

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
*Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique*  
*Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou*  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



# *Mémoire de fin d'étude*

*En Vue d'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique.  
Option : Machines Electriques.*

**THEME**

*Impact des temps morts sur la tension  
de sortie d'un onduleur triphasé.*

*Proposé par:*

*M<sup>lle</sup> : KACHENOURA .R*

*Réalisé par :*

*M<sup>r</sup>: ZITOUN Hakim.*

*M<sup>r</sup>: GAOUI Mouloud*

*M<sup>r</sup>: KOUFFI Menad.*

*Promotion : 2010/2011*

# *Remerciement*

*Nous exprimons nos plus distinguées reconnaissances et vifs remerciements à notre promotrice M<sup>lle</sup> Kachenoura, pour son soutien économique et moral qui n'a pas lésiné sur les moyens pour nous permettre un cadre de travail adéquat pour la réalisation de ce travail*

*Nos remerciements ne seront jamais assez pour notre promotrice M<sup>lle</sup> Kachenoura pour son aide précieuse et sa disponibilité permanente tout au long de l'élaboration de ce projet avec ces bons conseils et son analyse pointue et sans faille, et d'avoir cru en nous jusqu'à la fin de ce projet*

*Tout nos vifs remerciements vont aussi à M<sup>r</sup> Birouche "vice chef de département" pour son aide moral et administrative*

*Enfin, nos remerciements pour les membres de jury qui nous feront l'honneur d'examiner et de juger notre travail*

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

## Chapitre I Généralités sur les semi-conducteurs

I-1.Introduction .....	03
I-2. Classification des composants semi-conducteurs de puissance .....	03
I-2.1 Composants bipolaires.....	03
I-2.2 Composants unipolaires.....	03
I-2.3 Composants mixtes.....	04
I-3.Le fonctionnement des principaux composants de puissance.....	04
I-4. Les composants semi-conducteurs de puissance.....	04
I-4.1L' IGBT en mode interrupteur .....	05
I-4.2 Structure de l'IGBT.....	05
I-4.3 Comparaison entre IGBT type PT et NPT.....	07
I-4.4 Mode de fonctionnement de l'IGBT.....	08
I-5. La diode de puissance.....	11
I-5.1 Technologie de la diode de puissance .....	11
I-5.2 Comportement des diodes PiN .....	13
I-6. Conclusion.....	14

## Chapitre II Cellules de commutation sans temps mort

II-1.Introduction .....	16
II-2.Définition de la commutation .....	16
II-3.Illustration de commutation .....	16
II-3.1 Interrupteur avec résistance interne et résistance de fuite sous charge résistive .....	18
II-3.2 Interrupteur avec capacité parasite sous charge résistive .....	19
II-3.2.1 Caractéristiques dynamiques (OFF→ON) .....	19
II-3.2.2 Caractéristiques dynamiques (ON→OFF) .....	20
II.4 Notion de cellule de commutation .....	22
II-5.Règles d'association des interrupteurs dans une cellule de commutation .....	23
II-6. Cellule élémentaire de commutation .....	25
II-6.1 Aspect local de la commutation.....	25
II.6.1.1 Généralités.....	25
II.6.1.2 Régime statique .....	26
II.6.1.3 Régime dynamique (Mode de commutation) .....	26
II-6.2 Aspect système de la commutation .....	27
II-7.Commutation sur charge inductive .....	32
II-8.Manœuvres de commutation .....	33
II-9.Commutation réelle .....	36
II-10.Conclusion .....	37

## Chapitre III

## Onduleur triphasés

III-1.Introduction .....	38
III-2.Convertisseurs continus – alternatif .....	38
IV-2.1Onduleur autonome.....	39
IV-2.2Onduleur non autonome.....	39
III-3.Onduleur triphasé.....	39
III-4.Paramètre de performance de l'onduleur .....	39
III-5 .Commande pleine onde.....	40
III-6. Application des onduleurs triphasés.....	41
III-7. Système d'alimentation .....	43
III-7.1 Alimentation par un onduleur de tension .....	44
III-7.2 Etude d'un Onduleur de tension triphasé.....	45
III-7.3 Modèle de l'onduleur de tension: liaison entre le coté continu et le coté alternatif .....	45
III-8.Onduleur de tension à MLI .....	49
III-9 Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle .....	50
III-10 Modulation Vectorielle .....	52
III-10.1 Principe .....	52
III-10.2 Transformation de Concordia .....	52
III-10.3Vecteurs de commande .....	53
III-10.4 Étape 1 : la détermination de $V_\alpha$ , $V_\beta$ , $V_{ref}$ et l'angle $\alpha$ .....	55
III-10.5 Étape 2: génération des séries d'impulsions $T_1$ , $T_2$ et $T_0$ .....	56
III-10.6 Durée des temps de commutation dans le secteur1 .....	56
III-10.7 Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque .....	57
III-10.8 Étape 3 : détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur.....	57
III-11.Retards et temps morts .....	58
III-11.1 Origine et influence des retards .....	58
III-11.2 Mise en œuvre des temps morts .....	59
III-11.3 Nécessité et influence des temps morts.....	65
III-12. Conclusion .....	66

## Chapitre IV

## Machine à courant continu

IV-1.Introduction .....	68
IV-2. Machine à courant continu .....	68
IV-2.1 Description générale.....	68
IV-2.2Principe de fonctionnement en moteur .....	70
IV-3.Modes d'excitation.....	71
IV-4.Le couple électromagnétique .....	71
IV-5.La force contre-électromotrice .....	72
IV-6. Modélisation de la machine à courant continu (excitation indépendante) ....	72
IV-6-1.Loi des mailles pour l'induit .....	73
IV-6-2.Loi des mailles pour l'inducteur .....	74

IV-7.Généralités sur les hacheurs .....	75
IV-8.Hacheur réversible en courant .....	77
IV-9.Analyse du fonctionnement du hacheur réversible en courant .....	79
IV-9-1.Calcul de la tension moyenne aux bornes de la charge sans temps mort .....	82
IV-9-2.Calcul de la tension moyenne aux bornes de la charge avec temps mort .....	83
IV-10 . Conclusion .....	86

## Chapitre V

## Application

V-1.Introduction .....	
V-2.Résultats de simulation .....	
V-2.1 Simulation avec une source de tension continue constante .....	
V-2.2 Simulation avec tension du bus continu non parfaitement lissée .....	
V-3.Conception de la partie pratique .....	
V-4.Résultats des essais .....	
V-5.Interprétation des résultats obtenus .....	
V-6.Reconstruction de la loi $V_s/f_s =cte$ .....	
V-7.Conclusion .....	

## Introduction

Dans les années 50 naissait l'industrie des semi-conducteurs. A cette époque, il n'était pas question de micro-électronique, et les composants les plus puissants permettaient de commander des courants de quelques ampères sous quelques centaines de volts. Mais, comme tout domaine scientifique, un essor important durant ces dernières années. Beaucoup d'actions de recherche (aussi bien universitaires qu'industrielles) sont à l'origine de l'expansion et de la richesse de ce domaine.

Pour améliorer les performances de l'outil de production industrielle, on fait de plus en plus appel à la conversion statique d'énergie.

L'électronique de puissance étudie les dispositifs réalisant la conversion et le contrôle de l'énergie, ces dispositifs appelés convertisseurs statiques, permettant 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 ont amenés à modifier les caractéristiques des grandeurs.

Transmises (tension, fréquence ....etc.) voir à changé la forme de l'énergie continue, alternative.

Les développement actuels de l'électroniques de puissance tendent ver l'optimisation des structures par l'augmentation du rendement et des performances et la diminution de la tail

En général dans la majorité des convertisseurs, la commande est complémentaire, malheureusement souvent pour assurer les règles d'association des sources à savoir :

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

Est de fait que la commutation des interrupteurs n'est pas instantanée de plus ce phénomène est aggravé par la préséance d'élément parasites principalement aux inductances dues a la circuiterie. S'insertion des temps morts dans les circuits de commande devient incurable. malheureusement l'introduction du temps

## Introduction générale

---

mort engendre des effets néfastes tel que la chute de fondamentale la tension (un mauvais suivi de la référence désirée), apparition d'harmoniques de faibles rang qui peuvent provoquer entre autre des ondulations non négligeables si il s'agit d'un entrainement à vitesse variable.

L'objectif de notre travail est d'accorder plus attention à ces phénomènes.

## I-1. Introduction :

Dans tous les dispositifs de l'électronique de puissance, le conditionnement de l'énergie électrique repose sur l'emploi des composants à semi-conducteurs fonctionnant en commutation.

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le coût réduit des composants semi-conducteurs de puissance ont conduit à une utilisation croissante de convertisseurs de puissance. Cette montée en puissance a ouvert un champ de nouvelles topologies pour les applications en électronique de puissance.

La présentation des composants de puissance va nous permettre de mieux comprendre les mécanismes liés à la conduction et à la commutation de courant dans la cellule de commutation.

## I-2. Classification des composants semi-conducteurs de puissance :

Il existe un grand nombre de composants à base de semi-conducteurs assurant la fonction d'interrupteurs. Tous ces composants fonctionnent en commutation entre deux états, ouvert (ou bloqué) et fermé (ou passant). La fermeture (ou mise en conduction) désigne le basculement de l'état bloqué à l'état passant, et l'ouverture (ou blocage), le basculement inverse. On distingue trois familles de composants à base de semi-conducteurs, suivant les phénomènes physiques présent lors du fonctionnement. On parle de composants bipolaires, unipolaires et mixtes.

### I-2.1 Composants bipolaires

Comme la diode et le transistor bipolaire : ils mettent en jeu l'effet de modulation de conductivité qui permet de réduire autant que possible la chute de tension à l'état passant, par contre, ceci dégrade les performances dynamiques à l'ouverture et à la fermeture. Le principe est l'injection, dans la base, de porteur (électrons/trous), qui réduisent la résistance dès que leur concentration devient notablement supérieure à celle des porteurs normalement présents (phénomène de forte injection)

### I-2.2 composants unipolaires

Exemple la diode de Schottky, transistor MOS : contrairement aux précédents, ceux-ci ne mettent en jeu qu'un seul type de porteurs, les majoritaires de région de base. Ainsi, la résistivité intrinsèque de la région de base n'est pas

modulée et intervient pleinement dans la chute de tension. Il en résulte que, l'emploi de ce type de composants est réservé aux applications de basse tension (jusqu'à quelques centaines de Volts) ce sont des composants plus rapides que les bipolaires.

### I-2.3 Composants mixtes

L'idée d'associer les deux types de structures (bipolaire et unipolaire) donne naissance à une nouvelle structure appelée mixte. Un composant mixte est donc celui qui conjugue dans le même cristal les deux types précédemment cités, tel le transistor IGBT.

### I-3. Le fonctionnement des principaux composants de puissance :

Ce sont les composants à semi-conducteurs qui remplissent les fonctions d'interrupteurs, ils sont caractérisés par :

-Tenue en tension : les composants à semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance doivent pouvoir supporter à l'état bloqué des tensions élevées (de quelques 100 V à plusieurs de kV) avec un faible courant de fuite.

-Possibilité en courant : ils doivent en régime de conduction assurer la conduction de courants élevés (de quelques A à plusieurs kA) avec une faible tension à leur bornes (la chute de tension directe).

-Commutation : les phases de commutation sont responsables de pertes (mise en conduction et blocage) qui sont souvent une limitation à l'augmentation souhaitée par les utilisateurs de la fréquence de découpage. Il faut donc que les commutations se fassent le plus rapidement possible afin de réduire autant que possible les pertes par commutation. Lorsque les commutations sont commandées, on cherche également à ce que l'énergie de commande soit la plus faible possible.

Dans ce chapitre, nous allons donner quelques notions sur les interrupteurs semi-conducteurs qui sont la diode et le transistor IGBT.

### I-4. Les composants semi-conducteurs de puissance :

Le transistor bipolaire et le MOSFET ont des caractéristiques complémentaires. Le premier présente de faibles pertes de conduction, spécialement pour des tenues en tension de claquage importantes, mais présente des temps de commutation élevés, spécialement à l'ouverture. Le MOSFET peut être commuté

beaucoup plus rapidement, mais les pertes de conduction de ce dernier sont plus importantes, surtout pour des composants prévus pour supporter des tensions de claquage élevées. Ces observations ont conduit à la réalisation d'une combinaison entre ces deux types de composants pour aboutir à l'IGBT.

Ce composant a porté suivant les fabricants les noms d'IGT (Insulated Gate Transistor), de GEMFET (Gain Enhanced MOSFET) ou de COMFET (Conductivity Modulated FET), avant que l'appellation IGBT (Insulated Grille Bipolar Transistor) ne s'impose.

#### I-4.1 L'IGBT en mode interrupteur. [1]

Le transistor IGBT est un interrupteur unidirectionnel en tension et en courant.

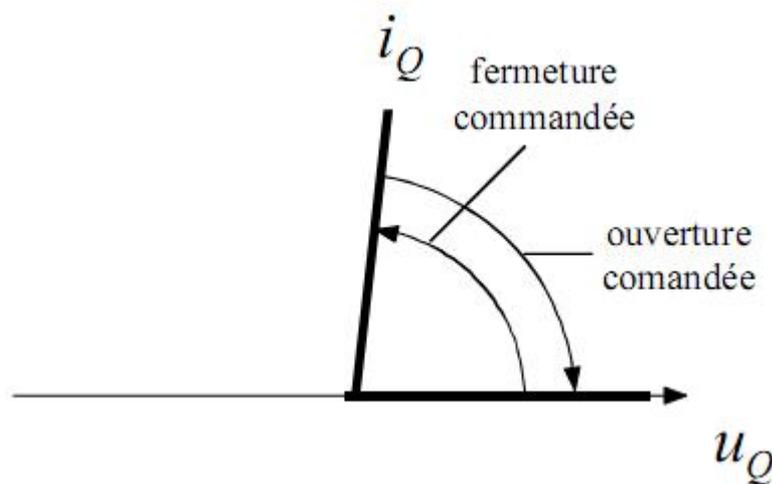


Figure I-1 Représentation de l'IGBT sur la forme d'un interrupteur

#### I-4.2 Structure de l'IGBT.

##### 1- Généralités.

Le principal inconvénient du MOSFET est la relation directe entre sa résistance  $r_{DS(on)}$  à l'état passant et la tension  $V_{(BR)DSS}$  qu'il peut supporter à l'état bloqué. On ne peut pas réaliser de MOSFET haute tension sans que :

- soit la résistance  $r_{DS(on)}$  n'atteigne une valeur prohibitive,
- soit la surface de la pastille de silicium sur laquelle il faudrait le construire n'atteigne une taille technologiquement inacceptable.

L'injection de porteurs au droit d'une jonction  $P^+N^-$  permet de réduire la résistance de la zone  $N^-$  faiblement dopée. On peut considérer l'IGBT comme une variante du MOSFET dans laquelle on utilise l'injection de porteurs pour réduire la résistance du substrat  $N^-$ .



La jonction J1 est réalisée de façon à réduire l'injection de trou du substrat P<sup>+</sup> vers la zone N<sup>-</sup>.

La fraction de courant  $I_c$  due au courant d'électrons et empruntant les canaux est donc très importante (jusqu'à 90%) et la charge stockée à évacuer par recombinaison, directement liée au courant de trous, est plus faible, entraînant une commutation au blocage plus rapide que pour l'IGBT de type PT. Le traînage dépend alors peu de la température et la valeur initiale du courant de queue (tail current) est plus faible. Par contre la chute de tension à l'état passant, principalement due à la partie MOSFET de l'IGBT, est plus importante. Dans ce cas l'IGBT est capable de tenir une tension inverse égale à la tension directe à l'état bloqué. Cette caractéristique peut s'avérer utile pour certaines applications. Cette structure élimine le risque de latch-up mais la rapidité de la commutation augmente la surtension au blocage.

#### I-4.3 Comparaison entre IGBT type PT et NPT.

Dans l'état actuel de la technique, les IGBT de type PT sont utilisés pour des tensions  $BV_{CES}$  supérieures à 1000V. Les deux types se prêtent à leur mise en parallèle car ils possèdent les deux un coefficient en température positif en conduction.

##### Ø Commutation au blocage.

Les IGBT de type PT ont un comportement au blocage, fortement dépendant de la température (Figure I-4) et présente un courant de queue nettement supérieure au type NPT. Une comparaison montre qu'un IGBT de type NPT dissipe 3 à 5 fois moins d'énergie qu'un IGBT de type PT lors de la commutation à l'ouverture.

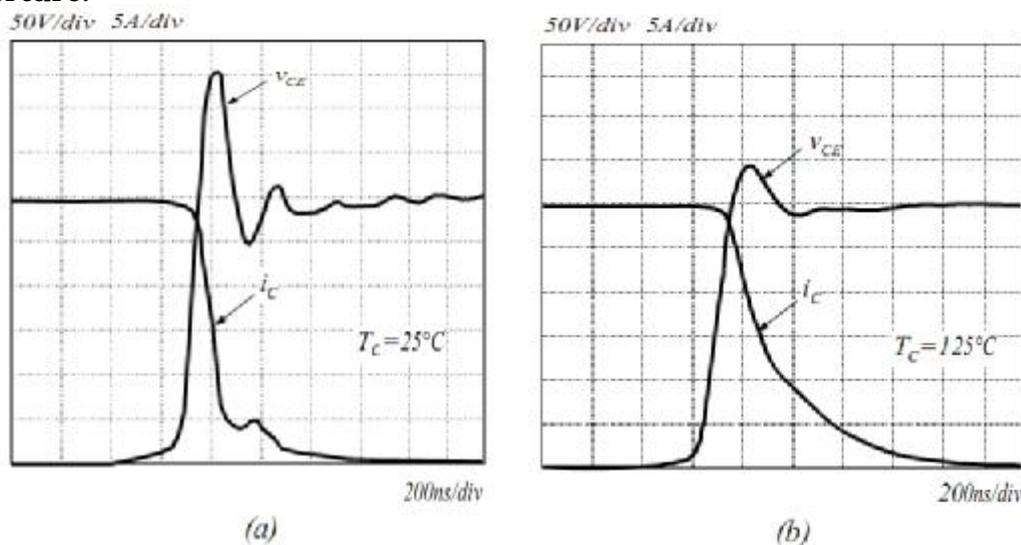


Figure I-4 Commutation à l'ouverture d'un IGBT type PT

On voit à la Figure I-5 que la commutation est non seulement plus rapide que pour un IGBT de type PT mais aussi assez peu dépendante de la température.

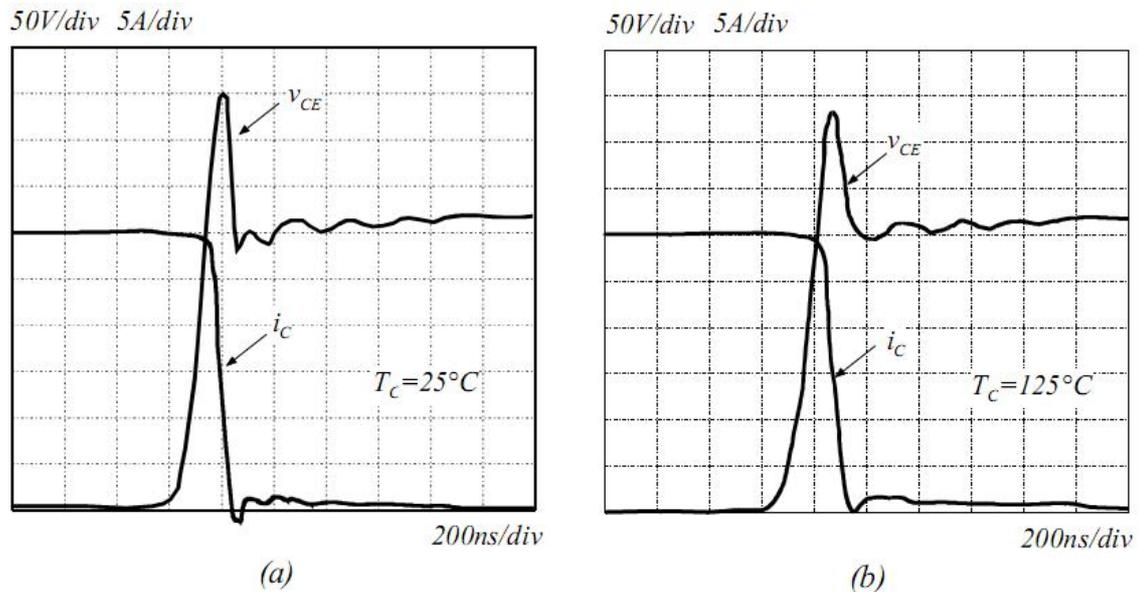


Figure I-5 Commutation à l'ouverture IGBT type NPT

#### I-4.4 Mode de fonctionnement de l'IGBT.

##### Ø Comportement à l'état bloqué.

En terme simple, on peut dire que l'IGBT a été développé pour travailler de manière similaire au transistor MOSFET avec l'avantage de pouvoir moduler la conductivité de la zone faiblement dopée  $N^-$  par injection de porteurs minoritaires grâce à la couche additionnelle  $P^+$  insérée entre la zone  $N^-$  et le contact de collecteur. Cette injection de porteurs minoritaires permet de réduire de manière significative la chute de tension à l'état passant pour une tenue en tension inverse donnée.

Puisque l'IGBT est fondamentalement un MOSFET, la tension Grille – Emetteur contrôle l'état du composant. Lorsque la tension  $V_{GE}$  est inférieure à  $V_{GE(Th)}$ , il n'y a pas de couche d'inversion permettant de créer un canal  $N$  entre Emetteur et Collecteur et le composant se trouve donc à l'état bloqué. La tension appliquée entre Collecteur et Emetteur se trouve aux bornes de la jonction  $J2$  et seule un faible courant de fuite peut circuler. L'état bloqué est donc régi par un mécanisme identique à celui du MOSFET. La zone de déplétion de la jonction  $J2$  s'étend principalement dans la zone  $N^-$  car la zone de diffusion  $P$  a un niveau de dopage beaucoup plus élevé que la zone  $N^-$ . Si l'épaisseur de cette zone  $N^-$  est suffisamment large pour éviter un perçage de cette dernière (zone de déplétion en contact avec la zone  $P^+$ ), la couche supplémentaire  $N^+$  n'est pas nécessaire.

Ø Comportement à l'état fermé : caractéristique statique  $I_C=f(V_{CE}, V_{GE})$ .

Lorsque la tension  $V_{GE}$  excède la tension de seuil  $V_{GE(Th)}$ , une zone d'inversion se crée au-dessous de la Grille de l'IGBT. Cette zone d'inversion court-circuite la zone faiblement dopée  $N^-$  à la zone  $N^+$  en contact avec l'Emetteur. Ce mécanisme est identique à celui du MOSFET.

Un courant d'électron circule dans cette zone d'inversion, lequel à son tour provoque une injection de trou de la couche  $P^+$  de Collecteur dans la zone  $N^-$ . L'injection de trous (porteurs minoritaires) dans la zone  $N^-$  provoque une augmentation de la conductivité de cette dernière par un facteur allant de 10 à 100. Ces trous injectés dans la zone  $N^-$  prennent une grande variété de chemins et atteignent la zone de diffusion  $P$  qui entoure les zones  $N^+$  en contact avec l'Emetteur. Aussitôt que ces trous sont arrivés dans la zone de diffusion  $P$ , leurs charges spatiales attirent des électrons de l'Emetteur par la zone de métallisation et se recombinent avec ces derniers.

Les caractéristiques donnant le courant  $i_c$  en fonction de la tension  $V_{CE}$  pour diverses valeurs de la tension de commande  $v$  sont représentées à la figure I-7(a) :

- Lorsque  $V_{GE}$  est inférieure à la tension de seuil  $V_{GE(Th)}$ , le transistor est bloqué et la caractéristique  $I_C(V_{CE})$  est pratiquement confondue avec l'axe des tensions, pour autant que la tension  $V_{CE}$  reste inférieure à la tension d'avalanche  $V_{BR}$  de la jonction  $J2$  qui supporte la tension appliquée.
- Lorsque  $V_{GE}$  dépasse  $V_{GE(Th)}$ , la création des canaux permet au transistor de conduire.

Mais, comme le courant  $I_C$  doit traverser la jonction  $J1$ , il faut que la valeur de  $V_{CE}$  compense la barrière de potentiel qui existe au sein de cette jonction pour que le courant  $I_C$  puisse atteindre des valeurs importantes. Ce n'est donc que pour des valeurs de  $V_{CE}$  supérieures au volt qu'on observe une rapide croissance de  $I_C$  avec  $V_{CE}$ .

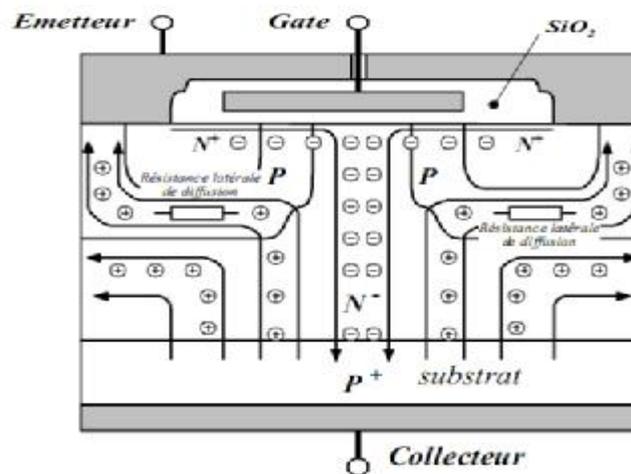


Figure I-6 Répartition des courants dans l'IGBT

Lorsque  $V_{CE}$  a dépassé cette valeur, les caractéristiques  $i_C = f(V_{CE}, V_{GE})$  ont une pente beaucoup plus forte que celles du MOSFET en raison de la forte diminution de la résistance de la zone  $N^-$  grâce à l'injection de porteurs minoritaires depuis la zone  $P^+$  côté Collecteur.

Comme pour le MOSFET, il existe une "tension de pincement" au-delà de laquelle le transistor entre en "zone de saturation", c'est-à-dire où le courant  $i_C$  devient pratiquement indépendant de  $V_{CE}$ , sa valeur étant fixée par celle de la tension  $V_{GE}$ .

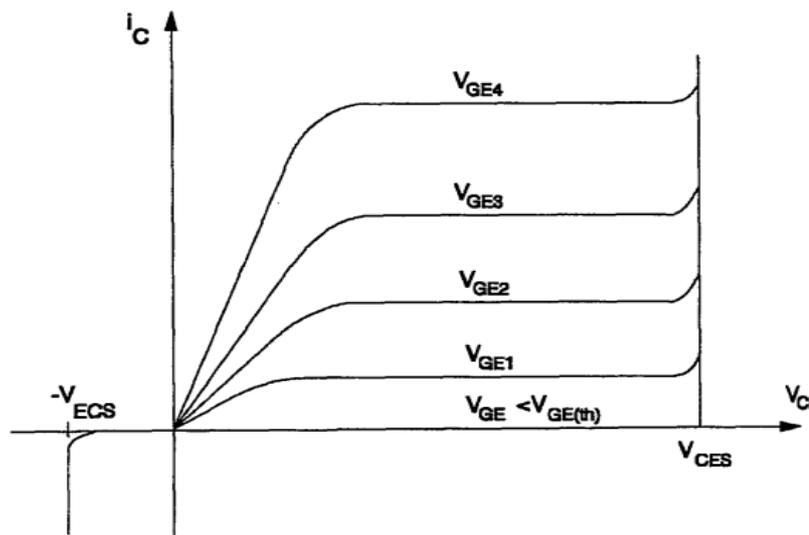


Figure I-7 Caractéristique de sortie  $i_C = f(V_{CE}, V_{GE})$

### I-5. La diode de puissance : [2]

Interrupteur non commandable, la fonction de la diode est non seulement indispensable mais omniprésente dans les systèmes électroniques de puissance. Le comportement des composants PiN, aura donc une influence importante sur le fonctionnement d'un système. D'autre part, la structure de la diode PiN est la base de tous les autres composants de puissance.

#### I-5.1 Technologie de la diode de puissance :

Les diodes de puissance ont une structure PN ou PN·N<sup>+</sup> (encore appelée PiN) suivant qu'il s'agit de composants destinés à supporter à l'état bloqué une tension inverse de faible ou de forte valeur.

La structure des diodes de puissance PiN est généralement réalisée avec une couche P<sup>+</sup> très dopée par diffusion d'atomes accepteurs dans une couche épitaxiée de type N<sup>-</sup> très peu dopée. Cette couche est appelée zone centrale ou historiquement base intrinsèque. L'épitaxie N<sup>-</sup> est réalisée sur un substrat épais très dopé de type N<sup>+</sup>. Le contact relié à la zone P<sup>+</sup> constitue l'anode A, celui relié à la zone N<sup>+</sup> la cathode K. (figure I.8-a)

La figure I.8-b) indique le symbole utilisé pour représenter la diode et les conventions de signe adoptées pour le courant  $i_A$  et la tension  $V_{AK}$ .

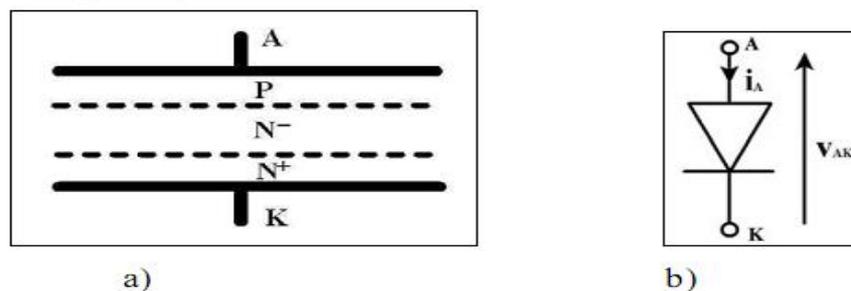


Figure I.8 Structure schématisée d'une diode PiN

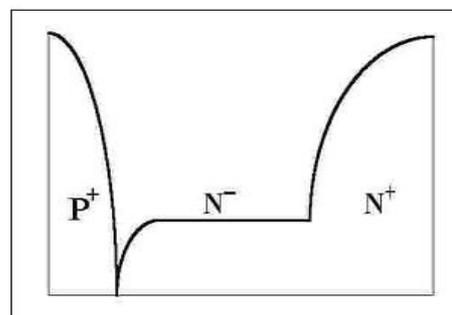


Figure I.9 Profil de dopage typique d'une diode PiN

La figure I.9 montre l'allure générale monodimensionnelle du profil de dopage de la diode de puissance PiN. Il existe plusieurs procédés de fabrication : technologie "double diffusée" et technologie "épitaxiale" par exemple. Les différentes technologies se différencient essentiellement par le profil de la "fin de la zone faiblement dopée" qui a un rôle déterminant sur la fin du comportement transitoire de la diode PiN.

La tenue en tension (tension de claquage),  $V_{BR}$ , est liée à la concentration ND et à la largeur W de la zone centrale. La figure I.10 donnée dans [Merle-92] montre l'évolution de la tension de claquage en fonction de la concentration de dopants et de l'épaisseur de la zone centrale pour une diode PiN en silicium. Ce graphique nous permet de fixer quelques valeurs initiales dans les modèles de la diode de puissance pour la procédure d'extraction, car les diodes bien optimisées se situent dans la zone de coude de la courbe  $W(ND)$ .

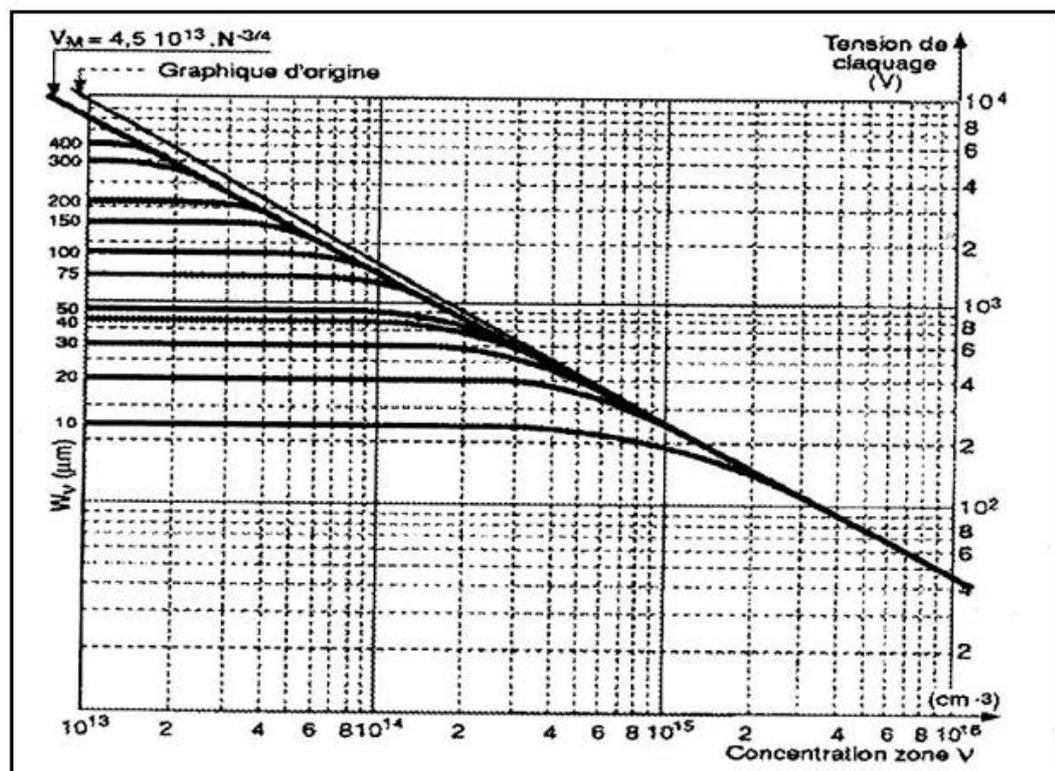


Figure I.10 Tension de claquage en fonction de la concentration et de l'épaisseur de la zone centrale d'une diode PiN

Le CEGELY a utilisé la méthode de graphe de liens pour décrire la structure de la diode PiN de puissance donnée à la figure I.11 [2]

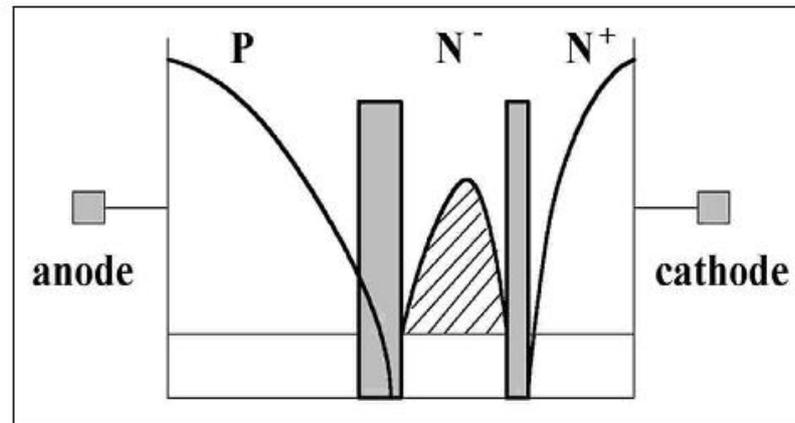


Figure I.11 Profil de dopage typique d'une diode de puissance

## I-5.2 Comportement des diodes PiN

### 1. Caractéristique statique

#### Ø Etat passant (Polarisation directe)

La caractéristique statique d'une diode à jonction est donnée à la figure I.12. Si l'on s'en tient à une présentation purement externe, le quadrant (1) correspond à la zone de polarisation directe de la diode et donc, à un état équivalent à l'interrupteur fermé.

Quand le circuit dans lequel la diode est insérée tend à faire circuler le courant dans le sens anode (A)/cathode(K), ou sens passant, la diode est conductrice: la chute de tension  $V_F$  aux bornes d'une diode polarisée en direct est une fonction croissante du courant. On note que la caractéristique statique simplifiée suit une loi exponentielle dans ce quadrant. Le modèle standard donne :

avec :

$$i_A = I_S \left[ \exp\left(\frac{v_{AK}}{U_T}\right) - 1 \right]$$

$I_S$  courant de saturation,

$U_T$  potentiel thermodynamique.

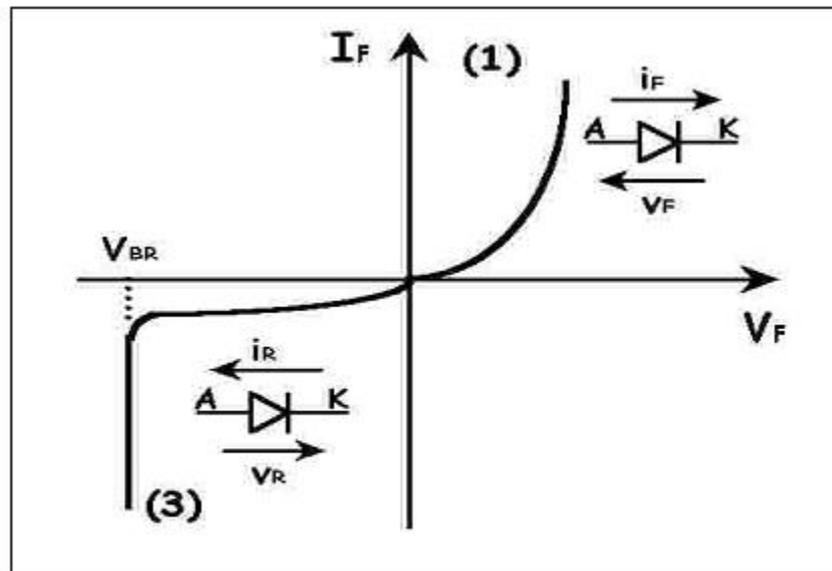


Figure I.12 Caractéristique statique idéalisée de la diode

### Ø Etat bloqué (Polarisation inverse)

Le comportement en polarisation inverse (état ouvert) est décrit par la caractéristique du quadrant (3). Quand le circuit dans lequel est placée la diode applique aux bornes de celle-ci une tension négative tendant à y faire passer un courant négatif, la diode est bloquée. La diode est traversée par un courant inverse  $I_R$  qui augmente fortement avec la température et qui varie avec la racine carrée de l'amplitude de la tension inverse appliquée.

### 2. Comportements dynamiques

En pratique, les composants de puissance ne travaillent que dans deux états extrêmes : l'état bloqué et l'état passant. Malheureusement, l'interrupteur idéal n'existe pas et les commutations dans les circuits pratiques sont toujours complexes et imparfaites.

La phase transitoire comporte quatre états: commutation à la fermeture, état passant, commutation à l'ouverture et état bloqué.

## I-6. Conclusion

Ce présent chapitre nous l'avons consacré aux principales généralités sur les semi-conducteurs de puissance. Les différents interrupteurs de puissances sont conçus avec des matériaux semi-conducteurs.

Trois familles de composants de puissances se distinguent, et selon les phénomènes physiques présents lors du fonctionnement, ces trois familles sont :

- Composants bipolaires
- Composants unipolaires
- Composants mixtes

Parmi ces composants de puissance on a la diode de puissance qui est une jonction PN passant sous polarisation directe, bloquée sous polarisation inverse.

L'IGBT qui est une combinaison entre le transistor bipolaire et le transistor MOSFET, alliant les avantages de ces deux technologies L'IGBT a un bel avenir sur le marché.

Ces différents composants semi-conducteurs sont appelés composants de commutation, ce qui fera l'objet de notre étude dans le prochain chapitre où on trouvera plus de détails sur ce phénomène dont l'insertion d'un temps mort est plus que nécessaire pour éviter les courts-circuits des sources de tension et l'ouverture des sources de courant.

### II-1.Introduction :

L'électronique de puissance est une électronique de commutation ayant pour objectif la conversion des ondes électriques : continu-continu ; continu-alternatif ; alternatif continu ; alternatif - alternatif.

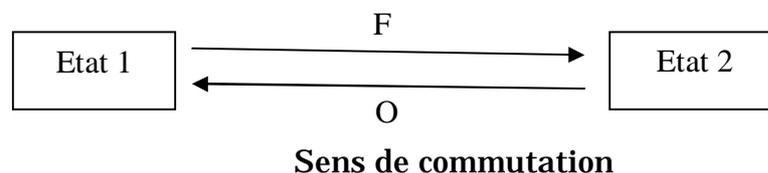
Lorsque ces opérations s'effectuent à forte puissance, elles doivent l'être à très faible pertes relatives, ceci est dû au fait que les composants électroniques utilisés ne peuvent dissiper sans risque un pourcentage non négligeable de la puissance mise en jeu donc pour une raison de rendement aussi.

Ces composants ne peuvent travailler que dans deux états :

-Blocage

-Amorçage

Ainsi, le passage d'un état à l'autre doit se faire rapidement et ce, pour que les pertes soient réduites tout en respectant les contraintes thermiques : On dit alors qu'il y a commutation.



Dans ce chapitre nous avons étudié une cellule de commutation sans temps mort

### 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 une fluence d'énergie.

### II-3.Illustration de 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,  $u_Q$  la différence de potentiel et  $i_Q$  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 :**

$$u_Q \cong U_s$$

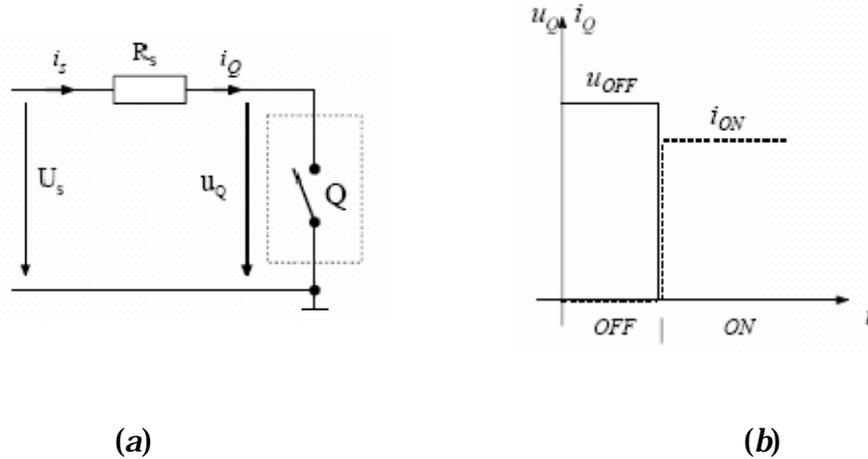
$$i_Q \cong 0$$

**Etat fermé ON :**

$$i_Q = \frac{U_s}{R_s}$$

$$u_Q \cong 0$$

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



**Figure II.1 :** représentation schématique d'un interrupteur idéal

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 :**

$$i_{Q(OFF)} = 0$$

$$u_{Q(OFF)} = U_s$$

$$P_{Q(OFF)} = i_{Q(OFF)} \cdot u_{Q(OFF)} = 0$$

**Interrupteur fermé :**

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s}$$

$$u_{Q(ON)} = 0$$

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = 0$$

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

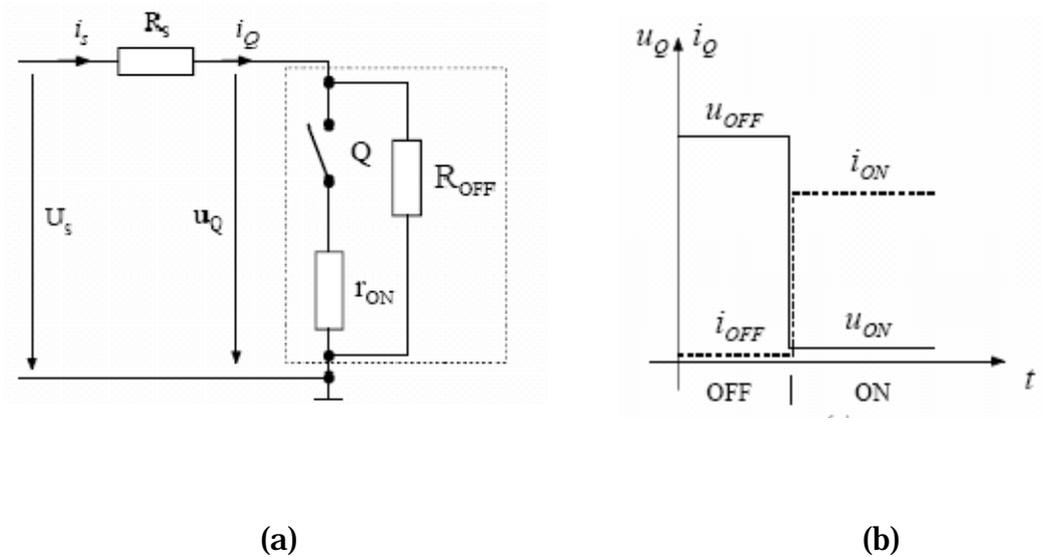


Figure II.2 : Représentation schématique d'un interrupteur avec résistance de passage et d'isolation

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 :

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}}$$

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$$

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

Interrupteur fermé :

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}}$$

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

$$P_{Q(ON)} = i_{Q(ON)} \cdot u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{(R_s + R_{ON})^2}$$

Cet interrupteur, comme les précédents, ne possède pas de pertes de 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

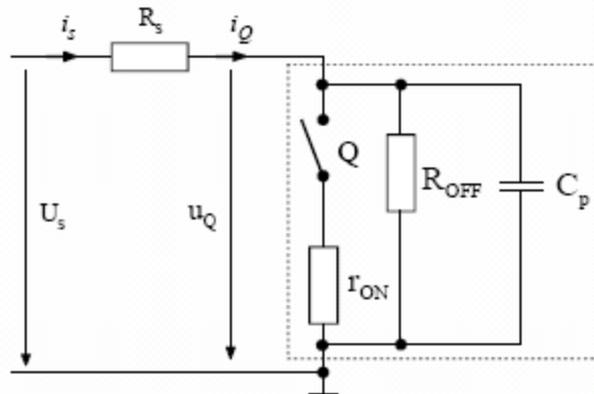


Figure II.3: Représentation schématique d'un interrupteur avec capacité parasite

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  $R_{ON} = R_{OFF} // r_{ON}$ . 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

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$$

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}}$$

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 :

$$i_Q(t) = i_{R_{OFF}}(t) + i_{r_{ON}}(t) + i_{C_p}(t) = i_{R_{ON}}(t) + i_{C_p}(t)$$

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

Avec pour condition initiale :

$$u_c(0) = u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

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

$$i_{Qc}(t) = \frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{U_s - u_Q(t)}{R_s}$$

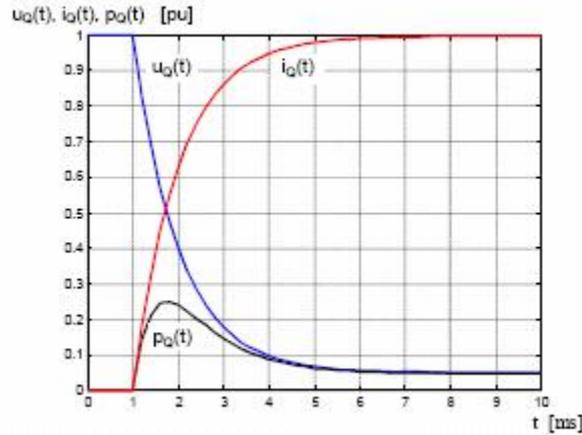


Figure II.4: Comportement dynamique e l'interrupteur à la fermeture

Les pertes de commutation correspondent à la décharge du condensateur  $C_P$

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

$$u_c(\infty) = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s \cong \frac{R_{ON}}{R_s} U_s$$

### 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 :

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

$$Q(ON) = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}}$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A l'ouverture de l'interrupteur, on peut écrire la relation liant les courants au nœud de la borne supérieure de l'interrupteur est donnée ci-dessous :

$$i_Q(t) = i_{R_{OFF}}(t) + i_{C_P}(t)$$

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

Avec pour condition initiale :

$$u_c(0) = u_{Q(ON)} = \frac{R_{ON}}{R_s + R_{ON}} \cdot U_s$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

$$u_c(t) = u_Q(t) = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s \cdot \left(1 - e^{-t/(R_s/R_{ON}) \cdot C_P}\right) + \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s \cdot \left(e^{-t/(R_s/R_{ON}) \cdot C_P}\right)$$

$$i_Q(t) = \frac{U_s - u_c(t)}{R_s} = \frac{U_s - u_Q(t)}{R_s}$$

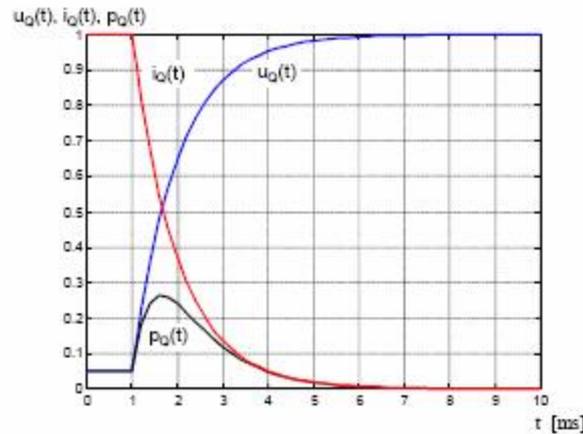


Figure II.5 : comportement dynamique de l'interrupteur à l'ouverture

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

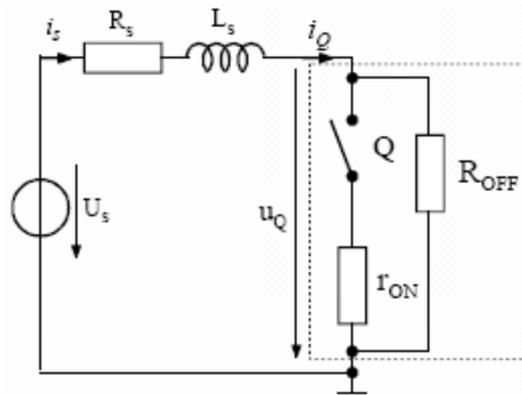


Figure II.6 : Représentation schématique d'un interrupteur sur charge inductive

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

$$u_{Q(OFF)} = \frac{R_{OFF}}{R_s + R_{OFF}} \cdot U_s$$

$$i_{Q(OFF)} = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}}$$

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 :

$$U_s = u_{L_s}(t) + u_{R_s}(t) + u_Q(t)$$

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + (R + R_{ON}) \cdot i_s(t)$$

Avec pour condition initiale :

$$i_Q(0) = \frac{U_s}{R_s + R_{OFF}}$$

La solution générale de cette équation différentielle prend la forme :

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

$$u_c(t) = R_{ON} \cdot i_Q(t)$$

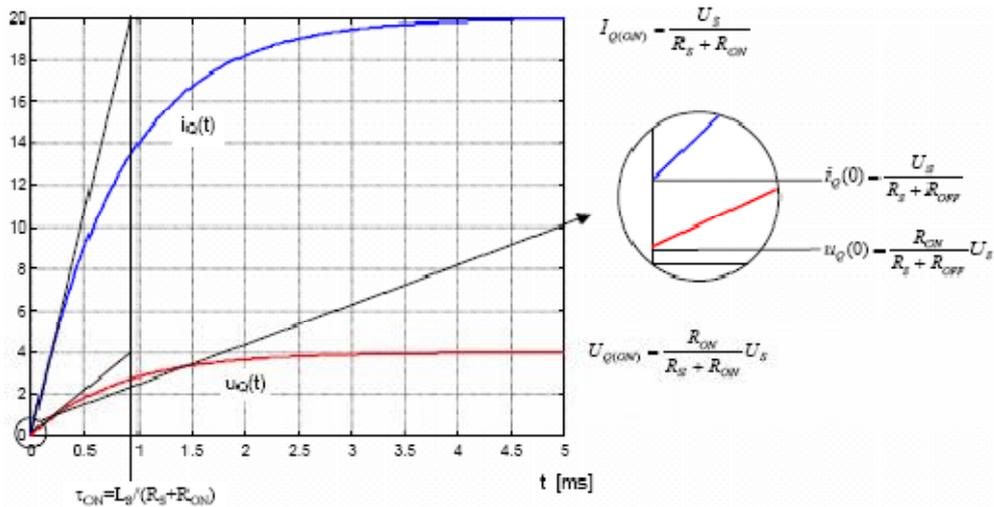


Figure II.7 : comportement dynamique de l'interrupteur à la fermeture

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 :

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

$$i_{Q(ON)} = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}}$$

Ces deux grandeurs représentent les conditions initiales lors de la commutation. A l'ouverture de l'interrupteur, la relation liant les courants au noeud d'une des bornes de l'interrupteur est comme suit :

$$U_s = u_{L_s}(t) + u_{R_s}(t) + u_Q(t)$$

$$U_s = L_s \cdot \frac{di_s}{dt} + (R + R_{OFF}) \cdot i_s(t)$$

Avec pour condition initiale :

$$i_Q(0) = \frac{U_s}{R_s + R_{ON}}$$

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

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

$$u_Q(t) = R_{OFF} \cdot i_Q(t)$$

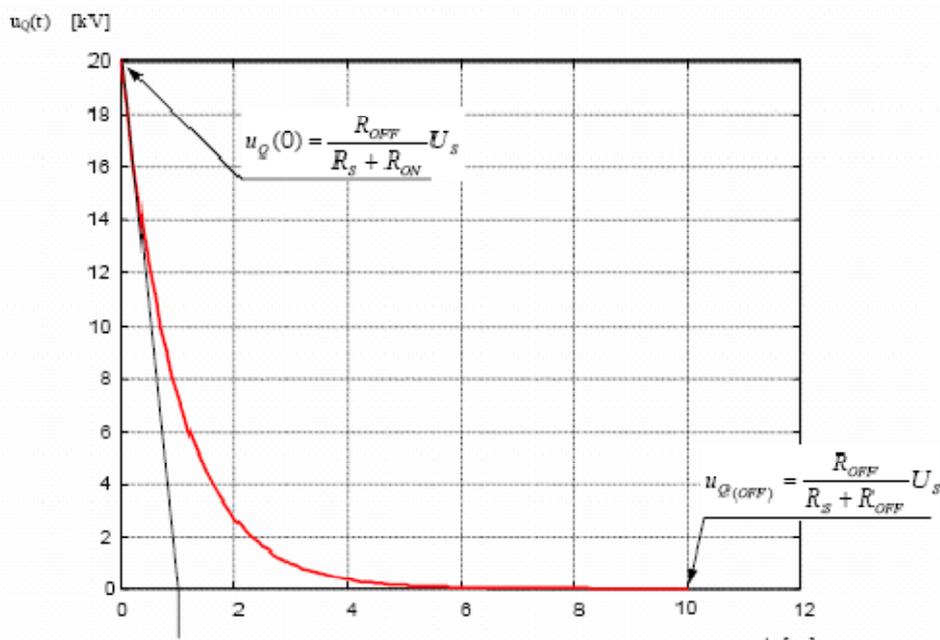


Figure II.8: Comportement dynamique de l'interrupteur à l'ouverture

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.

#### II.4 Notion de cellule de commutation : [11]

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).

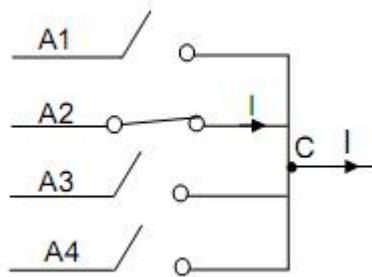


Figure II.9 : commutateur électronique à quatre voies

De façon idéale, ce commutateur 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.

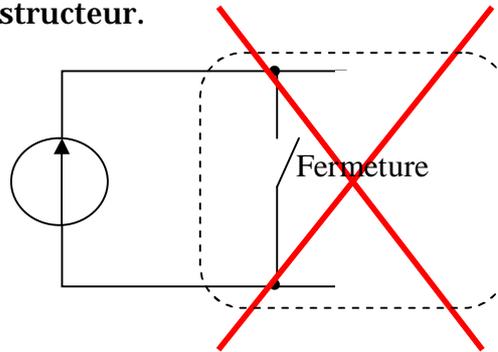
Les caractéristiques des interrupteurs associés suivent des règles imposées par la structure même de la cellule de commutation.

#### 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 règles suivantes :

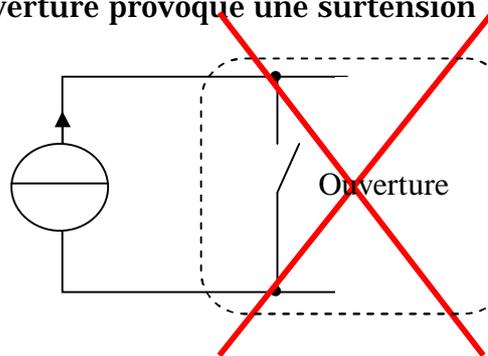
**Règle n°1**

Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée mais elle peut être ouverte. Sinon le courant serait destructeur.



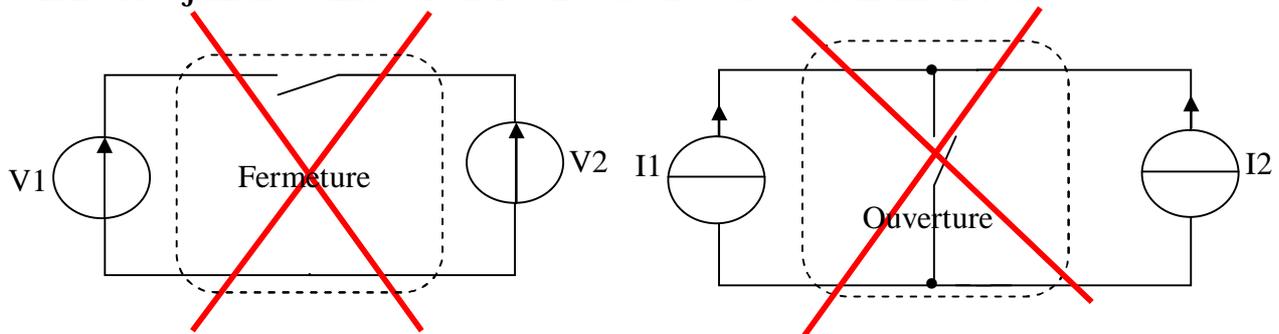
**Règle n°2**

Le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert mais il peut être court-circuité. Sinon l'ouverture provoque une surtension.



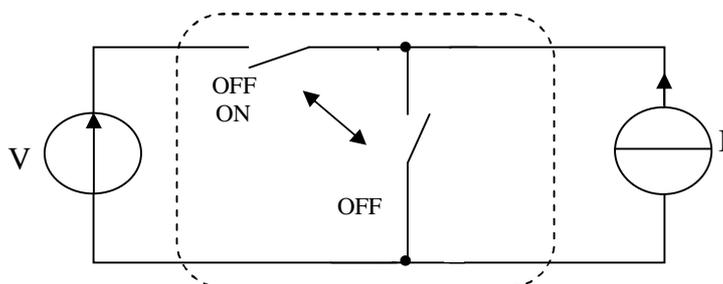
**Règle n°3**

Il ne faut jamais connecter entre elles deux sources de même nature.



**Règle n°4**

On ne peut connecter entre elles qu'une source de courant et une source de tension. Les deux interrupteurs doivent être rigoureusement complémentaires.



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.
  - Si le convertisseur statique dispose des interrupteurs seulement, on ne sait que connecter des sources de natures différentes.
  - Le plus petit convertisseur a au moins deux interrupteurs.
  - Le fonctionnement de ces deux interrupteurs doit être rigoureusement complémentaire.
  - On peut alors parler de cellule élémentaire de commutation :
- Cette cellule est représentée si dessous :

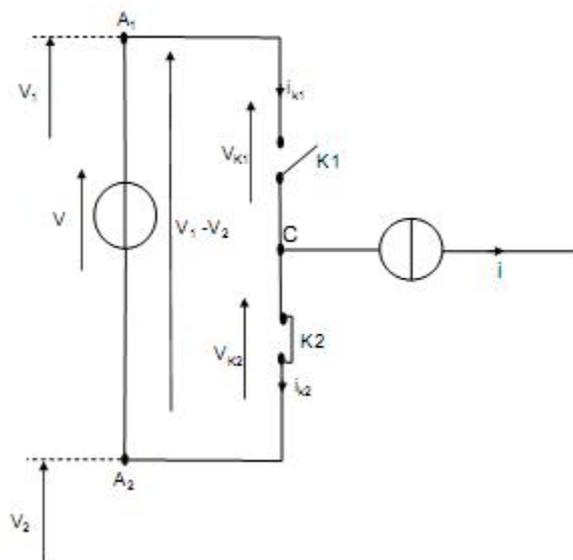


Figure II.10 : Cellule élémentaire de commutation

## II-6. Cellule élémentaire de commutation : [3]

Pour étudier le processus général de la commutation, à ne considérer 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.11.

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 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.

En conclusion, la commutation est fondamentalement liée au fonctionnement de deux interrupteurs (ouverture et fermeture ou, autrement dit, amorçage et blocage). Elle présente donc un aspect local, relatif aux modes de fonctionnement d'un interrupteur et à la manière dont son basculement peut ou doit s'effectuer.

Mais, la communication présente aussi un aspect système, lié au passage d'une séquence de fonctionnement du circuit à une autre. Ce passage doit se faire de telle manière que les règles fondamentales sur les interconnexions des sources soient respectées (ne jamais ouvrir une source de courant, ne jamais court-circuiter une source de tension, etc.). Ces règles imposent, en retour, des contraintes sur le mode de fonctionnement des interrupteurs, si bien que l'aspect local et l'aspect système doivent être étroitement associés dans l'analyse du processus général d'une commutation.

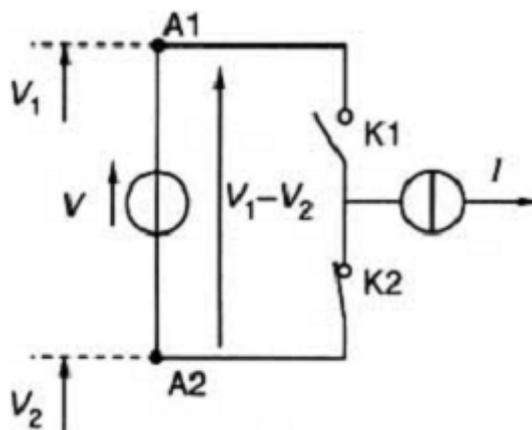


Figure II.11 – Cellule élémentaire de commutation

## II-6.1. Aspect local de la commutation [3]

### II.6.1.1. Généralités

C'est par une extension de langage, sans doute impropre, que l'on parle de la commutation d'un interrupteur, en qualifiant ainsi les phénomènes liés à son changement d'état d'un point de vue strictement local, c'est-à-dire limité au seul dipôle constitué par le modèle électrique, plus ou moins complexe, de l'interrupteur. La dépendance du fonctionnement d'un interrupteur vis-à-vis de son environnement. En d'autres termes elles font le lien entre l'aspect local et l'aspect système de la commutation.

### II.6.1.2. Régime statique

L'analyse de chaque séquence élémentaire de fonctionnement d'un convertisseur permet de connaître toutes les valeurs de  $V_K$  et  $I_K$  relatives à un interrupteur et d'en déduire la caractéristique statique qu'il doit posséder (de savoir, en particulier, si l'interrupteur peut être unidirectionnel ou bidirectionnel en tension ou en courant), mais ne suffit pas à l'identifier complètement.

Les figures II.12 et II.13 représentent, à titre d'exemple, les caractéristiques statiques idéalisées de la diode et du transistor.

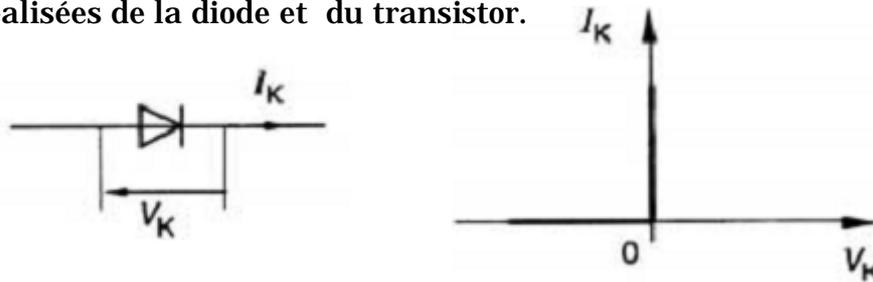


Figure II.12 – Diode : caractéristique statique idéalisée

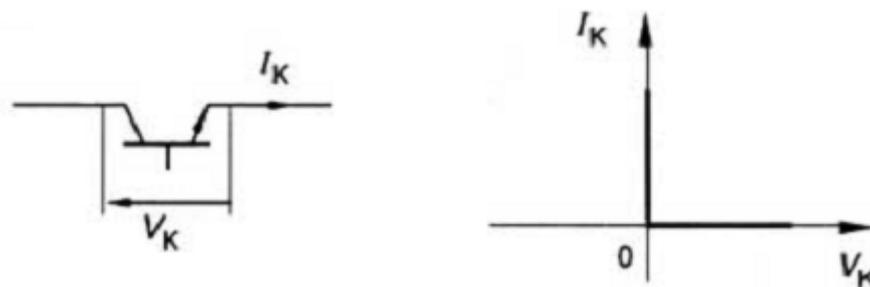


Figure II.13 – Transistor : caractéristique statique idéalisée

### II.6.1.3 Régime dynamique (Mode de commutation).

C'est 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 de l'interrupteur d'un demi-axe à un demi-axe perpendiculaire.

Tant pour l'amorçage que pour le blocage, deux modes de changement d'état (ou modes de commutation) des interrupteurs sont à distinguer : la commutation commandée et la commutation spontanée.

#### ✓ Commutation commandée d'un interrupteur

L'interrupteur possède, en plus de ses deux électrodes principales, une électrode de commande sur laquelle il est possible d'agir pour provoquer son changement d'état de manière quasi instantanée.

Si les points de fonctionnement statique imposés par la séquence précédant la commutation et la séquence suivante se trouvent sur deux demi-axes de même signe, cette commutation ne peut être que commandée.

✓ Commutation spontanée d'un interrupteur

Elle est identifiable dans son principe à celle d'une simple jonction PN (diode). Elle ne dépend que du circuit électrique extérieur.

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

✓ Cycle de fonctionnement d'un interrupteur

Il représente l'ensemble des points de fonctionnement de l'interrupteur, mais, aussi, la chronologie de parcours de ces divers points, faisant ainsi apparaître les mécanismes de commutation associés.

La connaissance de son cycle de fonctionnement permet de caractériser complètement un interrupteur.

## II-6.2 Aspect système de la commutation

L'aspect local de la commutation se limite à l'étude des caractéristiques propres d'un interrupteur au blocage et à l'amorçage.

L'aspect système concerne la manière dont doivent effectivement fonctionner les deux interrupteurs, associés dans une même cellule élémentaire, pour que la commutation s'effectue correctement, compte tenu des contraintes électriques imposées par le circuit du convertisseur.

Dans un premier temps, nous supposerons parfaites les sources de courant et de tension. Nous pourrons ainsi dégager les règles générales de la commutation, et, seulement ensuite, étudier leur possibilité d'application à des conditions plus réelles.

### II.6.2.1 Commutation naturelle

✓ Loi fondamentale de la commutation

Considérons la cellule élémentaire de commutation de la figure II.14. Avec les conventions arbitraires de signes définies sur cette figure, nous pouvons écrire en permanence :

$$V_{K1} + V_{K2} = V_1 - V_2 = V \dots\dots\dots(1)$$

$$i_{K1} - i_{K2} = I \dots\dots\dots(2)$$

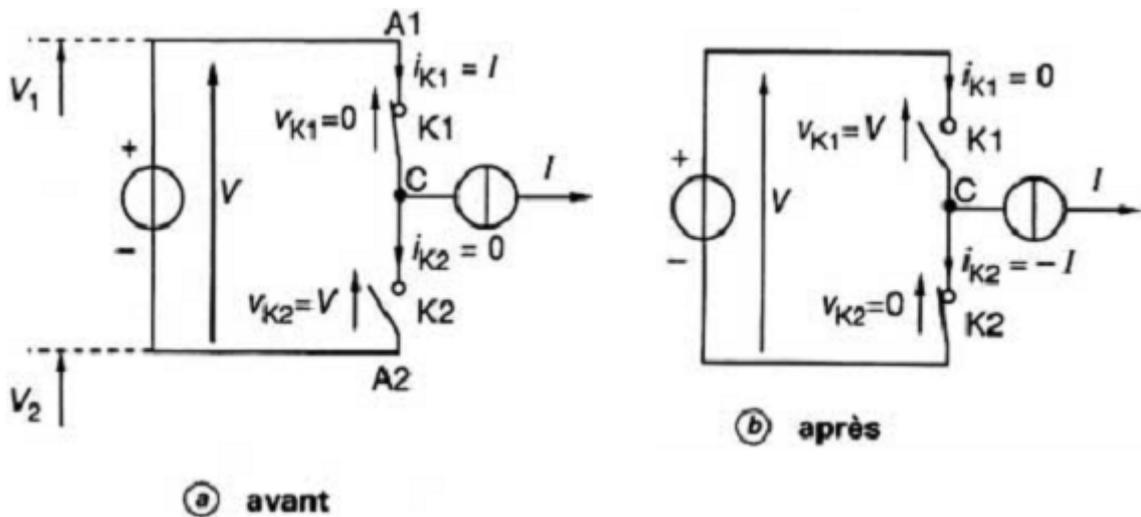


Figure II.14 – Cellule élémentaire avant et après la commutation

Avant et après la commutation, les états des deux interrupteurs sont complémentaires ; on a, par exemple :

— avant (figure II.14.a) : K1 passant, K2 bloqué :

$$\begin{aligned} V_{K1} &= 0 & ; & \quad i_{K1} = I \\ V_{K2} &= V & ; & \quad i_{K2} = 0 \end{aligned}$$

— après (figure II.14.b) : K2 passant, K1 bloqué :

$$\begin{aligned} V_{K1} &= V & ; & \quad i_{K1} = 0 \\ V_{K2} &= 0 & ; & \quad i_{K2} = I \end{aligned}$$

Cela définit, sur les caractéristiques statiques, les points de fonctionnement correspondants, représentés sur la figure II.15, en supposant  $V > 0$  et  $I > 0$ .

Pendant la commutation, le point de fonctionnement de chaque interrupteur doit se déplacer sur sa propre caractéristique dynamique, d'une manière simultanée, de façon que les relations (1) et (2) soient continument vérifiées. Si tel n'était pas le cas, il y aurait risque de court-circuit de la source de tension ou d'ouverture du circuit de la source de courant, ce qui est à proscrire. A priori, cela semble poser un problème de synchronisation entre leurs fonctionnements respectifs. En réalité, le problème est naturellement résolu grâce aux propriétés des interrupteurs électroniques. En effet, la figure II.15 montre, à l'évidence, que les caractéristiques dynamiques des deux interrupteurs se situent dans deux quadrants adjacents et, cela, quels que soient les signes respectifs de  $V$  et de  $I$  :

— l'un de ces deux quadrants a deux demi-axes de même signe [ici, le quadrant (I) est relatif à  $K_1$ ] ; l'interrupteur correspondant doit donc obéir à un mode de commutation de type commandé ;

— le deuxième quadrant a forcément deux demi-axes de signes contraires [ici, le quadrant (IV) est relatif à  $K_2$ ] ; le deuxième interrupteur doit, par contre, obéir à un mode de commutation de type spontané.

C'est donc, en fait, la commande de l'un des interrupteurs, soit à l'amorçage, soit au blocage ; qui provoque la commutation. Les caractéristiques dynamiques des deux interrupteurs restent liées par les conditions (1) et (2). Comme le second interrupteur subit un changement d'état spontané qui oblige son point de fonctionnement à suivre les axes (figure II.16), le point de fonctionnement de l'interrupteur commandé se déplace simultanément dans le plan  $i_K (V_K)$  suivant une caractéristique dynamique quasi rectangulaire.

Nous pouvons déjà remarquer que les pertes énergétiques associées à la commutation concernent essentiellement celui des deux interrupteurs qui fonctionne en mode commandé. Le second, fonctionnant en mode spontané, est le siège d'un minimum de pertes.

Une telle commutation, lorsqu'elle est effectivement possible, compte tenu de la nature réelle des sources, est qualifiée de naturelle.

Nous pouvons alors énoncer la loi fondamentale de la commutation naturelle : dans une cellule élémentaire de commutation d'un convertisseur statique, la commutation naturelle est provoquée par le changement d'état commandé de l'un des interrupteurs (amorçage ou blocage selon le cas), entraînant le changement d'état spontané de l'autre.

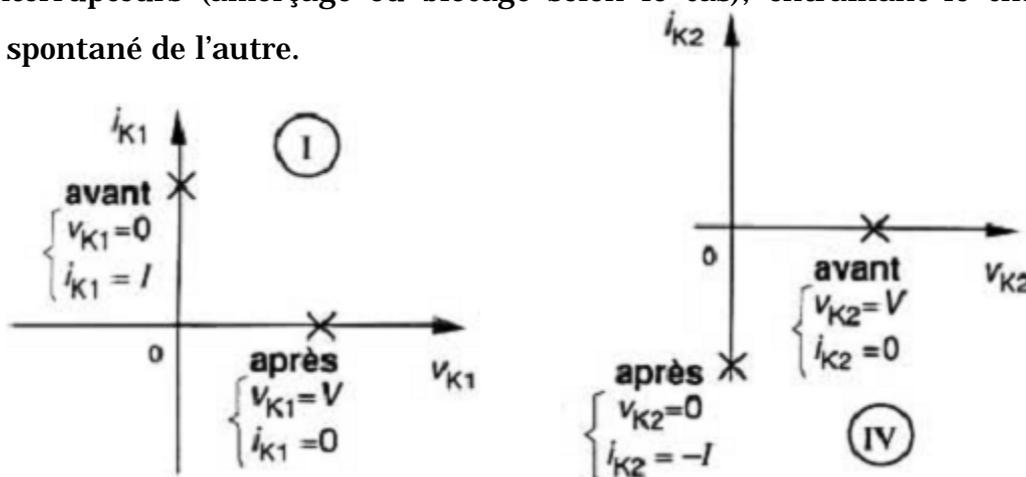


Figure II.15 – Cellule élémentaire de commutation : points de fonctionnement statiques des interrupteurs immédiatement avant et après la commutation

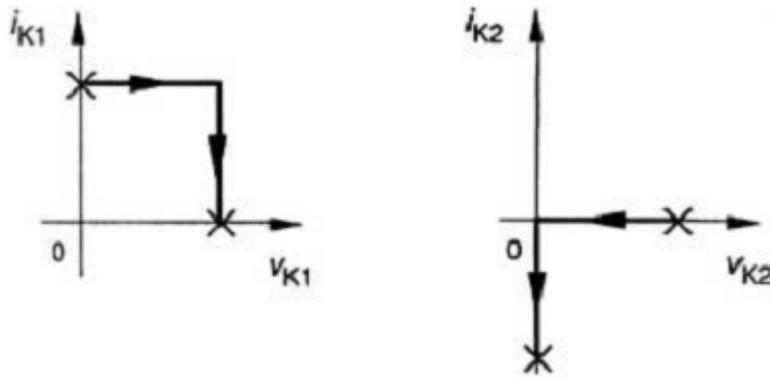


Figure II.16 – Cellule élémentaire de commutation : caractéristiques dynamiques des deux interrupteurs

### ▼ Modes de commutation

Il reste maintenant à différencier, de manière systématique, les deux modes de commutation possibles :

- commutation par commande à l'amorçage de l'interrupteur bloqué ;
- commutation par commande au blocage de l'interrupteur passant.

Pour chaque cas particulier, la détermination des points de fonctionnement des deux interrupteurs sur leur caractéristique  $i_K (V_K)$ , avant et après la commutation, avec les signes réels de la tension  $V$  et du courant  $I$ , permet d'effectuer cette distinction. Il suffit, même, de limiter l'analyse à un seul interrupteur puisqu'ils fonctionnent de manière complémentaire.

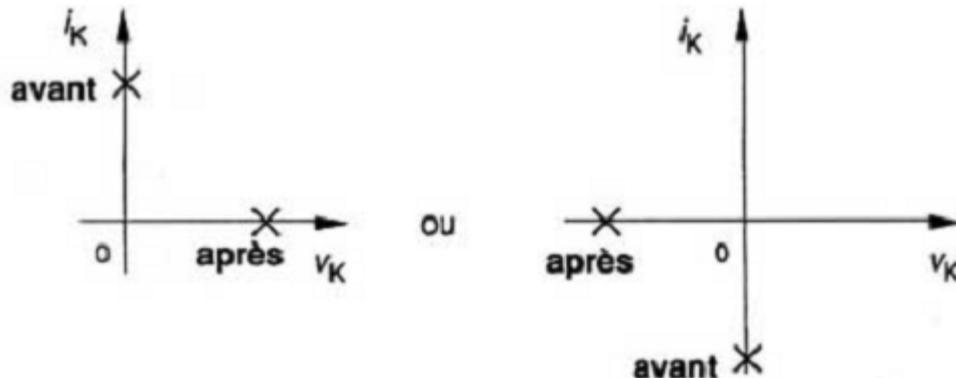
On peut, par exemple, édicter la règle suivante : supposons l'interrupteur passant avant la commutation :

- si le courant qui le traverse est de même signe que la tension à ses bornes après la commutation, celle-ci s'effectue par commande au blocage de cet interrupteur ;
- si ces deux grandeurs sont de signes contraires, la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur est nécessaire. La figure II.17 illustre ces deux possibilités.

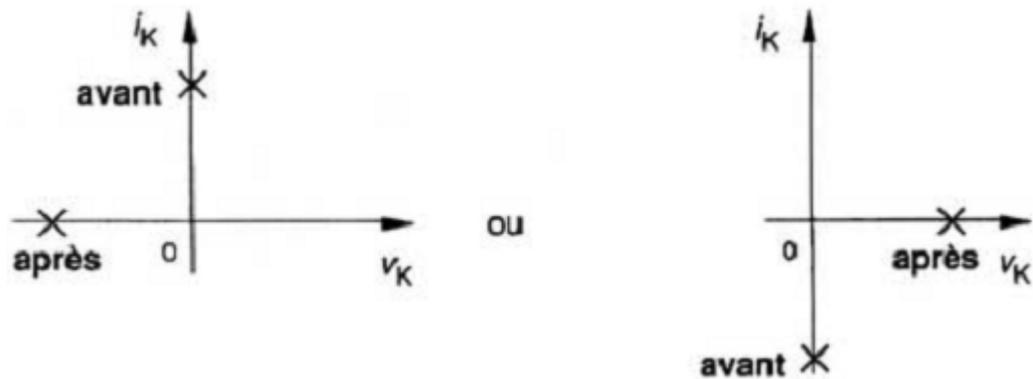
Mais il est sans doute plus intéressant de rattacher le mode de commutation à l'analyse du fonctionnement du convertisseur et aux formes d'ondes qui en découlent. Celles-ci déterminent en effet, d'une part, le signe du courant  $I$  et, d'autre part, le potentiel du nœud de commutation  $C$  considéré :

- lorsque la commutation entraîne un accroissement du potentiel du point  $C$ , nous parlerons d'une commutation positive ;

— lorsque la commutation entraîne une diminution du potentiel du point C, nous parlerons d'une commutation négative.



**Premier cas :** le signe de la tension après l'ouverture est le même que le signe du courant avant ; l'interrupteur doit être commandé au blocage.



**Second cas :** le signe de la tension après l'ouverture est contraire du signe du courant avant ; l'interrupteur doit être commandé à l'amorçage.

**Figure II.17–** Détermination du mécanisme de commutation : points de fonctionnement des interrupteurs avant et après une commutation

### II-7.Commutation sur charge inductive :[4]

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.18. 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.

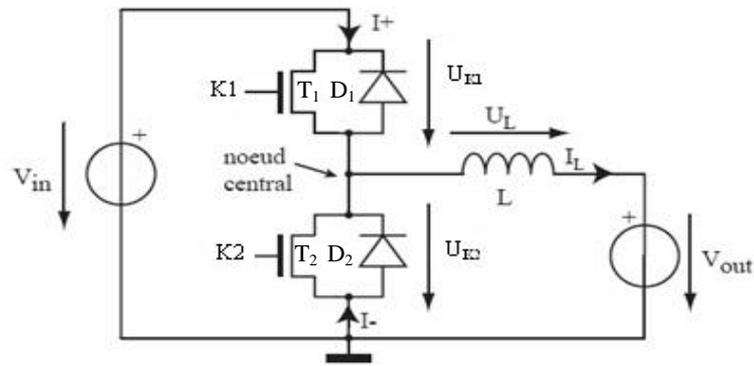


Figure II.18 : Cellule de commutation sur charge inductive

Ø 1<sup>er</sup> cas  $I_c > 0$  :

Le courant  $I_c$  est positif, l'interrupteur  $K_1$  est donc commandé à l'amorçage .Le schéma équivalent est représenté sur la figure suivante :

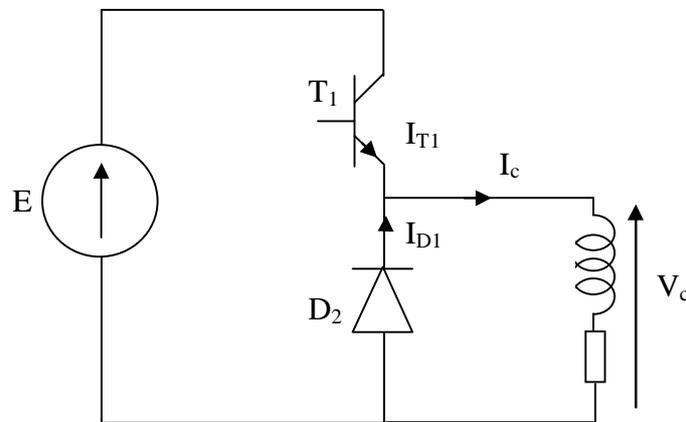
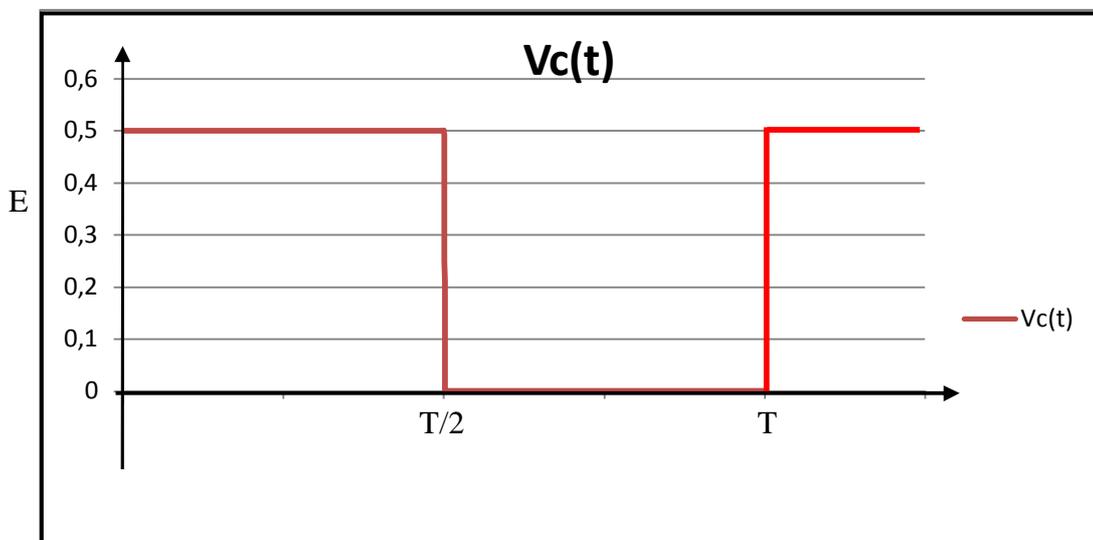


Figure II.19 : Cellule de commutation sur charge inductive (pour  $I_c > 0$ )

\* La courbe de  $V_c(t)$  :



\* Décomposition du signal  $v_c(t)$  en série de Fourier :

$$v_c(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

La va leur moyenne de  $v_c(t)$  :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E dt$$

$$a_0 = \frac{E}{T} [t]_0^{\frac{T}{2}} = \frac{E}{2}$$

Les coefficients «  $a_n$  » :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_c(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{2E}{Tn\omega} [\sin(n\omega t)]_0^{\frac{T}{2}}$$

$$a_n = \frac{2E}{2n\pi} (\sin(n\pi) - 0)$$

$$a_n = 0$$

Les coefficients «  $b_n$  » :

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_c(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E \sin(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2E}{Tn\omega} [-\cos(n\omega t)]_0^{\frac{T}{2}}$$

$$b_n = \frac{2E}{2n\pi} (1 - (-1)^n)$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} (1 - (-1)^n)$$

Alors on peut dire que :

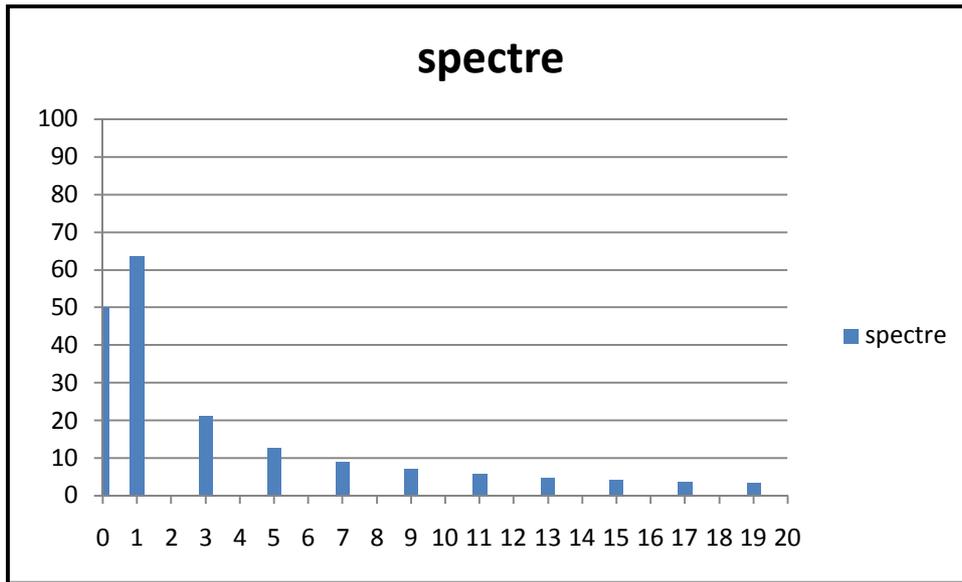
$$v_c(t) = \frac{E}{2} + \frac{E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{n} \sin(n\omega t)$$

\* Le spectre de  $v_c(t)$  :

Le spectre de  $v_c(t)$  représente la variation de l'amplitude  $A_n$  en fonction de « nw ».

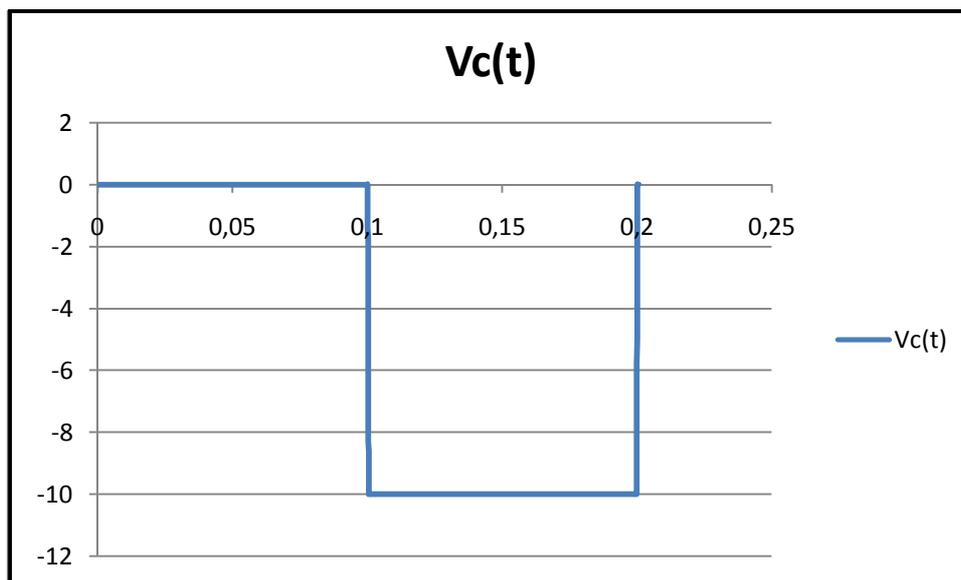
$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \sqrt{b_n^2}$$

$$A_n = |b_n|$$



2<sup>eme</sup> cas  $I_c < 0$  :

Le courant  $I_c$  est négatif,  $K_2$  est commandé au blocage. Le schéma équivalent est représenté sur la figure suivante :



\* Décomposition de signal  $v_c(t)$  en série de Fourier :

$$v_c(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

La va leur moyenne de  $v_c(t)$  :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T -E dt$$

$$a_0 = -\frac{E}{T} [t]_{\frac{T}{2}}^T = -\frac{E}{2}$$

Les coefficients «  $a_n$  » :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_c(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T -E \cos(n\omega t) dt$$

$$a_n = \frac{2E}{Tn\omega} [-\sin(n\omega t)]_{\frac{T}{2}}^T$$

$$a_n = \frac{2E}{2n\pi} \left[ \sin\left(\frac{n2pT}{2T}\right) - \sin\left(\frac{n2pT}{T}\right) \right]$$

$$a_n = 0$$

Les coefficients «  $b_n$  » :

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_c(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T -E \sin(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2E}{2n\pi} [\cos(n\omega t)]_{\frac{T}{2}}^T$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} \left[ \cos\left(\frac{n2pT}{T}\right) - \cos\left(\frac{n2pT}{2T}\right) \right]$$

$$b_n = \frac{E}{n\pi} (1 - (-1)^n)$$

Alors on peut dire que :

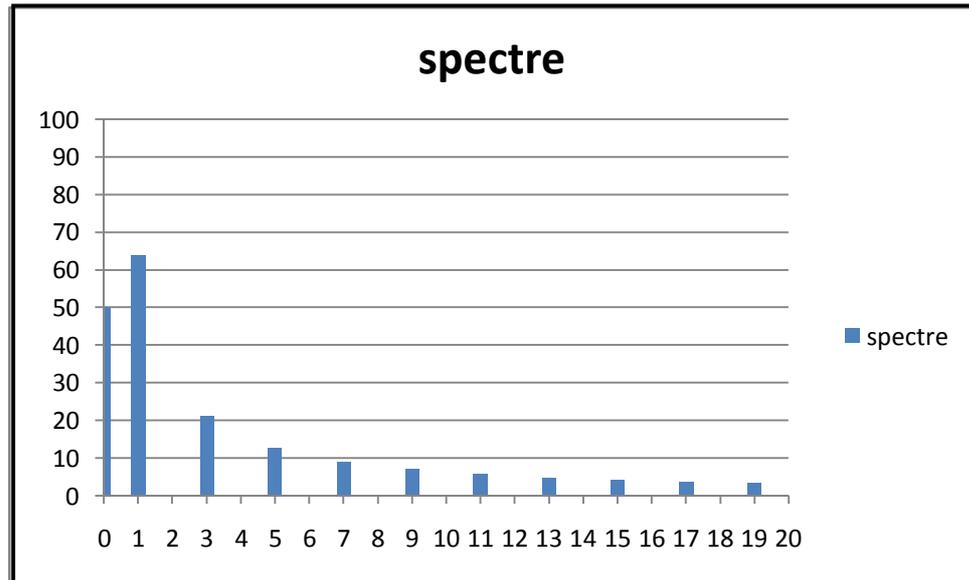
$$v_c(t) = -\frac{E}{2} + \frac{E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{n} \sin(n\omega t)$$

\*Le spectre de  $v_c(t)$  :

Le spectre de  $v_c(t)$  représente la variation de l'amplitude  $A_n$  en fonction de « nw ».

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \sqrt{b_n^2}$$

$$A_n = |b_n|$$



## II-8. 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 (dt trop petit pour que la variation du courant soit significative). Le transistor  $K_2$  reste constamment déclenché.

- Temps  $< t_1$ : 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  $= t_1$ : Enclenchement de  $K_1$ . 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 ( $K_2$  et  $D_2$  bloqués, pas de variation de courant possible dans l'inductance). La tension aux bornes de  $K_1$

doit donc forcément s'annuler et le potentiel du nœud central rejoint la tension d'alimentation.

- $t_1 < \text{temps} < t_2$ : L'interrupteur  $K_1$  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.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} > 0$$

Théoriquement, et sans considérer la présence d'éléments résistifs, le courant peut augmenter indéfiniment si l'on n'applique pas d'ordre de déclenchement à l'interrupteur  $K_1$ .

- Temps  $= t_2$ : On donne alors un ordre de déclenchement à l'interrupteur  $K_1$  et le courant  $I_{k1}$  chute instantanément. L'inductance cherche alors à appliquer une tension.

$$U_L = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = L \frac{I_L}{0} = -\infty$$

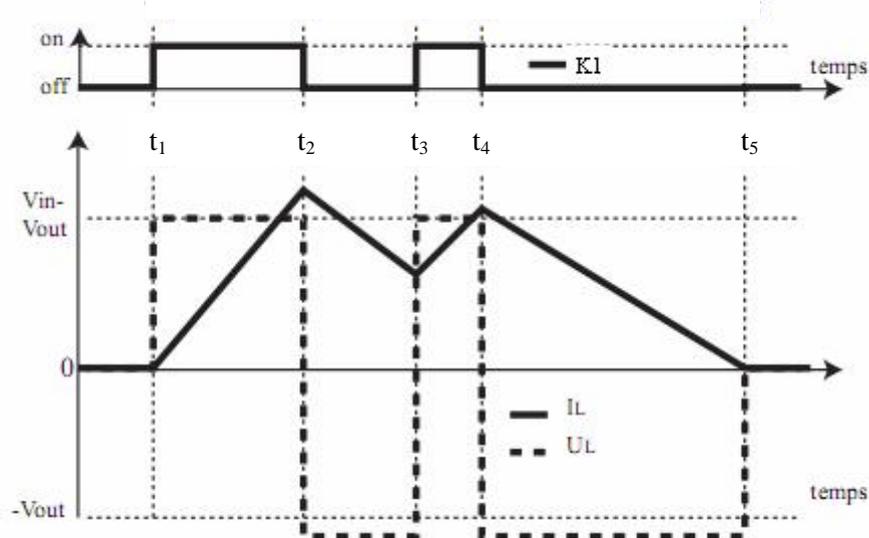
Selon son équation caractéristique. Le potentiel du nœud intermédiaire a donc tendance à chuter très rapidement. Lorsqu'il atteint un niveau négatif de  $-U_j$ , la diode D- peut instantanément conduire le courant  $I_L$  circulant dans l'inductance, et un nouvel état stable est atteint. On parle d'amorçage spontané de la diode. La tension sur l'inductance  $U_L$  n'ayant pas atteint de valeur infiniment négative, le courant n'a pas pu décroître dans l'inductance pendant la commutation.

- $t_2 < \text{temps} < t_3$ : Tant qu'un courant circule dans la diode, le potentiel du nœud central doit rester à  $-U_j$ . On applique alors une tension négative  $U_L = -V_{out} - U_j$  sur l'inductance et le courant diminue selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{U_L}{L} = \frac{-V_{out} - U_j}{L} < 0$$

Le courant peut décroître indéfiniment (également dans les valeurs négatives si K2 est enclenché) tant qu'un chemin est possible ou que l'on ne modifie pas le circuit par un ordre sur un interrupteur.

- Temps =  $t_3$ : On enclenche à nouveau l'interrupteur  $K_1$ , dont le courant  $I_{K1}$  augmente très rapidement (court-circuit sur le nœud central à  $-U_j$ ). Le courant  $I_L$  ne pouvant pas varier le courant chute également rapidement dans la diode  $D_2$ . Lorsque le courant  $I_{K1}$  a atteint la valeur  $I_L$  circulant dans l'inductance le courant dans la diode  $D_2$  est nul et elle peut bloquer. Le potentiel du nœud central peut alors rejoindre celui de l'alimentation pour annuler la tension  $U_{K1}$ .
- $t_3 < \text{temps} < t_4$ : Comportement identique à celui de  $t_1 < \text{temps} < t_2$ .
- Temps =  $t_4$ : Commutation identique à celle de temps =  $t_2$ .
- $t_4 < \text{temps} < t_5$ : Comportement identique à celui de  $t_2 < \text{temps} < t_3$ .
- Temps =  $t_5$ : 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.



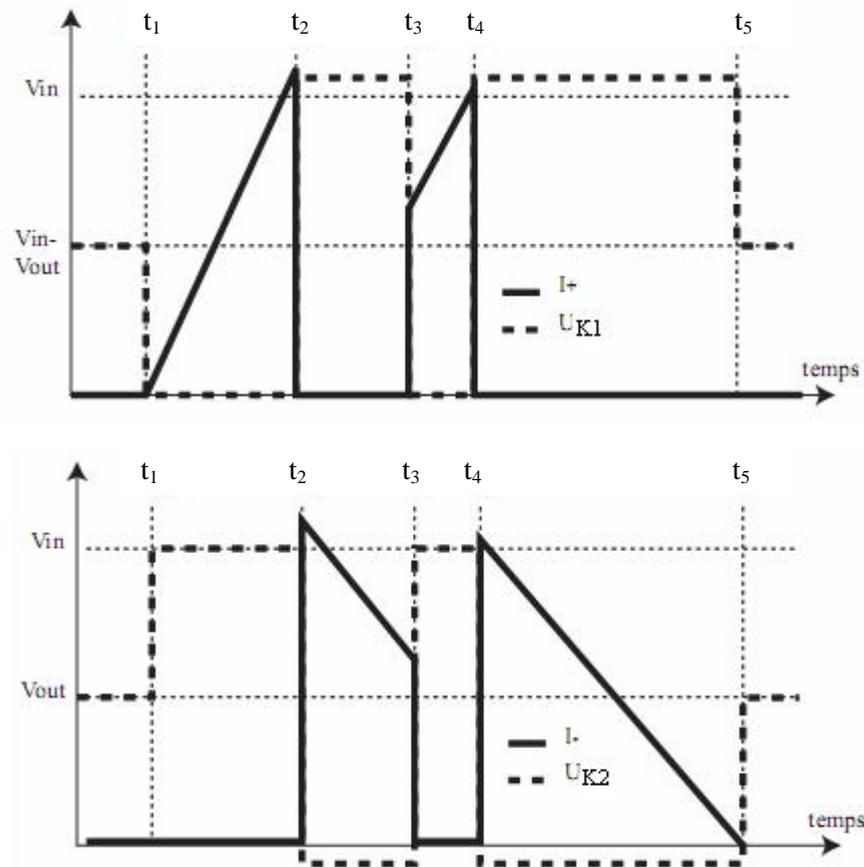


Figure II.20: Différentes commutations possibles

Toutes les commutations sont dites dures sur l'interrupteur (déclenchements forcés pour un transistor) et spontanées pour la diode, sauf au temps  $t_1$  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-9. Commutation réelle :

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.21).

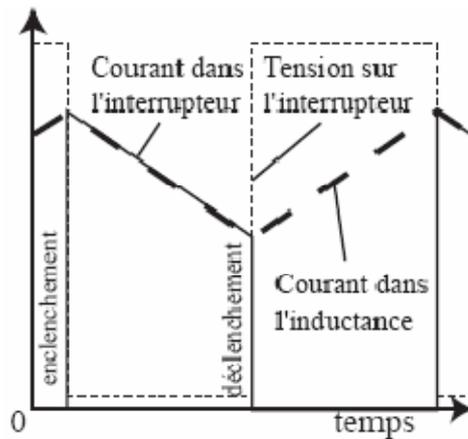


Figure II.21 : Commutation idéale

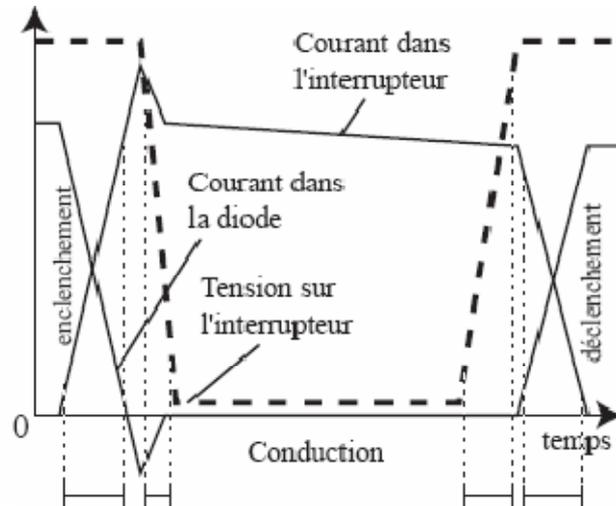


Figure II.22: Commutation réelle

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.22) introduit des pertes en commutation qui peuvent être très élevées à haute fréquence. On définit le temps de montée «  $t_{ri}$  » 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.

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-10. Conclusion :

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, ce qui nous a permis d'avoir les schémas équivalant (hacheur série, hacheur parallèle).

### III-1. Introduction

Les applications de l'électronique de puissance s'étendent aujourd'hui à tous les domaines d'activités économiques utilisant l'électricité comme source d'énergie. En effet, quasiment tous les systèmes utilisent des convertisseurs statiques pour traiter l'énergie électrique. Cela va de l'alimentation de quelques watts des téléphones portables à des puissances de plusieurs dizaines de mégawatts sur les réseaux de transport.

Les charges alimentées en courant alternatif nécessitent donc un convertisseur de type continu/alternatif (DC/AC) adapté à leurs caractéristiques.

C'est pour cette raison que ce chapitre traitant l'un de ces convertisseurs à savoir l'onduleur triphasé c'est imposé en toute logique.

L'onduleur triphasé ni que l'association de trois bras de cellules de commutation donc il est sujet aux influences des différentes caractéristiques de ces dernières (ouverture, fermeture, insertion du temps mort.....etc)

### III-2. Convertisseurs continus – alternatif :

Pour alimenter les appareils qui fonctionnent en courant alternatif il faut interposer un convertisseur entre la batterie et ces appareils, les convertisseurs les plus utilisés transforment le courant continu issu de la batterie en courant alternatif 220V/50Hz ou 380V/50Hz

Il existe deux principaux types de convertisseurs DC/AC (continu-alternatif) :

#### III-2.1 Convertisseurs tournants :

Ils sont constitués d'un moteur à courant continu couplé à un alternateur. Le prix est d'autant plus élevé que l'on exige un courant alternatif stable en tension et fréquence, ce qui est rarement le cas pour les appareils domestiques.

Ils utilisent une technologie éprouvée, mais ancienne, ou peu de progrès sont possibles. Ils sont supplantés progressivement par les convertisseurs statiques. Ces équipements ne sont disponibles que pour les puissances assez élevées.

#### III-2-2 Convertisseurs statiques ou onduleurs :

Suivant l'application, on devra souvent utiliser un convertisseur pour adapter la puissance générée à la charge.

Il existe principalement les convertisseurs DC/DC qui fournissent à la charge une tension DC différente de la tension générée par les panneaux et les convertisseurs DC/AC qui produisent une tension alternative pour les charges correspondantes.

Les onduleurs peuvent être classés en générateurs produisant soit une onde sinusoïdale, soit une onde carrée ou une onde dite pseudo-sinusoïdale. Le choix de l'onduleur dépendra des appareils qu'il devra faire fonctionner.

La fonction d'un onduleur est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension de sortie variable peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle soit non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur.

Il y a plusieurs techniques pour obtenir cette variation, la technique de modulation des largeurs d'impulsions MLI est la plus répandue. Elle consiste à changer la largeur des impulsions de la tension de sortie avec des commandes appropriées des interrupteurs à semi-conducteurs de l'onduleur.

Le gain de l'onduleur peut être défini comme le rapport entre la tension alternative de sortie et la tension continue d'entrée

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur idéal doit être sinusoïdale. Cependant, cette forme d'onde n'est pas sinusoïdale en pratique et contient quelques harmoniques. Ce qui veut dire qu'il existe des harmoniques de tension. Le but serait donc d'obtenir à la sortie un signal avec un taux de distorsion harmonique le plus faible possible.

Pour des applications de faibles et moyennes puissances, les tensions de forme d'onde carrée ou quasi-carrée pourront être acceptables ; alors que pour les applications de fortes puissance une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion des harmoniques est exigé. Avec la disponibilité des dispositifs semi-conducteurs de puissance à haute vitesse, l'harmonique contenue dans la tension de sortie peut être minimisé ou réduit significativement par des techniques de commande.

Il existe plusieurs centaines de schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées.

Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs.

Ø Onduleur autonome :

C'est un système qui nécessite des composants commandés à la fois à la fermeture et à l'ouverture, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes. La Charge est quelconque. Cet onduleur n'est pas réversible.

Ø Onduleur non autonome :

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est "naturelle" contrairement à l'onduleur autonome.

L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

### III-3. Onduleur triphasé

L'onduleur triphasé dit deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la figure (III-1). On doit distinguer d'une part les tensions de branche  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue  $E$ , d'autre part, il y a les tension de phases  $V_{An}$ ,  $V_{Bn}$  et  $V_{Cn}$  mesurées par rapport à un point neutre flottant  $n$  représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  et  $V_{CA}$ .

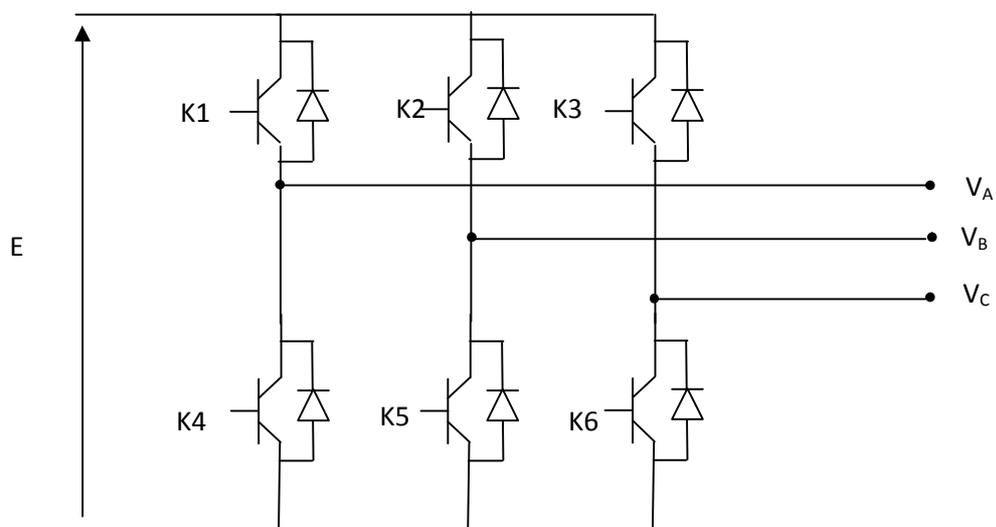


Figure III-1. : Circuit de puissance d'un onduleur triphasé.

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure (III-1), il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. En utilisant ces états des interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit :

$$V_{AN} = f1.E$$

$$V_{BN} = f2.E$$

$$V_{CN} = f3.E$$

Où  $f1$ ,  $f2$  et  $f3$  désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement. Les sorties d'un onduleur (tension, courant) contiennent certaines harmoniques, et la qualité de l'énergie fournit par un onduleur est évaluée suivant des paramètres de performance.

#### III-4. Paramètre de performance de l'onduleur :

Les sorties d'un onduleur (tension, courant) contiennent certaines harmoniques, et la qualité de l'énergie fournit par un onduleur est évaluée suivant les paramètres de performance suivant :

##### 1. Facteur de la $n^{\text{ième}}$ harmonique $HF_n$ :

C'est la mesure de la contribution individuelle des harmoniques définit comme suit :

$$HF_n = \frac{V_{\text{eff}n}}{V_{\text{eff}1}}$$

$V_{\text{eff}n}$  : Valeur efficace de la  $n^{\text{ième}}$  harmonique ;

$V_{\text{eff}1}$  : Valeur efficace de la fondamentale.

##### 2. Facteur de distorsion DF :

Les facteurs de distorsion de la tension simple et de la tension composée sont définit comme suit :

$$DF = \frac{1}{V_{\text{eff}1}} \left[ \sum_{n=2,3}^{\infty} \left( \frac{V_{\text{eff}n}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$

Le facteur de distorsion pour l'harmonique individuelle :

$$DF_n = \frac{V_{\text{effn}}}{V_{\text{eff1}} \times n^2}$$

### 3. Distorsion harmonique totale THD : [10]

C'est la mesure de la similitude de la forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale :

$$THD = \frac{1}{V_{\text{eff1}}} \left[ \sum_{n=2,3}^{\infty} (V_{\text{effn}})^2 \right]^{1/2}$$

### 4. Harmonique du plus bas ordre :

C'est l'harmonique ayant une fréquence proche de la fondamentale et son amplitude  $\geq 3\%$  de celle de la composante fondamentale.

### III-5. Commande pleine onde (180°) :

$$V_{AB} = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right]$$

VBC et VCA sont décalées par rapport à  $V_{AB}$  de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$

$$V_{BC} = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left[n\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)\right]$$

$$V_{CA} = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left[n\left(\omega t + \frac{7\pi}{6}\right)\right]$$

Il est à remarquer qu'il n'y a pas d'harmoniques d'ordres 3, ni d'ordre égale à un multiple de 3 dans les tensions entre phases dans un système triphasé.

-Valeur efficace de la tension composée :

$$V_{\text{ceff}} = \left[ \frac{2\pi}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} E \cdot d\omega_r \right]^{1/2}$$

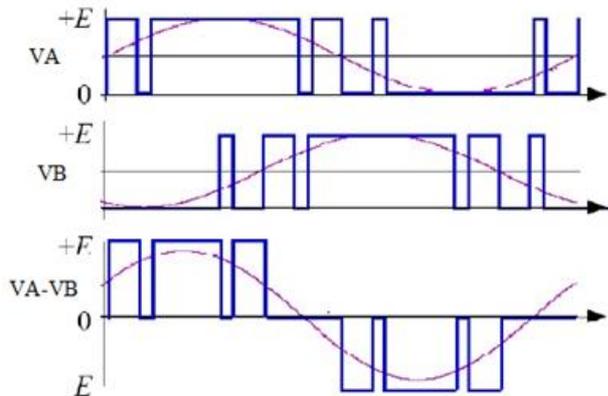
$$V_{\text{ceff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times E$$

-les tensions  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  ;  $V_{cn}$  :

-Valeur efficace de la tension simple :

$$V_{\text{Seff}} = \frac{V_c}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \times E$$

Dans la configuration différentielle de l'onduleur triphasé, la cellule de commutation peut donc être considérée comme une phase de l'onduleur, la composante alternative de sa tension de sortie constituant une tension simple comme le montre la figure ci-dessous pour chaque tension



$$v_A = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \sin \omega t$$

$$v_B = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \sin \left[ \omega t - \frac{2\pi}{3} \right]$$

$$V_A - V_B = \frac{E\sqrt{3}}{2} \sin \left[ \omega t - \frac{\pi}{6} \right]$$

### III-6. Application des onduleurs triphasés

La commande d'un moteur asynchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante ou redressée. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.).

Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs utilisés dans les alimentations des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un

circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire et d'un transistor MOSFET.

### III-7. Système d'alimentation

L'alimentation du moteur asynchrone est constituée en général de deux étages connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le moteur. La figure (III.2) illustre le schéma synoptique d'un moteur asynchrone à vitesse variable et de son alimentation. A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension  $U_c$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

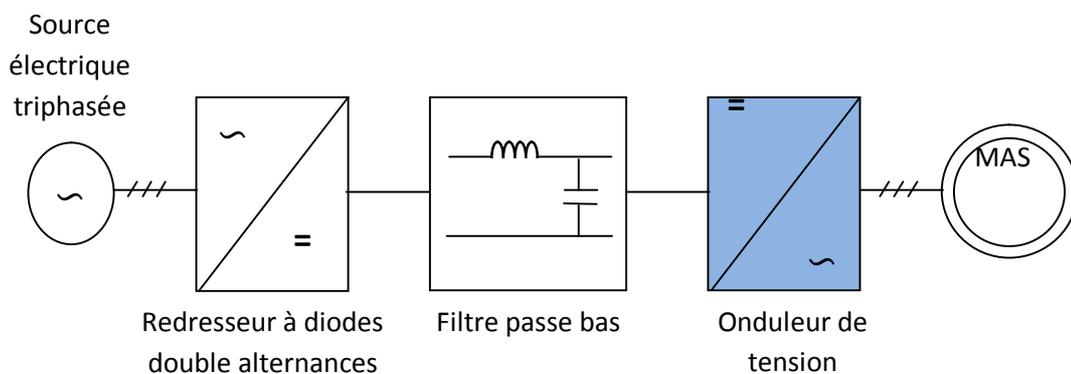


Figure (III.2): Schéma global d'un MAS à vitesse variable et de son

Le présent chapitre traite de manière récapitulative ce qui a été évoqué précédemment, notre intérêt se portera sur l'onduleur de tension et ses stratégies de commande associées, à savoir la modulation vectorielle qui présente des avantages intéressants par rapport à la modulation classique (sinus triangle).

### III-7.1 Alimentation par un onduleur de tension

Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif), on a besoin de six interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en antiparallèle avec les transistors IGBT.

Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, MLI) ou (Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

### III-7.2 Etude d'un Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables, sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du moteur asynchrone. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs, les interrupteurs K1 et K2, K3 et K4, K5 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du moteur est illustré par la figure (III.3) :

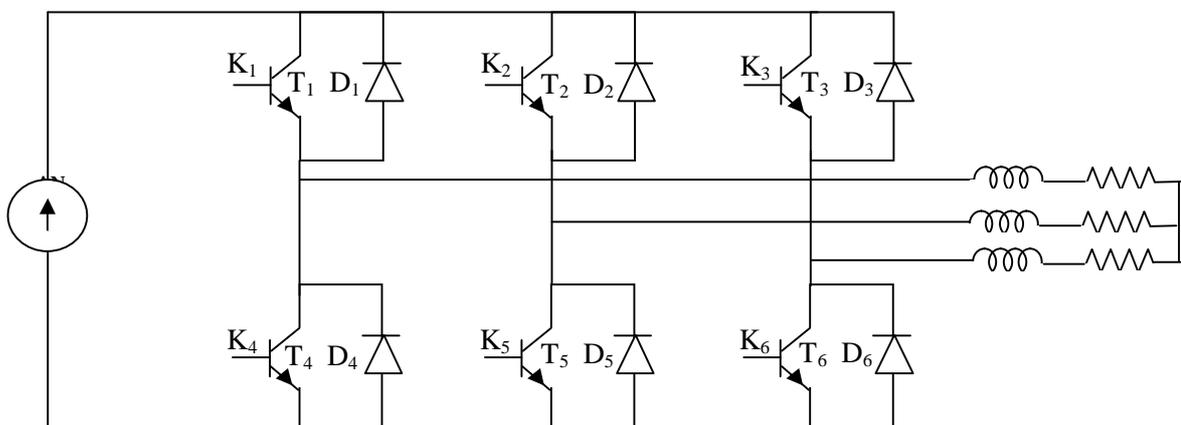


Figure (III.3) : Schéma d'un onduleur de tension alimentant le stator d'un  
 III-7.3 Modèle de l'onduleur de tension: liaison entre le côté continu et le  
 côté alternatif

Pour simplifier La commutation des interrupteurs instantanée;

- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

On aboutit au schéma simplifié de la figure (III.4) :

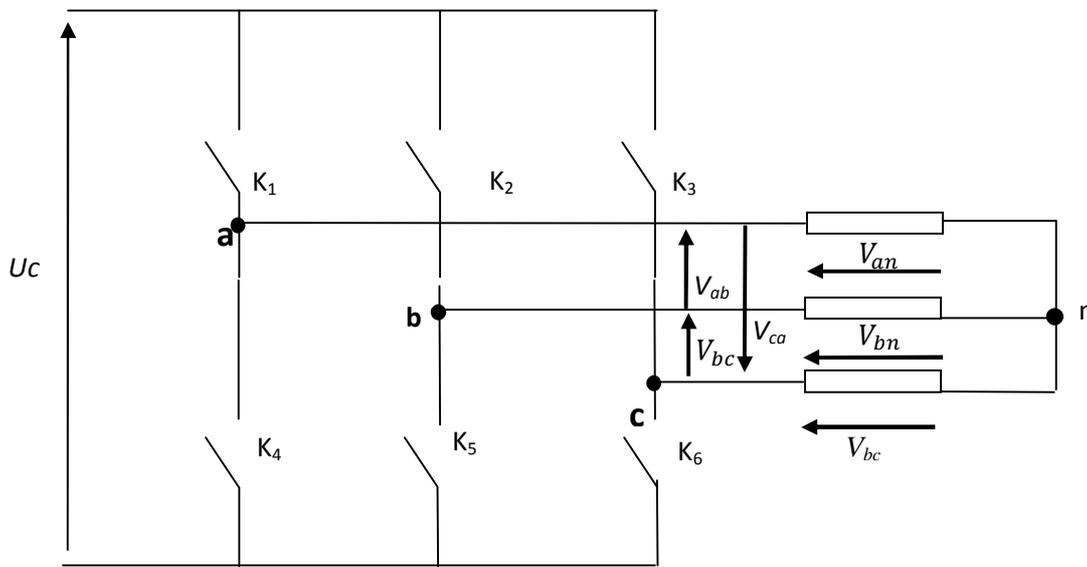


Figure (III.4) : Schéma simplifié d'un onduleur de tension.

Où :

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  : sont les tensions simples ;

$V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  : les tensions composées.

On établit la liaison entre le côté continu et le côté alternatif à travers ces interrupteurs, il est toujours utile de rappeler que la commande des interrupteurs d'un même bras est complémentaire. L'état des interrupteurs supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $f_{ki}$  ( $i = a, b, c$ ).

$f_{ki} = 1$ , cas où l'interrupteur du haut est fermé et celui d'en bas est ouvert ;

$f_{ki} = 0$ , cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases  $V_{i=(a, b, c)}$  en fonction des signaux de commande  $f_{ki}$  :

$$V_{in(a,b,c)} = f_{ki} U_c$$

$$\text{on a } \begin{cases} u_{AB} = v_{AN} - v_{BN} & \text{(a)} \\ u_{BC} = v_{BN} - v_{CN} & \text{(b)} \\ u_{CA} = v_{CN} - v_{AN} & \text{(c)} \end{cases}$$

Le système étant équilibré, cela revient à :  $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$

$$\begin{cases} \text{(a)-(c)} \Rightarrow u_{AB} - u_{CA} = 3v_{AN} \\ \text{(c)-(b)} \Rightarrow u_{CA} - u_{BC} = 3v_{CN} \\ \text{(b)-(a)} \Rightarrow u_{BC} - u_{AB} = 3v_{BN} \end{cases}$$

On peut donc écrire :

$$3 \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{AB} - u_{CA} \\ u_{BC} - u_{AB} \\ u_{CA} - u_{BC} \end{bmatrix}$$

On a aussi :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases}$$

avec:  $v_{AO} = \begin{cases} U & \text{si } f_{11} = 1 \text{ c - à - d que } K_1 \text{ conduit donc } K'_1 \text{ bloqué} \\ 0 & \text{si } f_{11} = 0 \text{ c - à - d que } K_1 \text{ bloqué donc } K'_1 \text{ conduit} \end{cases}$

$$v_{AO} = f_{11} U$$

avec:  $v_{BO} = \begin{cases} U & \text{si } f_{21} = 1 \text{ c - à - d que } K_2 \text{ conduit donc } K'_2 \text{ bloqué} \\ 0 & \text{si } f_{21} = 0 \text{ c - à - d que } K_2 \text{ bloqué donc } K'_2 \text{ conduit} \end{cases}$

$$v_{BO} = f_{21} U$$

avec:  $v_{CO} = \begin{cases} U & \text{si } f_{31} = 1 \text{ c - à - d que } K_3 \text{ conduit donc } K'_3 \text{ bloqué} \\ 0 & \text{si } f_{31} = 0 \text{ c - à - d que } K_3 \text{ bloqué donc } K'_3 \text{ conduit} \end{cases}$

$$v_{CO} = f_{31}U$$

- Les tensions ( $v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}$ ) ont la même forme que les fonctions de connexion ( $f_{12}, f_{22}, f_{32}$ ) avec leur amplitude qui est multiplié par U.
- Le tableau 1 donne pour les huit configurations possible que peut prendre le montage par l'état fermé (1) ou ouvert (0) des trois interrupteur  $K_1, K_2, K_3$ .
- Les tensions de sortie ( $v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}$ ) en fonction de la tension d'entrée U. C'est-à-dire les fonctions de connexions.
- Le courant d'entré i ainsi que les courants traversant les interrupteurs  $K_1, K_2, K_3$ . en fonction des courants de sortie ( $i_A, i_B, i_C$ )

$f_{11}$	$f_{21}$	$f_{31}$	$U_{AB}$	$U_{BC}$	$U_{CA}$	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$i_{K1}$	$i_{K2}$	$i_{K3}$	$i$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	$i_A$	$i_B$	$i_C$	0
1	0	1	U	-U	0	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2Uc}{3}$	$\frac{U}{3}$	$i_A$	0	$i_C$	$-i_B$
1	1	0	0	U	-U	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2Uc}{3}$	$i_A$	$i_B$	0	$-i_C$
1	0	0	U	0	-U	$\frac{2Uc}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$i_A$	0	0	$i_A$
0	1	1	-U	0	U	$-\frac{2Uc}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	0	$i_B$	$i_C$	$-i_A$
0	0	1	0	-U	U	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2Uc}{3}$	0	0	$i_C$	$i_C$
0	1	0	-U	U	0	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2Uc}{3}$	$-\frac{U}{3}$	0	$i_B$	0	$i_B$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (1) : Table de vérité des états possible uniquement d'un onduleur triphasé

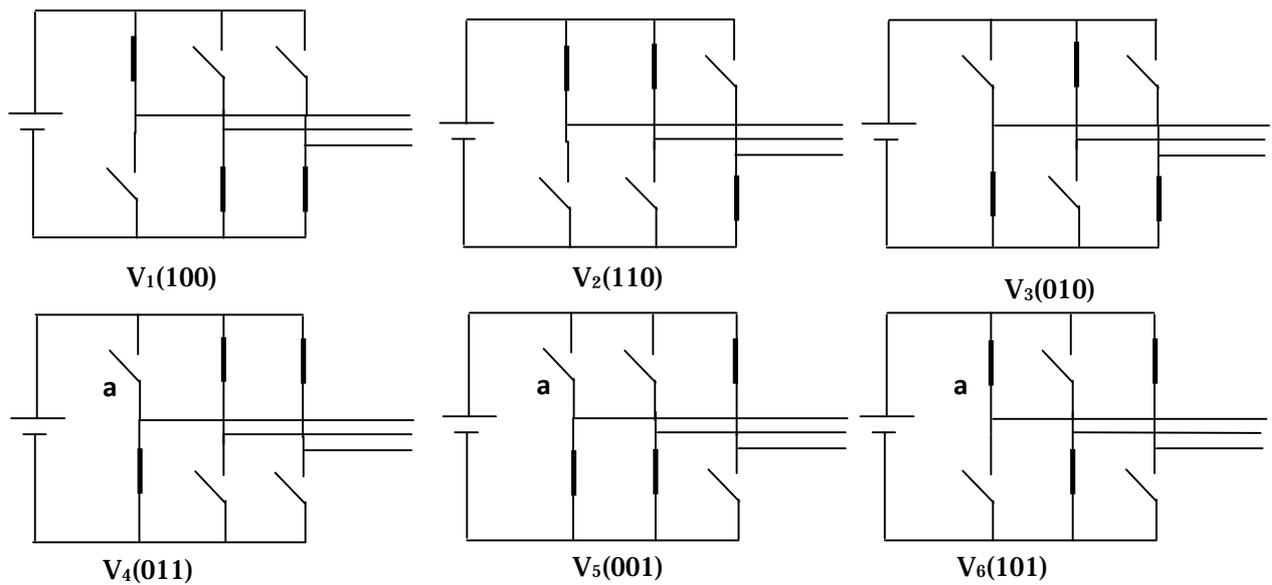


Figure III.5: Les six états de commande actifs.

Les deux états nuls  $V_0, V_7$

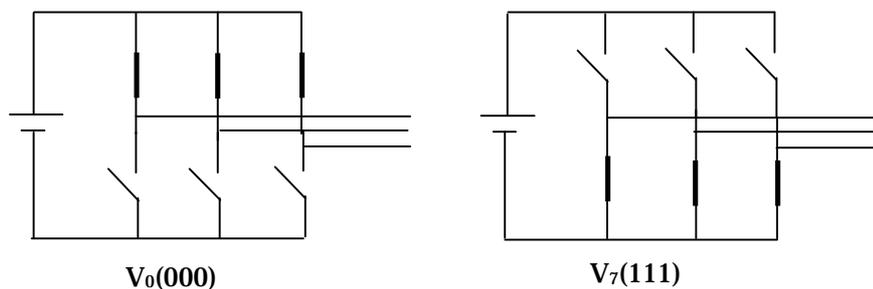


Figure (III.6) : Les deux états de commande nuls.

### III-8. Onduleur de tension à MLI

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse très rapide et ses performances élevées, il permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variables.

A partir d'un réseau d'alimentation standard (220/380V, 50HZ) après redressement et filtrage, la tension  $U_c$  (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, on peut citer :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse généralement triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations postcalculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la deuxième technique à laquelle on s'intéresse pour l'onduleur ci-dessus, ainsi on peut

### III-9. Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les harmoniques à des fréquences élevées pour faciliter leur filtrage;
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.
  - Principe
- Elle consiste à convertir une modulante  $V_{ref}(t)$  (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse  $V_p(t)$  (tension à haute fréquence de commutation) figure (III.7).

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé  $K_i=1, 2, 3$  est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa.

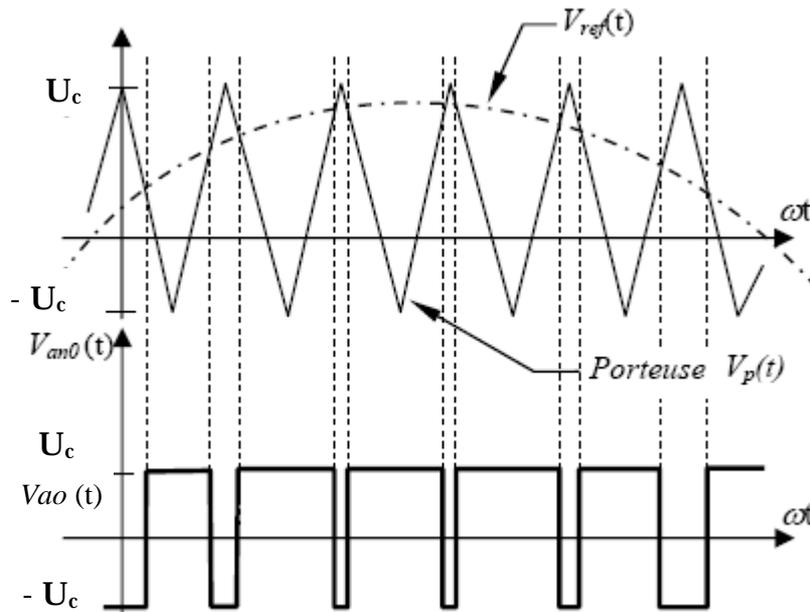


Figure (III.7) : MLI sinus triangle.

Selon la figure (III.7) la tension de sortie de l'onduleur a les caractéristiques suivantes :

$$\text{Si: } V_{\text{ref}}(t) > V_p(t) \Rightarrow V_{\text{ao}} = U_c .$$

$$\text{Si: } V_{\text{ref}}(t) < V_p(t) \Rightarrow V_{\text{ao}} = -U_c .$$

- La fréquence de la MLI est égale à la fréquence de la tension de la porteuse  $V_p(t)$ .
- L'amplitude est contrôlée par l'amplitude de  $V_{\text{ref}}(t)$ .
- La fréquence du fondamental est contrôlé par la fréquence de  $V_{\text{ref}}(t)$ .

On peut régler la tension à la sortie de l'onduleur en agissant sur le coefficient de réglage 'r' défini comme suit :

$$r = \frac{V_{\text{ref}}}{V_p} = \frac{\max(V_{\text{ao}})_1}{U_c}$$

$(V_{\text{ao}})_1$  : Fondamental de la tension  $V_{\text{ao}}$ ;

$V_p$  : valeur crête de la porteuse.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut :

$$(V_{\text{ao}})_{\text{max}1} = U_c r$$

L'indice de modulation « m » est défini comme étant la valeur du rapport de la fréquence de la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) sur celle de la modulante, son choix procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon fonctionnement de l'onduleur (meilleur rendement):

$$m = \frac{\text{fréquence de } v_p(t)}{\text{fréquence de } v_{ref}(t)}$$

### III-10.Modulation Vectorielle

#### III-10.1 Principe [5]

Dans la modulation vectorielle, on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires,

#### III-10.2 Transformation de Concordia

La modulation vectorielle est donc basée sur la représentation des trois tensions de phases comme un seul vecteur d'espace, ceci est obtenu par le biais d'une transformation d'un plan triphasé en un plan biphasé, il s'agit de la transformation de Concordia qui consiste substituer aux trois tensions de phase  $V_a, V_b, V_c$  exprimées dans le repère triphasé (abc) leurs composantes  $V_\alpha, V_\beta, V_o$  exprimées dans un système de coordonnées biphasé ( $\alpha\beta o$ ).

La relation entre les deux repères est :

$$f_{\alpha\beta o} = C_{\alpha\beta o} f_{abc}$$

tel que:

$$C_{\alpha\beta o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

$$f_{\alpha\beta o} = [f_\alpha \quad f_\beta \quad f_o]^T; f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]$$

f : peut être soit une tension, un courant ou un flux.

Comme il est décrit sur la figure (III-8), cette transformation est équivalente à une projection orthogonale de  $[a \ b \ c]^T$  sur un système bidimensionnel perpendiculaire au vecteur  $[1 \ 1 \ 1]^T$  (équivalent au plan  $(\alpha\beta)$  dans le système de coordonnées triphasé. [8]

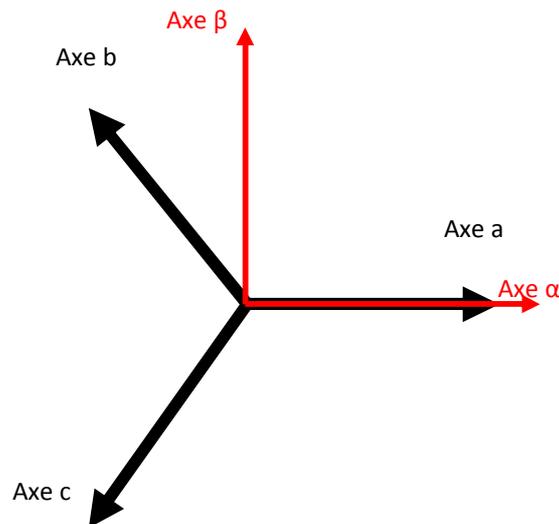


Figure (III-8) : Représentation du repère triphasé abc et le repère biphasé  $\alpha\beta$ .

Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques. Une analyse combinatoire de tous les interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tension  $v_\alpha$  et  $v_\beta$ , données par le tableau (1), [9]

### III-10.3 Vecteurs de commande [7]

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur, dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur : ( $V_i=1,2,..6$ ) voir figure (III-5). Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls  $V_0$  et  $V_7$  figure(III-6).

Les six vecteurs non nuls de tension appelés également vecteurs spatiaux, forment les axes d'un hexagone régulier, les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine, ils sont perpendiculaire au plan  $(\alpha\beta)$ . L'angle entre deux vecteurs adjacents est de  $60^\circ$ .

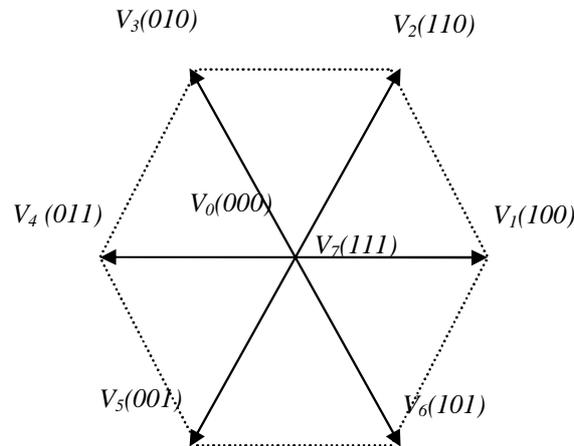
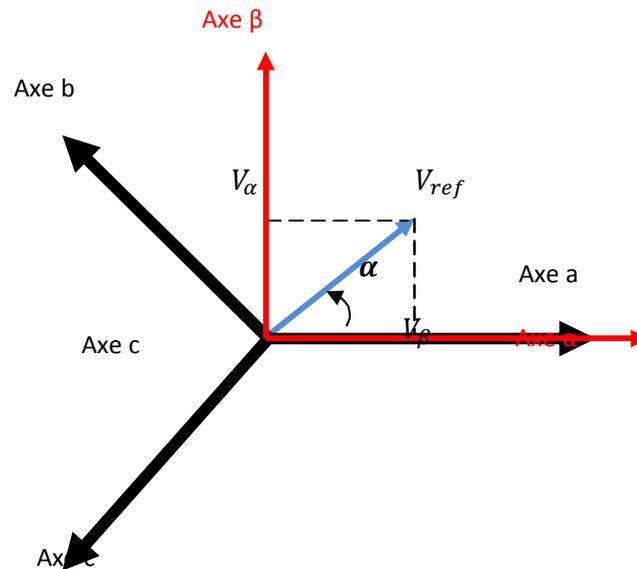


Figure (III-9) : Les six vecteurs de commande forment un hexagone.

L'objectif de la technique de modulation vectorielle est l'approximation du vecteur référence ' $V_{ref}$ ' en utilisant des portions des huit vecteurs de base, ces portions sont liées par un rapport cyclique aux vecteurs de base, donc aux durées de modulation. Une simple approximation est de générer la valeur de la tension à la sortie de l'onduleur dans une petite période d'échantillonnage  $T_z$  de telle sorte à ce qu'elle soit identique à  $V_{ref}$  au court de cette période

La même transformation peut être appliquée à la tension désirée à la sortie de l'onduleur de telle façon à obtenir la tension de référence désirée  $V_{ref}$  dans le référentiel  $(\alpha\beta 0)$  figure (III-8). Donc, la modulation vectorielle peut être implémentée de la manière suivante :

- 1 étape : Détermination des tensions de références  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  ;
- 2 étape : Génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  ;
- 3 étape : Détermination des instants de commutation pour chaque transistor (K1 à K

III-10.4 Etape 1 : la détermination de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  :Figure (III-10): Représentation de  $V_{ref}$  dans le repère  $\alpha\beta$ .

D'après la figure (III-10)  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  sont déterminés comme suit :

$$V_\alpha = V_{an} \cos(0) - V_{bn} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - V_{cn} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn}$$

$$V_\beta = V_{an} \cos\frac{\pi}{2} + V_{bn} \cos\frac{\pi}{6} - V_{cn} \cos\frac{\pi}{6} = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn}$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) = \omega t = 2\pi f t$$

$f$ : Fréquence du fondamental.

III-10.5 Étape 2: génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$ : [7]

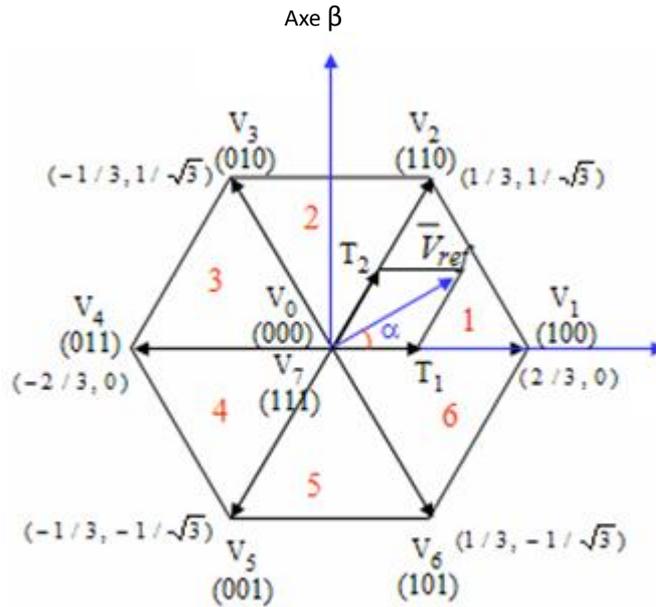


Figure (III.11) : Représentation des huit vecteurs de commande et de  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha\beta$ .

III-10.6 Durée des temps de commutation dans le secteur1 : [7]

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2)$$

$$\Rightarrow T_z \cdot \bar{V}_{ref} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}$$

Tel que :  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$T_1 = T_z r \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)}$$

$$T_2 = T_z r \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)}$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2),$$

Tel que :  $T_z = \frac{1}{f_z}$  et  $r = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} U_c}$

## III-10.7 Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque [8]

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(n\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\frac{n\pi}{3} \cos\alpha - \cos\frac{n\pi}{3} \sin\alpha \right) \\
 T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( -\cos\alpha \sin\frac{n-1}{3}\pi + \sin\alpha \cos\frac{n-1}{3}\pi \right)
 \end{aligned}$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2$$

(n allons de 1 à 6 (n étant le nombre de secteurs total;  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ))

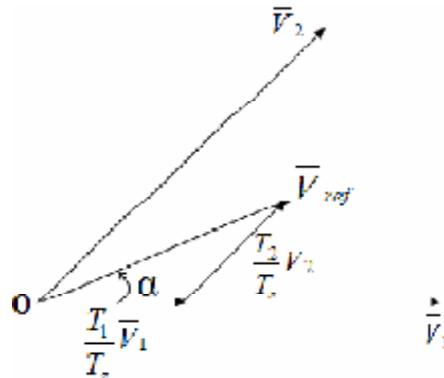


Figure (III.12) : Représentation vectorielle de  $V_{ref}$  en fonction de deux tensions adjacentes

### III-10.8 Étape 3 : détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur

Le tableau (2), montre des portions de temps (durée des commutations) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension dans chaque secteur. [7]

secteur	Les interrupteurs du haut	Les interrupteurs du bas
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_c / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_c / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_c / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_c / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_c / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_c / 2$

Tableau (2) : Temps de commutations dans chaque secteur.

### III-11. Retards et temps morts

#### III-11.1 Origine et influence des retards

Si les amorçages des semi-conducteurs de puissance se font généralement avec un minimum de retard par rapport à la réception de l'ordre correspondant, cela ne signifie pas pour autant que la commutation escomptée soit instantanée. Dans un hacheur, par exemple, l'amorçage de l'interrupteur commandé déclenche le début de la commutation du courant de la diode de roue libre, mais c'est le blocage final de cette dernière qui marque la commutation effective de tension. Le composant commandé n'est donc pas seul en cause, les autres acteurs de la cellule, à semi-conducteurs ou passifs, interviennent également.

Inversement, il est bien connu que de nombreux semi-conducteurs de puissance commandés présentent des retards intrinsèques au blocage. C'est le cas, notamment, pour tous les composants bipolaires (GTO, IGBT...). Ces temps de stockage peuvent prendre

des valeurs considérables (10  $\mu$ s pour un GTO, par exemple), variables dans de grandes proportions selon les conditions de charge, de température et de commande.

Ces problèmes de stockage peuvent également intervenir au niveau des circuits de commande. Dans leur conception, il est donc recommandé de faire appel aux transistors MOSFET (non soumis aux stockages), aux circuits d'antisaturation des transistors bipolaires, aux étages linéaires (dissipatifs mais beaucoup plus rapides que les étages fonctionnant en tout ou rien) et, de manière générale, de confier les actions de protection (blocages) des semi-conducteurs de puissance à des circuits présentant le minimum de retards intrinsèques.

L'ensemble de ces retards dans la transmission ou l'exécution des différents ordres engendre, au niveau de l'étage de puissance, certains décalages fixes ou variables. Si l'on admet que le circuit convertisseur est un amplificateur qui fournit en sortie le produit de sa fonction de modulation (élaborée par la commande éloignée) par sa tension d'alimentation, on voit que tout retard dépendant des conditions de charge crée une impédance interne au même titre que l'impédance de la source continue ou la conduction discontinue.

Ces non-linéarités du convertisseur sont à prendre en compte dans l'élaboration des lois de commande.

### III-11.2 Nécessité et influence des temps morts [3]

Dans les structures d'onduleurs, où deux semi-conducteurs commandés sont placés en série sur une même source de tension, les retards entre les commandes des semi-conducteurs et leurs commutations effectives, prennent une dimension supplémentaire car ils peuvent entraîner l'apparition de courts-circuits transitoires qui provoquent, au mieux, un échauffement anormal des composants et, au pire, leur destruction.

Une pratique quasiment universelle est l'introduction de temps morts fixes entre l'ordre de blocage d'un composant de la cellule et l'ordre d'amorçage de son vis-à-vis. La valeur de ces temps morts est déterminée pour couvrir les cas de retard les plus importants dans les conditions extrêmes de charge, de température, de dérive et de dispersion. Elle dépend des composants de puissance

utilisés, mais est généralement comprise dans une fourchette allant de la microseconde à la dizaine de microsecondes.

L'influence générale de ces temps morts, associés aux retards qui motivent leur présence, est de modifier la fonction de modulation effective de la cellule par rapport à la fonction de modulation supposée idéale générée par la commande éloignée.

Un effet immédiat est indiqué sur la figure (III-9). Observons une séquence MLI quelconque (commande 1 et commande 2) passée à travers un circuit générateur de temps morts fixes, qui transmet instantanément les ordres de blocage et retarde les amorçages. On constate aisément les déformations induites avec la possible disparition d'impulsions de largeur proche des temps morts introduits

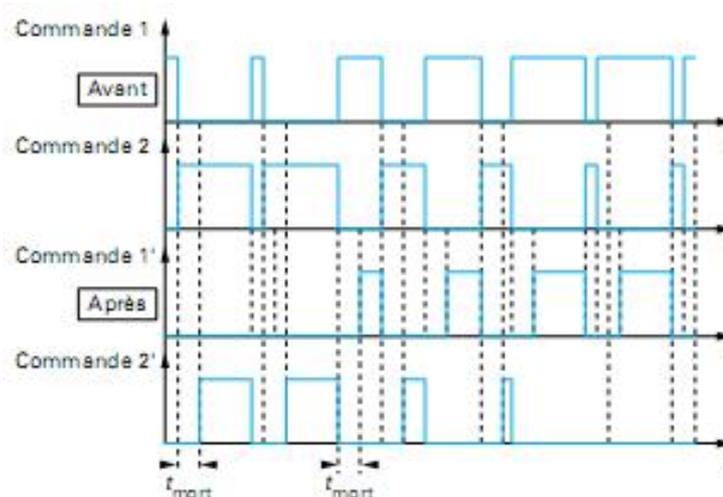


Figure III-9 Introduction d'un temps mort dans une modulation de largeur d'impulsion

### III-12. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons vu les différents convertisseurs continu-alternatifs ainsi de plus près l'onduleur triphasé qui a fait l'objet de notre étude.

On a utilisé une stratégie de commande à MLI vectorielle qui est la plus simple et la mieux adaptée pour la commande des machines tournantes moteur asynchrone pour notre cas.

Puisque l'onduleur est l'association des cellules de commutation donc le temps mort inséré au niveau de ces dernières pour éviter le court-circuit de la source de tension et l'ouverture de la source de courant aura un impact sur la qualité des paramètres de sortie de cet onduleur (tension, courant) ainsi son influence sur les paramètres du moteur (vitesse, couple).

Pour bien vérifier l'algorithme des simulations prenant en compte les temps morts, dans un premier temps nous allons effectuer un teste sur un hacheur réversible en courant alimentant une machine a courant continu

### IV-1.Introduction :

Le moteur à courant continu est utilisé essentiellement pour la commande de couple en boucle ouverte.

Après la modélisation de la machine à courant continu (moteur) et l'établissement du schéma équivalents, nous optons pour une stratégie de commande via un convertisseur statique qui un hacheur réversible en courant pour la validation de l'algorithme de simulation du programme de commande sous Matlab/simulink.

### IV-2. Machine à courant continu : [10]

#### IV-2.1 Description générale

Une machine à courant continu est un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant continu et un dispositif mécanique.

- En fonctionnement moteur, l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique.
- En fonctionnement générateur, l'énergie mécanique est transformée en énergie électrique.

Une machine électrique à courant continu est constituée :

- ü D'un stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créé soit par des enroulements statoriques (bobinage) soit par des aimants permanents. Il est aussi appelé « inducteur » en référence au fonctionnement en génératrice de la machine.
- ü D'un rotor bobiné relié à un collecteur rotatif inversant la polarité dans chaque enroulement rotorique au moins une fois par tour de façon à faire circuler un flux magnétique transversal en quadrature avec le flux statorique. Les enroulements rotoriques sont aussi appelés enroulements d'induits, ou communément « induit » en référence au fonctionnement en génératrice de cette machine. Entre le stator et le rotor on trouve l'entrefer (espace).
- ü Les collecteurs et les balais permettent d'accéder au circuit électrique rotorique.

- Le collecteur : est un cylindre centré sur l'axe de la machine et placé devant l'une des faces de l'armature, il est fait de lames de cuivre en forme de

coin isolées les unes des autres par des feuilles de mica. Chaque lame porte une ailette sur laquelle sont soudées l'entrée d'une section et la sortie de la suivante.

- Les balais : sont des tiges conductrices qui frottent sur la surface du collecteur. Ils sont faits de graphite ou en charbon. Leur pression doit être soigneusement réglée par un ressort pour obtenir un bon fonctionnement en charge.

La figure (IV-1) montre la constitution de la Machine à courant continu.

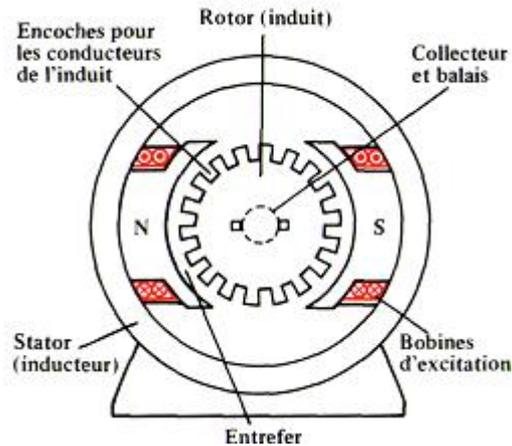
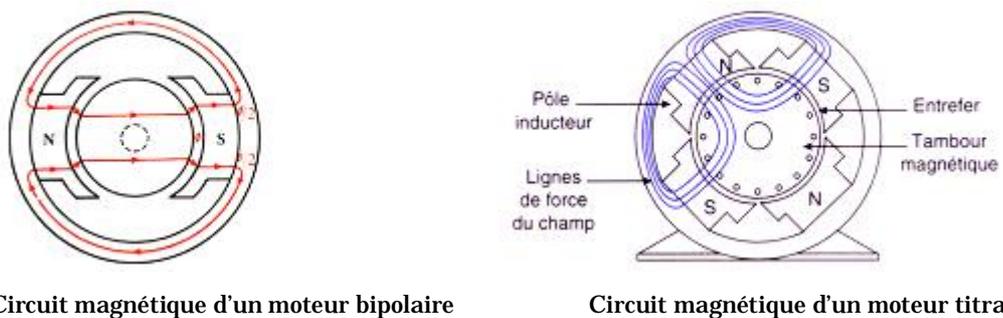


Figure. IV-4 Constitution de la Machine à courant continu.

**Le circuit magnétique : Forme des lignes de champ dans le rotor, le stator et l'entrefer:**

La figure (IV-2) montre le circuit magnétique pour deux moteurs différents.



Circuit magnétique d'un moteur bipolaire

Circuit magnétique d'un moteur tétrapolaire

Figure. IV-2 Circuit magnétique.

Les lignes de champ sortent du pôle Nord, traversent l'entrefer puis l'induit et entrent dans le pôle Sud. Elles retournent dans le pôle Nord par la culasse. Le flux magnétique est généré par les bobines placées sur les pôles.

## IV-2.2 Principe de fonctionnement en moteur

Un conducteur parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à une force électromagnétique dont le sens est donné par règle des trois doigts de la main droite.

( $F = I * L \wedge B$ ), F : Pouce, I: index et B: Majeur. Le rotor se met donc à tourner. Quand le conducteur arrive en Y figure (IV-3), il faut changer le sens de la force en inversant le courant dans le conducteur pour que le rotor continue à tourner : C'est le rôle du collecteur.

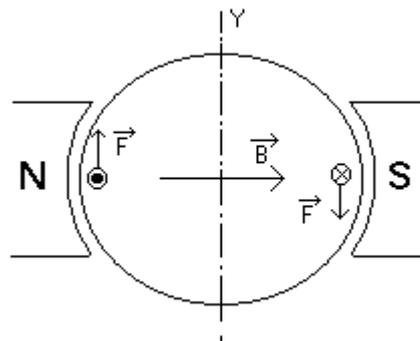


Figure. IV-3 création de la force dans un champ magnétique.

Grâce au collecteur, bien que la tension appliquée soit continue, le courant dans une spire s'inversera sous l'axe de commutation et la rotation pourra être permanente.

Dans la position 1, le courant parcourt la spire dans le sens ABCD et dans le sens contraire pour la position 2, grâce au système de balais - collecteur.

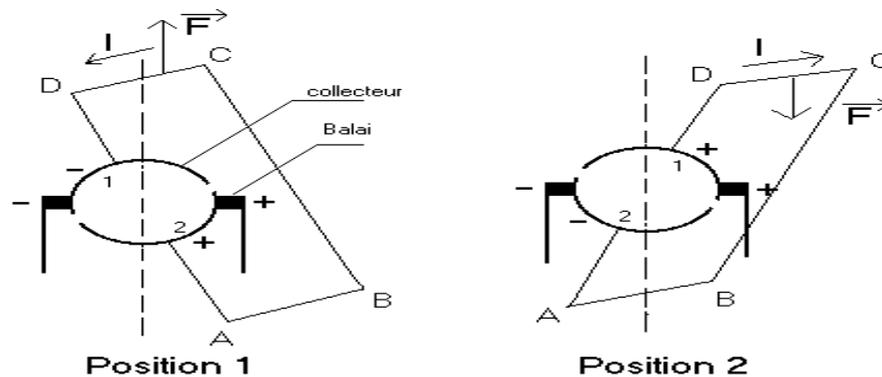


Figure. IV-4 Rôle du système balais – collecteur

Au passage de la ligne neutre, la tension entre les balais s'annule. A cet instant, le courant ne s'annule pas en raison au circuit inductif que constitue la

spire. Pour éviter la rupture brutale du courant (et la surtension qui en découlerait), il faut décaler légèrement les balais par rapport à la ligne neutre pour caler au mieux les deux annulations simultanées et éviter ainsi les arcs qui ont tendance à détériorer les lames du collecteur.

### IV-3. Modes d'excitation:

L'inducteur d'un moteur à courant continu peut être branché de diverses façons. La machine est à excitation séparée (ou indépendante) quand l'inducteur et l'induit sont reliés à des sources différentes. La machine est à excitation liée lorsque l'inducteur et l'induit sont alimentés à partir de la même source. Trois possibilités existent alors :

- L'excitation parallèle (ou shunt) : Inducteur et induit sont branchés en parallèle ;
- L'excitation série : Inducteur et induit sont branchés en série ;
- L'excitation composée (ou compound) : Un premier inducteur est en série avec l'induit et un second inducteur est en parallèle.

En pratique, seules deux solutions sont habituellement retenues : l'excitation séparée pour la plupart des applications industrielles de puissance modérée et l'excitation série dans des cas particuliers comme la traction ferroviaire.

### IV-4. Le couple électromagnétique :

Le phénomène essentiel dans un moteur à courant continu est la création d'un couple qui tend à faire tourner le rotor. Compte tenu du nombre de conducteurs, on peut considérer que le couple est pratiquement constant et se ramène à sa valeur moyenne. Si  $2a$  est le nombre de voies en parallèle,  $2p$  le nombre de pôle,  $N$  le nombre de conducteurs actifs du rotor,  $\Phi$  le flux sous un pôle, et  $i_a$  l'intensité du courant traversant l'induit, le couple électromagnétique s'exprime par la formule :

$$C_{em} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \Phi i_a \quad (\text{IV-01})$$

«  $N$  », «  $p$  » et «  $a$  » sont des constantes, et nous pouvons poser :

$$k = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N \quad (\text{IV-02})$$

Ce qui nous donne pour le couple électromagnétique :

$$C_{em} = k \varphi i_a$$

### IV-5. La force contre-électromotrice :

Les conducteurs actifs coupent les lignes du champ magnétique. Ils sont donc le siège d'un phénomène d'induction. On constate que les forces électromotrices induites sont toutes de même signe pour les conducteurs d'une voie : il suffit donc de les ajouter pour obtenir la force électromotrice totale. On obtient une force électromotrice résultante peu ondulée autour de sa valeur moyenne : on peut pratiquement la considérer comme une constante. Comme ce nombre est négatif, on préfère parler de la force contre-électromotrice en changeant de signe. Si  $2a$  est le nombre de voies en parallèle,  $2p$  le nombre de pôles,  $N$  le nombre de conducteurs actifs du rotor,  $\Phi$  le flux sous un pôle, et  $n$  la fréquence de rotation, la force contre-électromotrice  $e'$  s'exprime par la formule :

$$e' = \frac{p}{a} N n \varphi \quad (\text{IV-03})$$

En introduisant la constante  $k$  déjà définie et en faisant apparaître la vitesse de rotation  $\Omega$  plutôt que la fréquence de rotation  $n$ , cette formule s'écrit :

$$e' = k \varphi \Omega \quad (\text{IV-04})$$

### IV-6. Modélisation de la machine à courant continu (excitation indépendante)

Pour modéliser le MCC, on doit supposer que celui-ci est linéaire selon les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Ø On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer le flux comme fonction linéaire des courants.
- Ø On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer seuls les enroulements induit et inducteur sont parcourus par le courant.
- Ø On prend la densité de courant comme uniforme dans la section des conducteurs.

Ø Les inductances propres sont supposées constantes et les mutuelles inductances sont des fonctions sinusoïdales des angles formés par les axes magnétiques des enroulements d et q.

On a vu précédemment que le moteur à courant continu comporte un induit bobiné (le rotor) et un inducteur bobiné (le stator) ou à aimant permanent. Le rotor tournant confère une inertie propre (J), et son implantation sur paliers implique les frottements mécanique (f). Le schéma traditionnel représentant un moteur à courant continu est celui de la figure (IV-5) :

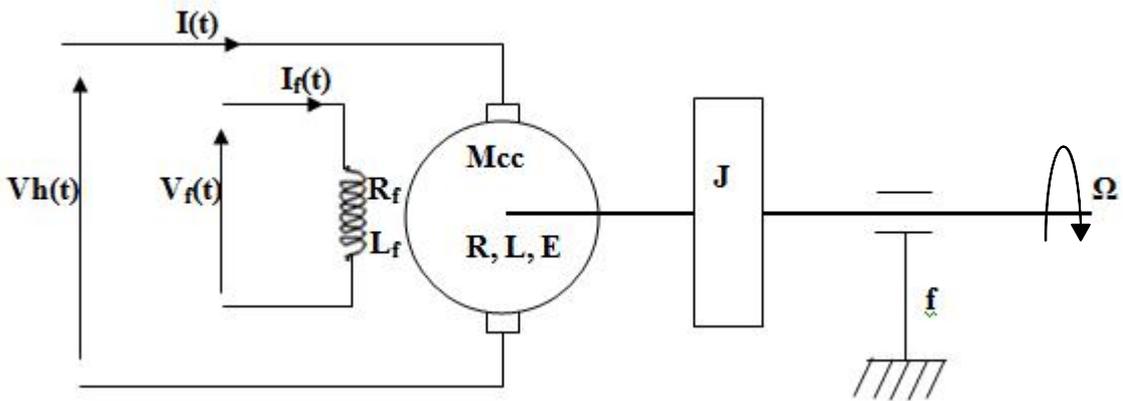


Figure. IV-5 Modèle du moteur à courant continu.

IV-6-1.Loi des mailles pour l'induit :

Pour définir la relation entre tension  $u_a$  et courant  $i_a$  pour l'induit, choisissons la convention récepteur. L'enroulement d'induit présente une force contre-électromotrice  $e'$  et a une résistance  $L_a$ . La loi des mailles s'écrit :

$$u_a = e' + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \tag{IV-05}$$

On peut représenter l'induit par un schéma électrique équivalent (figure IV-6)

La résistance  $R_a$  comprend en fait deux termes : la résistance  $R$  de l'enroulement proprement dit et la résistance  $R_b$  des contacts balais-collecteur.

Ces deux termes se comportent différemment.  $R$  est la résistance d'un conducteur. Elle est donc indépendante du courant, mais varie avec la température.

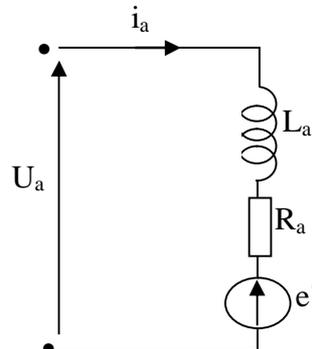


Figure IV-6: Le schéma équivalent de l'induit

### IV-6-2.Loi des mailles pour l'inducteur :

L'inducteur se comporte comme une simple bobine de résistance  $R_f$  et d'inductance  $L_f$ . si  $u_f$  est la tension à ses bornes et  $i_f$  l'intensité du courant qui le traverse, la loi des mailles s'écrit :

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (\text{IV-06})$$

En régime permanent, le courant est constant et la formule se simplifie :

$$u_f = R_f i_f \quad (\text{IV-07})$$

Si on applique le principe fondamental de la dynamique sur l'arbre tournante on aboutit aux équations suivantes :

$$C_{em} - C_r = J \frac{dw_r(t)}{dt} + f w_r(t) \quad (\text{IV-08})$$

$$C_{em} = M_{fd} I_f(t) i_a(t) \quad (\text{IV-09})$$

$$C_{em} = K_m i_a(t) \quad (\text{IV-10})$$

Avec:

$C_{em}$  : Couple électromagnétique du moteur [N.m].                       $C_r$  : Couple résistant [N.m].

$f$ : Coefficient de frottements visqueux [N.m/rad/s].       $M_{fd}$  : Mutuelle inductance en Henry

$J$ : Moment d'inertie de l'ensemble moteur charge [Kg.m<sup>2</sup>].

Les équations électriques et mécaniques du moteur dans le domaine de Laplace s'écrivent comme suit :

$$V_h(p) = E(p) + (R + L.p).I_a(p) \quad (\text{IV-11})$$

$$E(p) = k_m.\Omega(p) \quad (\text{IV-12})$$

$$C_{em}(p) - C_r(p) = (J.p + f).\Omega(p) \quad (\text{IV-13})$$

$$C_{em} = K_m I_a(p). \quad (\text{IV-14})$$

D'après ces équations précédentes, nous obtenons le schéma bloc global du moteur :

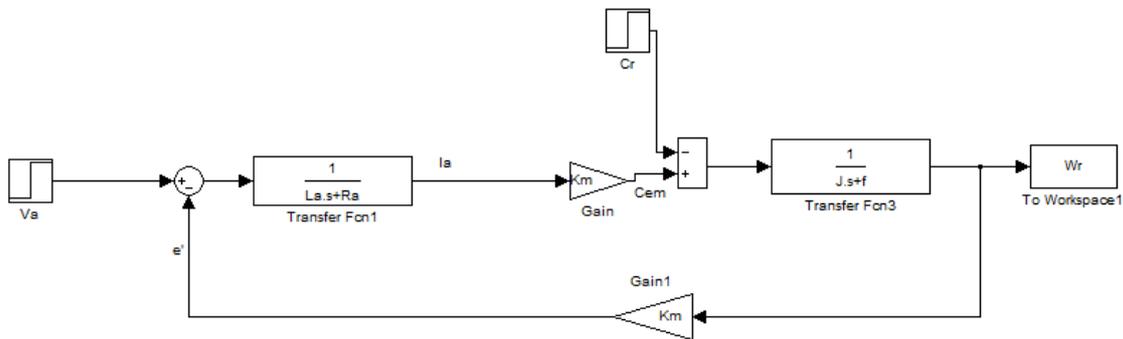


Figure IV-7 Machine à courant continu sous Matlab - Simulink

### IV-7. Généralités sur les hacheurs :

Au point de vue du circuit le hacheur apparaît comme un quadripôle comme le montre la figure (IV-8), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues.

- Si  $V_E$  et  $I_E$  sont les grandeurs d'entrée du quadripôle,  $V_S$  et  $I_S$  les grandeurs de sortie, le hacheur introduit des relations entre ces grandeurs par l'intermédiaire de paramètres variables. Ces relations ne sont pas linéaires. Toutefois, il sera possible d'établir des relations linéaires entre les valeurs moyennes de ces grandeurs qui permettront de caractériser l'échange de puissance moyenne contrôlée par le hacheur.

Les différentes structures de hacheurs dépendent du cahier des charges imposé au système :

— dans une première approche, les caractéristiques à prendre en compte pour établir les structures portent sur la nature des réseaux d'entrée et de sortie, identifiés comme des sources de tension ou de courant et sur les réversibilités qui peuvent être demandées à ces sources ;

— ensuite, il est possible, une fois la structure établie, de prendre comme modèle des sources un réseau électrique plus proche de leurs propriétés réelles.

.Exemple : tout réseau électrique présentant une inductance série sera préalablement identifié à une source de courant ; tout réseau électrique comportant une capacité en parallèle sera identifié à une source de tension.

Ainsi, un moteur à courant continu dont le modèle électrique est représenté par le dipôle actif de la figure (IV-8) sera assimilé, dans un premier temps, à une source de courant (le courant moyen  $I$  dans le dipôle est proportionnel au couple imposé sur l'arbre du moteur).

Cette source de courant sera réversible en tension si la force électromotrice (fém)  $E$  est réversible (réversibilité de la vitesse ou du flux inducteur) et réversible en courant si le couple est réversible (traction-freinage). Dans un deuxième temps, on tiendra effectivement compte des éléments électriques qui constituent le dipôle.

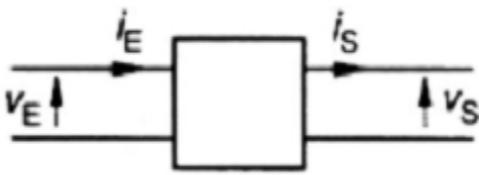


Figure IV-8 . Hacheur considéré comme un quadripôle

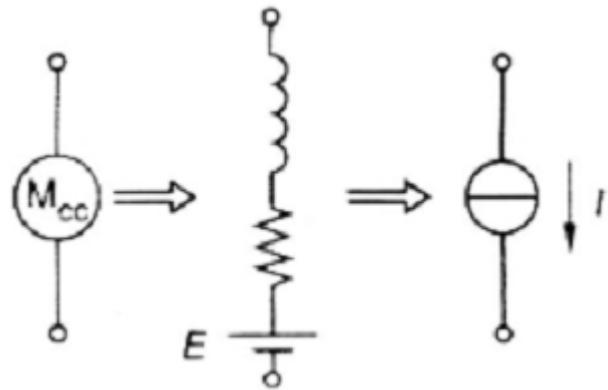


Figure IV-9 . Moteur à courant continu considéré comme source de courant

### .Applications :

En forte puissance, ils interviennent comme organe de réglage de puissance électrique en continu, généralement dans les systèmes de contrôle de vitesse ou de couple de machines électriques. Ils peuvent être associés à d'autres convertisseurs pour contribuer à des conversions indirectes de type alternatif-continu, continu alternatif ou alternatif-alternatif. On peut généralement identifier les circuits d'entrée et de sortie comme ayant des natures différentes : l'un étant une source de tension et l'autre une source de courant.

Les structures directes qui font l'objet de ce paragraphe répondent alors au cahier des charges.

En petite et moyenne puissances, les problèmes se posent de manière différente. Dans les alimentations de tension par exemple, le cahier des charges impose à la sortie du convertisseur une tension parfaitement continue (avec un taux d'ondulation négligeable), l'entrée étant une source de tension constante. À la structure élémentaire du hacheur viennent alors s'associer des éléments linéaires

(inductance, capacité) qui sont des éléments d'adaptation (transformation d'une source de tension en source de courant) et de filtrage.

### IV-8. Hacheur réversible en courant :

Ce dispositif rassemble un hacheur série (abaisseur de tension) et un hacheur parallèle (élevateur de tension).

.Le schéma de montage :

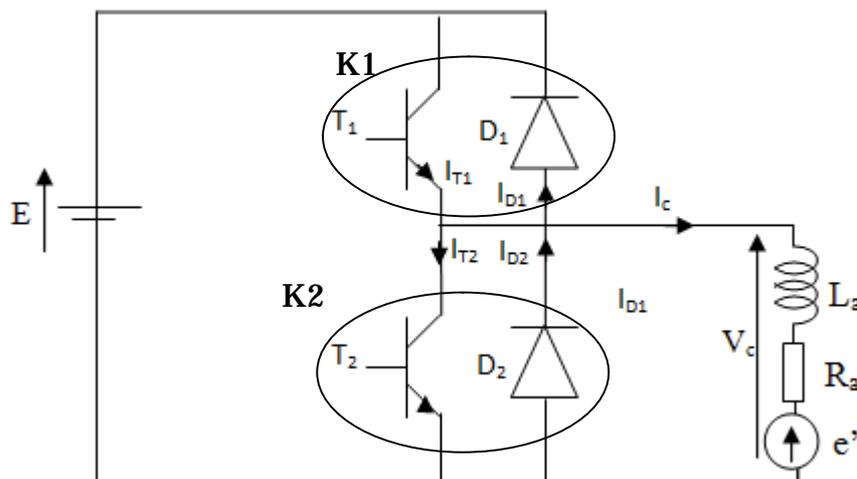


Figure IV-10 Hacheur réversible en courant

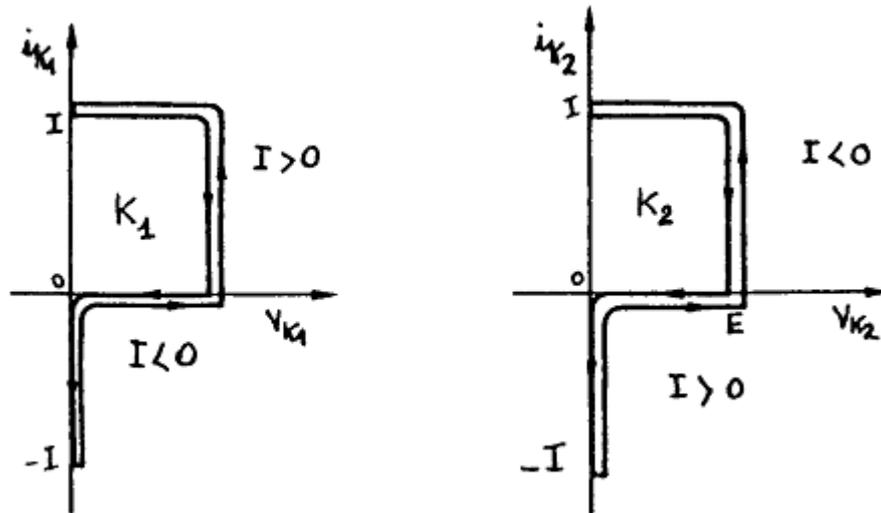
Quand on commande le hacheur série, le hacheur parallèle est inactif, la machine à courant continu fonctionne en moteur ( $I_s > 0$ ), il y a transfert d'énergie électrique de la source  $U$  vers la charge. Quand on commande le hacheur parallèle, le hacheur série est inactif, dans ce cas la machine à courant continu fonctionne en génératrice qui débite dans la source ( $I_s < 0$ ), permettant ainsi la récupération de l'énergie lors des phases de freinage.

Ce type de hacheur permet des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension  $v_s$  unidirectionnelle) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant) fonctionnement de la machine dans les quadrants 1 et 4 pour lesquels  $W > 0$ .

- Si  $i_s > 0$  :  
 $T_1$  fermé,  $i_s$  passe par  $T_1$  :  $V_c = E$  et  $i_c = i_s$ .  
 $T_1$  ouvert,  $i_s$  passe par  $D_2$  :  $V_c = 0$  et  $i_c = 0$ .

- Si  $i_s < 0$ , on hache par  $T_2$  :  
 $T_2$  fermé,  $-i_s$  passe par  $T_2$  :  $V_C = 0$  et  $i_c = 0$ .  
 $T_2$  ouvert,  $-i_s$  passe par  $D_1$  :  $V_C = E$  et  $i_c = -i_s$ .

Puisqu'on n'a pas de réversibilité en tension, les modes d'interconnexion des deux sources sont représentés sur la figure suivante :



Cette structure permet à la machine d'avoir des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension unidirectionnelle) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant).

Dans un fonctionnement avec réversibilité de courant sont représentées sur la figure (IV-11)

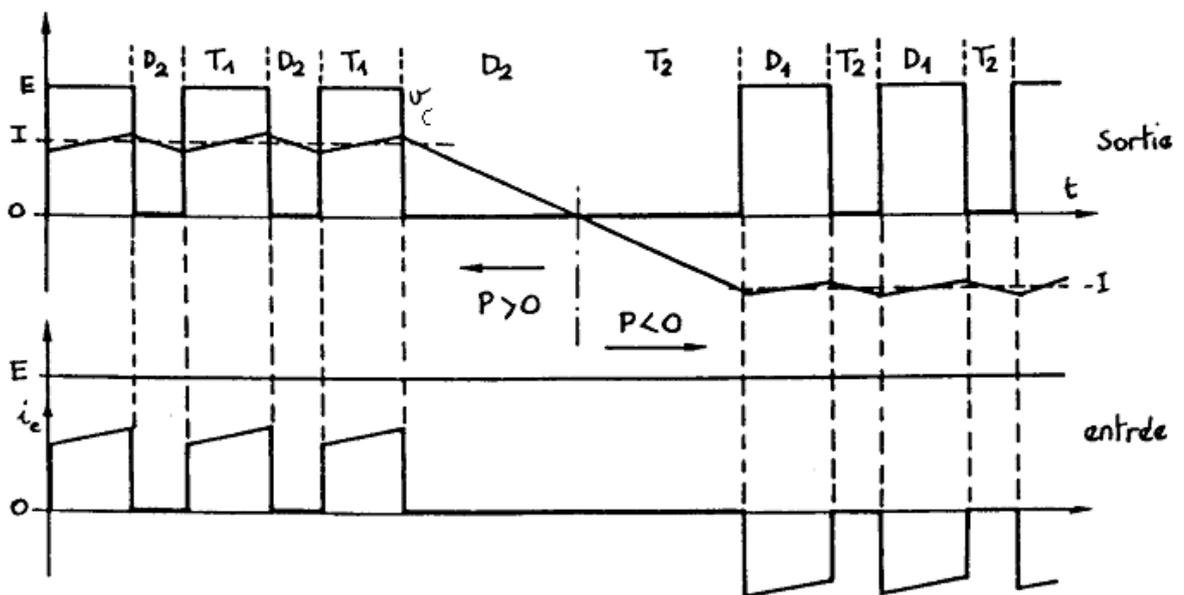


Figure IV-11. Les formes d'ondes des grandeurs d'entrée et de sortie

Un premier mode de contrôle consiste à dissocier les commandes des interrupteurs T1 et T2 pour assurer soit un fonctionnement en dévolteur avec T1, soit un fonctionnement en survolteur avec T2.

Le mode de contrôle le plus intéressant et le plus simple consiste à commander les deux interrupteurs T1 et T2 de manière complémentaire, en permanence.

Les avantages sont les suivants :

- Il n'y a plus de fonctionnement en conduction discontinue ;
- La commande est simplifiée au maximum ;
- Le passage d'un fonctionnement à l'autre se fait de manière continue, sans temps mort et sans discontinuité du courant.

Dans ce type de fonctionnement, l'une ou l'autre des commandes de T1 ou T2 est surabondante suivant que l'on fonctionne en survolteur ou en dévolteur. Mais alors l'interrupteur correspondant est alors bloqué par la tension inverse imposée par la diode placée tête-bêche et qui se trouve à l'état conducteur.

Pour un même rapport cyclique, l'ondulation de courant à une amplitude constante.

Si la valeur moyenne du courant est faible, le système étant réversible en courant, le courant  $i_c$  peut être bidirectionnel, ce que montre la figure (IV-11).

À la limite, le hacheur peut donc fonctionner avec un courant  $i_c$  alternatif et un courant moyen nul. Au changement de signe du courant, il y a commutation à l'intérieur d'un même interrupteur entre la diode et l'interrupteur commandé qui le composent. La commande des interrupteurs T1 et T2 doit être prévue en conséquence.

### IV-9. Analyse du fonctionnement du hacheur réversible en courant :

$i_c \geq 0$  : le hacheur est de type série

- T2 est continuellement bloqué, le schéma équivalent est alors le suivant :

Conduction continue :

Pour  $t \in [0, \alpha_1 T]$

$$U_c = E = R i_{c1}(t) + L \frac{di_{c1}(t)}{dt} + E' \quad (\text{IV-15})$$

### Ecriture de l'équation dans le plan de Laplace

$$\frac{E}{P} = RI_{c1}(p) + LPI_{c1}(p) + \frac{E'}{P} \quad (\text{IV-16})$$

$$\frac{E-E'}{P} = (R+LP)I_{c1}(p) + RI_{c1}(p) \quad (\text{IV-17})$$

$$I_{c1}(p) = \frac{E-E'}{(R+LP)P} = \frac{E-E'}{R} \frac{1}{\left(1 + \frac{L}{R}P\right)P} \quad (\text{IV-18})$$

$$i_{c1}(t) = L^{-1}(P) \quad (\text{IV-19})$$

$$i_{c1}(t) = \frac{E-E'}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + K1 \quad (\text{IV-20})$$

Avec  $\tau = \frac{R}{L}$  et  $K1 = I_{\min}$  parce que  $i_{c1}(0) = K1 = I_{\min}$

Pour  $t \in [\alpha_1 T, T]$

$$U=0 = E' + Ri_{c2}(t) + L \frac{di_{c2}(t)}{dt} \quad (\text{IV-21})$$

### Ecriture des équations dans le plan de Laplace

$$\frac{E'}{P} + RI_{c2}(p) + LPI_{c2}(p) = 0 \quad (\text{IV-22})$$

$$(R+LP)I_{c2}(p) = \frac{-E'}{P} \Rightarrow I_{c2}(p) = \frac{-E'}{(R+LP)P} = \frac{-E'}{P} \frac{1}{P} \quad (\text{IV-23})$$

$$i_{c2}(t) = L^{-1}I_{c2}(P) \Rightarrow i_{c2}(t) = \frac{-E'}{P} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + K2 \quad (\text{IV-24})$$

Calcul de K2

$$\text{On a } i_{c2}(T) = I_{\min} \Rightarrow i_{c2}(T) = \frac{-E'}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) + K2 = I_{\min} \quad (\text{IV-25})$$

$$K2 = \frac{E'}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) + I_{\min} \quad (\text{IV-26})$$

$$\text{Donc } i_{c2}(t) = \frac{-E'}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + \frac{E'}{R} \left( 1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) + I_{\min} \quad (\text{IV-27})$$

$$i_{c2}(t) = \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 + e^{-\frac{T}{\tau}} \right) + I_{\min} \quad (\text{IV-28})$$

$$i_{c2}(t) = \frac{E'}{R} \left( e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) + I_{\min} \quad (\text{IV-29})$$

Les courbes de la tension et du courant sont portées sur la figure suivante :

$i_{c2} \leq 0$  : Le hacheur est de type parallèle

T1 est continuellement bloqué, le schéma équivalent est alors le suivant :

Conduction continue

Pour  $t \in [0, (1-\alpha_2 T)]$

D1 conduit, T2 bloqué

$$U = E = E' + Ri_{c1}(t) + L \frac{di_{c1}(t)}{dt} \quad (\text{IV-30})$$

$$i_{c1}(t) = \frac{E - E'}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + K1 \quad \text{avec } K1 = I_{\min} \quad (\text{IV-31})$$

$$I_{\min} < 0$$

Pour  $t \in [(1-\alpha_2 T), T]$

T2 conduit, D1 est bloquée

$$u = 0 = E' + Ri_{c2}(t) + L \frac{di_{c2}(t)}{dt} \quad (\text{IV-32})$$

$$i_{c2}(t) = \frac{E'}{R} \left( e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) + K2 \quad (\text{IV-33})$$

Calcul de K2

$$\text{On a } i_{c2}(T) = I_{\min} \Rightarrow \frac{E'}{R} \left( e^{-\frac{T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) + K2 = I_{\min} \Rightarrow K2 = I_{\min} \quad (\text{IV-34})$$

$$i_{c2}(t) = \frac{E'}{R} \left( e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} \right) + I_{\min} \quad (\text{IV-35})$$

Les courbes de la tension sont portées sur la figure suivante :

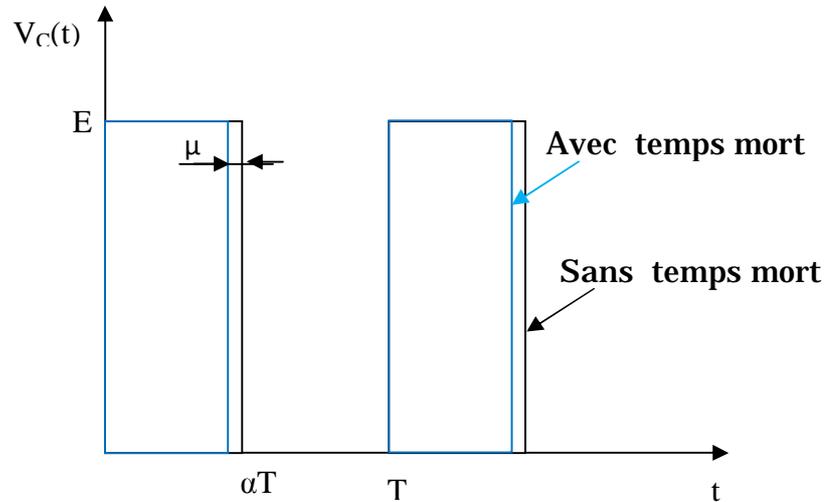


Figure IV-12 La tension en fonction du temps

IV-9-1. Calcul de la tension moyenne aux bornes de la charge sans temps mort :

Ø Pour  $i_c \geq 0$

$$v_{\text{cmoy}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_c(t) dt = \frac{1}{T} \left[ \int_0^{\alpha T} v_c(t) dt + \int_{\alpha T}^T v_c(t) dt \right] \quad (\text{IV-36})$$

$$v_{\text{cmoy}} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} v_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt = \frac{E}{T} \alpha T = \alpha E \quad (\text{IV-37})$$

$$v_{\text{cmoy}} = \alpha E \quad (\text{IV-38})$$

Ø Pour  $i_c \leq 0$

$$v_{\text{cmoy}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T E dt = \frac{1}{T} (ET - E\alpha T) \quad (\text{IV-39})$$

$$v_{\text{cmoy}} = E(1 - \alpha) \quad (\text{IV-40})$$

## IV-9-2. Calcul de la tension moyenne aux bornes de la charge avec temps mort :

Ø Pour  $i_c \geq 0$

$$v_{\text{cmoy}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{(\alpha T - \mu)} E dt = \frac{E}{T} (\alpha T - \mu) \quad (\text{IV-41})$$

$$v_{\text{cmoy}} = E \left( \alpha - \frac{\mu}{T} \right) \quad (\text{IV-42})$$

Ø Pour  $i_c \leq 0$

$$v_{\text{cmoy}} = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{(T-\mu)} E dt \Rightarrow v_{\text{cmoy}} = \frac{E}{T} (T - \mu - \alpha T) \quad (\text{IV-43})$$

$$v_{\text{cmoy}} = E \left[ (1 - \alpha) - \frac{\mu}{T} \right] \quad (\text{IV-44})$$

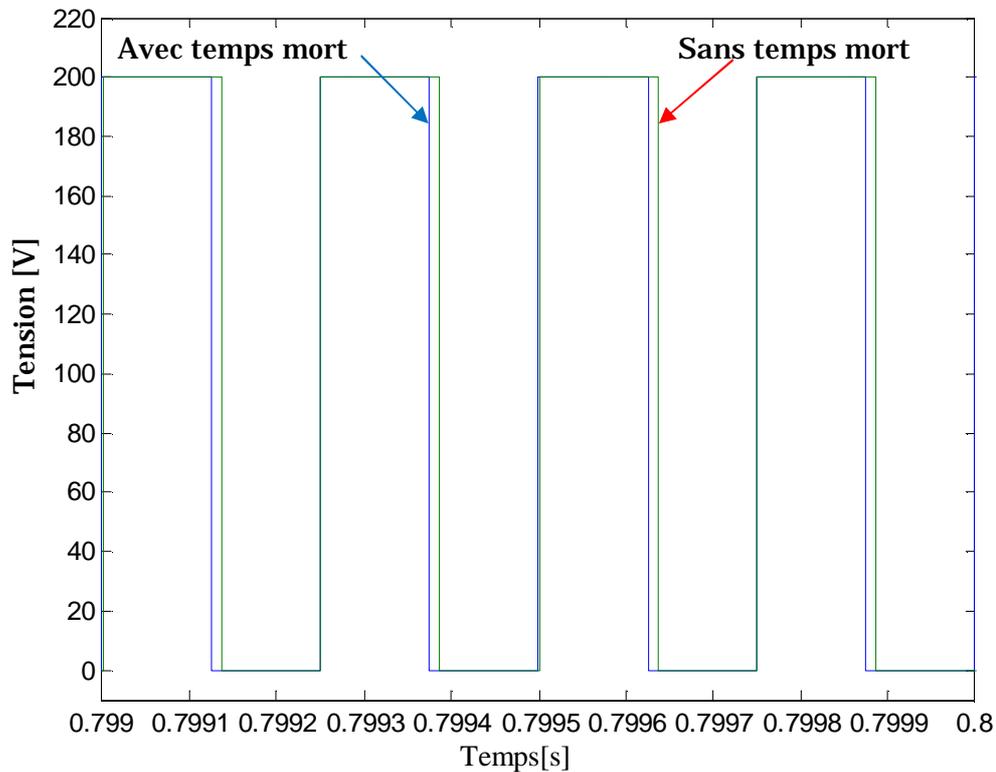


Figure IV-13 L'allure de la tension ( $V_c$ ) en fonction du temps

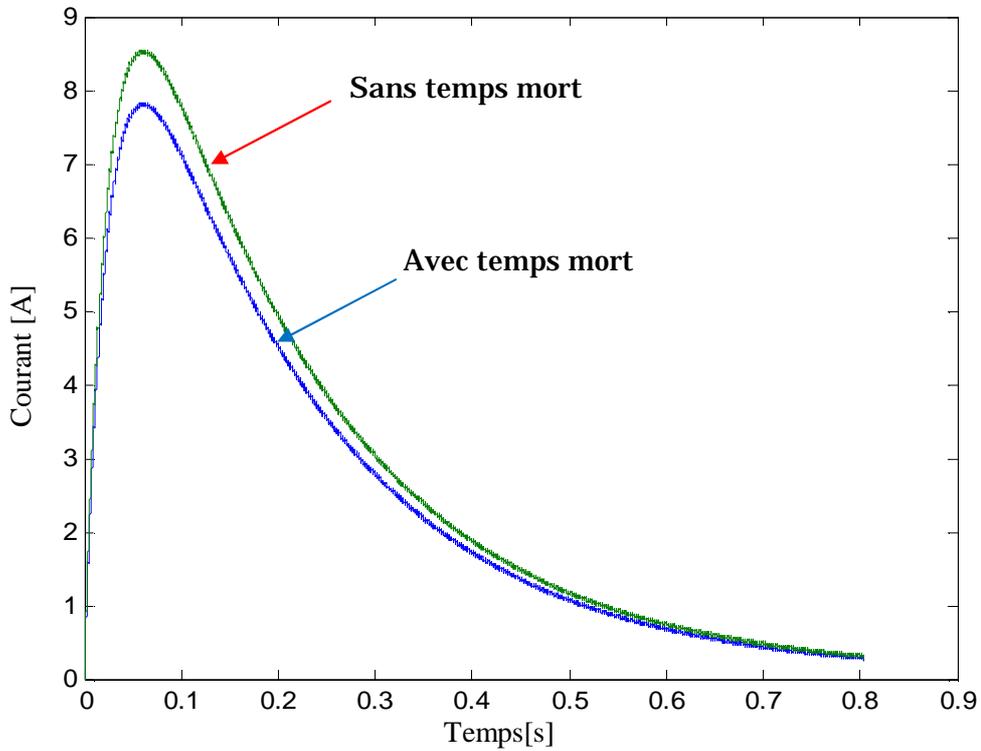


Figure IV-14 L'allure du courant en fonction du temps

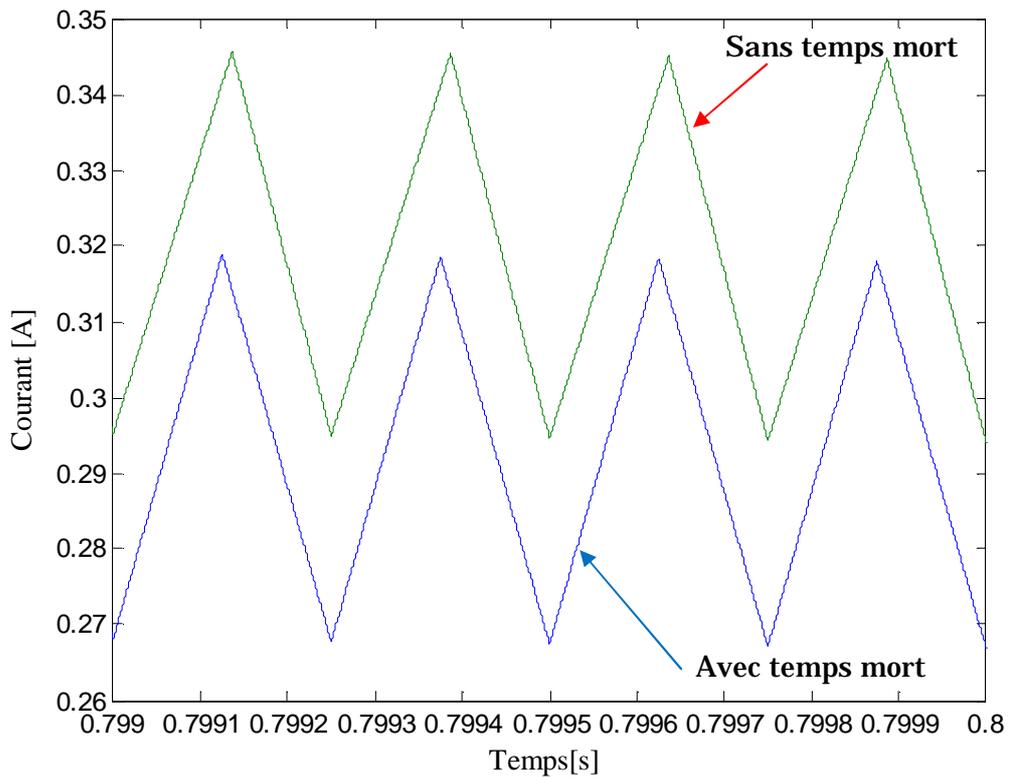


Figure IV-15 Impacte du temps morts sur le courant

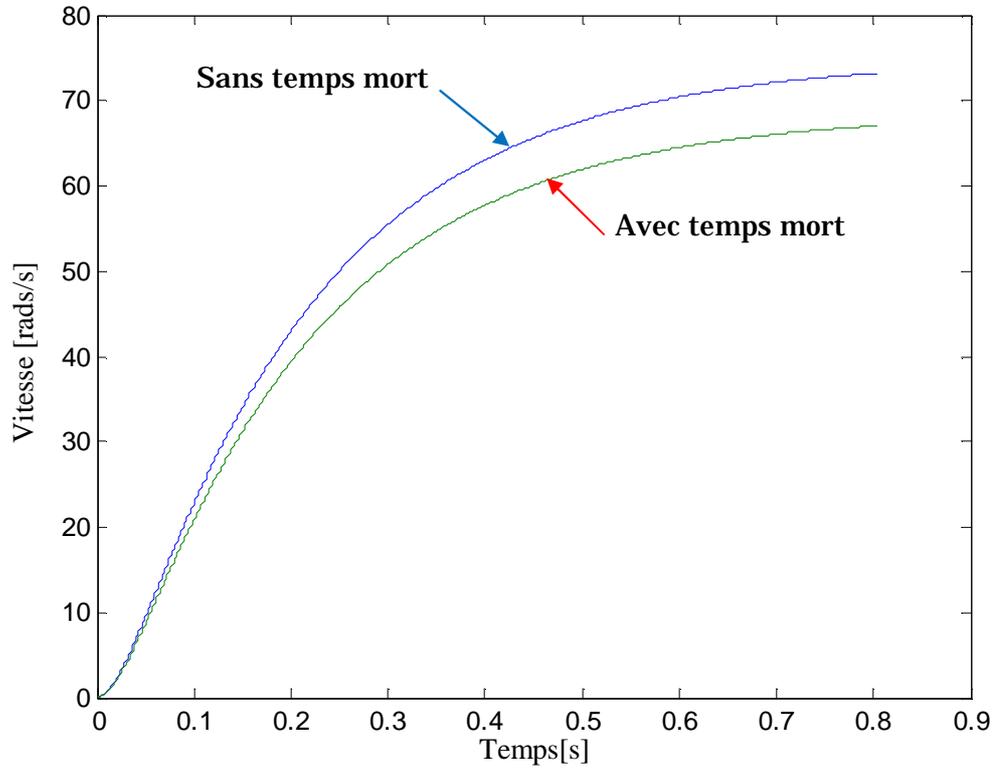


Figure IV-16 L'allure de la vitesse en fonction du temps

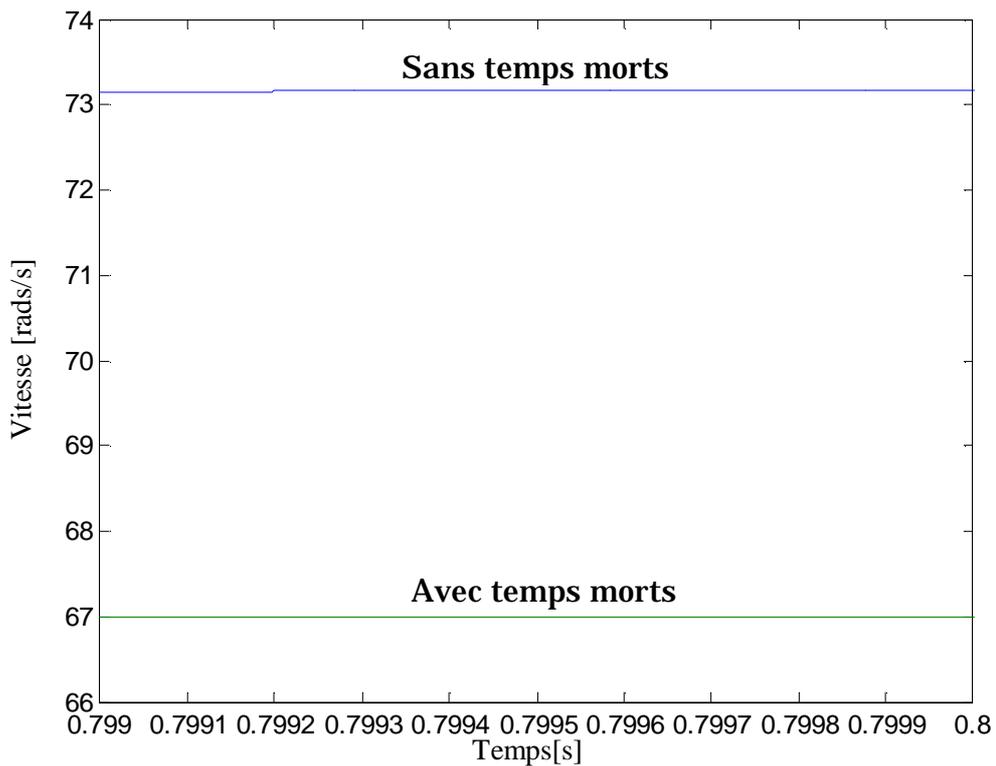


Figure IV-17 Impacte du temps morts sur la vitesse

### Conclusion :

Les résultats de la simulation dans le cas du hacheur peuvent être facilement testés. Ils ont été concluants, vérifier par un calcul arithmétique de la valeur moyenne de la tension d'alimentation, avant et après l'application des temps morts. Soit :  $(U_{cmoy} = \alpha U = 110V \text{ pour } \alpha = .55 \text{ et } U_{cmoy_{tm}} = \left(\alpha - \frac{\mu}{T}\right) U = 100V \text{ pour } \mu = 2\mu s \text{ et } T = \frac{1}{f} \text{ avec } f = 4KHz$  ce qui nous a permis de valider le programme de commande ensuite son application à un onduleur triphasé pour la commande d'un moteur asynchrone toujours sous Matlab/simulink ce qu'on fera dans le dernier chapitre qui est Application.

### V-1 Introduction

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK™, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

Cette dernière partie est donc réservée aux différentes simulations sous MATLAB/SIMULINK™ et à la partie pratique, afin de vérifier l'impact du temps mort sur les paramètres (vitesse, couple) de la machine asynchrone. Pour comparer les résultats obtenus dans les deux cas, on a essayé et dans la mesure du possible, que les simulations soient mises dans les conditions de l'essai pratique, on a pris le soin d'utiliser la même machine asynchrone fonctionnant en moteur et chargée à 23 Nm, la fréquence de commutation  $f_c$  demeure constante durant tous l'essai et toutes les simulations, il en est de même pour la tension du bus continu  $U_c$ .

A la fin du chapitre les résultats sont récapitulés dans un tableau où on donne les valeurs théoriques et pratiques.

### V-2 Résultats de simulation

Les courbes présentées dans les figures suivantes ont été obtenus avec les paramètres suivants :

Pour l'onduleur,

- La fréquence de commutation est maintenu constante ( $f_c = 4\text{KHz}$ ) ;
- La tension du bus continue est une source de tension continue constante ( $U_c = 380\sqrt{2}\text{V}$ ), puis une tension redressée.

Pour le moteur,

Les paramètres ainsi que la plaque signalétique ont été relevés d'une machine asynchrone à rotor bobiné disponible au niveau du laboratoire de TEC 423 du département d'électrotechnique et donnés en annexe.

Les courbes ont été obtenues pour deux cas :

- Sans temps morts
- Avec temps morts

V-2.1 Simulation avec une source de tension continue constante (tension du bus continu)

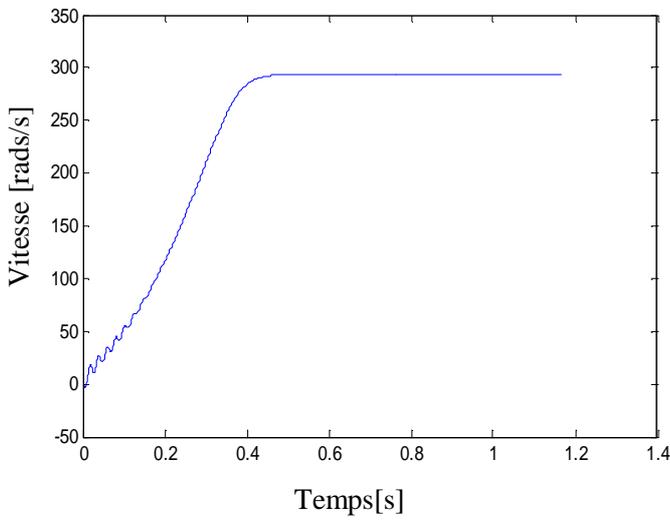


Figure V-01 L'allure de la vitesse en fonction du temps (Sans temps morts)

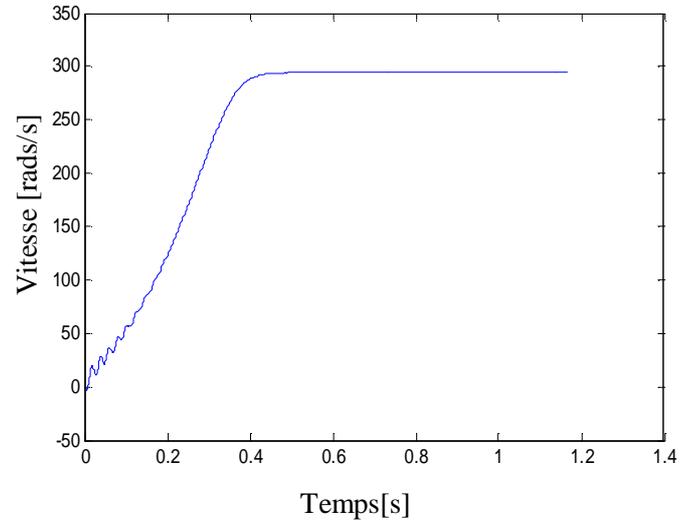


Figure V-02 L'allure de la vitesse en fonction du temps (Avec temps morts)

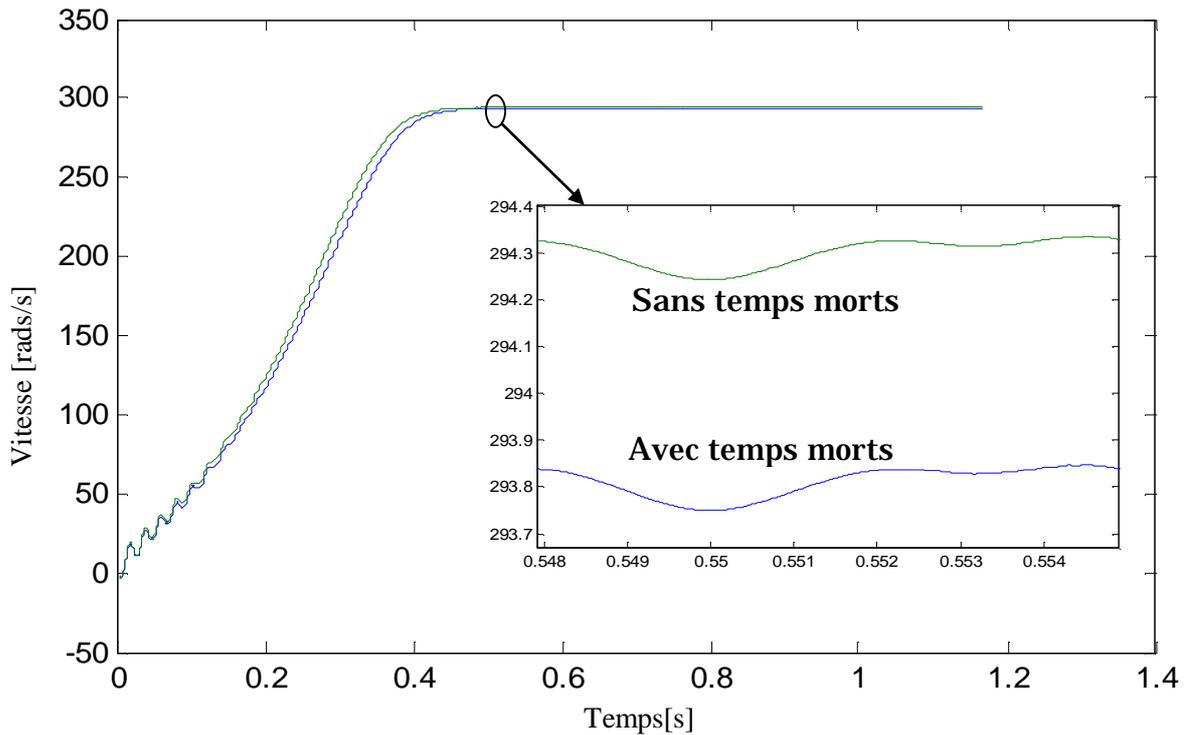


Figure V-03 Impacte du temps morts sur la vitesse

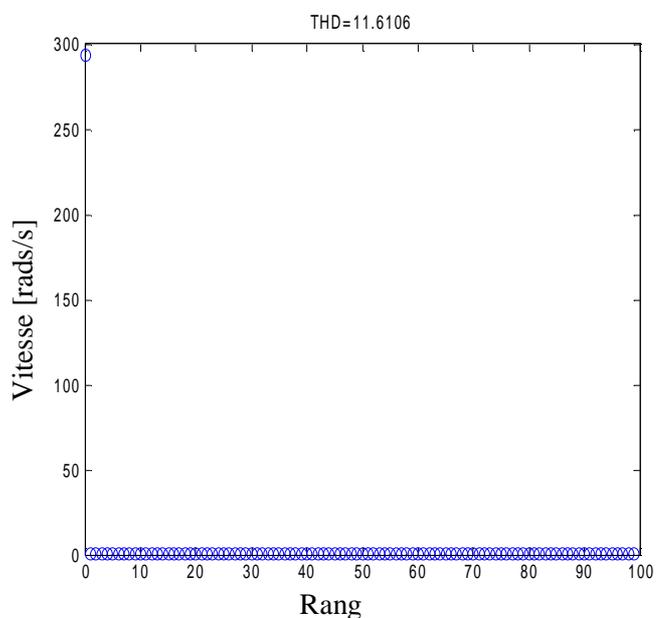


Figure V-04 Spectre de la vitesse  
(Sans temps morts)

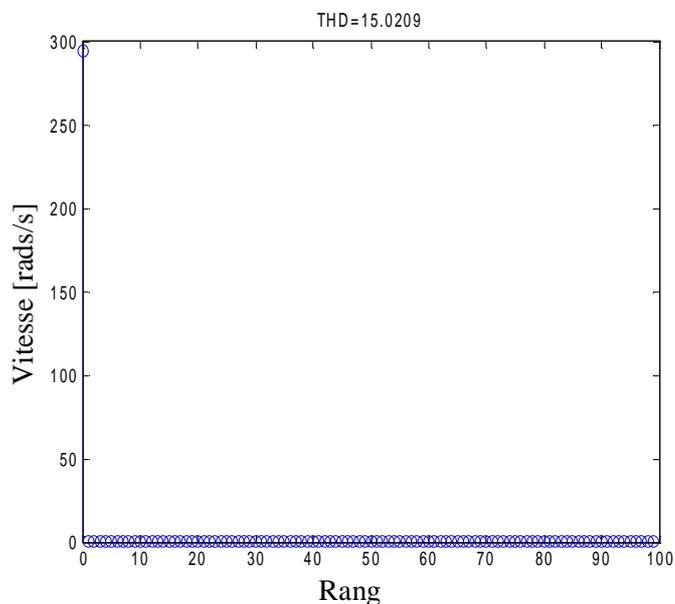


Figure V-05 Spectre de la vitesse  
(Avec temps morts)

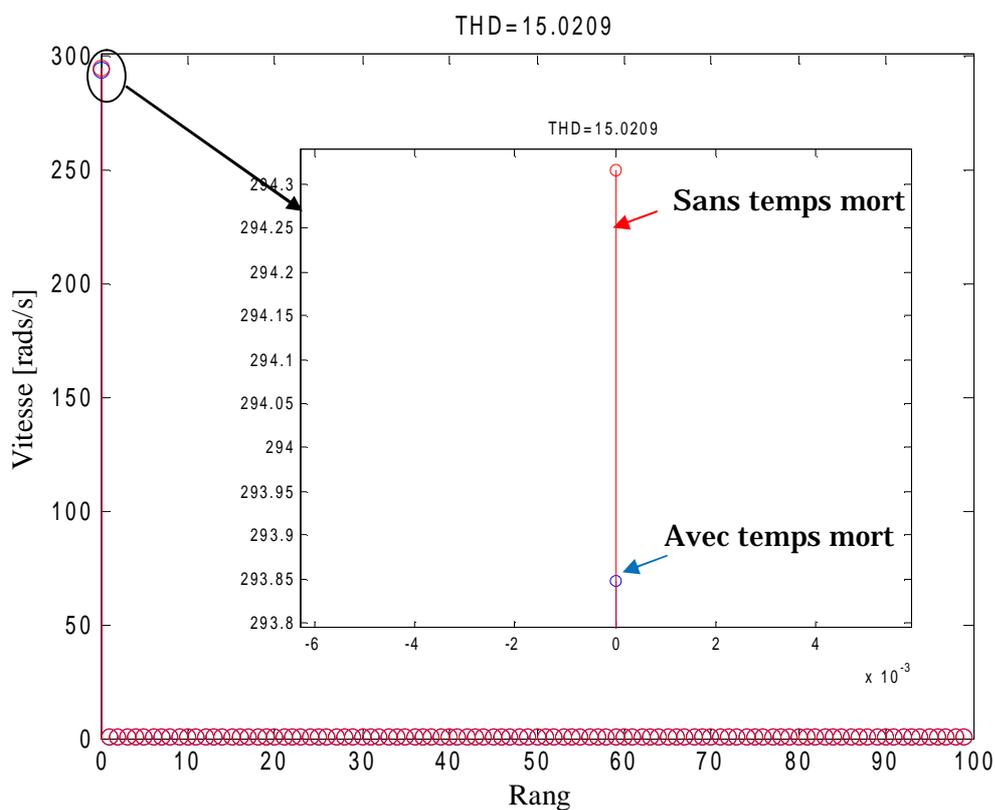


Figure V-06 Spectre de la vitesse

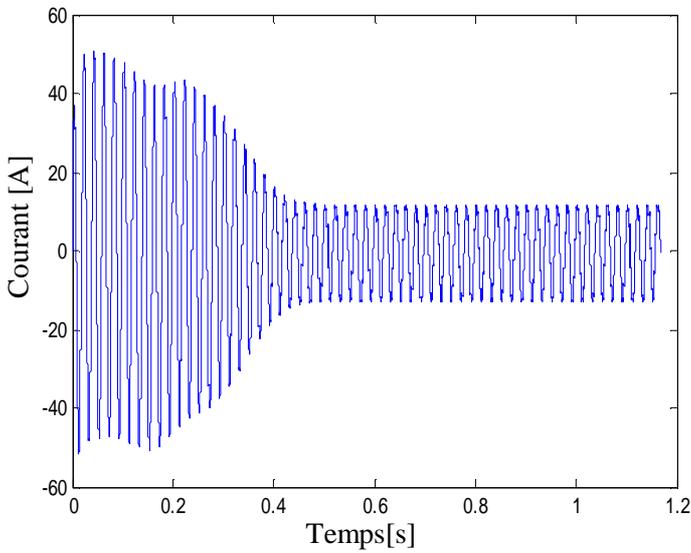


Figure V-07 L'allure du courant en fonction du temps (Sans temps morts)

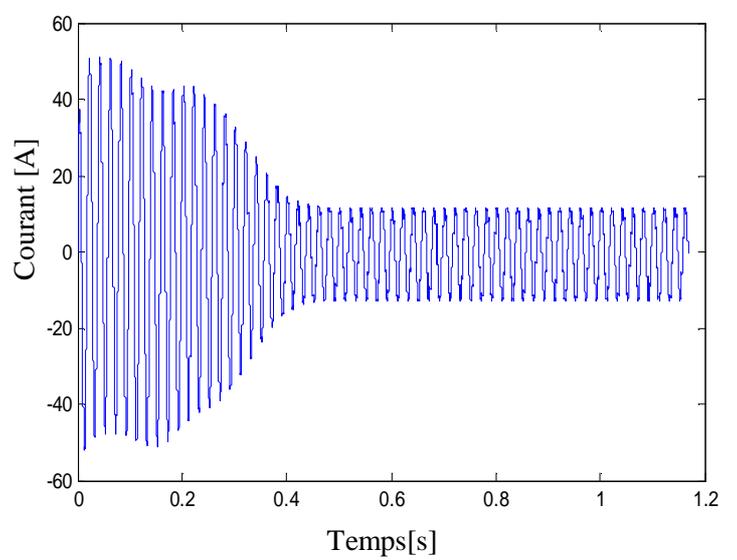


Figure V-08 L'allure du courant en fonction du temps (Avec temps morts)

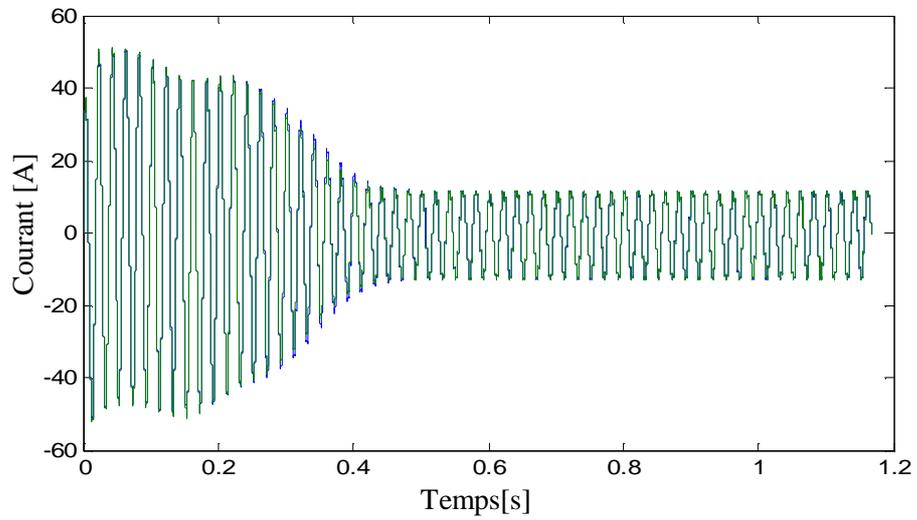


Figure V-09 L'allure du courant en fonction du temps

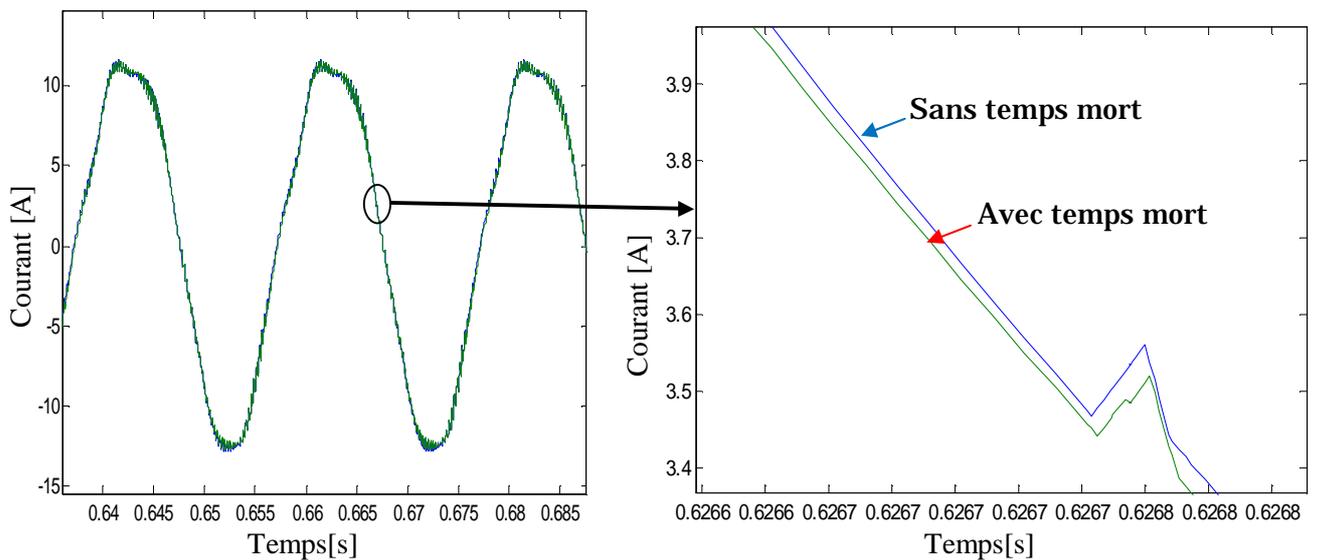


Figure V-10 Impacte du temps morts sur le courant

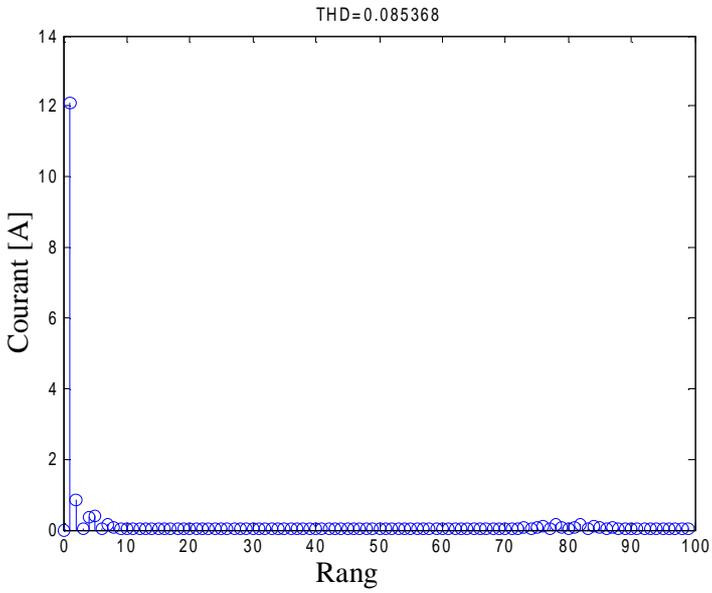


Figure V-11 Spectre du courant d'une phase (sans temps morts)

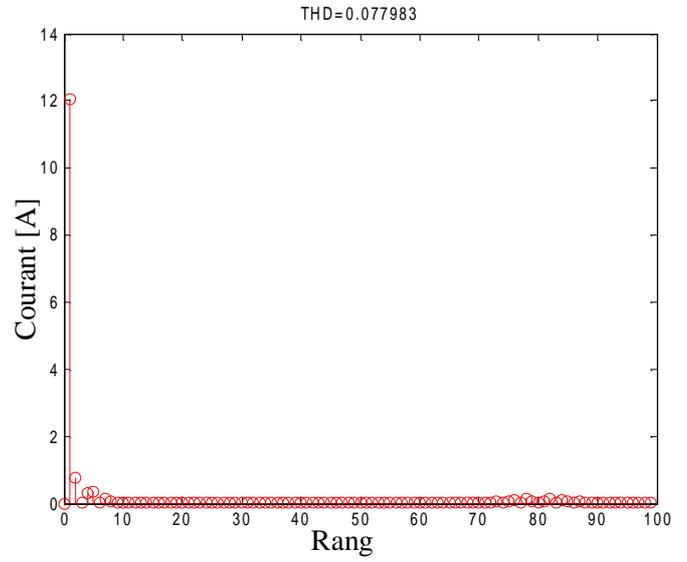


Figure V-12 Spectre du courant d'une phase (avec temps morts)

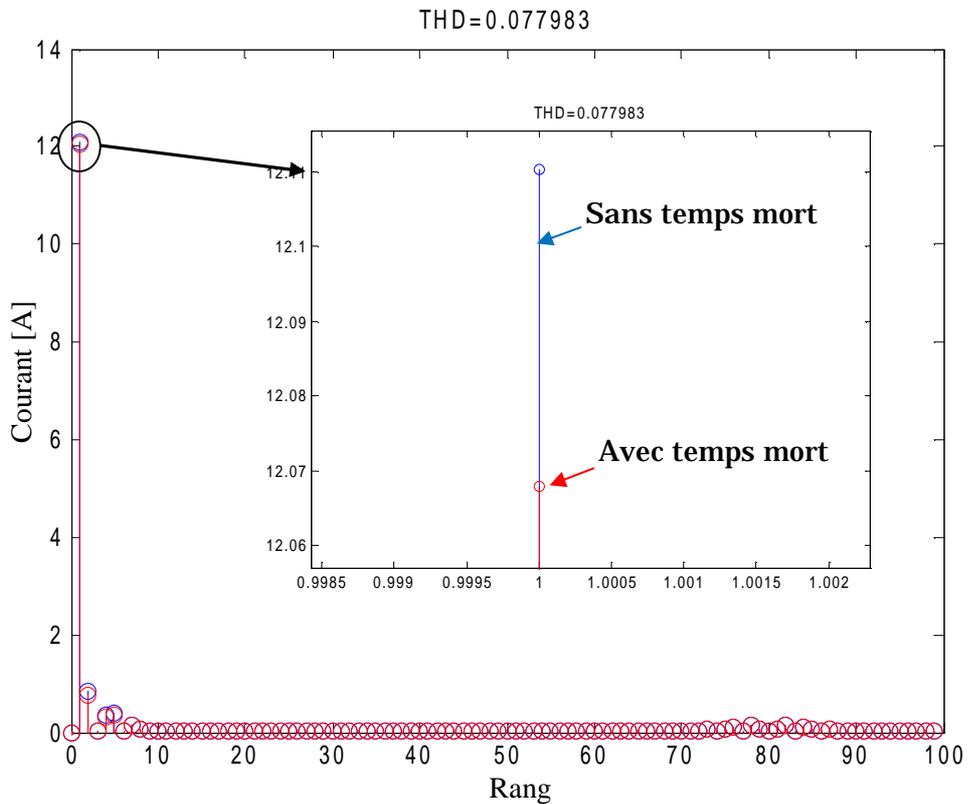


Figure V-13 Spectre du courant d'une phase

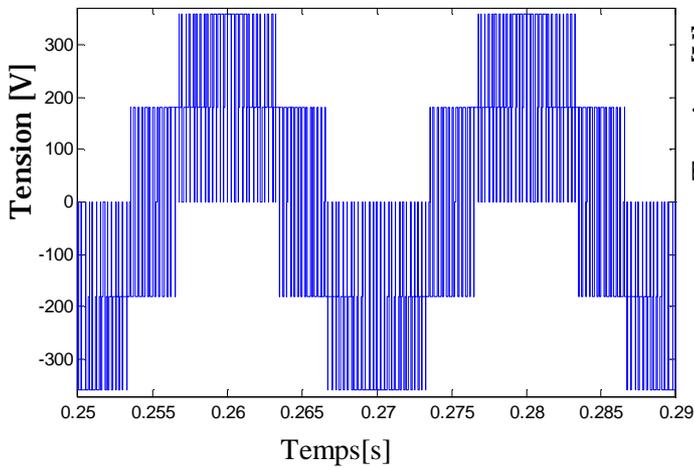


Figure V-14 L'allure de la tension (Van) en fonction du temps (Sans temps morts)

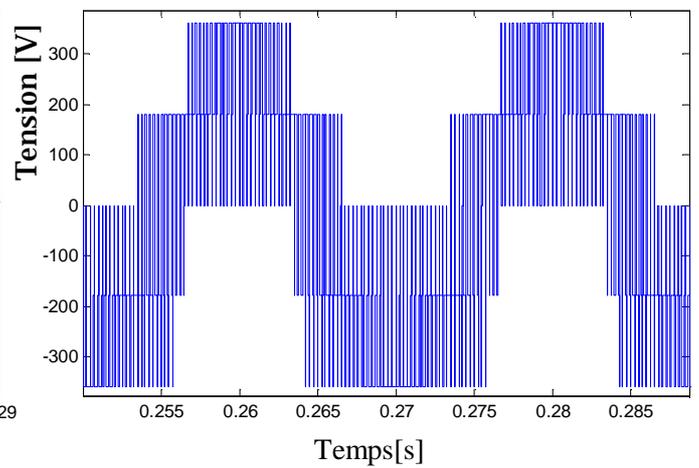


Figure V-15 L'allure de la tension (Van) en fonction du temps (Avec temps morts)

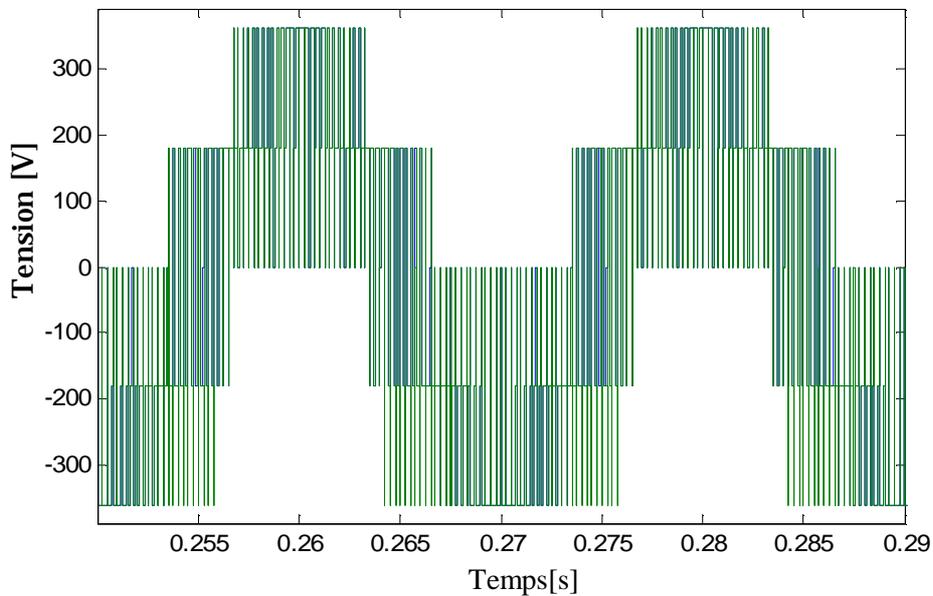


Figure V-16 L'allure de la tension (Van) en fonction du temps

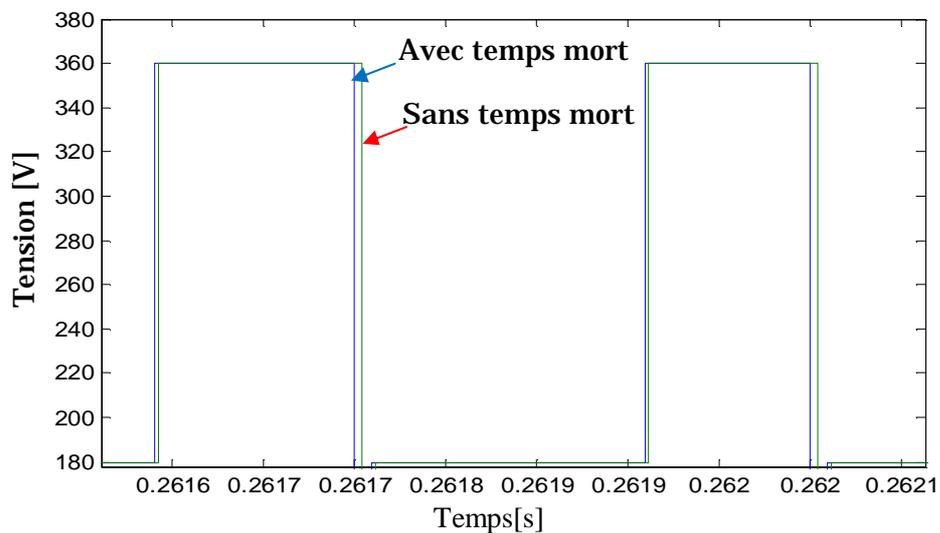


Figure V-17 Impacte du temps morts sur la tension (Van)

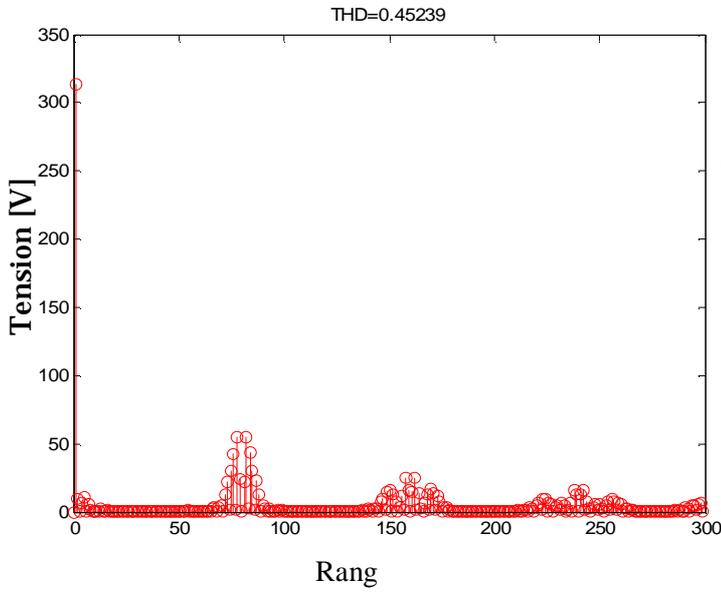


Figure V-18 Spectre de la tension d'une phase (Avec temps mort)

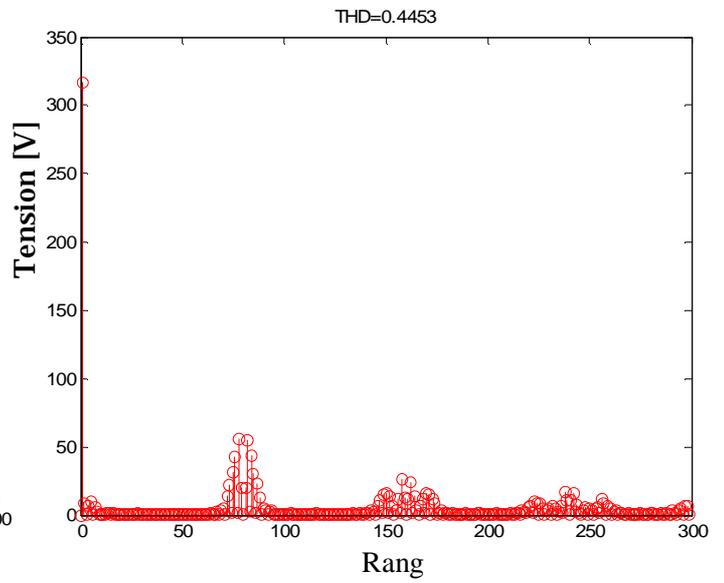


Figure V-19 Spectre de la tension d'une phase (Sans temps mort)

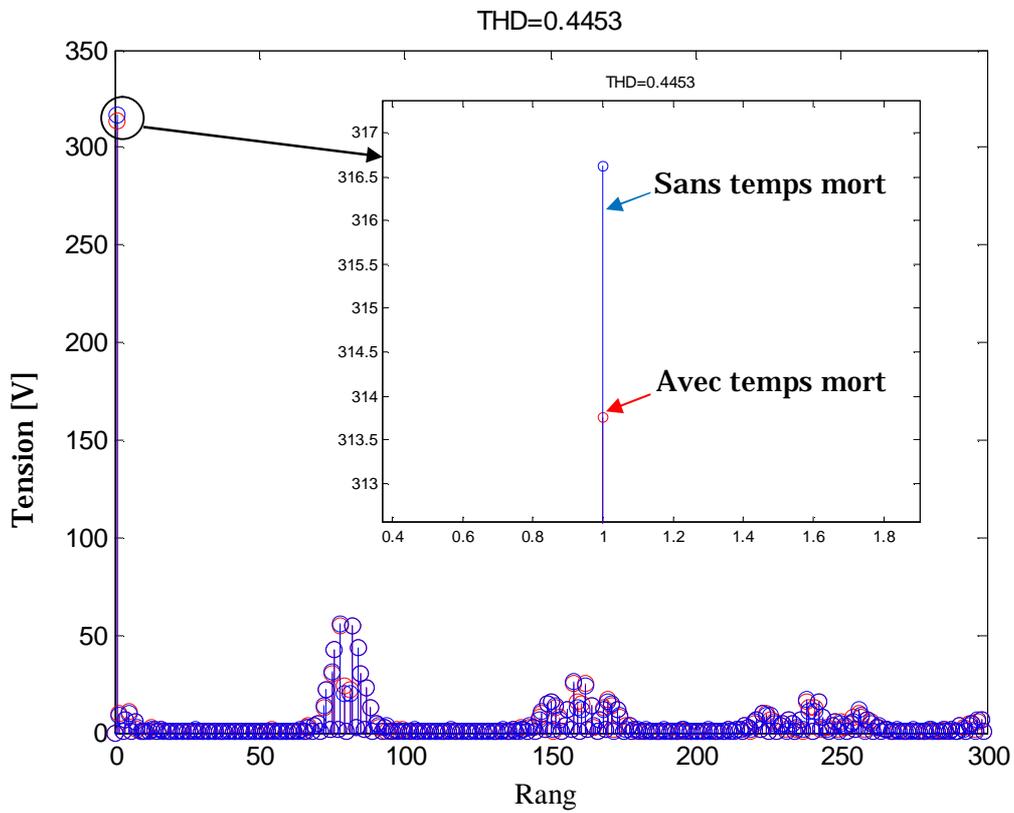


Figure V-20 Spectre de tension d'une phase

4.2.2 Simulation avec tension du bus continu non parfaitement lissée

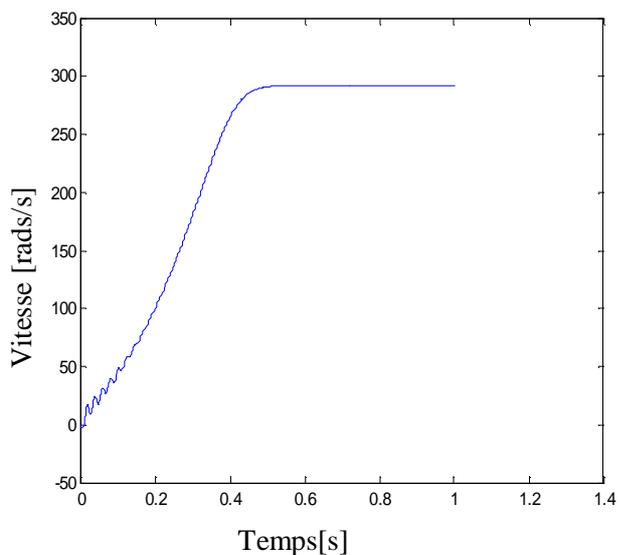


Figure V-21 L'allure de la vitesse en fonction du temps (Sans temps morts)

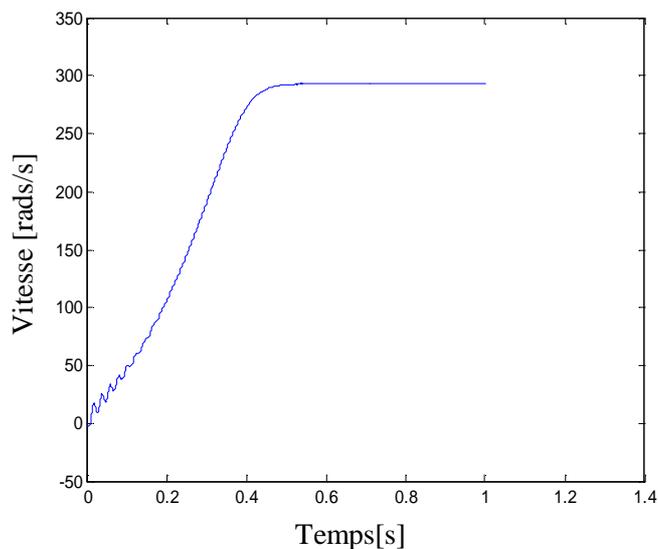


Figure V-22 L'allure de la vitesse en fonction du temps (Avec temps morts)

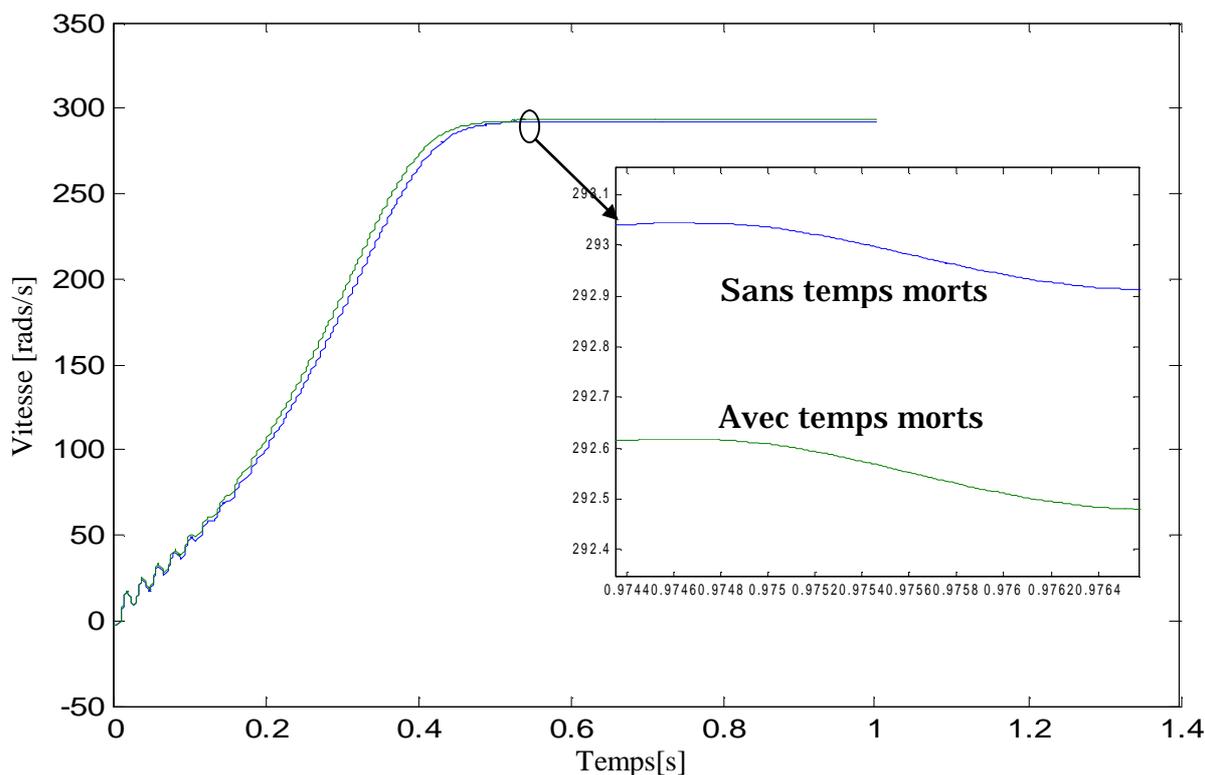


Figure V-23 Impacte du temps morts sur la vitesse

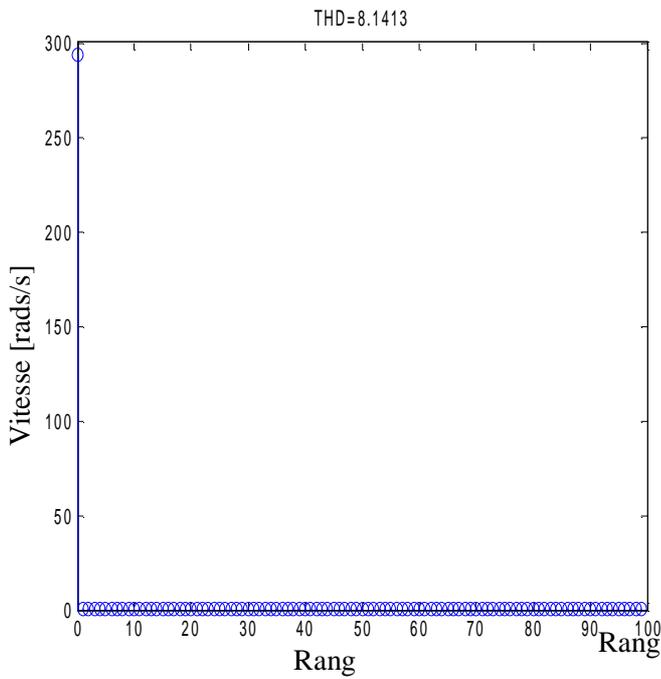


Figure V-24 Spectre de la vitesse  
(Sans temps morts)

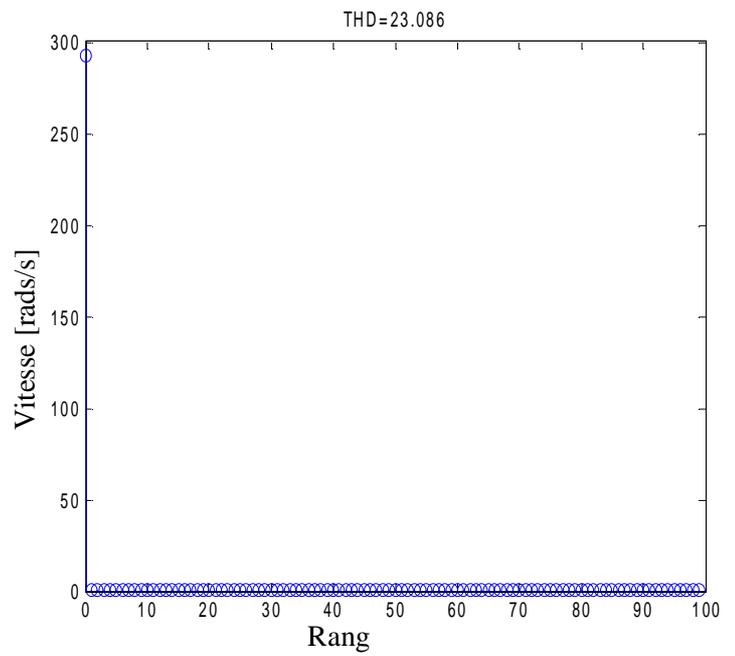


Figure V-25 Spectre de la vitesse  
(Avec temps morts)

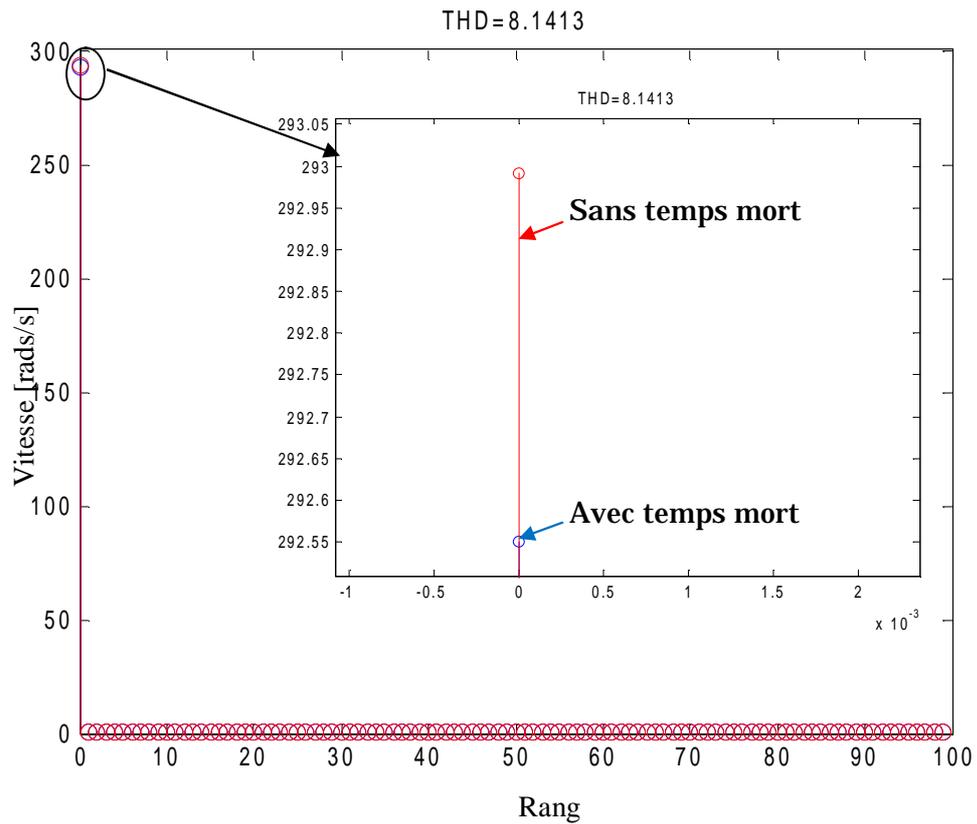


Figure V-26 Spectre de la vitesse

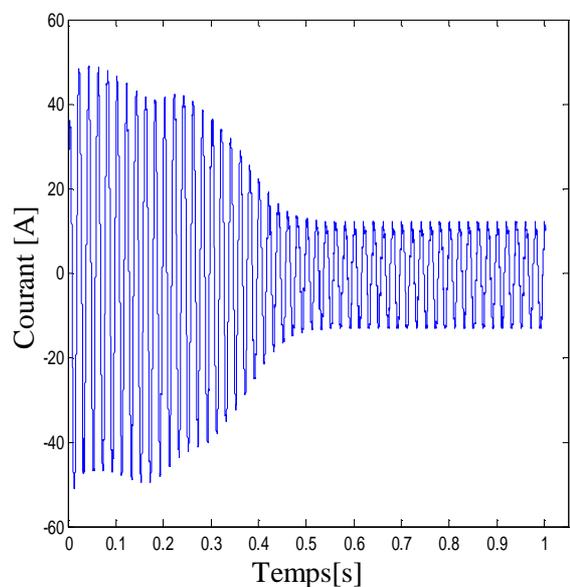


Figure V-27 L'allure du courant en fonction du temps (Sans temps morts)

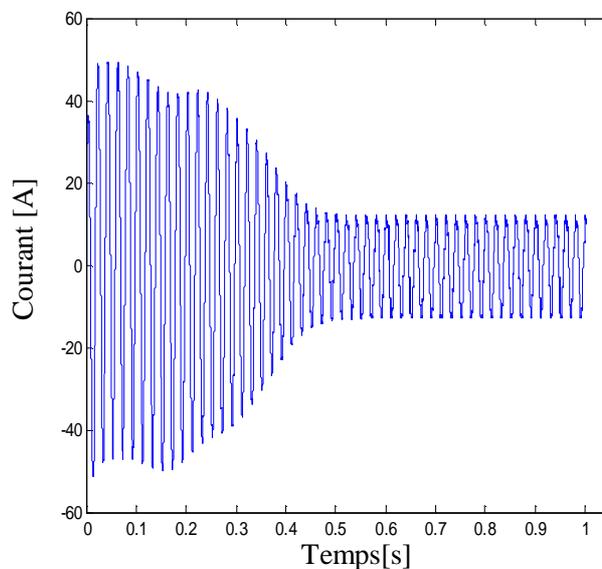


Figure V-28 L'allure du courant en fonction du temps (Avec temps morts)

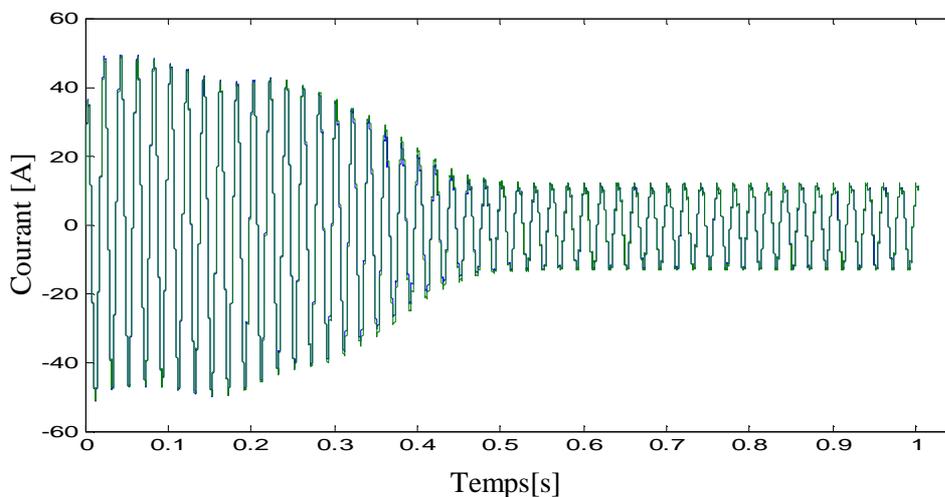


Figure V-29 L'allure du courant en fonction du temps

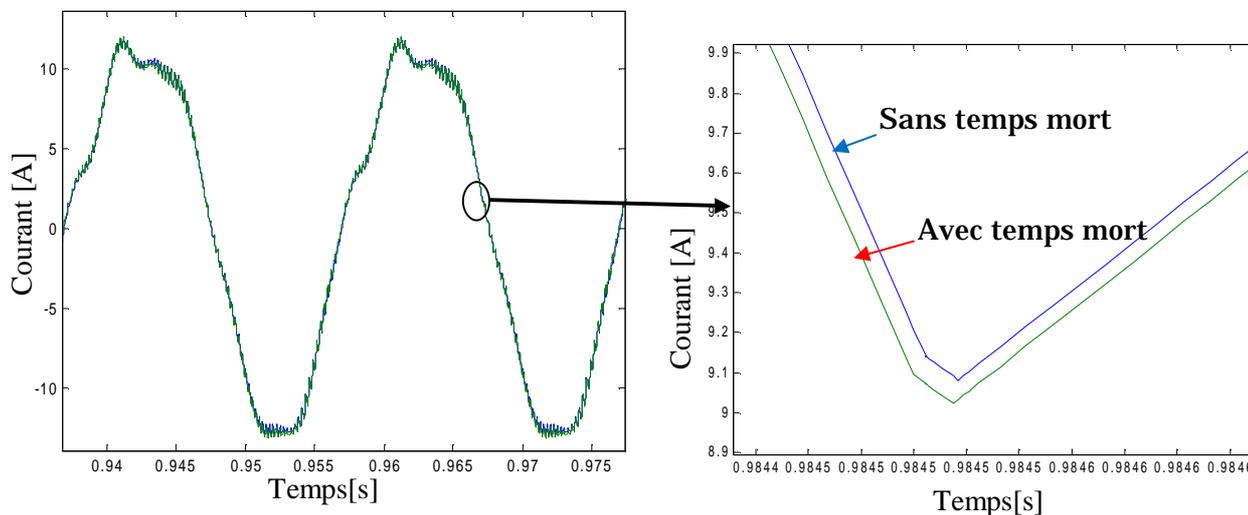


Figure V-30 Impacte du temps morts sur le courant

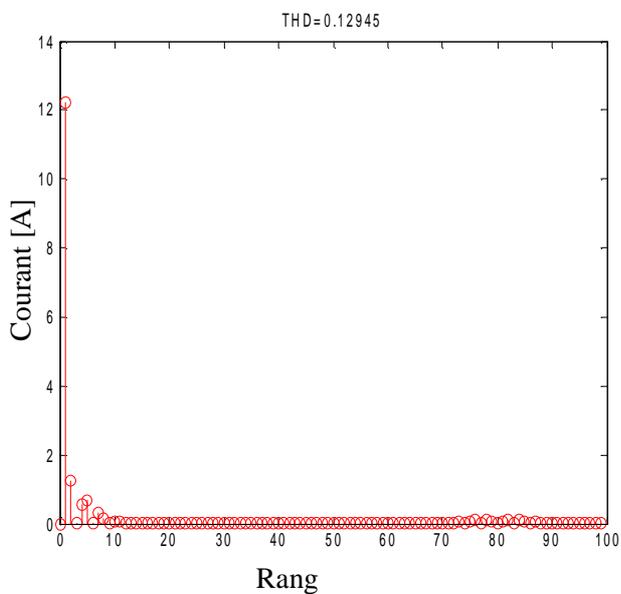


Figure V-31 Spectre du courant d'une phase (sans temps morts)

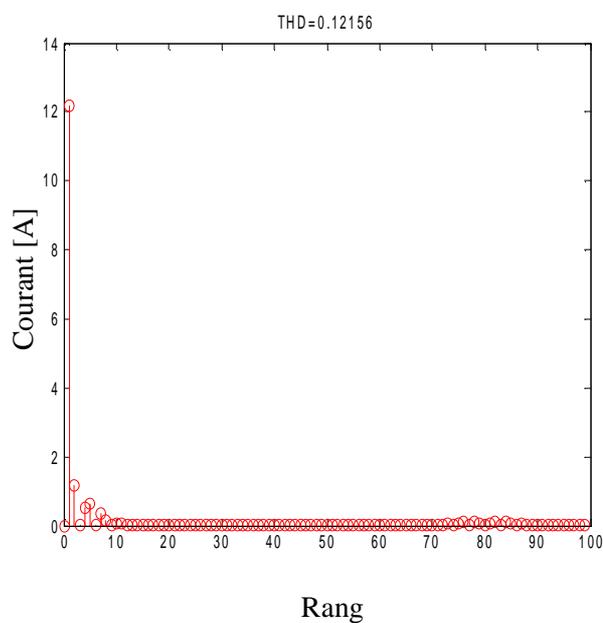


Figure V-32 Spectre du courant d'une phase (avec temps morts)

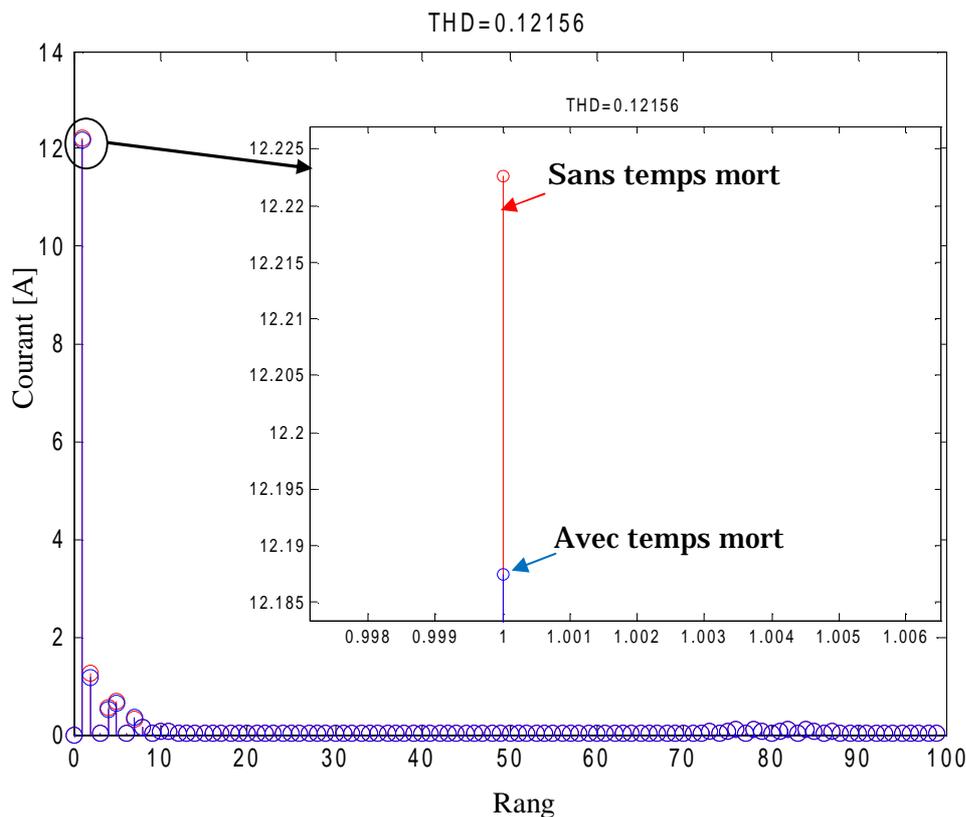


Figure V-33 Spectre du courant d'une phase

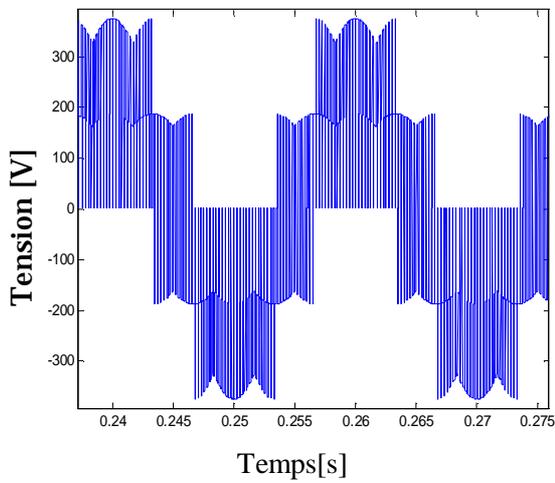


Figure V-34 L'allure de la tension ( $V_{an}$ ) en fonction du temps (Sans temps morts)

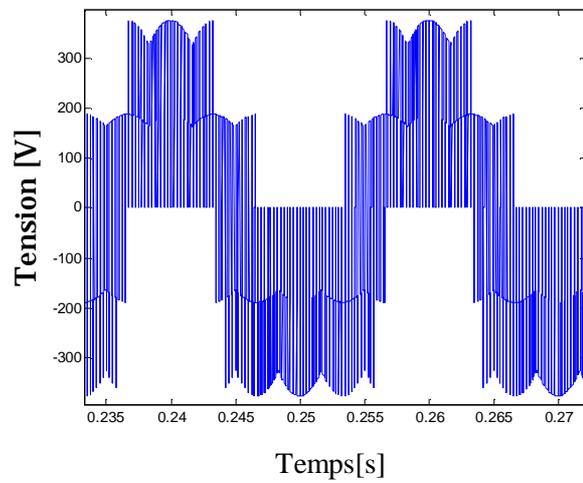


Figure V-35 L'allure de la tension ( $V_{an}$ ) en fonction du temps (Avec temps morts)

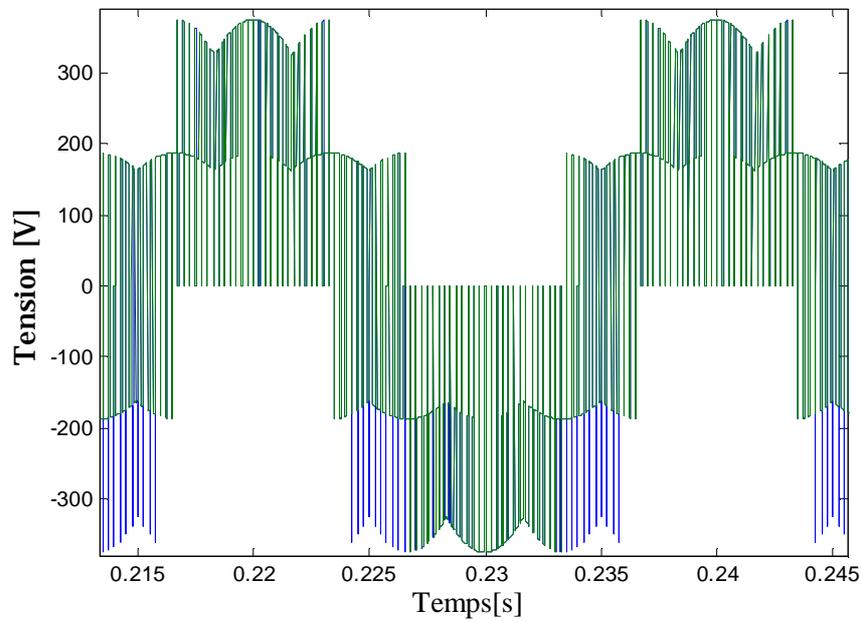


Figure V-36 L'allure de la tension ( $V_{an}$ ) en fonction du temps

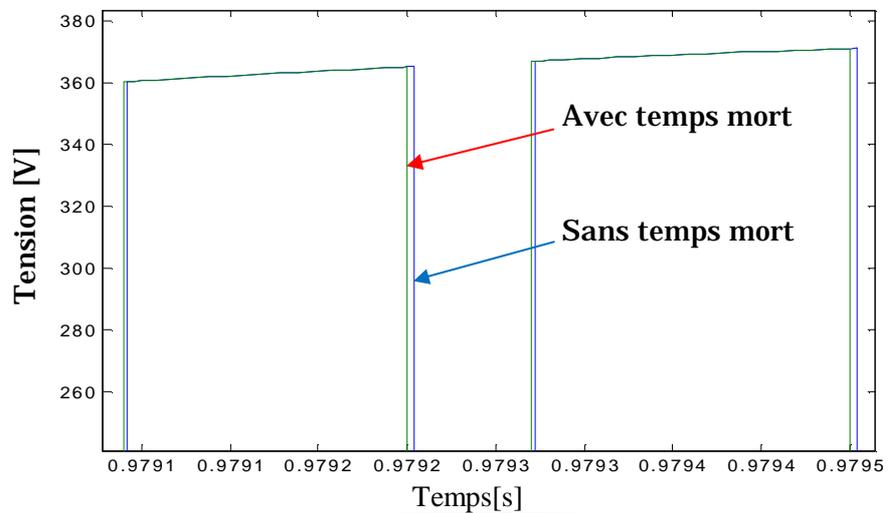


Figure V-37 Impacte du temps morts sur la tension (Van)

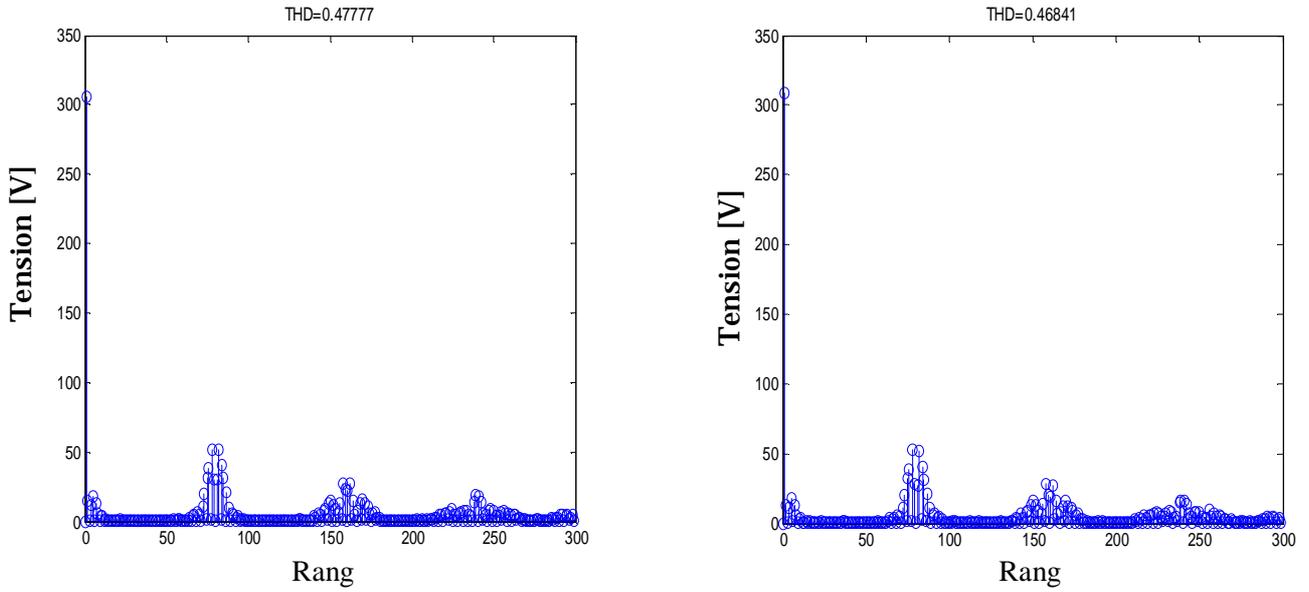


Figure V-38 Spectre de la tension d'une phase (Avec temps mort)

Figure V-39 Spectre de la tension d'une phase (Sans temps mort)

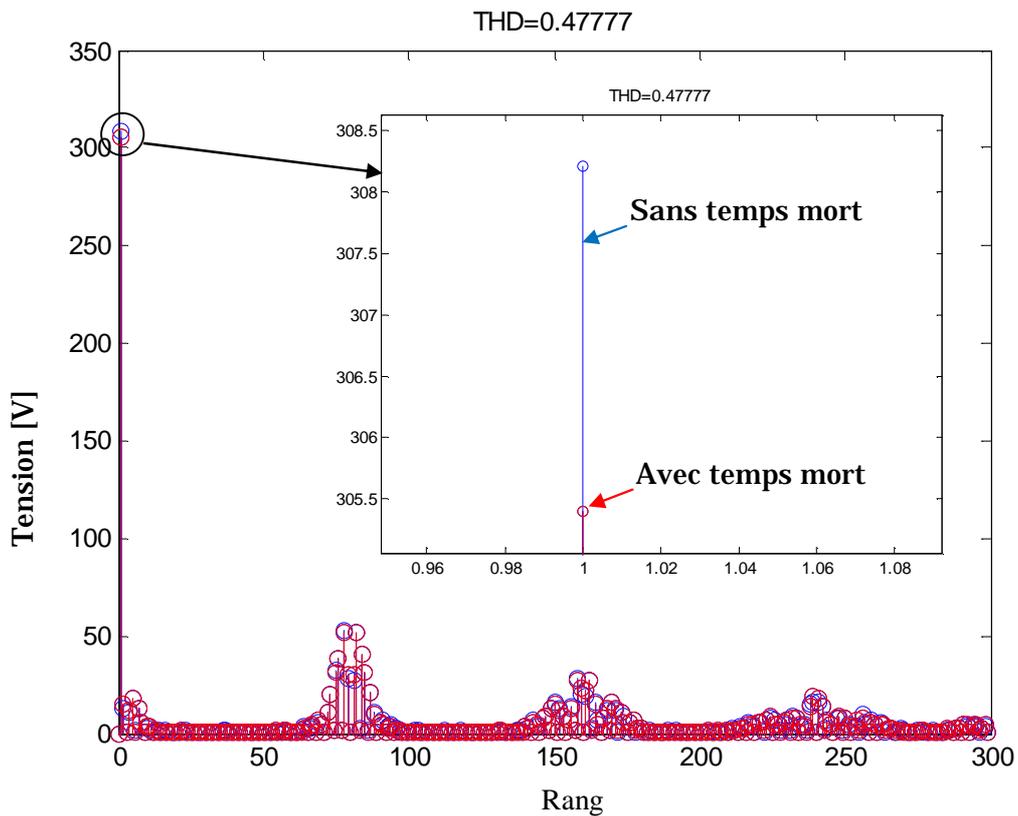


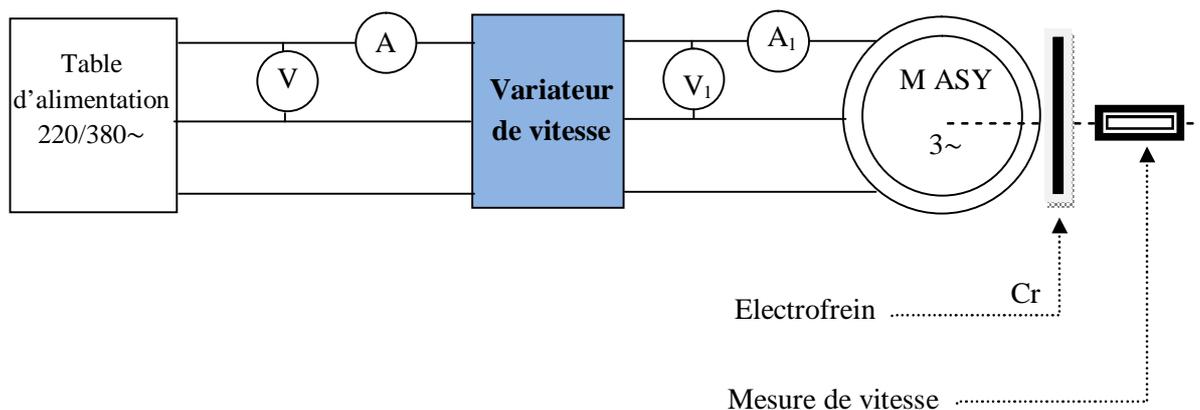
Figure V-40 Spectre de tension d'une phase

### 4.3 Conception de la partie pratique (essais)

Les résultats suivants ont été obtenus avec un produit industriel, le variateur de vitesse Télémécanique Altivar 31, le moteur utilisé est un moteur asynchrone à rotor bobiné de puissance de 3.5 KW couplé en étoile, sans capteur (en boucle ouverte), pour le charger à sa charge nominale, il entraîne un électrofrein qui permet de lui opposer un couple résistant.

L'entrée du variateur est alimentée directement par une table d'alimentation 220V/380V~, tandis que la sortie alimente le stator du moteur, on a placé de part et d'autre du variateur des appareils de mesure : des voltmètres et des ampèremètres, la vitesse de l'arbre est mesurée grâce à la dynamotachymétrie, **figure (4.43)**.

Pour un fonctionnement à  $((V_s/f_s) = \text{constant})$ , la fréquence du variateur est réglable par l'intermédiaire d'un potentiomètre, la valeur de la fréquence s'affiche sur un afficheur 7 segments (voir annexe). On a pris quatre points de mesure,  $f_s=(50)$  Hz, la visualisation et l'acquisition des résultats ne concerne que deux grandeurs, la tension et le courant de phase statorique, on a utilisé pour cet effet un oscilloscope à mémoire, quant au couple et à la vitesse de rotation on s'est contenté des valeurs mesurées car on ne dispose pas de capteurs adéquats.



**Figure (4.43):** Schéma synoptique du banc d'essai.

Résultats des essais

$f_s = 50\text{Hz}$

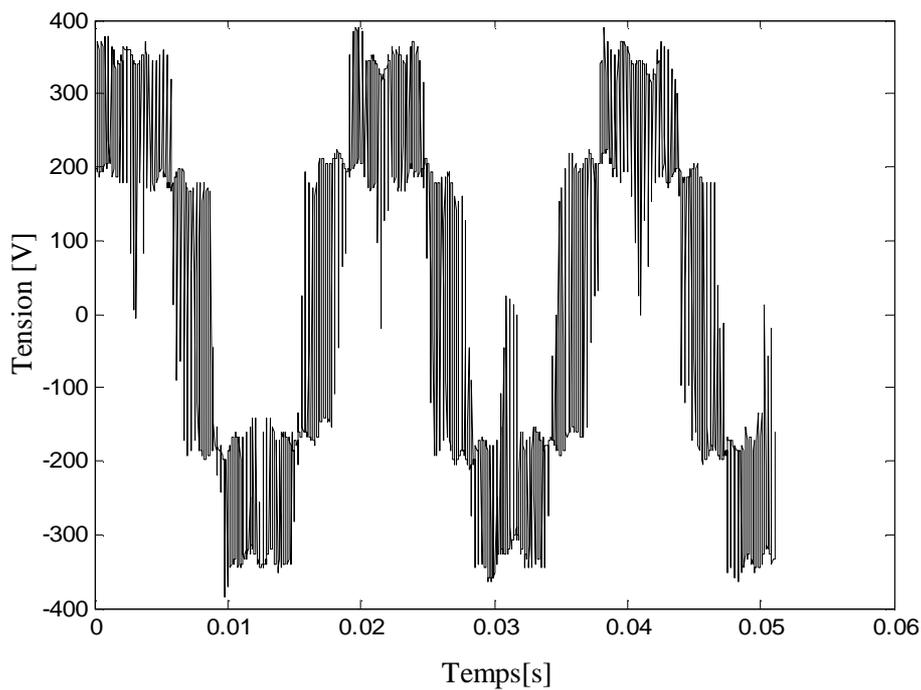
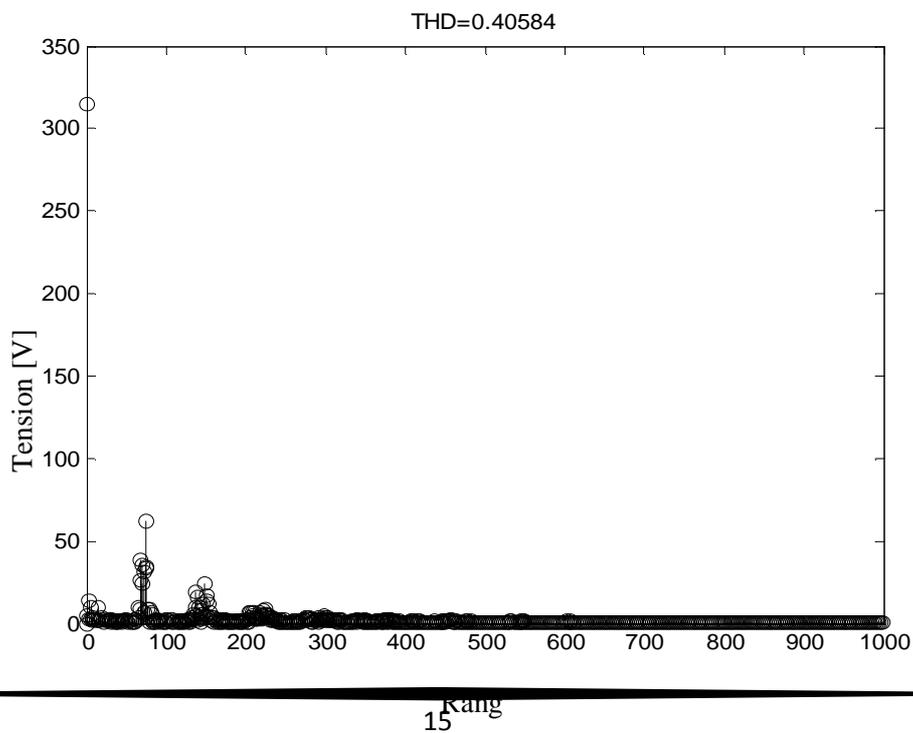


Figure (4.44) : Allure de la tension de phase en fonction du temps.



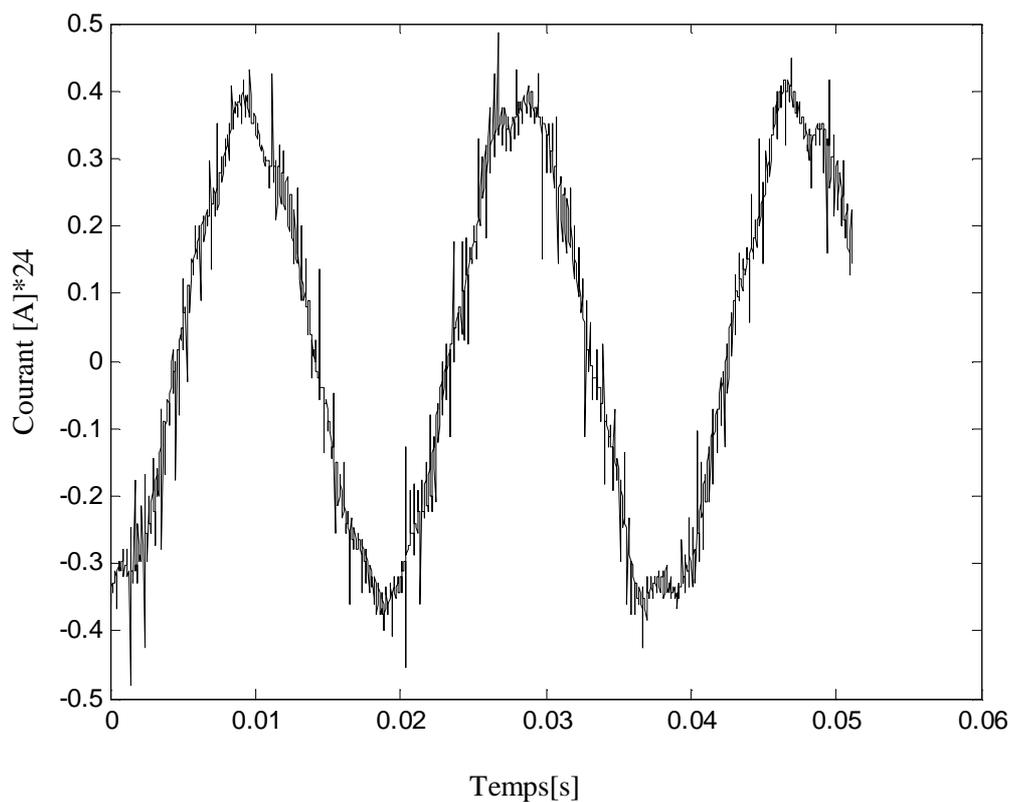


Figure (4.46) : Allure du courant de phase en régime permanent.

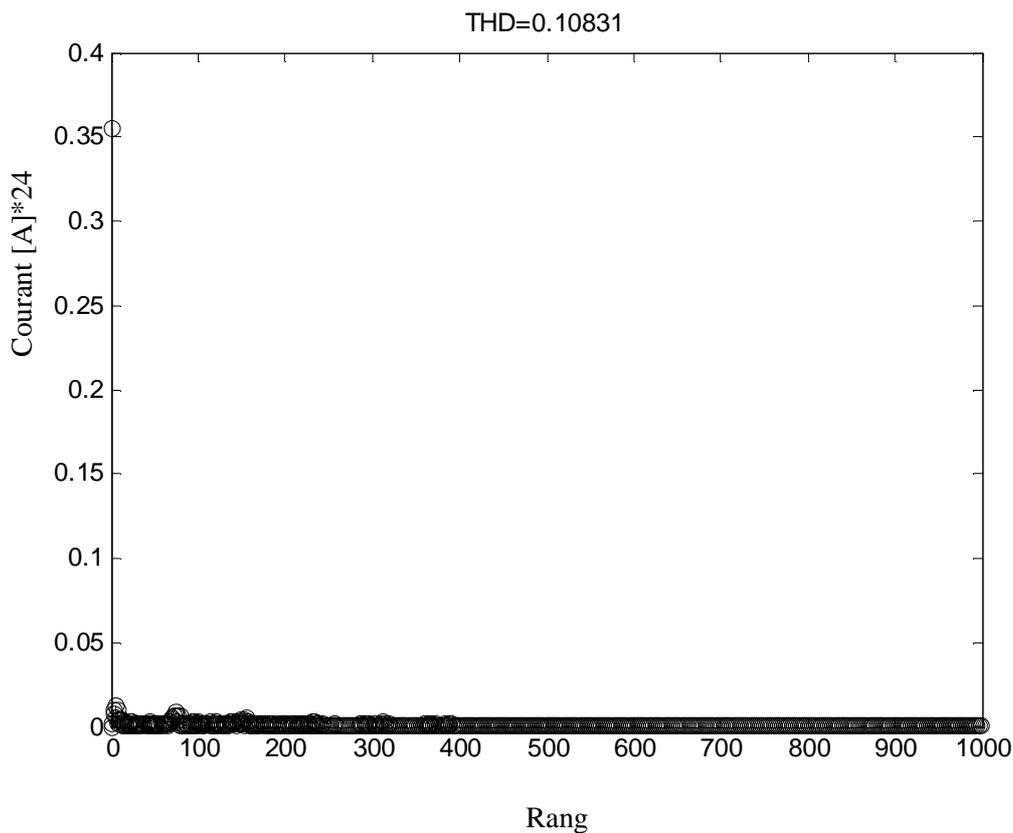


Figure (4.47) : Spectre du courant de phase.

#### 4.4 Interprétation des résultats obtenus

On a représenté les figures de la variation de la tension de ligne statorique en fonction du temps ainsi que leur spectre harmoniques, l'examen de ces courbes montre qu'elles sont formées de créneaux successifs de largeur variables. On constate que dans le cas d'une tension redressée, la tension présente plus d'irrégularités au niveau des amplitudes ; elles sont plus importantes dans le cas pratiques,

Ensuite, on a représenté aussi les figures illustrant la variation du courant de phase statorique en fonction du temps, on s'aperçoit qu'aux basses fréquences, le pic du courant de démarrage, la durée de la phase transitoire diminuent d'avantages. En régime permanent, le courant statorique a bien la forme sinusoïdale mais présentent des oscillations dues aux commutations des semi conducteurs de l'onduleur.

Les courbes du couple et de vitesse, sont pratiquement les mêmes pour les deux types d'alimentation du bus continu, on remarque l'appariation d'un couple pulsatoire avant que le moteur n'atteigne la vitesse de synchronisme, ceci est du aux interharmoniques, car pendant ce régime le courant est pseudopériodique.

En régime permanent, le couple oscille autour d'une valeur moyenne, son effet loupe montre quelle est égale à environ 23 Nm. Cette valeur correspond au couple nominale de la machine, pour différentes valeurs de fréquences et dans les deux cas d'alimentations, ce qui est justifié par les résultats pratiques obtenus. en effet, en pratique l'amplitude du courant statorique est pratiquement la même pour différentes fréquences, son spectre le montre bien on a un THD sensiblement constant respectivement égal a (0.10831, 0.136, 0.129, 0.13893) pour  $f_s=(50, 40, 30, 15)$ Hz.

Quant à la vitesse de rotation, on s'aperçoit aisément l'obtention d'une vitesse variable pour différentes fréquences d'alimentation, le temps de montée en vitesse diminue avec la fréquence.

Les tableaux(4.1) et (4.2) résumant les valeurs efficaces du fondamental de la tension de phase statoriques du moteur asynchrone en fonction de la fréquence statorique, dans les différents cas déjà cités. Il est à signalé que dans le cas pratiques, les valeurs de la fréquence qui s'affichent sur l'afficheur du variateur sont un peu différentes de celles calculées sur les

acquisitions reconstruites sous MATLAB, car après analyse spectrale on constate qu'il y a une présence d'une composante continue dans les courant de phase, néanmoins, nous avons utilisé un couplage étoile sans neutre.

Fréquence du fondamental de la tension statorique $F_s$ [Hz]	Valeur efficace du fondamental de la tension de phase statorique $V_s$ [V]			
	Cas d'une source continue parfaite	Cas d'une source alternative redressée	Cas pratique	
			$V_{s\text{ eff}}$	Fréquence recalculé(Hz)
50	215.7333	207.2640	222.2771	52.9803
50				

Tableau (4.1) : Valeurs efficaces de la tension de phase statorique en fonction de la fréquence statorique.

Charge	Fréquence d'alimentation $f_s$ [Hz]	Tension d'alimentation $U_s$ [V]	Courant statorique $I_s$ [A]	Courant rotorique $I_r$ [A]	Vitesse de rotation [tr/min]	Courant de ligne $I_{\text{réseau}}$ [A]
Cr=23Nm	50	400	8	10	1475	14.8
	40	340	7.8	9	1184	9.5
	30	260	7.8	9.4	885	8
	15	150	7.8	9.4	440	5.25
Cr=0Nm	50	400	3.75	0.6	1496	1.5

Tableau (4.2) : Autres mesures pratiques.

#### 4.5 Reconstruction de la loi $V_s/f_s = cte$

Le but de cette dernière partie est de tracer la caractéristique de la loi de commande, pour les deux cas de simulations et pour le cas pratique, car la vérification de la constance du rapport de la tension sur la fréquence correspondante nous permet d'assurer un fonctionnement à couple nominal constant, dans le cas pratique on a pris juste quatre points de mesures, sur la base

de ces points, une interpolation est faite, le résultat est une droite d'équation ( $V_s = 4,4f_s + 20$ ). La figure (4.60) présente le résultat ainsi obtenu et le tracer d'origine.

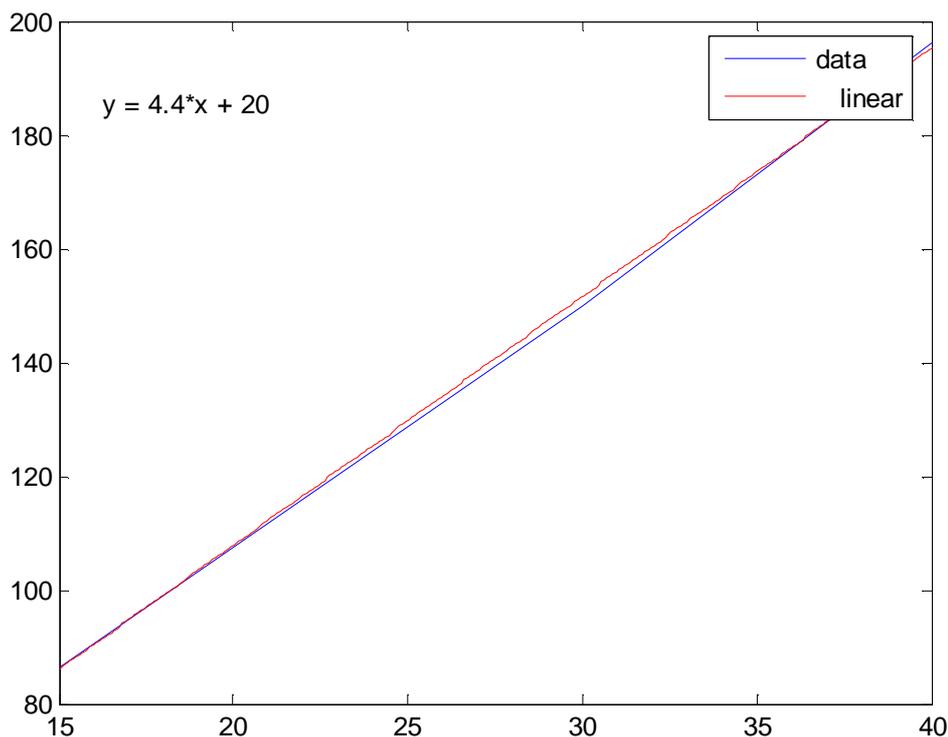


Figure (4.60) : Interpolation de la caractéristique  $V_s/f_s$  pratique.

D'après la figure ci-dessus, on constate que le variateur fonctionne avec la même pente choisie pour toute notre simulation, ainsi on peut représenter la même caractéristique pour différents cas voir figure (4.61), l'examen de la figure montre que les caractéristiques sont parallèles (même pente), on s'aperçoit aisément que le rapport  $V_s/f_s$  est maintenu constant jusqu'à une fréquence de 40 Hz puis une divergence apparaît légèrement dans le cas d'introduction du redresseur et dans le cas pratique.

On observe également la similitude à un décalage près entre le cas de simulation avec redresseur et le cas pratique, ce décalage ne signifie pas un changement du rapport  $V_s/f_s$ , mais il s'agit d'une compensation fixe de 20V comme le montre l'équation d'interpolation de la figure (4.60).

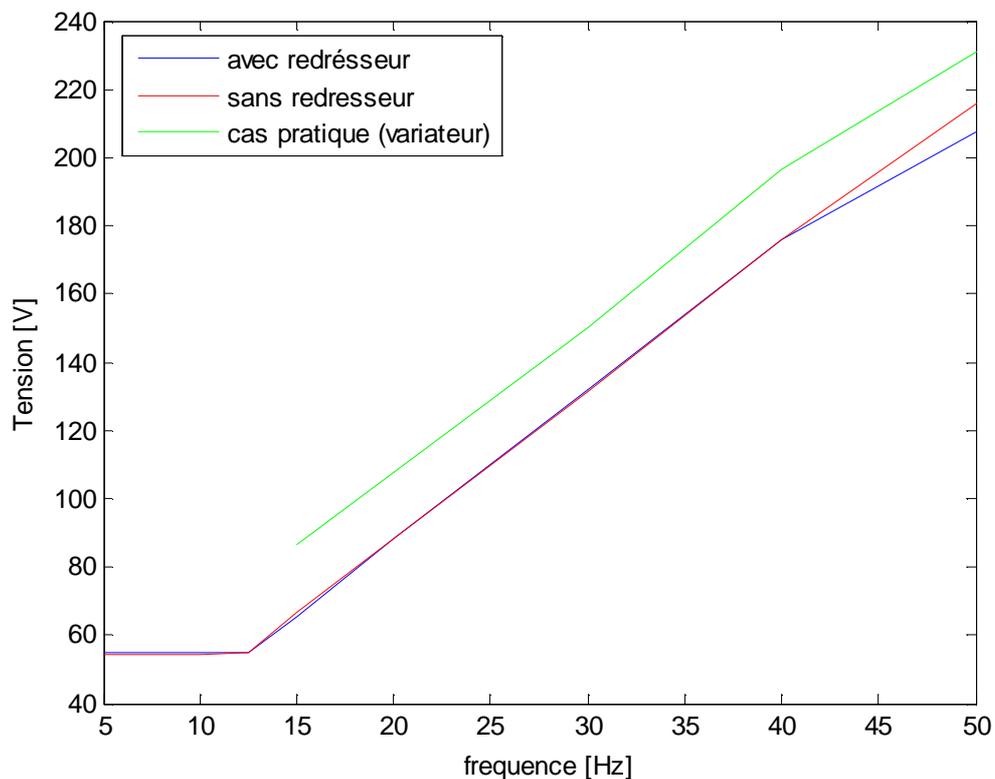


Figure (4.61) : *Reconstruction la caractéristique  $V_s/f_s$ .*

Pour confirmer la concordance de ces résultats, on a simulé notre modèle avec compensation à 20 V, puis on a vérifié la valeur efficace du fondamental pour 50 Hz, on a trouvé une valeur de 224.9949 V, voir figure (4.62).

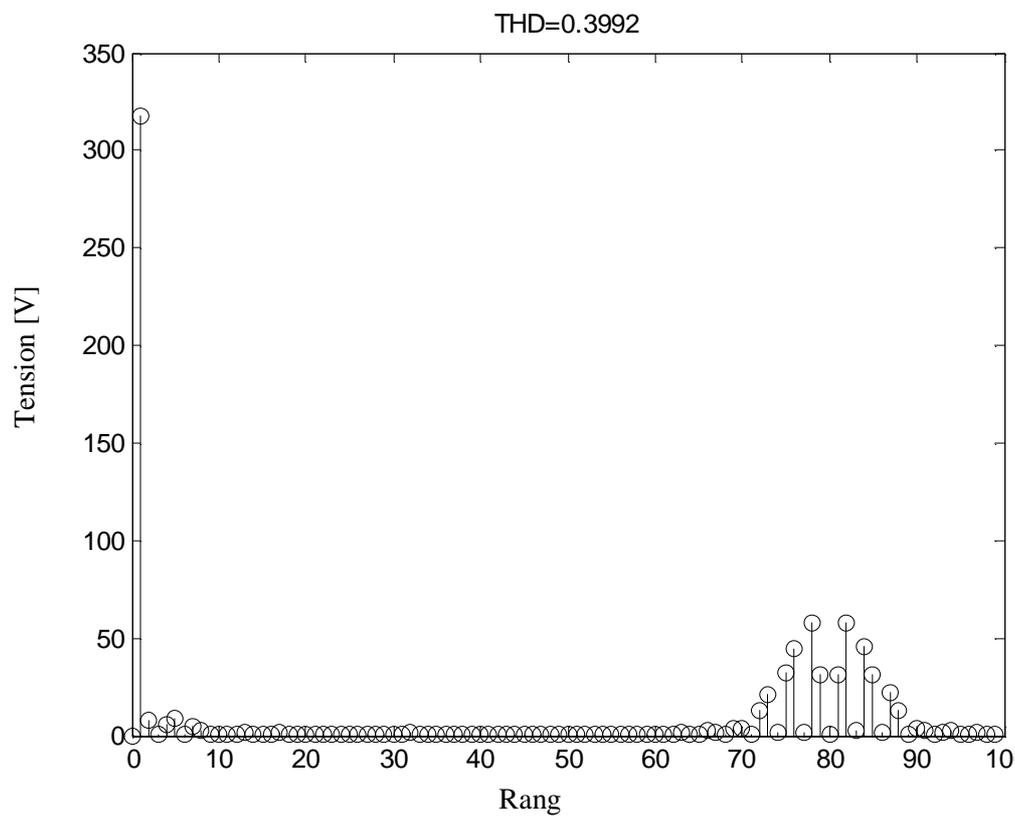


Figure (4.62) : Valeur efficace du fondamental de la tension dans le cas d'une compensation de 20V.

On peut vérifier pour tous les points en procédant de la même façon, ainsi tous les points de la caractéristique vont subir une translation de 20 V, les deux caractéristiques se superposent l'une sur l'autre, une concordance des résultats de simulation dans le cas de l'introduction du redresseur avec ceux de l'essai avec le variateur est évidente.

#### 4.6 Conclusion

A la lumière des résultats trouvés, on peut déduire le schéma interne du variateur ATV31, lequel n'est pas indiqué par le constructeur.

##### - Structure du schéma interne du variateur ATV31

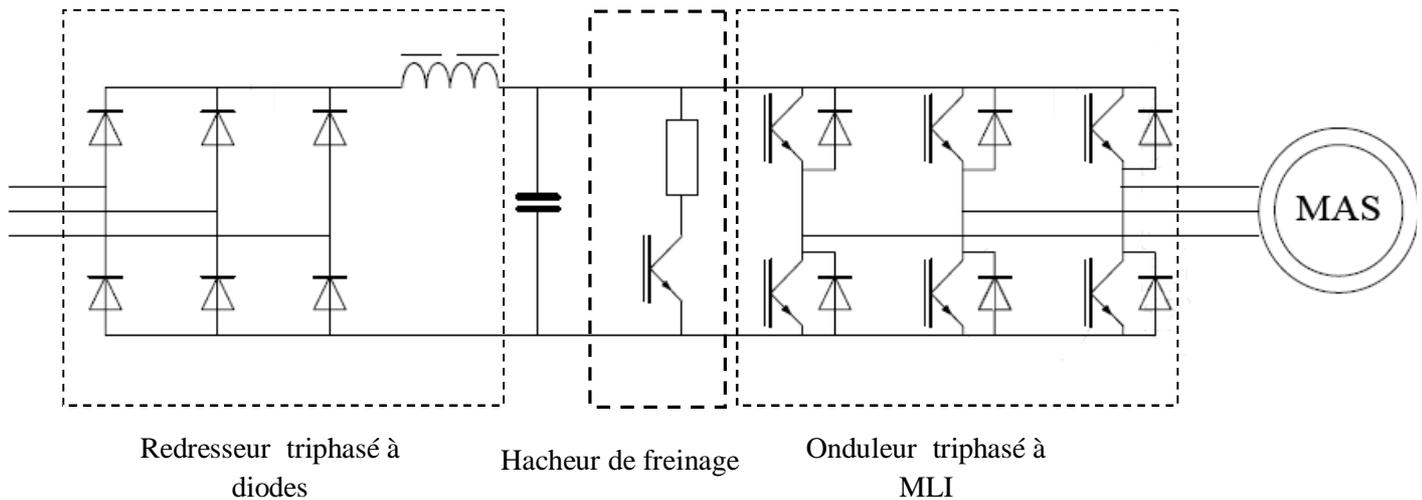


Figure (4.63) : Structure du schéma interne du variateur de vitesse.

Le schéma ci-dessus comprend :

- Un redresseur triphasé en pont à diodes, car la tension délivrée par celui-ci est constante égale à  $380\sqrt{2}V$ , non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter du moteur asynchrone vers le réseau.
- Un onduleur triphasé en pont (constitué de transistor et de diodes montées en antiparallèle), à modulation vectorielle, la concordance des résultats ci-dessus le montrent bien.
- Un hacheur de freinage, lors de la phase de freinage, le moteur asynchrone fonctionne en générateur et l'onduleur fonctionne en redresseur, pour récupérer cette énergie, le condensateur de filtrage se charge, ceci se traduit par une élévation de la tension à ses bornes, lorsque la tension atteint un seuil défini, le transistor est commandé pour que la résistance de freinage soit mise en service pour décharger le condensateur (l'énergie de freinage est dissipée).

## Conclusion générale

---

Le but du présent mémoire est l'impact du temps mort sur la qualité spectrale d'un convertisseur statique. En général pour prédire le comportement d'un ensemble (convertisseur- machine- commande) des simulations avec des interrupteurs parfait sont faite. Dans ce travail nous avons constater que l'ors d'une acquisition en pratique des courant et tension d'une machine asynchrone alimenter par un altivar 31, des harmonique de faible rang existe ainsi qu'un décalage de la fréquence en pratique par rapport a celle affiche sur le moniteur du convertisseur. Ainsi nous nous avons fixé comme objectif de chercher l'origine de ces phénomènes.

En réalité les phénomènes négligés sont :

- La non prise en charge de la qualite spectrale du bus continu,
- La non prise en charge des temps morts pour éviter les court-circuit dans l'onduleur
- La non prise en charge des temps de commutation qui provoque des pertes supplémentaire de l'ordre de 3% au niveau de l'onduleur.

La prise en charge sur un onduleur de tension des phénomènes prés citer est impossible surtout le troisième point. Dans ce travail on c'est limite à la prise en charge des deux premier phénomènes.

Dans un premier temps nous avons mis en œuvre l'impact des temps morts sur une cellule de commutation, qui n'est rien d'autre qu'un hacheur réversible en courant, donc une insertion du temps morts est indispensable. Cela nous a permis de vérifier notre algorithme de retard. Ensuite, nous avons dans un premier temps associé cet algorithme à un onduleur de tension. Nous avons effectivement constaté les phénomènes prévus par certain auteur à savoir :

- une chute de tension qui nécessite dans le cas d'un asservissement a ( $V/F=cst$ ) une augmentation de la fréquence pour compose la chute de tension.
- apparition des harmoniques de faible rang, donc difficilement filtrable, par conséquent néfaste) surtout sur la qualité du couple et les pertes dans la machine

En perspective un calcul de compensation du temps mort est souhaitable pour améliorer la qualité de la tension de sortie du convertisseur pour mieux appréhender les performances de l'ensemble (convertisseur-machine-commande). Mais aussi pour un meilleur modèle en valeur moyenne du convertisseur pour éviter le problème du pas de calcul, ainsi avoir de meilleures prévisions pour les performances dynamiques de la machine.



# *Bibliographies*

**[1] cour d'électronique de puissance**

**[2] CEGELY WEIMI**

Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d'un composant de puissance  
Thèse INSA de Lyon.

**[3] Technique de l'ingénieur**

D 3153.

**[4] SERGE PETTETI**

Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT trainée en tension à l'enclenchement  
Ecole Polytechnique Fédérale de LAUSANNE  
Thèse Doctorat N°3215 (2005)

**[5] G. SEGIUER, F.LABRIQUE**

Les convertisseurs de l'électronique de puissance,  
Conversion CONTINU-ALTERNATIF.  
Volume III, Edition Tec&Doc technique - LAVOISIER, Paris 1989.

**[6] MICHEL PINARD**

CONVERTISSEURS ET ELECTRONIQUE DE PUISSANCE,  
Commande. Description. Mise en œuvre, DUNOD, Paris, 2007.

**[7] <http://www.ece.osu.edu/ems/iab2004/JW> Jung IAB2004**

**[8] M. POLOUJADOFF**

Conversions électromécaniques  
Maîtrise d'EEA, C3-électrotechnique, DUNOD, Paris, 1969.

**[9] J .HOLTZ**

Pulse width modulation for electronic power conversion  
IEEE proc, vol 82, N°8, 1994, pp. 1194-1213.

**[10] FRANCIS MILSANT**

Machine à courant continue asservissements linéaire (Tom 2)  
BERTI, Edition 1993

**[11] Asma MERDASSI**

Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseur statique pour la simulation de système mécatronique.  
Institut Polytechnique de GRENOBLE  
Thèse Doctorat 2009

**[12] Maxime MOREAU**

Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau.  
Thèse doctorat. 2009. Ecole Centrale de Lille

## Plaque signalétique de la machine asynchrone à rotor bobiné

ROZZANO- MI –ITALIE

DE LORENZO

### Moteur asynchrone -3- phases à bagues

Type	DL 2052	n° 07
Tension	220/380V	courant 13.5/7.8
Vitesse	1420 RPM	a 50Hz
Puissance nominale	3.5 KW	
Tension du rotor	220V	
Courant du rotor	8A	
Isolement F	cos $\varphi$ 0.78	

### Paramètres de la machine

Données pour la simulation de la machine asynchrone

Resistance statorique:

$$R_s = 1.3 \text{ ohm ;}$$

Resistance rotorique:

$$R_r = 0.88 \text{ ohm;}$$

Inductance cyclique statorique:

$$L_s = 0.171 \text{ Henry;}$$

Inductance cyclique rotorique:

$$L_r = 0.072 \text{ Henry;}$$

Inductance mutuelle:

$$M = 0.072 \text{ Henry;}$$

$$L_m = 3/2M;$$

Nombre de paires de pôles:

$$p=2;$$

Moment d'inertie:

$$j=0.069;$$

Coefficient de frottement:

$$f=0.0066;$$

Plaque signalétique du variateur de vitesse

ATV 31HU75N4

V1 7 IE 15

7.5KW/10 HP

U(V~)	380/500 $\Phi$ 3	380/500 $\Phi$ 3
F(Hz)	50/60	0.5/500
I( A)	27.7 max	17.0 622000ASCKL
	J 35 A max	

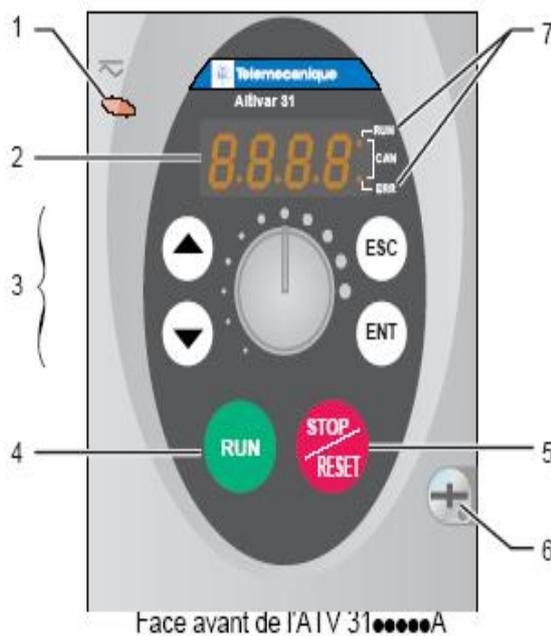
**Altivar 31H**

Guide d'installation

Variateurs de vitesse  
pour moteurs asynchrones



## Description de la face avant de l'ATV 31



### Légende :

- 1 Le voyant rouge allumé indique que le bus continu est sous tension (symbole "≈")
- 2 Afficheur "7 segments" à 4 chiffres
- 3 Terminal de programmation central (le potentiomètre de référence est uniquement présent sur l'ATV 31●●●●●A)
- 4 Touche "RUN", utilisée pour démarrer le moteur en mode avant (ATV 31●●●●●A uniquement)
- 5 Touche "STOP/RESET", utilisée pour arrêter le moteur et réarmer les défauts actuels (ATV 31●●●●●A uniquement)
- 6 Pour verrouiller / déverrouiller la face avant du variateur, il faut utiliser un tournevis plat ou cruciforme
- 7 Ces deux voyants, incorporés dans l'afficheur à 4 chiffres du variateur, signalent l'état des communications ("RUN") et la présence d'un défaut éventuel ("ERR") sur le bus CANopen

## Références des variateurs

### Tension d'alimentation triphasée : 380...500 V 50/60 Hz

Moteur triphasé 380...500 V

Moteur	Réseau (entrée)		Icc ligne présumé maxi	Puissance apparente	Courant d'appel maxi (3)	Variateur (sortie)		Puissance dissipée à charge nominale	Altivar 31 Référence (5)
	Courant de ligne maxi (2) en 380 V	en 500 V				Courant nominal In (1)	Courant transitoire maxi (1) (4)		
kW / HP	A	A	kA	kVA	A	A	A	W	
0,37 / 0,5	2,2	1,7	5	1,5	10	1,5	2,3	32	ATV31H037N4
0,55 / 0,75	2,8	2,2	5	1,8	10	1,9	2,9	37	ATV31H055N4
0,75 / 1	3,6	2,7	5	2,4	10	2,3	3,5	41	ATV31H075N4
1,1 / 1,5	4,9	3,7	5	3,2	10	3,0	4,5	48	ATV31HU11N4
1,5 / 2	6,4	4,8	5	4,2	10	4,1	6,2	61	ATV31HU15N4
2,2 / 3	8,9	6,7	5	5,9	10	5,5	8,3	79	ATV31HU22N4
3 / 3	10,9	8,3	5	7,1	10	7,1	10,7	125	ATV31HU30N4
4 / 5	13,9	10,6	5	9,2	10	9,5	14,3	150	ATV31HU40N4
5,5 / 7,5	21,9	16,5	22	15,0	30	14,3	21,5	232	ATV31HU55N4
7,5 / 10	27,7	21,0	22	18,0	30	17,0	25,5	269	ATV31HU75N4
11 / 15	37,2	28,4	22	25,0	97	27,7	41,6	397	ATV31HD11N4
15 / 20	48,2	36,8	22	32,0	97	33,0	49,5	492	ATV31HD15N4

### Tension d'alimentation triphasée : 525...600 V 50/60 Hz

Moteur triphasé 525...600 V

Moteur	Réseau (entrée)		Icc ligne présumé maxi	Puissance apparente	Courant d'appel maxi (3)	Variateur (sortie)		Puissance dissipée à charge nominale	Altivar 31 Référence
	Courant de ligne maxi (2) en 525 V	en 600 V				Courant nominal In (1)	Courant transitoire maxi (1) (4)		
kW / HP	A	A	kA	kVA	A	A	A	W	
0,75 / 1	2,8	2,4	5	2,5	12	1,7	2,6	36	ATV31H075S6X
1,5 / 2	4,8	4,2	5	4,4	12	2,7	4,1	48	ATV31HU15S6X
2,2 / 3	6,4	5,6	5	5,8	12	3,9	5,9	62	ATV31HU22S6X
4 / 5	10,7	9,3	5	9,7	12	6,1	9,2	94	ATV31HU40S6X
5,5 / 7,5	16,2	14,1	22	15,0	36	9,0	13,5	133	ATV31HU55S6X
7,5 / 10	21,3	18,5	22	19,0	36	11,0	16,5	165	ATV31HU75S6X
11 / 15	27,8	24,4	22	25,0	117	17,0	25,5	257	ATV31HD11S6X
15 / 20	36,4	31,8	22	33,0	117	22,0	33,0	335	ATV31HD15S6X

(1) Ces puissances et ces courants sont donnés pour une température ambiante de 50 °C et une fréquence de découpage de 4 kHz, en utilisation en régime permanent. La fréquence de découpage est réglable de 2 à 16 kHz.

Au delà de 4 kHz, le variateur diminuera de lui-même la fréquence de découpage en cas d'échauffement excessif. L'échauffement est contrôlé par une sonde CTP dans le module de puissance lui-même. Néanmoins, un déclassement doit être appliqué au courant nominal du variateur dans le cas où le fonctionnement au delà de 4 kHz doit être permanent.

Les déclassements, en fonction de la fréquence de découpage, de la température ambiante et des conditions de montage, sont indiqués page 6.

(2) Courant sur un réseau ayant le "Icc ligne présumé maxi" indiqué.

(3) Courant de pointe à la mise sous tension, pour la tension maxi (500 V + 10 %, 600 V + 10 %).

(4) Pendant 60 secondes.

(5) Référence pour un variateur avec terminal intégré sans organe de commande. Pour un variateur avec potentiomètre de commande et boutons RUN / STOP, ajouter un A en fin de référence, exemple : ATV31H037N4A