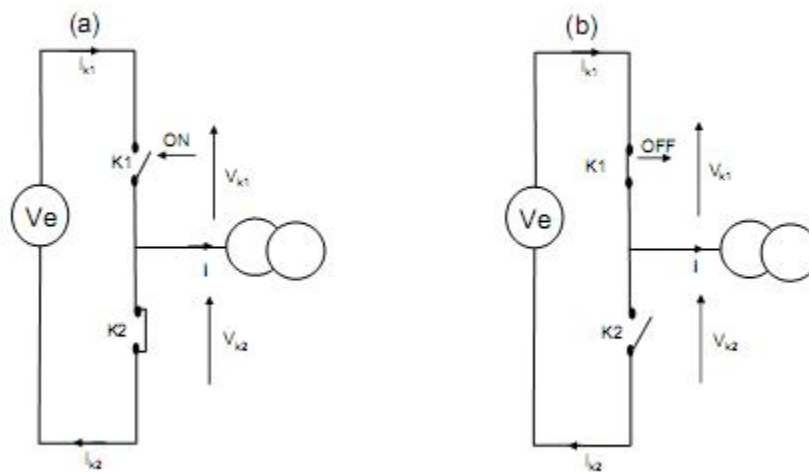
D'un point de vue dynamique, dans une cellule élémentaire de commutation, la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs, entraînant spontanément le changement d'état complémentaire de l'autre.

Les états des deux interrupteurs sont complémentaires en respectant les règles fondamentales sur les interconnexions des sources:

- Ne jamais court-circuiter une source de tension ;
- Ne jamais ouvrir une source de courant.

Deux modes de commutation sont envisageables (figure II.11) :

- (a) : La commutation par commande à l'amorçage de l'interrupteur ouvert.
- (b) : La commutation par commande au blocage de l'interrupteur fermé.

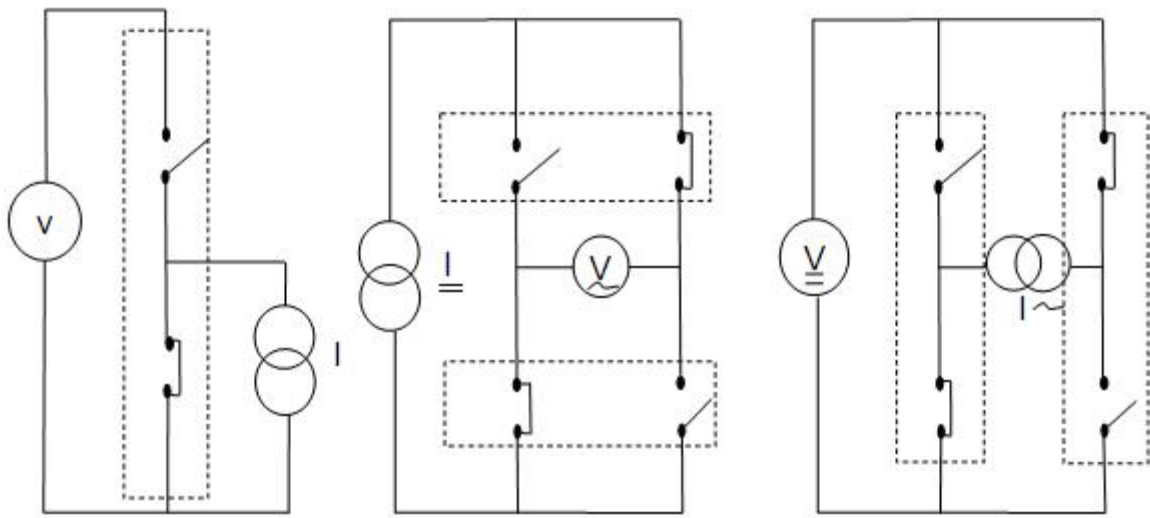


**Figure II.11** : Les deux modes de commutation possibles dans la cellule

Toutes ces considérations supposent l'utilisation de sources et d'interrupteurs parfaits.

Dans le cas de sources non parfaites, les états des interrupteurs peuvent ne pas être complémentaires. Des états supplémentaires apparaissent donc pour la notion de cellule de commutation à titre d'exemple, l'ouverture simultanée des deux interrupteurs.

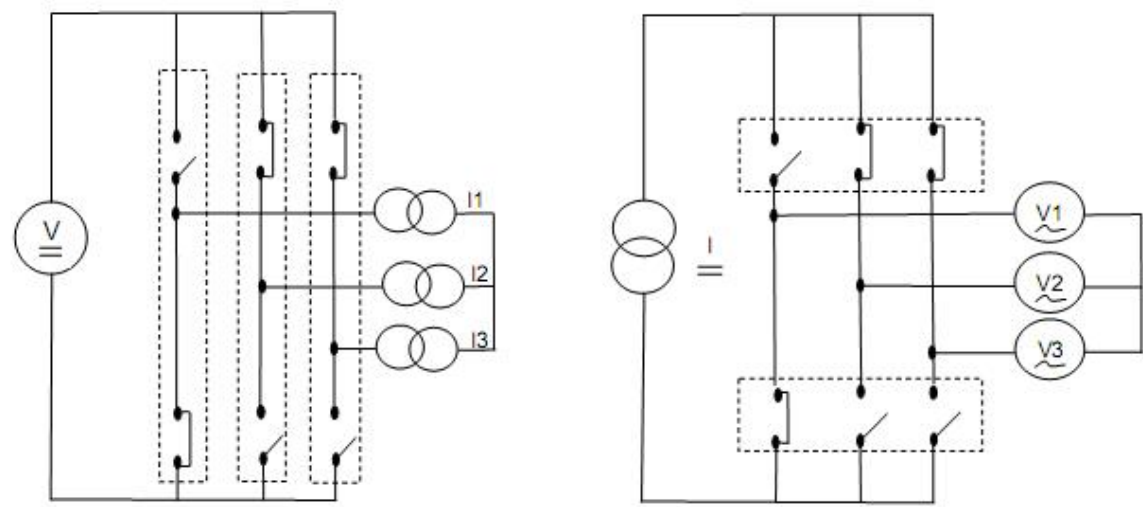
La figure (II.12) représente quelques convertisseurs dans lesquels les interrupteurs ont été regroupés pour bien faire apparaître les cellules de commutation [1].



Hacheur

Onduleur de courant monophasé

Onduleur de tension monophasé



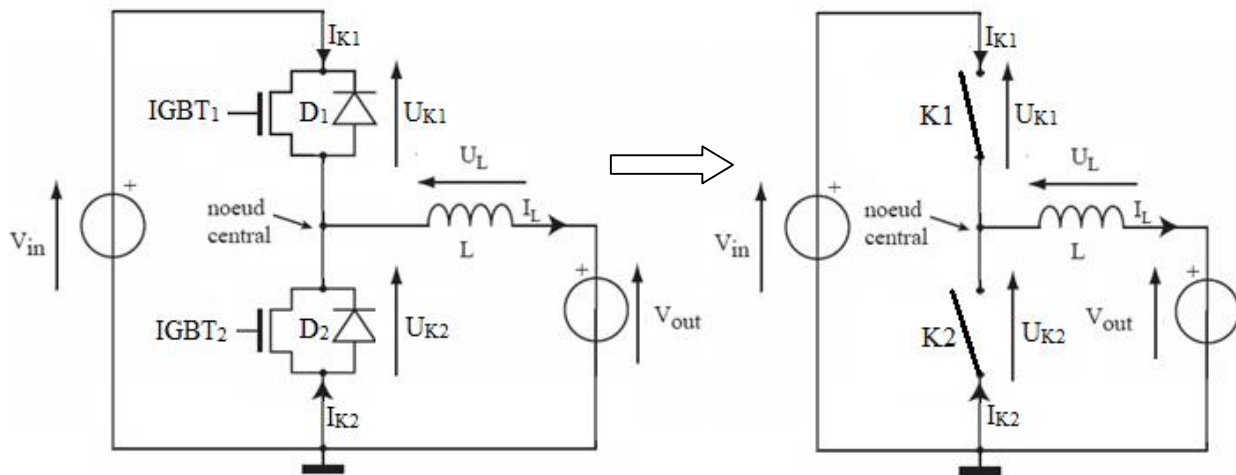
Onduleur de tension triphasé

Onduleur de courant triphasé

**Figure II.12 :** Quelques structures de convertisseurs statiques

## II.6 Commutation sur charge inductive

En électricité la majorité des charges sont de nature inductive. La commutation d'une cellule sur charge inductive peut être analysée à travers le montage abaisseur représenté sur la figure II.13. On s'intéresse particulièrement au fonctionnement de la source de courant ( $L$ ,  $V_{out}$ ). L'inductance  $L$  est nécessaire pour relier les deux sources de tension entre elles.



**Figure II.13 :** Cellule de commutation sur charge inductive

Les conditions électriques découlant de la structure utilisée sont les suivantes:

1.  $V_{in} \geq 2U_j$  à cause de la diode  $D_1$  et  $D_2$  en série avec la source d'entrée.

Avec :  $U_j$  potentiel au nœud central.

2.  $V_{out} \leq V_{in} - U_j$  Pour qu'un régime stationnaire avec un courant constant dans l'inductance soit possible
3.  $U_j \leq U_{K2} \leq V_{in} - U_j$  à cause des diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Le potentiel sur le nœud central  $U_{K2}$  dépend de l'état de conduction des transistors et des diodes.
4.  $V_{in} = U_{K1} + U_{K2}$  Loi de Kirchhoff sur la maille de gauche.

$$5. U_{K2} = V_{out} + L \frac{dI_L}{dt} \text{ Loi de Kirchhoff sur la maille de droite.}$$

$$6. I_L = I_{K1} + I_{K2} \text{ Loi de Kirchhoff sur le nœud central.}$$

## II.7 Manœuvres de commutation

On différencie les commutations douces et dures selon les conditions initiales du courant dans l'inductance. L'ensemble des possibilités sont résumées sur la figure (II.14). Si le courant dans l'inductance varie entre deux commutations selon la tension appliquée (équation caractéristique de l'inductance :  $U_L = L \frac{dI_L}{dt}$ ), il ne varie pas pendant la commutation, à cause de la présence des diodes, (ces dernières doivent être très rapides de telle sorte à ce que la variation du courant  $I_L$  soit insignifiante). Le transistor IGBT<sub>2</sub> reste constamment déclenché, mais c'est la diode D<sub>2</sub> qui conduit.

- Temps < T1: Aucun courant ne circule dans l'inductance. Tous les transistors et diodes sont bloqués. Sans variation de courant, il ne peut pas y avoir de chute de tension sur l'inductance et le potentiel sur le nœud central est égal au potentiel de la tension de sortie.
- Temps = T1: Enclenchement de K<sub>1</sub>. On établit un court-circuit entre la tension d'alimentation  $V_{in}$  et le nœud central. Au niveau de la commutation il n'existe aucun chemin pour un éventuel courant  $I_{K1}$  positif (K<sub>2</sub> et D<sub>2</sub> bloqués, pas de variation de courant possible dans l'inductance). La tension aux bornes de K<sub>1</sub> doit donc forcément s'annuler et le potentiel du nœud central rejoint la tension d'alimentation.
- T1 < temps < T2: Le transistor IGBT<sub>1</sub> est maintenu dans un état enclenché.

La tension à ses bornes reste très faible et on applique une tension  $U_L$  positive sur l'inductance. Le courant augmente alors selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} > 0 \quad (\text{II.47})$$

Théoriquement, et sans considérer la présence d'éléments résistifs, le courant peut augmenter indéfiniment si l'on n'applique pas d'ordre de déclenchement au transistor IGBT<sub>2</sub>.

- Temps =T2: On donne alors un ordre de déclenchement au transistor IGBT<sub>2</sub>, le courant I<sub>K1</sub> chute instantanément. L'inductance cherche alors à appliquer une tension ;

$$U_L = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \frac{I_L}{0} = -\infty \quad (\text{II.48})$$

selon son équation caractéristique. Le potentiel du nœud intermédiaire a donc tendance à chuter très rapidement. La diode D<sub>2</sub> peut instantanément conduire le courant I<sub>L</sub> circulant dans l'inductance, un nouvel état stable est atteint. On parle d'amorçage spontané de la diode. La tension sur l'inductance U<sub>L</sub> n'ayant pas atteint de valeur infiniment négative, le courant n'a pas pu décroître dans l'inductance pendant la commutation.

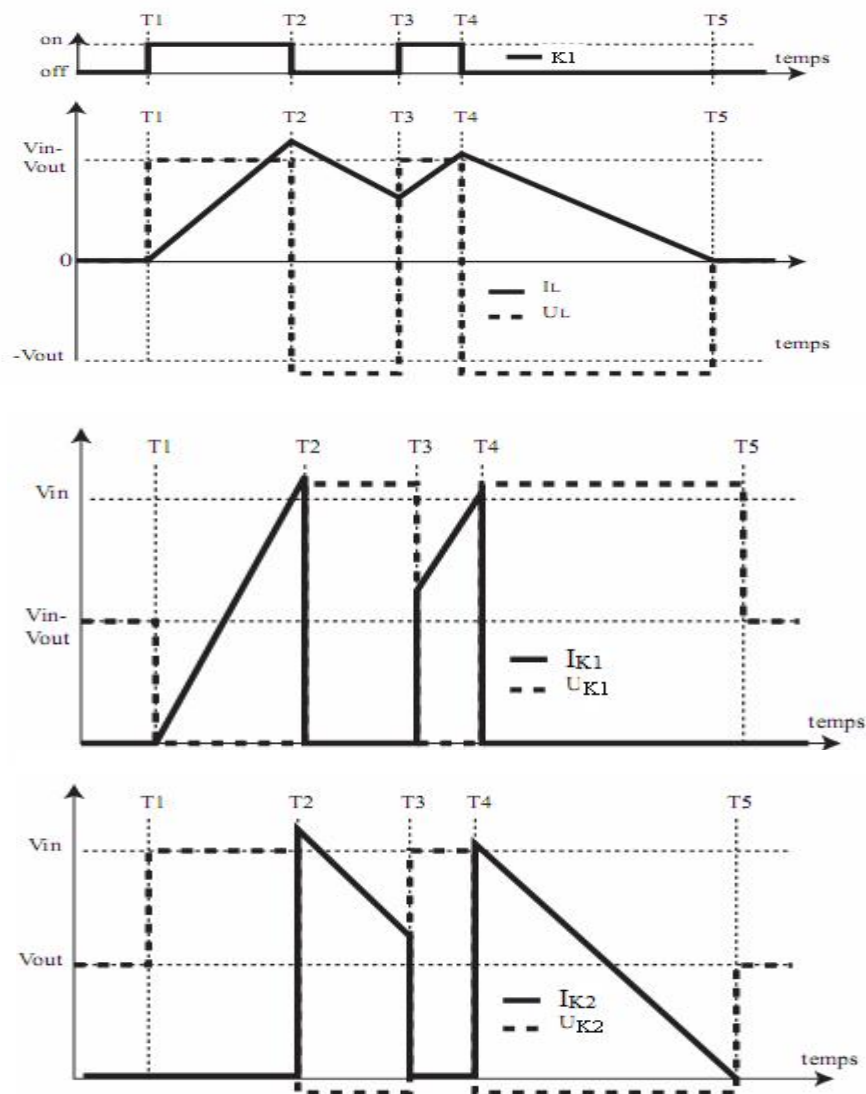
- T2<temps<T3: Tant qu'un courant circule dans la diode D<sub>2</sub>, le potentiel du nœud central doit rester à U<sub>j</sub>. On applique alors une tension négative U<sub>L</sub> = -V<sub>out</sub> + U<sub>j</sub> sur l'inductance et le courant diminue selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} = \frac{-V_{out} + U_j}{L} < 0 \quad (\text{II.49})$$

Le courant peut décroître indéfiniment (également dans les valeurs négatives si K<sub>2</sub> est enclenché) tant qu'un chemin est possible ou que l'on ne modifie pas le circuit par un ordre sur un interrupteur.

- Temps =T3: On enclenche à nouveau l'interrupteur K1, dont le courant augmente très rapidement (court-circuit sur le nœud central à U<sub>j</sub>) . Le courant I<sub>L</sub> ne pouvant pas varier le courant chute également rapidement dans la diode D<sub>2</sub>. Lorsque le courant I<sub>K1</sub> a atteint la valeur I<sub>L</sub> circulant dans l'inductance le courant dans la diode D<sub>2</sub> est nul et elle peut bloquer. Le potentiel du nœud central peut alors rejoindre celui de l'alimentation pour annuler la tension U<sub>K1</sub>.
- T3<temps<T4: Comportement identique à celui de T1<temps<T2.
- Temps=T4: Commutation identique à celle de temps=T2.

- $T4 < t_{\text{temps}} < T5$ : Comportement identique à celui de  $T2 < t_{\text{temps}} < T3$ .
- $\text{Temps} = T5$ : Blocage naturel de la diode  $D_2$ . Lorsque le courant s'annule dans la diode il n'existe plus de chemin pour un courant négatif dans l'inductance. Le potentiel sur le nœud central devient flottant et peut donc remonter à  $V_{out}$ , condition nécessaire pour un courant constant nul dans l'inductance. On remarquera que si l'interrupteur  $K_2$  est enclenché au moment du passage par zéro du courant dans l'inductance, le potentiel du nœud intermédiaire est maintenu à la masse du circuit et le courant doit continuer à décroître (dans les valeurs négatives) dans l'inductance [5].



**Figure II.14:** Différentes commutations possibles

Toutes les commutations sont dites dures sur l'interrupteur (déclenchements forcés pour un transistor) et spontanées pour la diode, sauf au temps  $T1$  où l'enclenchement se fait à courant nul. L'analyse est similaire si seul l'interrupteur  $K_2$  est commandé, mais avec des valeurs négatives du courant.

### II.8 Influences des commutations sur les pertes

Lorsque l'on étudie le fonctionnement d'un convertisseur, on considère que les phénomènes d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont instantanés. Pour l'enclenchement cela revient à dire que la tension chute immédiatement à sa valeur de conduction (proche de zéro) et le courant dans l'interrupteur atteint la valeur du courant circulant au même temps dans l'inductance principale du circuit (figure II.15).

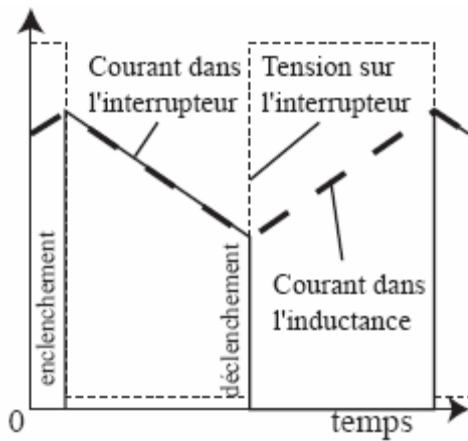


Figure II.15 : Commutation idéale

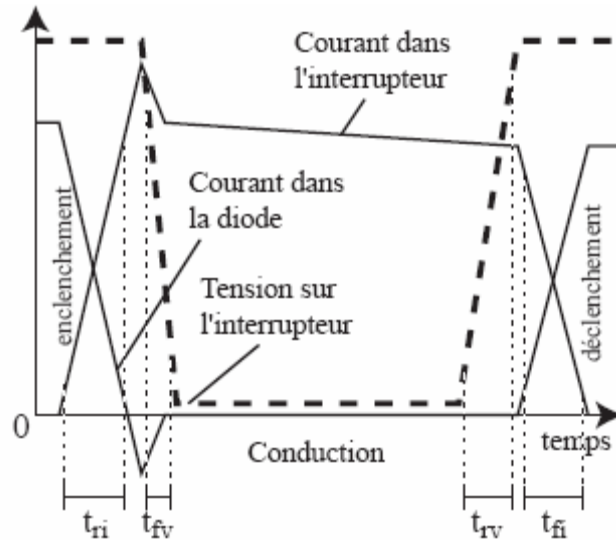


Figure II.16: Commutation réelle

Pour les interrupteurs réels, la transition de l'état enclenché à l'état déclenché ne peut se faire sans transiter par une caractéristique linéaire. Le taux de variation du courant dans l'interrupteur lors de l'enclenchement  $di/dt$  dépend de la technologie utilisée et est proportionnel à la résistance de grille associée au driver. La tension appliquée aux bornes de l'interrupteur ne peut pas décroître tant que toutes les charges n'ont pas été évacuées de la diode de roue-libre. Suit alors une décroissance de la tension dépendant de la technologie utilisée pour la diode. Cette succession d'étapes (figure II.16) introduit des pertes en commutation qui peuvent être très élevées à haute fréquence. On définit le temps de montée « tri » du courant comme le temps nécessaire au courant pour passer de 10% à 90% de sa valeur en régime établi après les phénomènes de recouvrement. Le temps de descente «  $t_{fv}$  » de la tension est défini comme le temps nécessaire pour que la tension sur l'interrupteur passe de 90% à 10% de sa valeur avant la commutation [2].

De manière similaire lors du déclenchement, la tension ne peut pas varier instantanément sur le composant à cause des capacités parasites, et le courant ne peut pas circuler dans la diode de roue-libre tant que l'interrupteur n'assume pas la pleine tension ( $V_{diode} = U_j$ ). On introduit pour le déclenchement les temps de montée  $t_{rv}$  de la tension et de descente  $t_{fi}$  du courant, définis entre 10% et 90% des valeurs nominales.

Les constructeurs indiquent également l'énergie dissipée pendant un enclenchement  $E_{on}$  et l'énergie dissipée pendant un déclenchement  $E_{off}$  pour un point de fonctionnement donné (courant et tension nominaux, résistance de grille, température).

## II.9 Calcul du rendement

Le calcul de rendement est très important en électronique de puissance puisque les pertes sont facilement élevées lorsque l'on véhicule des quantités importantes d'énergie. On distingue les pertes en conduction et les pertes en commutation.

Les pertes en conduction viennent du fait que les transistors et les diodes dissipent une certaine puissance lorsqu'un courant les traverse.

$$P_{cond} = (V_{on} D + U_j (1 - D)) I_{moy} \quad (\text{II.50})$$

Les pertes en commutation sont liées au changement d'état des interrupteurs. En général les données des constructeurs spécifient l'énergie dissipée pendant une commutation forcée sous certaines conditions de courant et de tension. On peut les adapter à une utilisation spécifique par des simples règles de proportionnalité: si la résistance de grille (commutation plus lente) double, ou si le courant moyen double ou encore si la tension double, les pertes doublent. On calcule finalement les pertes en tenant compte du nombre de commutations par seconde.

$$P_{comm} = (E_{on} + E_{off}) f_c \quad (\text{II.51})$$

A cause des pertes dans le circuit, la puissance disponible à la sortie du convertisseur  $P_{out}$  est plus faible que la puissance soutirée à la source d'entrée  $P_{in}$ . Le rendement  $\eta$  d'un convertisseur est alors donné par :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - (P_{cond} + P_{comm})}{P_{in}} \leq 1 \quad (\text{II.52})$$

La fréquence que peut supporter un composant dépend de la puissance qu'il peut dissiper et non pas de la vitesse à laquelle il peut commuter. Il est donc très important de pouvoir estimer correctement les pertes pour le dimensionnement des transistors.

## II.12 Conclusion :

L'électronique de puissance est nécessairement une électronique de commutation, dans ce chapitre nous avons décrit ce phénomène ainsi que les outils mis en œuvre pour mieux comprendre les mécanismes intervenant au niveau de celle-ci dans une cellule de commutation qui est une brique élémentaire de base pour la réalisation de la plus part des convertisseurs statiques.

D'un point de vue dynamique, dans une cellule élémentaire, la commutation est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs, entraînant spontanément le changement d'état complémentaire de l'autre.

Après avoir décrit les équations des tensions et des courants pendant la commutation des interrupteurs d'une manière générale, nous avons étalé les différentes manœuvres de commutation dans un montage abaisseur (hacheur série).

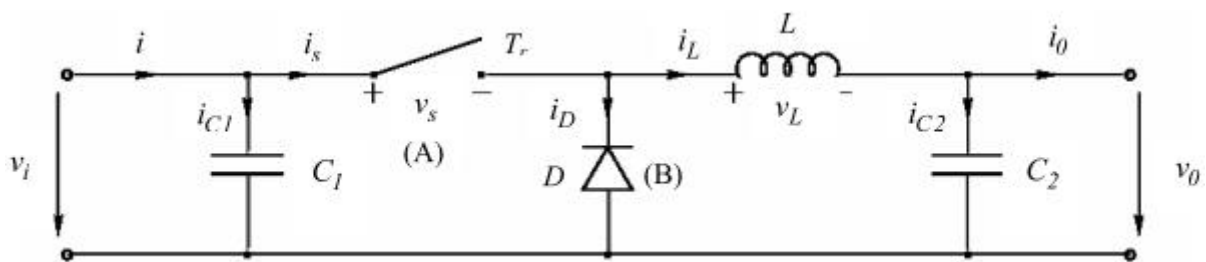
On a montré aussi l'influence de la commutation sur les pertes en faisant constater qu'elles sont proportionnelles à la fréquence .

## ***CHAPITRE III***

### ***Etude théorique du hacheur série***

### III.1. Introduction :

L'examen des caractéristiques statiques de ces interrupteurs montre qu'ils doivent être unidirectionnels en tension et en courant, et l'examen des caractéristiques dynamiques montre que l'interrupteur 'A' doit être à fermeture et à ouverture commandée, et que l'interrupteur 'B' doit commuter spontanément. En somme, si le courant qu'appelle la charge est positif, l'interrupteur 'A' doit être un thyristor GTO ou un transistor bipolaire, MOS, IGBT ou IGCT, et l'interrupteur 'B', une diode



**Figure III.1** : Principe de base d'un hacheur série.

Avec :

$T_r$  : est un interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture ;

$D$  : Une diode ;

$T_s$  : représente la période de hachage, définie par la commande ;

et  $\alpha$  - : le rapport cyclique, défini comme étant le rapport entre le temps de fermeture de l'interrupteur commandable, et la période de hachage .

### III.2. Généralités :

La façon la plus simple de réduire une tension est d'utiliser un diviseur de tension, mais les diviseurs de tension, dissipant sous forme de chaleur l'excès de tension, possèdent un faible rendement ce qui est gênant pour les applications d'électronique de puissance. Un convertisseur Buck possédant un fort rendement (jusqu'à 95%), et offrant la possibilité de réguler la tension de sortie.

### III.3. Principe de Fonctionnement :

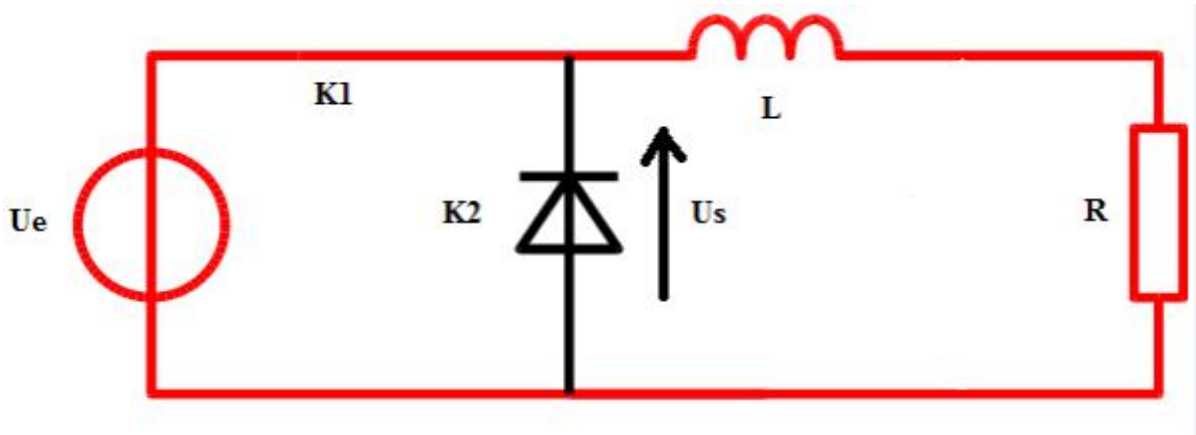


Figure III.2 : hacheur série Durant l'état ON.

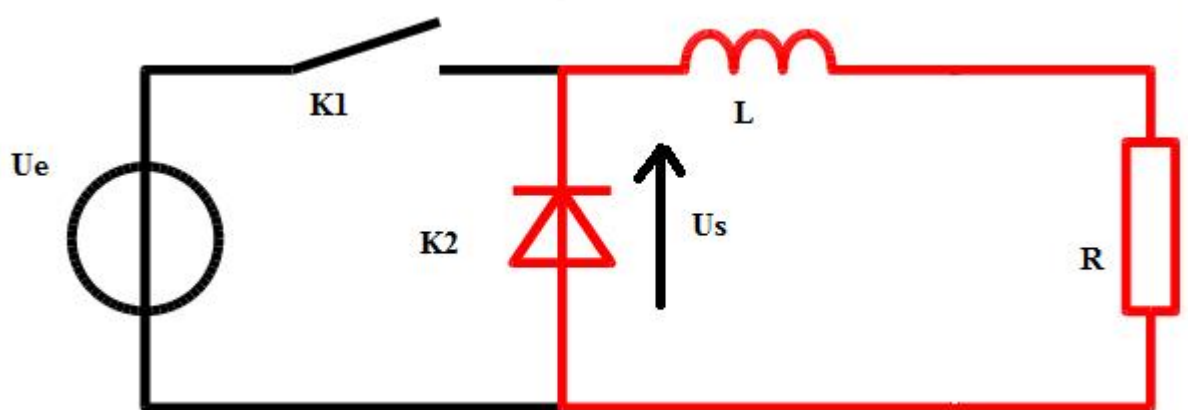


Figure III.3 : hacheur série durant l'état OFF

L'interrupteur  $K_1$  est fermé pendant la fraction  $DT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge  $R$  à travers l'inductance  $L$ . Lors du blocage du transistor, la diode  $K_2$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

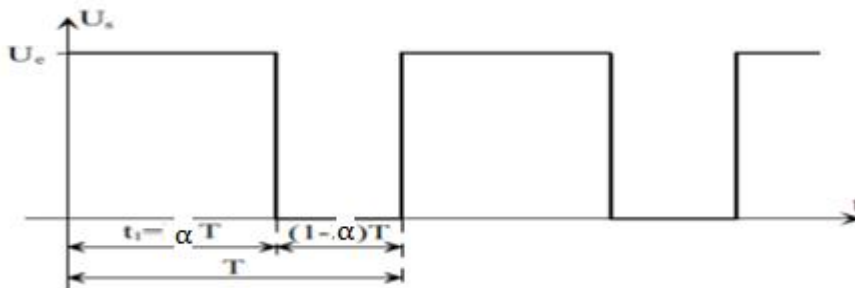
Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure (III-5). En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle. La tension de sortie est donnée par la relation suivante:

$$U_s = \alpha U_e \quad (\text{III-1})$$

Par définition,  $0 \leq \alpha \leq 1$ , Ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur).

➤ **Démonstration**

$$\alpha = t_1/T \quad (\text{III-2})$$



**Figure III.4** : Formes d'ondes de la tension de sortie d'un hacheur de type Buck.

La durée  $t_1$  de conduction de  $T$  est comprise entre  $0s$  et  $T$ . Le rapport cyclique est donc en toute logique compris entre  $0$  et  $1$ .

La valeur moyenne  $\langle U_s \rangle$  est donnée par le calcul suivant :

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt \quad (\text{III-3})$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_e(t) dt \quad (\text{III-4})$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} [U_e]_0^{\alpha T} \quad (\text{III-5})$$

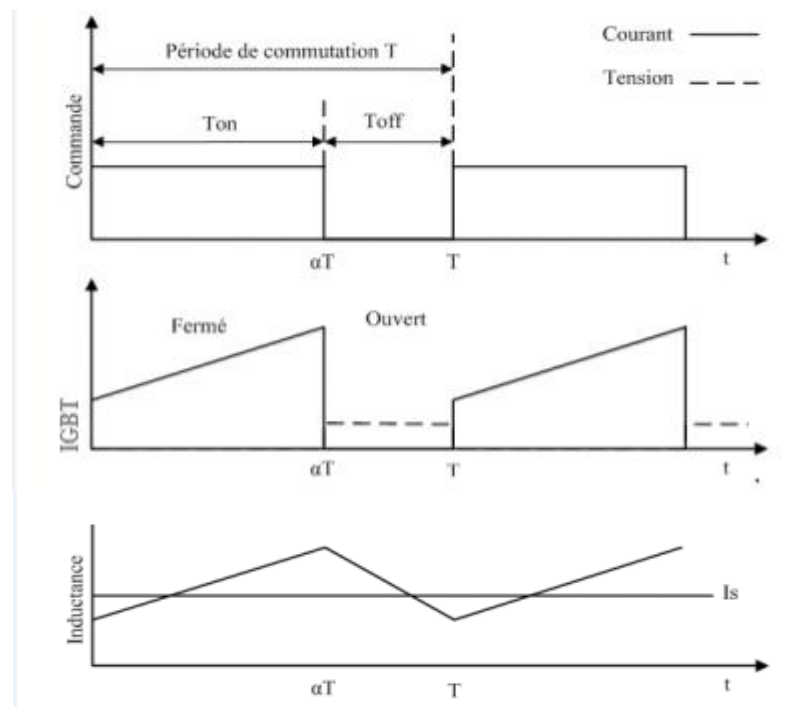
$$\langle U_s \rangle = \alpha U_e \quad (\text{III-6})$$

Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, on peut faire varier  $\langle U_s \rangle$  entre 0V et  $U_e$ .

### III.4 Régimes de conduction :

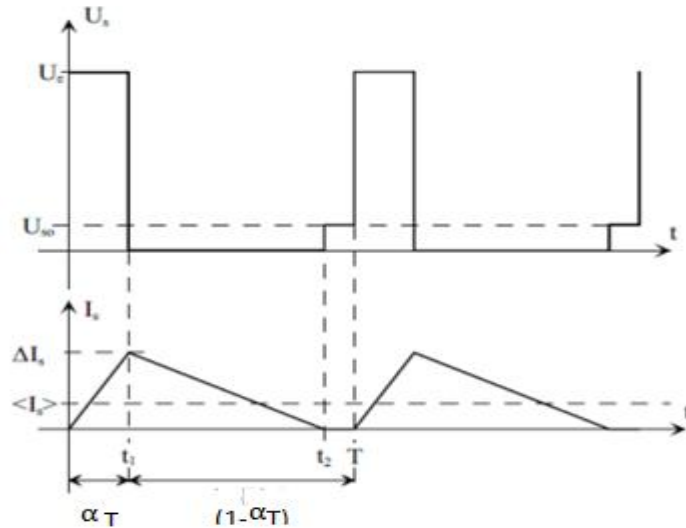
Les relations que nous avons établies sont valables pour tout hacheur abaisseur, pour lequel le courant dans la source de courant ne s'annule jamais. Ceci n'est cependant pas toujours le cas, et l'on distingue trois modes de fonctionnement :

- ✓ Fonctionnement en conduction continue : comme énoncé ci-dessus, le courant  $I_s$  dans la source de courant ne s'annule jamais,
- ✓ Fonctionnement en conduction discontinue : au contraire, le courant  $I_s$  s'annule avant la fin de la phase de roue libre, et ne redeviendra différent de zéro que lorsque le transistor sera amorcé à nouveau,
- ✓ Fonctionnement en conduction critique : fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement nommés.



**Figure III.5** : formes d'ondes en conduction continue.

Les relations que nous avons établies sont donc valables pour les modes de fonctionnement en conduction continue et en conduction critique, mais non pour le régime de conduction discontinue, ainsi qu'en attestent les tracés de la figure (III-6)



**Figure III.6 :** Conduction discontinue.

Nous donnons, sur ces tracés, la tension  $U_s$  en sortie du convertisseur, ainsi que le courant  $I_s$  dans l'inductance  $L_s$  (courant dans la source de courant équivalente) :

- Courant  $I_s$  : lorsque le transistor T est amorcé, le schéma considéré de la figure (III-2) permet de déduire la tension appliquée aux bornes de  $L_s$  :

$$U_e - U_{s0} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (\text{III-7})$$

Comme  $U_e > U_{s0}$ , le courant  $I_s$  est donc croissant. Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, cette croissance est linéaire.

Lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes de  $L_s$  devient :

$$-U_{s0} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (\text{III-8})$$

Comme  $U_{s0} > 0$ , cette phase correspond à la décroissance du courant dans  $L_s$  (phase de roue libre). Cependant, l'amplitude des ondulations de  $I_s$  autour de sa valeur moyenne est telle que le courant dans  $L_s$  s'annule avant que le transistor ne soit réenclenché. Comme cette phase est liée à la conduction de la diode D ( $I_d = I_{ls}$ ), le courant  $I_s$  ne peut s'inverser. Dès qu'il devient nul, la diode D se bloque, et le courant  $I_s$  reste nul.

- Tension  $U_s$  : lorsque le transistor T est passant (pendant  $\alpha T$ ), il est évident que :

$$U_s = U_e \quad (\text{III-9})$$

Lorsque le transistor T est bloqué, la diode D assure la continuité du courant dans  $I_s$  en s'amorçant. La source de courant est ainsi court-circuitée :

$$U_s = 0 \quad (\text{III-10})$$

Cette phase de fonctionnement est définie par sa durée  $(1 - \alpha T)$ . Lorsque cette phase s'achève, et que la diode se bloque par annulation du courant  $I_s$ , la tension aux bornes de  $L_s$  devient également nulle, ce qui entraîne un troisième niveau de tension possible pour  $U_s$  puisque durant cette phase :

$$U_s = U_{s0} \quad (\text{III-11})$$

Ainsi, lors du fonctionnement en conduction discontinue, la tension  $U_s$  est constituée de créneaux de tension d'amplitude  $U_e$ , mais également de créneaux de tensions  $U_{s0}$ . On se place donc dans le cadre d'un fonctionnement en conduction discontinue (figure 0-5.), en évaluant dans un premier temps l'amplitude  $\Delta I_s$  des ondulations du courant dans  $L_s$  :

$$\text{Pendant } \alpha T : \quad U_e - U_{s0} = L_s \frac{-\Delta I_s}{\alpha T} \quad (\text{III-12})$$

$$\text{Pendant } \alpha' T : \quad -U_{s0} = L_s \frac{-\Delta I_s}{\alpha T} \quad (\text{III-13})$$

$$\text{Il vient donc :} \quad \Delta I_s = \frac{1}{L_s} (U_e - U_{s0}) \alpha T = \frac{1}{L_s} \alpha' T U_{s0} \quad (\text{III-14})$$

$$\frac{U_{s0}}{U_e} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'} \quad (III - 15)$$

De même, on calcule la valeur moyenne  $\langle I_s \rangle$  du courant  $I_s$  :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \left[ \frac{1}{2} \Delta I_s \alpha T + \frac{1}{2} \Delta I_s \alpha' T \right] \quad (III - 16)$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_s (\alpha + \alpha') \quad (III - 17)$$

En reportant dans cette équation l'expression de  $I_s$ , et de  $\alpha'$  déduite de (III.14) et (III.15), on obtient :

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \frac{1}{L_s} (U_e - U_{s0}) \alpha T \left( \alpha + \frac{U_e - U_{s0}}{U_{s0}} \alpha \right) \quad (III - 18)$$

$$\langle I_s \rangle = \frac{1}{2} \frac{\alpha^2}{L_s f} U_e \left( \frac{U_e}{U_{s0}} - 1 \right) \quad (III - 19)$$

On obtient :

$$U_{s0} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{\alpha^2 U_e}} \quad (III - 20)$$

Par cette dernière relation on exprime l'expression de la tension moyenne en sortie du hacheur

( $U_{s0} = \langle U_s \rangle$ ), en fonction :

- ✓ du rapport cyclique  $\alpha$ ,
- ✓ de la valeur de l'inductance  $L_s$ ,
- ✓ de la fréquence de commutation  $f$  ( $f = 1/T$ ),
- ✓ de la valeur moyenne du courant  $I_s$ ,
- ✓ de la tension de la source continue  $U_e$ .

Il est de plus important de définir la relation définissant le mode de fonctionnement en conduction critique. Cette relation peut être obtenue à partir de la relation :

$$I_{slim} = \frac{\Delta I_s}{2} \quad (III - 21)$$

Où  $\langle I_{slim} \rangle$  représente la valeur moyenne du courant  $I_s$  lorsque le mode de conduction critique est atteint. On notera que pour ce mode de fonctionnement :

$$\langle U_s \rangle = U_{s0} = \alpha U_e \quad (III - 22)$$

Le développement de l'expression de  $\langle I_{stim} \rangle$  donne :

$$\langle I_{stim} \rangle = \frac{1}{2l_s f} (U_e - U_{s0}) \alpha \quad (III - 23)$$

$$\langle I_{stim} \rangle = \frac{1}{2l_s f} (1 - \alpha) \alpha U_e \quad (III - 24)$$

Caractéristiques de sortie : Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur abaisseur, grâce aux relations :

- Équation (III.6) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- Équation (III.20) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- Équation (III.22) : condition de conduction critique.

Pour définir ces caractéristiques statiques, nous introduisons des variables normalisées que nous utiliserons systématiquement tout au long de l'étude des convertisseurs DC/DC.

- ✓ **Définition** : Soient la tension  $y$  et le courant  $x$ , respectivement tension normalisée et courant normalisé: On définit :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{s0}}{U_e} \quad (III - 25)$$

$$x = \frac{L_s f \langle I_s \rangle}{U_e} \quad (III - 26)$$

Si l'on reformule les équations (III.1), (III.20) et (III.22) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$U_{s0} = \alpha U_e$	$\Leftrightarrow y = \alpha$
Conduction discontinue	$U_{s0} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{\alpha^2 U_e}}$	$\Leftrightarrow y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{\alpha^2}}$
Conduction critique	$\langle I_{stim} \rangle = \frac{1}{2l_s f} (1 - \alpha) \alpha U_e$	$\Leftrightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} y(1 - y)$

**Tableau III.1** : reformule des différents régimes de conduction hacheur série.

### III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous venons de présenter une structure de convertisseur continu-continu à savoir les convertisseurs Buck (série)

Le hacheur série qui commande le débit d'une source de tension pour commander une charge de courant.

Dans notre projet, cette charge représente une résistance R en série avec une inductance L.

Le prochain chapitre sera consacré à la réalisation de notre prototype.

***CHAPITRE IV :***  
***Réalisation du hacheur série***

### IV.1 Introduction :

L'objectif est de réaliser un circuit de commande basé sur deux transistors bipolaires, qui permet l'amorçage de la gâchette du transistor, et ainsi servir de générateur d'impulsions pour la commande de l'IGBT.

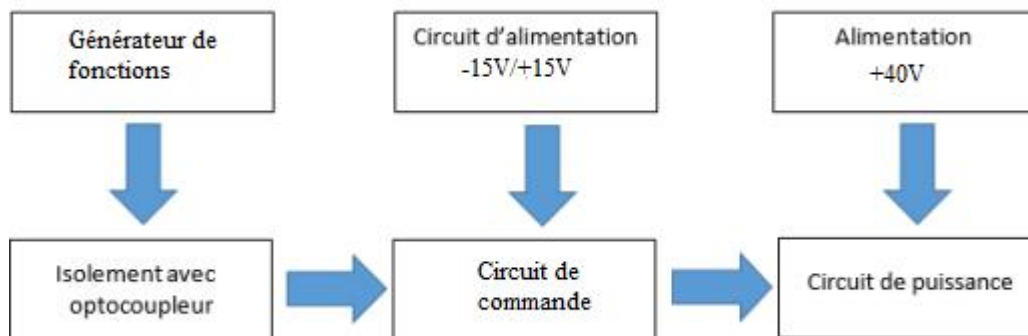
Pour une bonne réalisation, il nous a fallu respecter un nombre considérable de facteurs et de contraintes, tels que les contraintes électriques et thermiques, la disponibilité et le coût.

La structure de l'ensemble à réaliser est composée de deux parties :

- La partie commande
- La partie puissance

### IV.2 Présentation Générale :

Dans ce chapitre, nous allons réaliser les circuits des différents blocs présentés dans la figure IV.1 et les étapes suivies qui nous ont mené à finaliser ce prototype.



**Figure IV.1 :** Représentation schématique du dispositif expérimental

### IV.3 Description du prototype :

Le montage réalisé est composé de cinq parties distinctes :

- 02 alimentations  $\pm 15V$  et  $+40V$
- 01 générateur de fonction  $f=1KHz$
- 01 circuit englobant la partie isolement utilisant un optocoupleur et une partie commande
- 01 circuit de puissance

### IV.3.1 Circuit de commande :

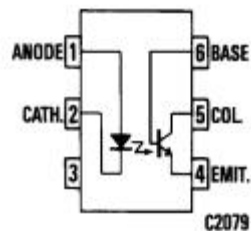
Le circuit de commande comporte un optocoupleur, un amplificateur opérationnel monté en comparateur et deux transistors bipolaires.

#### IV.3.1.1 Optocoupleur 4N25:

Est un composant électronique capable de transmettre un signal d'un circuit électrique à un autre, sans qu'il y ait de contact galvanique entre eux, il se compose d'un émetteur et un récepteur :

L'émetteur : diode électroluminescente est une diode émettant de la lumière infrarouge (émission spontanée) lorsqu'elle est soumise à une polarisation directe. Lorsqu'un courant passe dans la DEL

Le récepteur est un phototransistor qui est composé de 3 zones : l'émetteur, la base et le collecteur. Le phototransistor est une variante du transistor NPN : le courant passe du collecteur vers l'émetteur, mais à condition que la base reçoive, non plus du courant, mais de la lumière visible ou infrarouge



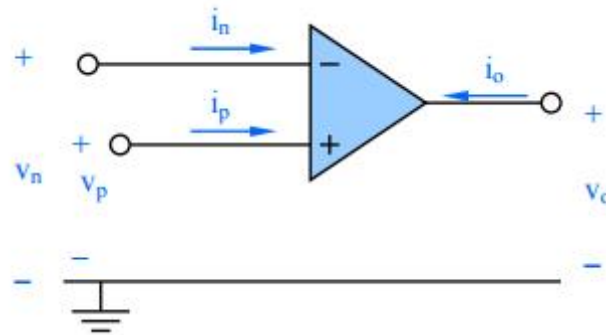
**Figure IV.2 :** Schéma de l'optocoupleur 4N25

#### IV.3.1.2 Amplificateur opérationnel :

L'AOP TL081C utilisé ici en comparateur est un dispositif permettant de comparer une tension par rapport à une référence donnée

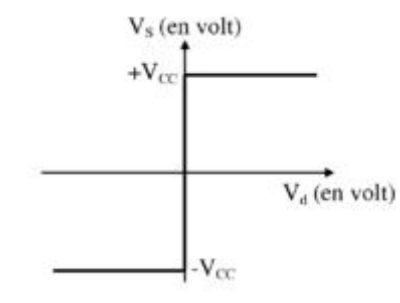
Il possède: - Deux entrées:

Une entrée notée (-) dite entrée inverseuse et une entrée notée (+) dite entrée non inverseuse et une sortie:  $V_s$ .



**Figure IV.3** : Symbole de l'amplificateur opérationnel en comparateur

Dans ce montage à base d'amplificateur opérationnel TL081C monté en comparateur, nous appliquons 2 tensions  $V_n$  et  $V_p$  directement aux bornes des entrées inverseuses et non inverseuses. Lorsque la tension  $V_n$  est supérieure à  $V_p$  la tension en sortie de l'amplificateur opérationnel, la tension de sortie  $U_s = +V_{CC}$ . Au contraire, lorsque  $V_n$  est inférieure à  $V_p$ , la tension de sortie de l'AOP  $V_o = -V_{CC}$ .



**Figure IV.4** : Signal de sortie de l'AOP en comparateur

### IV.3.1.3 Deux transistors bipolaires (BJT) :

Les deux transistors sont montés en push-pull

- Un transistor NPN 2N1613  
 $V_{ce} = 50V$   
 $I_{cmax} = 1A$
- Un transistor PNP 2N2905  
 $V_{ce} = -60V$   
 $I_c = -600ma$

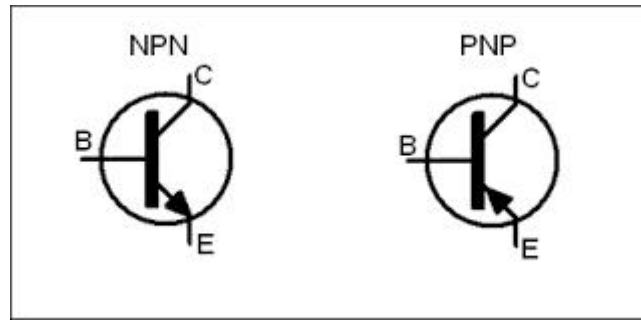


Figure IV.5 : Symboles des transistors bipolaires

#### IV.4 deux résistances $R_{g\_ON}$ et $R_{g\_OFF}$ :

Les deux résistances  $R_{g\_ON}$  et  $R_{g\_OFF}$  permettent de contrôler séparément le courant de grille à la mise en conduction et au blocage donc les vitesses de mise en conduction et de blocage, et permet de commander le transistor de puissance entre  $\pm V$

Le schéma suivant (figure IV.6) représente le circuit dans "Isis" pour montrer l'emplacement des différents composants.

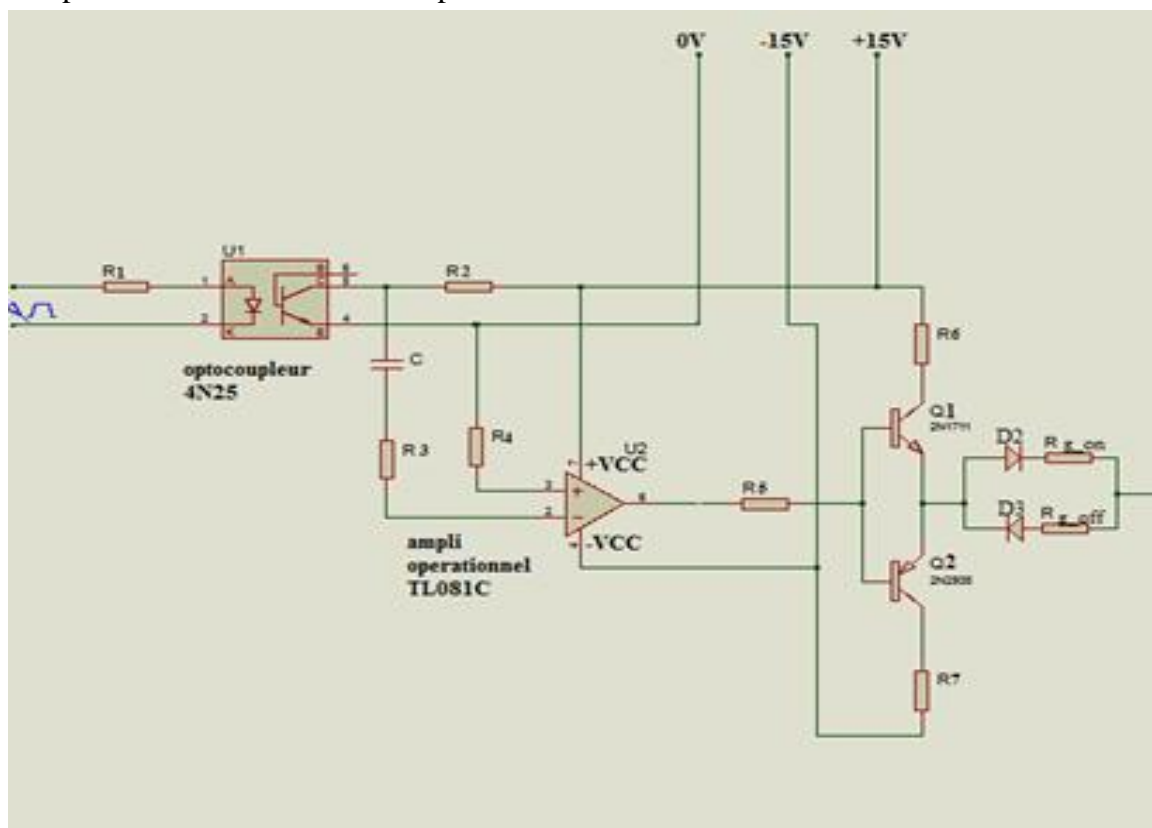


Figure IV.6 : Schéma de commande

Le circuit de la figure (IV.6) a pour rôle de générer des impulsions adéquates pour la commande de l'IGBT,

A la sortie du générateur de fonctions ; le signal formé d'une partie positive de 5V et une autre nulle n'est pas assez puissant, ni compatible pour la commande du transistor IGBT, pour cette raison nous sommes amenés à réaliser ce circuit, utilisant l'AOP et les transistors bipolaires Q1 et Q2 montés en push-pull (collecteurs communs), pour générer un signal carré  $\pm 15V$ .

Le circuit délivre un signal composé de deux parties :

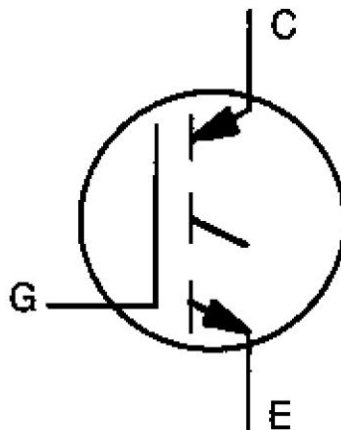
- ✓ Partie positive  $V_s = 15V$  : pour amorcer l'IGBT
- ✓ Partie négative  $V_s = -15V$  : pour maintenir la gâchette de l'IGBT sous un potentiel négatif, afin d'éviter des amorçages accidentels du transistor dus à des tensions parasites.

#### IV.5 Circuit de puissance :

Il comporte :

##### IV.5.1 Transistor IGBT :

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor ou transistor à grille isolée). est un transistor dont la conduction est amorcée et désamorcée en appliquant une tension appropriée sur la gâchette (la base). Comme dans un transistor conventionnel, les trois bornes sont nommées collecteur C, émetteur E et grille G.



**Figure IV.7** symbole de l'IGBT

Le IRGPC60K est caractérisé par:

$V_{ces} = 600V$  tension collecteur-émetteur maximale;

$V_{ce(sat)} \leq 3,1V$  tension collecteur-émetteur à l'état saturé;

$V_{ge} = 15V$  tension grille-émetteur (commande)

$I_c = 41A$  courant de collecteur.

#### IV.6 Circuit du hacheur série :

L'ensemble des deux circuits (commande et puissance) donnent :

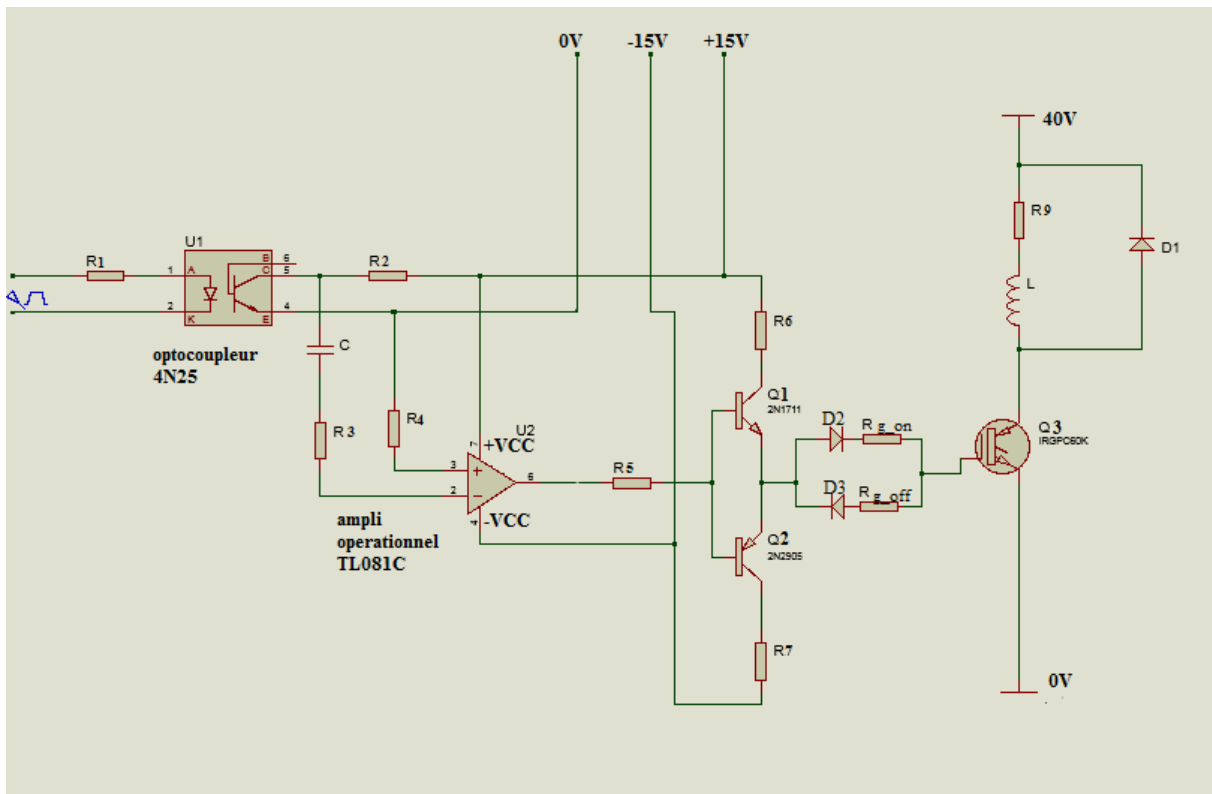


Figure IV.8 : Schéma du hacheur série

IV.7 Les circuits à imprimer :

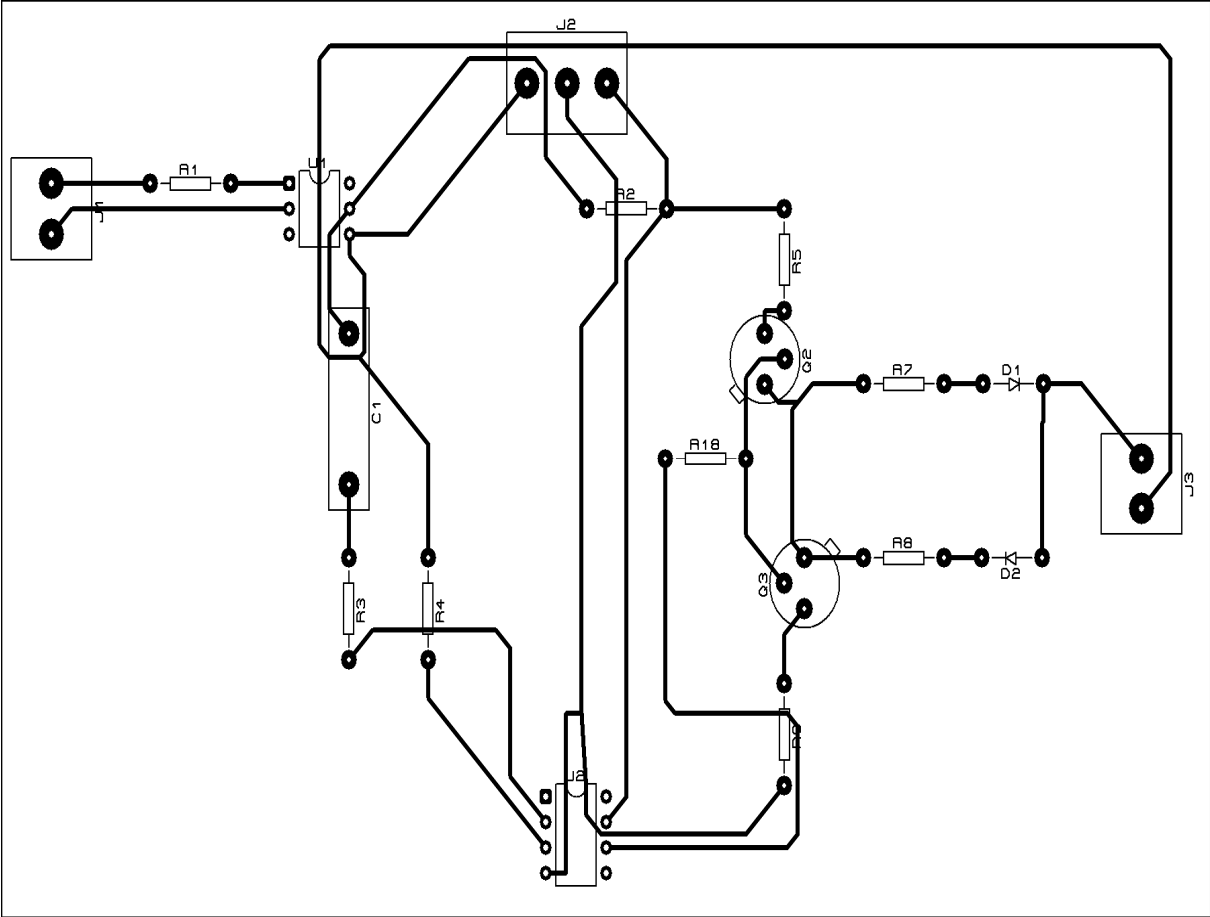
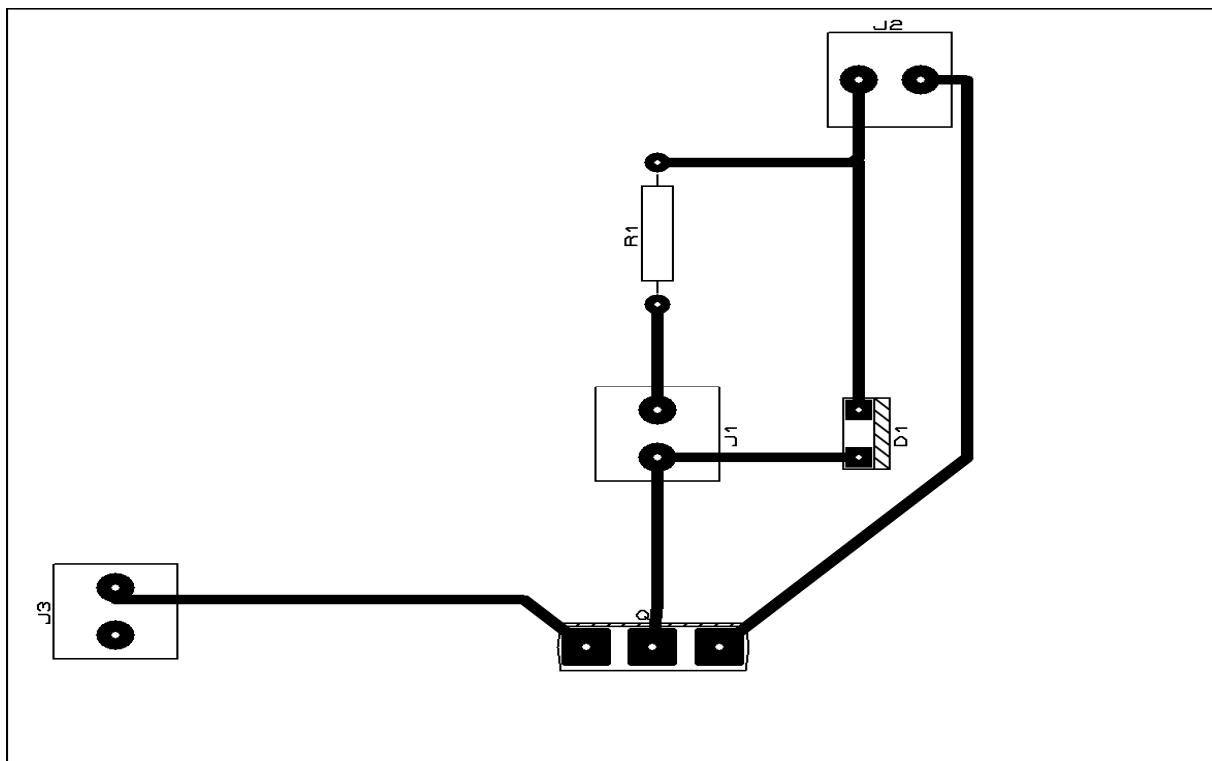


Figure IV.9 Circuit de commande à imprimer avec l'emplacement des composants



**Figure IV.10** Circuit de puissance à imprimer avec l'emplacement des composants

#### IV.8 Conclusion :

A travers ce chapitre, nous avons expliqué les différents composants nécessaires et leur dimensionnement ainsi que la procédure à suivre pour la réalisation du hacheur série

Le but de cette réalisation consiste à commander un transistor IGBT à l'ouverture et à la fermeture, ainsi montrer l'importance de la forme du signal à la sortie de la commande.

## *Conclusion Générale*

### **Conclusion générale :**

Dans ce travail, nous nous sommes consacré à la réalisation d'un hacheur série à base d'un transistor IGBT et plus particulièrement à la réalisation de son circuit de commande .

Afin d'aborder cet objectif, nous avons présenté la structure et le modèle de fonctionnement des semi-conducteurs puis ceux des hacheurs série.

Le premier objectif de notre travail est de mieux connaître les hacheurs série en étudiant leur principe de fonctionnement et les composant les mieux adaptés selon la puissance de ces derniers ,pour mieux les commander.

Le deuxième objectif consiste à l'amélioration des performances statiques et dynamiques des interrupteurs statiques , c'est-à-dire augmenter la performance et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, limiter les pertes par commutation et par conduction.

Pendant toute la durée de la réalisation, nous étions contraints de dimensionner et tester très soigneusement chaque composant utilisé afin de garantir le bon fonctionnement de l'ensemble après assemblage.

Enfin les perspectives se dirigent vers la duplication du système de commande sur un champ plus large tel que les onduleurs monophasés et triphasés.

# **Bibliographie**

[1] : **R.Kachnoura** « calcul des pertes dans les convertisseurs statiques » thèse de doctorat, UMMTO 2015.

[2] : **Pierre-Olivier JEANNIN** « Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée », thèse de doctorat, INPG 2011.

[3] : **Thierry LEQUEU** «Techniques de l'ingénieur D3000, D3030 »

[4] : **Composants a semi-conducteurs pour l'électronique de puissance** ,2004.

[5] : **Pierre LEFRANC** «Étude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance», thèse de doctorat, INSAL 2005.

[6] : **The Van Nguyen** «Circuit générique de commande rapprochée pour l'électronique de puissance», thèse de doctorat ,université de Grenoble2010.

[7] : **G. SEQUIER** " Électronique de Puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications ". Dunod, 1996. ISBN 2-10-003107-4.

# ANNEXES

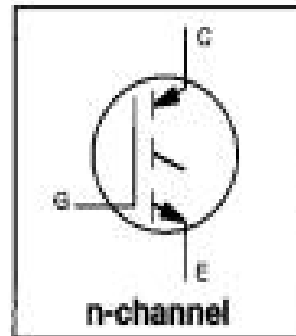
# IRGPC60K

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

Short Circuit Rated  
UltraFast IGBT

## Features

- Short circuit rated - 10 $\mu$ s @ 125°C, V<sub>GE</sub> = 15V
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for high operating frequency (over 5kHz)  
See Figure 1 for Current vs. Frequency curve



$$V_{CES} = 600V$$

$$V_{CE(sat)} \leq 3.1V$$

$$\text{@ } V_{GE} = 15V, I_C = 41A$$

## Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher usable current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of high-voltage, high-current applications.

These new short circuit rated devices are especially suited for motor control and other applications requiring short circuit withstand capability.



## Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V <sub>CES</sub>	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
I <sub>C</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Continuous Collector Current	70 *	A
I <sub>C</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Continuous Collector Current	41	
I <sub>CM</sub>	Pulsed Collector Current †	140	
I <sub>CL</sub>	Clamped Inductive Load Current ‡	140	
t <sub>sc</sub>	Short Circuit Withstand Time	10	μs
V <sub>GE</sub>	Gate-to-Emitter Voltage	±20	V
E <sub>ASV</sub>	Reverse Voltage Avalanche Energy †	25	mJ
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Maximum Power Dissipation	280	W
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Maximum Power Dissipation	110	
T <sub>J</sub>	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb•in (1.1N•m)	

## Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R <sub>JC</sub>	Junction-to-Case	----	----	0.45	°C/W
R <sub>CS</sub>	Case-to-Sink, flat, greased surface	----	0.24	----	
R <sub>JA</sub>	Junction-to-Ambient, typical socket mount	----	----	40	
Wt	Weight	----	6 (0.21)	----	g (oz)



# JFET Input Operational Amplifiers

These low-cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

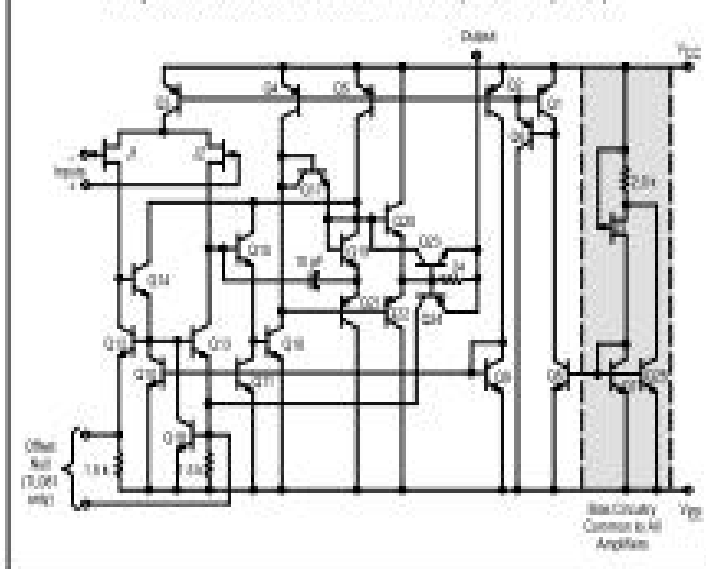
These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar products.

- Input Offset Voltage Options of 5.0 mV and 15 mV Max
- Low Input Bias Current: 30 pA
- Low Input Offset Current: 5.0 pA
- Wide Gain Bandwidth: 4.0 MHz
- High Slew Rate: 13 V/μs
- Low Supply Current: 1.4 mA per Amplifier
- High Input Impedance:  $10^{12} \Omega$

### ORDERING INFORMATION

Op Amp Function	Device	Operating Temperature Range	Package
Single	TL081CD	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	SO-8
	TL081ACP		Plastic DIP
Dual	TL082CD	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	SO-8
	TL082ACP		Plastic DIP
Quad	TL084CN, ACN	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	Plastic DIP

Representative Circuit Schematic (Each Amplifier)



Order this document by TL081CD

## TL081C, AC TL082C, AC TL084C, AC

### JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

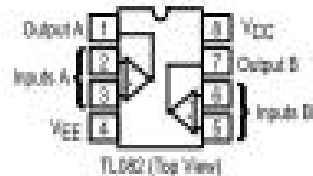
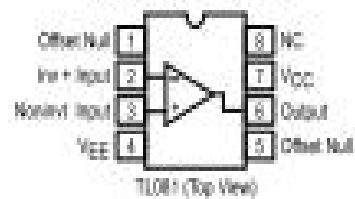


P-SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 628



D-SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SO-8)

#### PIN CONNECTIONS



N-SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646

#### PIN CONNECTIONS

