

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ÉLECTRIQUES

Présenté par

Mr. CHABANE Takfarinas

Mr. CHELLALA Billal

Thème

Etude et mise en œuvre du circuit Driver ARCAL2106 pour réalisation d'onduleur de tension triphasé commandé en MLI

Mémoire soutenu publiquement le 28 septembre 2014 devant le jury composé de :

OTMANE CHERIF Tahar

Maitre de Conférences Classe A, UMMTO, Président

SEDDIKI Hamid

Maitre de Conférences Classe A, UMMTO, Rapporteur

BECHOUCHE Ali

Maitre de Conférences Classe B, UMMTO, Examineur

MESBAH Koussaila

Doctorant, UMMTO, Examineur

Liste de figures et tableaux

Fig. I.1 : Structure PT	5
Fig. I.2 : Structure NPT	5
Fig. I.3 : Symbole du transistor IGBT	5
Fig. I.4 : Schéma équivalent du transistor IGBT	6
Fig. I.5 : L'IGBT en mode interrupteur	6
Fig. I.6 : Caractéristiques statique du transistor IGBT	7
Fig. I.7 : Aires de sécurité de transistor et IGBT.....	9
Tab1 : Avantages, inconvénients et application des interrupteurs électronique	9
Fig. II. 1 : Familles de convertisseurs statiques.....	13
Fig. II-2 : Structure d'un onduleur monophasé en demi-pont	15
Fig. II-3 : Structure d'onduleur monophasé en pont	15
Fig. II-4 : Schéma fonctionnel d'un onduleur monophasé en pont.....	16
Fig. II-4-1 Schéma fonctionnel d'un onduleur [0, T1].....	17
Fig. II-4-2 Schéma fonctionnel d'un onduleur [T1, T]	17
Fig. II-4-3 : Tension et Courant à la sortie de l'onduleur en cas d'une charge résistive.....	17
Fig. II-5 : Onduleur de tension triphasé alimente une charge RL équilibrée	18
Tab2 : Les configurations réalisables d'un onduleur de tension triphasé.....	20
Fig. II-6 : Signal de la commande MLI sinus-triangle	22
Fig. II-7 : Schéma bloc de la simulation.....	24
Fig. II.5.3.1 : Trois ondes de tension de référence et la porteuse.....	25
Fig. II.5.3.2 : Tension simple V_a à la sortie d'onduleur	25

Fig. II.5.3.3 : Courant de charge de la phase 'a'	25
Fig. II.5.3.4 : Tension simple V_b à la sortie d'onduleur	26
Fig. II.5.3.5 : Tension simple V_a à la sortie d'onduleur	26
Fig. II.5.3.6 : Tension composée U_{ba} entre phases 'a' et 'b'	26
Fig. II.5.4.1 : Tension simple V_a à la sortie de la phase 'a' d'onduleur.....	27
Fig. II.5.4.2 : Tension simple V_b à la sortie de la phase 'b' d'onduleur	28
Fig. II.5.4.3 : Tension simple V_{sc} à la sortie de la phase 'c' d'onduleur.....	28
Fig. II.5.4.4 : Tension composée U_{ba} entre phases 'a' et 'b'	28
Fig. II.5.4.5 Courant de charge (phase a)	29
Fig. II.5.4.6 Courant de charge (phase b)	29
Fig.II.5.4.7 Courant de charge (phase c)	29
Fig.II.5.4.11 : tension simple et courant de charge pour chaque phase 'a' , 'b' et 'c'	29
Fig. III-1 : Schéma de principe de l'alimentation stabilisée.....	33
Fig. III-2 : Schéma classique d'une alimentation stabilisée.....	34
Fig. III-4 : Configuration du mode direct.....	35
Fig. III-5 : Configuration du mode Half-Bridge.....	36
Fig. III.6 : Caractéristique d'un trigger de schmitt	37
Fig. III-7 : Enroulements primaire et secondaire d'un transformateur	37
Fig. III-8 : Schéma du montage d'un hacheur série alimente une charge L.....	38
Fig. III-9 : Model de transistor IGBT SKM 100GB 123D.....	39
Fig. III.10 : la visualisation des tensions de commande et de charge L.....	40
Fig. III-11 : Schéma du montage d'un hacheur série alimente une charge RL	41
Fig. III.12 : la visualisation des tensions de commande et de charge RL	41

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I :Généralités sur le transistor IGBT	3
I. 1. Le transistor IGBT	4
I. 2. Structure de l'IGBT	5
I. 3. Symbole et schéma équivalent	5
I. 4. L'IGBT en mode interrupteur	6
I. 5. Commande de transistor IGBT	7
I. 6. Caractéristiques statiques	7
I. 7. Aire de sécurité	8
I. 8. Choix d'un composant.....	9
I. 9. Protections d'un IGBT.....	10
Chapitre II : Modélisation et simulation numérique d'onduleur	12
II. 1 Familles de convertisseurs statiques	13
II. 2 Définition et domaine d'application des onduleurs.....	14
II. 3 Différents types d'onduleurs.....	14
II. 3. 1 Les onduleurs de courant	14
II. 3.2 Les onduleurs de tension	14
II. 4 Onduleur monophasé	15
II. 4.1 Onduleur monophasé en demi-pont	15
II. 4.2 Onduleur monophasé en pont.....	15
II. 4.3 Principe de fonctionnement	16

II.5 Onduleur triphasé	18
II.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	18
II.6 Modulation de Largeur d'impulsion	21
II.6.1 Les techniques de Modulation d'un onduleur de tension	21
II.6.1.1 Modulation sinus-triangle	21
II.6.1.2 Modulation pleine onde	22
II.7 Simulation sous Matlab Simulink	23
II.7.1 Description du logiciel Matlab.....	23
II.7.2 Description du schéma de simulation	23
II.7.3 Résultats de la simulation (Cas de la charge résistive R).....	25
II.7.4 Résultats de la simulation (Dans le cas de la charge inductive RL)	27
Chapitre III : Mise en œuvre du circuit Driver ARCAL2106.....	31
III.1 Alimentations stabilisées basses tension	32
III.2 Dimensionnement des composants de ces alimentations	32
III.3 Description et rôle du Driver ARCAL 2106	34
III.3.1 Mode de fonctionnement du Driver ARCAL2106.....	34
III.3.2 Trigger de Schmitt	36
III.3.3 Isolation galvanique.....	37
III.4 Tests de la carte ARCAL2106	38
III.4.1 Hacheur série alimente une charge purement inductive L.....	38
III.4.2 Hacheur série alimente une charge RL.....	41
Conclusion générale.....	43
Bibliographie & Annexes	45

Introduction générale :

Grace au développement de la technologie réalisé dans le domaine de l'électronique de puissance ces dernières années, plus particulièrement les convertisseurs statiques et les microprocesseurs. On assiste à l'apparition de nouveaux composants entièrement commandables, (à l'ouverture et à la fermeture) puissants, robustes et rapides tel que les MOSFETs, IGBTs et les GTOs, ainsi que le développement des nouvelles techniques de commande élaborées et sophistiquées, qui ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants.

Parmi ces convertisseurs, on trouve les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils peuvent être utilisés dans les domaines d'applications les plus variées en électronique de puissance, dont les plus connu celui de la variation de la vitesse des machines à courant alternatif.

Le choix du type de commande pour les onduleurs de tension est primordiale pour le bon fonctionnement des convertisseurs, car elle a une influence directe sur la qualité des grandeurs de sorties de ces derniers. C'est pour cette raison que souvent on utilise l'onduleur de tension avec la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) pour alimenter une charge en alternatif, car avec ce convertisseur on peut avoir des ondes de sorties très proche de sinusoïdale aussi il élimine un certain nombre d'harmoniques qui causent des problèmes pour la machine (pertes). De nos jours la commande MLI est la plus utilisée dans la plus part des convertisseurs.

Cette commande est obtenue à l'aide des systèmes d'électroniques de commandes analogiques ou le plus souvent électronique.

Notre travail consiste en étude et la mise en œuvre du driver ARCAL2106 pour la réalisation d'un onduleur triphasé de tension à base de transistor IGBT compact à commande MLI. Ce dernier est reparti sur trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons introduit les généralistes sur le transistor IGBT de puissance.

Dans le deuxième chapitre, nous avons l'intérêt de faire l'étude de l'onduleur de tension triphasé de point de vu structurel et fonctionnel ainsi ces différents types, ensuite la simulation numérique de l'onduleur de tension triphasé commandé en MLI sur les différentes charges (résistive et inductive) sous logiciel MATLAB Simulink.

Introduction générale

Le troisième chapitre est consacré pour l'étude de la mise en œuvre de la carte driver ARCAL2106 qu'on utilise pour le pilotage d'un module d'IGBT de puissance et les alimentations stabilisées utilisées dans la réalisation des onduleurs.

Nous portons enfin, dans la conclusion générale, notre appréciation sur le modeste travail que nous avons réalisé.

Chapitre I

Généralités sur le transistor IGBT

Introduction

Les composants semi-conducteurs de puissance sont des éléments essentiels pour la conversion d'énergie statique, sont basés essentiellement sur le Silicium, ils permettent le découpage et ils sont employés dans la commutation.

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 permettant de commander des courants de quelques ampères sous quelque centaine de volts.

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

L'augmentation des puissances commutées, la facilité de contrôle et le cout 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.

L'étude des composants de puissance à semi-conducteur est une discipline à part entière.

Notre but de ce chapitre est de donner les généralités et les principales caractéristiques statiques du transistor IGBT

I.1. Le transistor IGBT

Le transistor IGBT (Transistor bipolaire à grille isolée) est un interrupteur électronique utilisé dans les dispositifs de forte puissance. Sa structure semi-conductrice qui est représentée par la Fig. I.1 résulte d'un mariage entre celle d'un transistor MOSFET et d'un transistor bipolaire.

Du point de vue de l'utilisation, l'IGBT associe les avantages des transistors bipolaires (chute de tension faible, courant élevé en conduction, tension blocable élevée) et ceux des transistors MOSFET (commande en tension et temps de commutation faible et énergie de commande faible). Il est largement utilisé pour les applications entre 600V et 1200V.

I.2. Structure de l'IGBT [11]

On distingue deux types de structures :

Structure PT : La structure représentée dans la Fig. I.1 est appelée PT (épit axial) ou (Punch Trough) pour des tensions allant de 600V à 1200V.

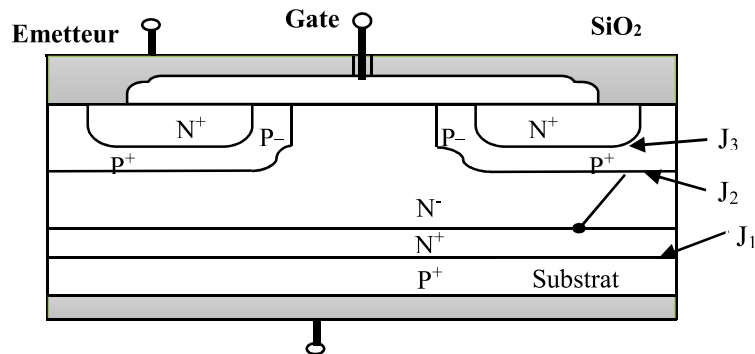


Fig. I.1 : Structure PT

Structure NPT : La structure représentée dans la Fig. I.2 est appelée NPT (homogène) ou (Non Punch Trough) pour des tensions supérieures à 1700V.

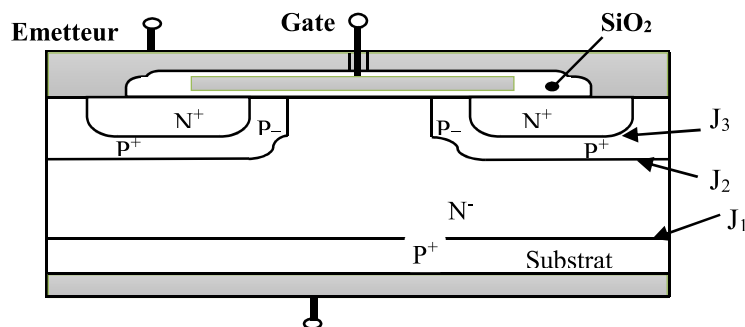


Fig. I.2 : Structure NPT

I.3. Symbole et schéma équivalent [10]

La Fig. I.3 représente les symboles utilisés pour représenter un transistor IGBT et la Fig. I.4 représente son schéma équivalent dans les conditions de fonctionnement normales.

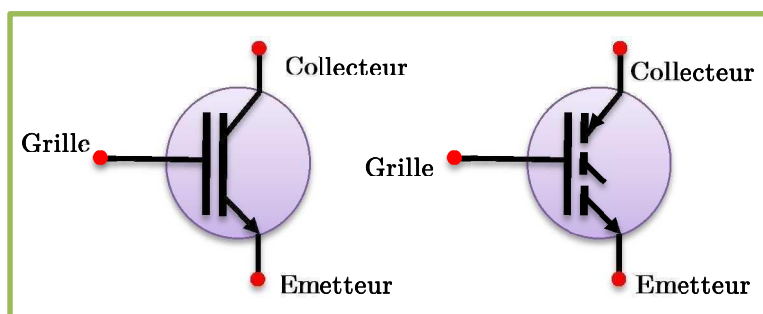


Fig. I.3 : Symbole du transistor IGBT

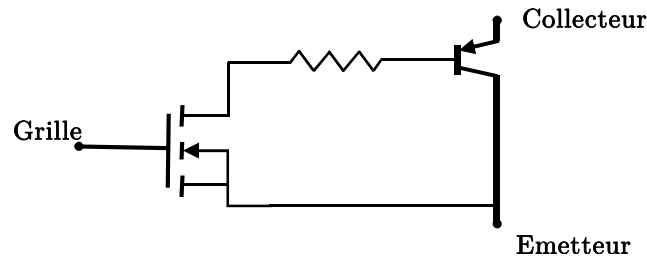


Fig. I.4 : Schéma équivalent du transistor

I.4. L'IGBT en mode interrupteur

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

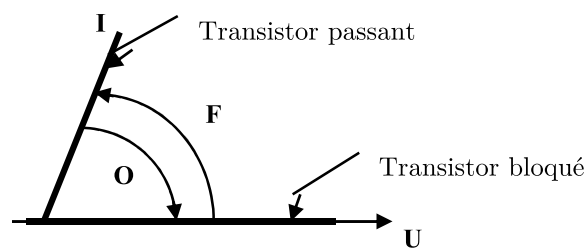


Fig. I.5 : L'IGBT en mode interrupteur

Etat bloqué

Si la tension V_{CE} est positive, la tension entre le grille-émetteur V_{GE} est inférieure à la tension de seuil V_T , le transistor est bloqué. La tension V_{CE} s'applique sur la jonction J_1 formée par la zone P_1^+ et la zone N^- .

Etat fermé

Si la tension V_{CE} est toujours positive, la tension entre la grille-émetteur V_{GE} est supérieure à la tension de seuil V_T . Les zones N induites à partir des zones P qui se trouvent sous la grille c'est-à-dire un faisceau d'électrons circulant dans les canaux qui se créent entre l'émetteur A et les zones N . Ce dernier traverse aussi la jonction J_2 qui se trouve entre la région N^- et P_{2+} reliée au collecteur K des trous qui traversent P_{2+} vers N^- puisque la jonction J_2 est passante, ces derniers sont minoritaires dans N^- , ce qui provoque une augmentation de la conductivité de cette dernière par un facteur allant de 10 à 100. On constate dans l'IGBT qu'il existe un courant de trous se déplaçant sur la trajectoire $P_{2+} N^- P_{1+}$ et un autre courant d'électrons venant de N_+ à travers $N_+ N^- P_{2+}$. La tension V_{CE} est abaissée en diminuant la résistance de la zone N^- .

I.5. Commande de transistor IGBT [6]

Le transistor IGBT a un comportement particulier à cause de la charge et de la décharge de la capacité d'entrée par contre les pertes par commutation sont peu par rapport au bipolaire, ainsi les pertes par commutation (saturation à la mise en conduction et trainage au blocage) sont peu dépendantes du courant de base de grille.

Le transistor IGBT se commande par application d'une tension d'environ 15V entre les électrodes de grille et de la source (émetteur) pour le mettre en conduction et une tension nulle pour le blocage, mais une tension négative est suggérer pour augmenter l'immunité du circuit de commande aux perturbations électromagnétiques.

Pour une tension V_{GE} supérieure à la tension de seuil V_T , le transistor devient passant. Sous une tension nulle, le transistor est bloqué, mais en appliquant une tension négative au transistor, l'immunité du circuit de commande aux perturbations électromagnétiques sera augmentée

Bien que les transistors à grille isolée ne nécessitent pas un courant de grille, mais la charge et la décharge de la capacité d'entrée (Phase de commutation) nécessite des courants impulsionnels élevés afin d'obtenir des durée de commutations courtes et les pertes par commutation réduites.

I.6. Caractéristiques statiques

Les caractéristiques de la Fig. I.6 donnant le courant I_C en fonction de V_{CE} pour les différentes valeurs de la tension de commande V_{GE} .

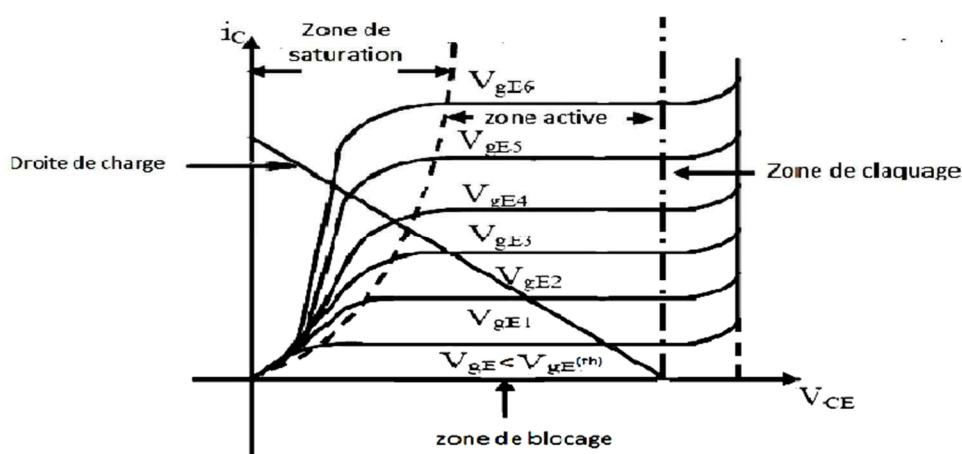


Fig. I.6 : Caractéristiques statique du transistor IGBT

A partir de cette caractéristique $I_C = f(V_{CE})$, on peut distinguer quatre zones :

➤ **Zone de blocage**

Lorsque la tension V_{GE} est inférieure à la tension de seuil V_{TH} , le transistor reste bloqué et sa caractéristique est presque confondue avec l'axe des tensions V_{CE}

➤ **Zone de saturation**

C'est la partie linéaire de la caractéristique, le transistor conduit avec une petite chute de tension.

➤ **Zone active**

Elle s'appelle aussi la zone d'amplification, dans cette dernière le transistor conduit avec une grande chute de tension V_{CE} .

➤ **Zone de claquage**

C'est la zone limite de fonctionnement normale, au-delà le transistor perd ces caractéristiques.

NB : En commutation, le transistor fonctionne dans les deux zones de saturation et de blocage.

I.7. Aire de sécurité [4]

Les aires de sécurités d'un transistor sont les limites à l'intérieur desquelles, il peut fonctionner sans risque de détérioration, ces limites sont : le courant maximal admissible, la puissance dissipée maximale et la tension de claquage pour les transistors MOS et IGBT, la tension du second claquage pour le transistor bipolaire au-delà de laquelle il ne faut pas fonctionner en régime permanent sans oublier les contraintes thermiques.

Le phénomène de claquage des transistors se définit par apparition simultanée d'un courant collecteur et d'un courant de base, de plus la tension V_{CE} aux bornes du transistor est relativement élevée pendant la mise en conduction et la mise en blocage. L'aire de sécurité de transistor IGBT est généralement rectangulaire.

Pour ce qui suit nous allons essayer de délimiter la surface de fonctionnement en toute sécurité de ce type de transistor, ainsi expliquer les différents segments de cette dernière.

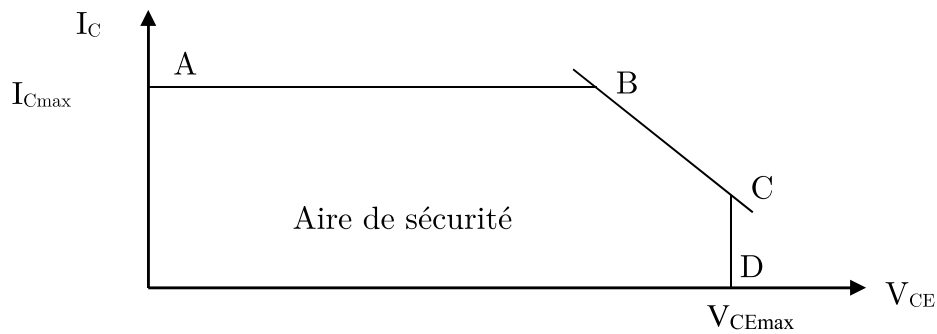


Fig. I.7 : Aires de sécurité de transistor et IGBT

En régime permanent, le point de fonctionnement est limité par :

Le segment (AB) qui désigne le courant collecteur max ($I_{c \max}$).

Le segment (BC) qui désigne la puissance max dissipée (P_{\max}).

Le segment (CD) qui désigne la tension collecteur-Emetteur max ($V_{CE_{\max}}$).

I.8. Choix d'un composant : [1]

Dans les convertisseurs de l'électronique de puissance, le mode de commande, la tension de blocage, la fréquence de commutation et le courant à conduire nous impose le choix des interrupteurs. Le tableau ci-dessous nous montre les avantages et les inconvénients des interrupteurs et leurs applications.

Composants	Commande	Blocage	Pertes en conduction	Pertes en commutation	Fréquence de hachage maximale
Diode	Non	>10KV	Faibles	Nulles	élevées
Thyristor	ON	>10KV	Faibles	Élevées	<1 KHZ
Bipolaire	ON/OFF	1.2KV	Faibles	Élevées	10 KHZ
MOSFET	ON/OFF	600V	Élevées	Faible	250 KHZ
IGBT	ON/OFF	4.5KV	Moyenne	Moyenne	50KHZ
GTO	ON/OFF	10KV	faibles	élevées	1KHZ

Tab1 : Avantages, inconvénients et application des interrupteurs électronique

I.9. Protections d'un IGBT : [9]

Les IGBT sont des composants d'une grande fiabilité, cependant comme tous les semi-conducteurs, ils sont très sensibles aux surcharges. Bien que robuste, ils ne doivent jamais sortir des aires de sécurité, ni outre passer les valeurs maximales critiques spécifiées.

Malgré la bonne fiabilité des IGBT contemporaine, seulement une petite partie de l'énergie contrôlée par ce dernier suffit de détruire ce composant à l'échelle de la microseconde. La destruction d'un module IGBT peut avoir des conséquences importantes de points de vue matériel, financier et humain. Il faut donc les protéger efficacement contre les surtensions, les surintensités et contre l'échauffement.

➤ **Protection contre les surtensions** : Les principales causes à l'origine des surtensions sont :

- L'interruption brutale d'un courant traversant des circuits inductifs (moteurs).
- La rupture accidentelle du réseau et des phénomènes atmosphériques,... etc.

Pour protéger les IGBT contre les surtensions, on a habituellement recours aux moyens suivants :

La diode Zener nous permet de protéger l'entrée de l'IGBT contre toute surtension, elle limite la tension entre la grille et l'émetteur ($V_Z < V_{CEmax}$).

➤ **Protection contre les surintensités** : La protection la plus simple contre les surintensités accidentelles causées par un court-circuit ou par une fausse manœuvre est l'utilisation des fusibles à actions rapide. La valeur du fusible doit être inférieure à la valeur efficace maximale du courant direct de l'IGBT. Les fusibles ne sont pas suffisamment rapides pour protéger les transistors qui "claquent" très rapidement lorsque le courant dépasse des valeurs dangereuses. La protection est donc assurée par l'intermédiaire d'un circuit électronique qui mesure des paramètres significatifs et interrompt (achève) la commande en cas de danger.

➤ **Protection contre les échauffements** : La principale cause de destruction de l'IGBT est thermique. L'élévation de température excessive du composant provoque un changement physique des IGBT et diodes. L'élévation anormale de la température peut être provoquée de différentes manières : Court-circuit, avalanches et fatigues thermiques et amorçages dynamique.

➤ La protection thermique permet de protéger les modules IGBT contre l'élévation trop importante de la température moyenne. Elle permet de détecter si la température moyenne de certaines puces IGBT ou diodes est trop élevée.

Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre aux principales généralités sur le transistor IGBT qui apparaît actuellement le composant le plus intéressant en prenant sa vitesse de commutation et la simplicité de sa commande.

L'IGBT est utilisé dans les branches les plus divers de l'électronique de puissance et les industries : dans les convertisseurs statiques (Onduleurs, Redresseurs et Hacheurs) pour les alimentations et les FACTS (Système de Transmission Flexible en Courant Alternatif), comme élément de puissance dans les convertisseurs de traction TGV ou propulseur de navires. Ils sont également utilisés dans le secteur automobile pour les véhicules électriques.

Chapitre II

Modélisation et simulation numérique
d'ondeur

Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions.

Les onduleurs ont des structures en pont constituées d'interrupteurs électroniques tel que les transistors IGBT de puissance.

Il existe deux catégories dont on trouve les onduleurs autonomes où la commande des composants semi-conducteurs impose la fréquence des grandeurs alternative de sortie (redresseur et onduleur montés en cascade) [5] et les onduleurs non autonomes qui sont reliés directement à un réseau alternatif dont la fréquence est imposée par ce dernier.

II.1 Familles de convertisseurs statiques

Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques (schéma ci-dessous) :

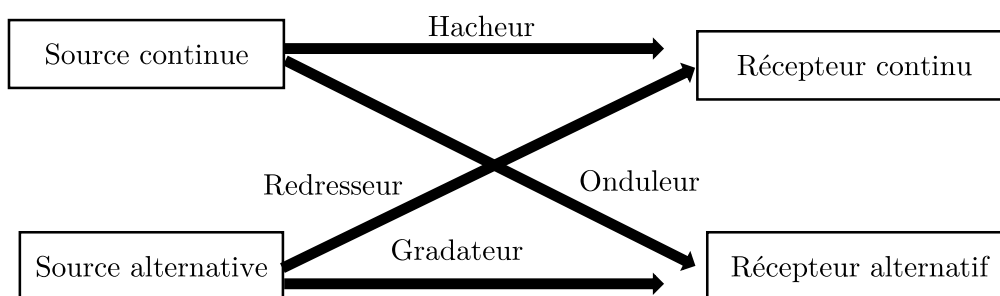


Fig. II. 1 : Familles de convertisseurs statiques

Une notion importante en électronique de puissance comme en électrotechnique est la notion de réversibilité. Un convertisseur statique d'énergie est dit réversible lorsque l'énergie peut transiter dans les deux sens (source-récepteur ou récepteur source) de manière naturelle ou commandée.

II.2 Définition et domaine d'application des onduleurs [3]

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui associent une source d'énergie continue à une charge d'énergie alternative. Ils sont très tributaires des caractéristiques du générateur et du récepteur entre lesquels ils sont insérés, de ces caractéristique découle la nature des commutations à effectuer et les semi-conducteurs à employer.

Les onduleurs sont utilisés dans deux grands domaines :

Alimentation à fréquence fixe

Onduleur de secours pour le matériel informatique dont il permet d'assurer la continuité de l'alimentation en cas de coupures sur le réseau, et de filtrer les éventuels défauts de la tension du réseau (Parasites ou surtensions).

Alimentation à fréquence variable

Variateur de vitesse des machines à courant alternatif. L'intérêt de cet onduleur est de pouvoir produire une tension alternative réglable en amplitude et en fréquence.

La vitesse des moteurs synchrones ou asynchrones est directement liée à la fréquence d'alimentation, donc un onduleur réglable en fréquence permettra de faire varier la vitesse de ces moteurs.

II.3 Différents types d'onduleurs : [2]

II.3.1 Les onduleurs de courant :

Un onduleur de courant est alimenté par une source de courant continu, qui a une inductance interne si grande pour que le courant (i) qui la traverse ne puisse être affecté par des variations de tension (u) à ses bornes, notamment par les brusques variations de (u) correspondant aux commutations. La source continue impose le courant à l'entrée de convertisseur et donc à sa sortie.

II.3.2 Les onduleurs de tension :

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques alimentés par une source de tension continue d'impédance faible n'ayant aucune influence par les variations du courant et qui débite sur une charge de type alternative cela en imposant la tension d'entrée donc la tension de sortie.

Ils sont utilisés dans des domaines d'applications tels que les alimentations de secours et les entraînements à vitesse variable. En général, les onduleurs sont soit monophasé soit triphasé.

II.4 Onduleur monophasé

Pour réaliser un onduleur monophasé, il suffit de disposer d'un interrupteur inverseur K et d'une source de tension continue U , dans le montage pratique deux types sont utilisés :

II.4.1 Onduleur monophasé en demi-pont :

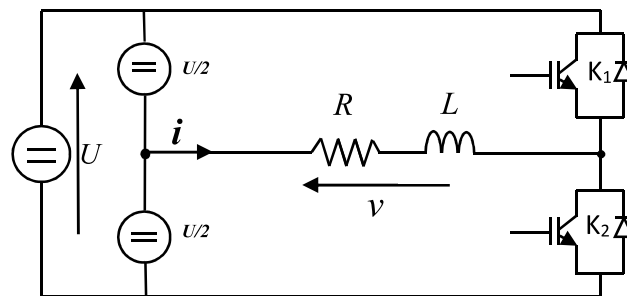


Fig. II-2 : Structure d'un onduleur monophasé en demi-pont

Dans ce type de montage de la Fig. II-2, on fait l'hypothèse que la capacité C des deux condensateurs est suffisamment grande pour que l'on puisse considérer qu'en régime permanent la tension à leurs bornes reste toujours constante et égale à $U/2$.

II.4.2 Onduleur monophasé en pont :

Il est constitué d'une source de tension continue réversible en courant. Les interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 et K_4 sont des interrupteurs commandable à l'ouverture et à la fermeture.

Les diodes en antiparallèles sont supposées idéales. La figure II-3 représente la structure d'un onduleur en pont.

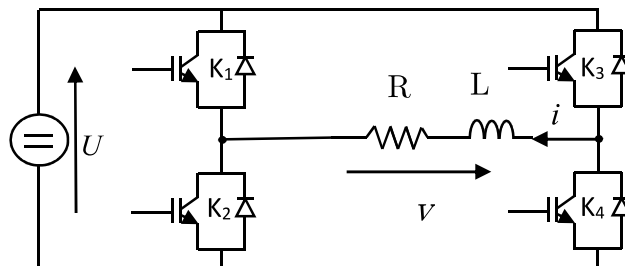


Fig. II-3 : Structure d'onduleur monophasé en pont

L'intérêt des montages en pont ou en demi-ponts réside dans l'utilisation d'une seule source de tension U .

Remarque : La diode en antiparallèle est utilisée quand le courant dans le commutateur est négatif

II.4.3 Principe de fonctionnement [1]

Les onduleurs sont généralement monophasés ou triphasés, pour comprendre leurs principes de fonctionnement, on utilise une source de tension et quatre interrupteurs (K_1, K_2, K_3 et K_4) et une charge alternative qui sont représentés sur la Fig. II.4

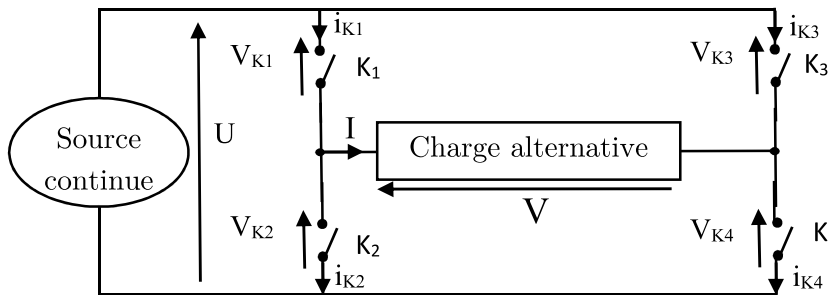


Fig. II-4 : Schéma fonctionnel d'un onduleur monophasé en pont

On suppose que la source et les interrupteurs sont parfaits (chute de tension nul, commutation instantanée) et le récepteur est une charge purement résistive.

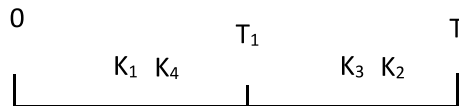
Le courant dans la charge :

$$I = i_{K1} - i_{K2}$$

La tension aux bornes de la charge :

$$V = U - V_{K1} - V_{K4}$$

On applique des séquences de commande aux interrupteurs comme le montre le schéma suivant :



Sachant que : T_1 est la période de conduction de l'interrupteur K_1 et T c'est la période de fonctionnement de l'onduleur

On découpe la période de fonctionnement d'onduleur en deux intervalles de temps.

- Dans L'intervalle $[0, T_1]$ K_1, K_4 sont fermés et K_2, K_3 sont ouverts.

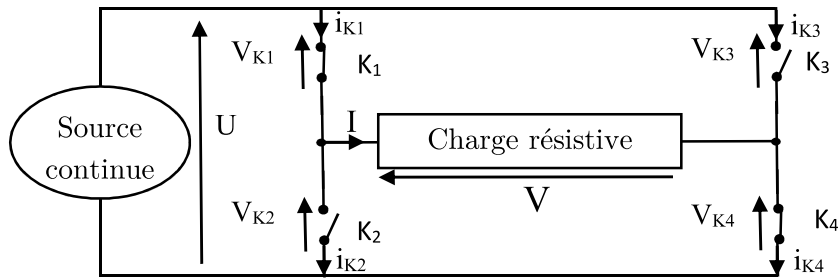


Fig.II-4-1 Schéma fonctionnel d'un onduleur
(Courant débité dans la charge dans l'intervalle $[0, T_1]$)

Tensions et courants dans les interrupteurs :

$$i_{K1} = i_{K4} = i , V_{K1} = V_{K4} = 0$$

$$i_{K2} = i_{K3} = 0 , V_{K2} = V_{K3} = U$$

$$\text{Sachant que } i = I \text{ et } u = V$$

- Dans l'intervalle $[T_1, T]$ K2, K3 sont fermés et K1, K4 sont ouverts

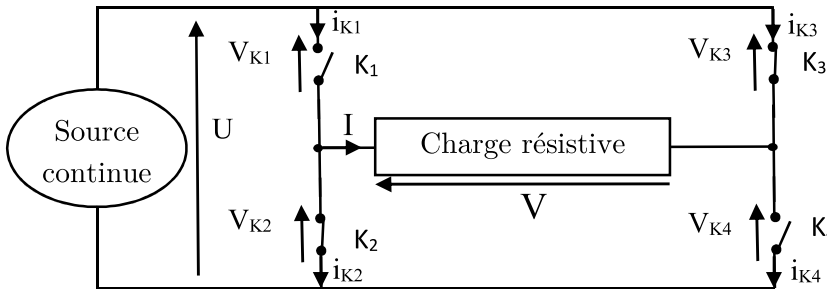


Fig.II-4-2 Schéma fonctionnel d'un onduleur
(Courant débité dans la charge dans l'intervalle $[T_1, T]$)

Tensions et courants dans les interrupteurs :

$$i_{K2} = i_{K3} = -i , V_{K1} = V_{K4} = U$$

$$i_{K1} = i_{K4} = 0 , V_{K2} = V_{K3} = 0$$

$$\text{Avec } I = -i \text{ et } V = -u$$

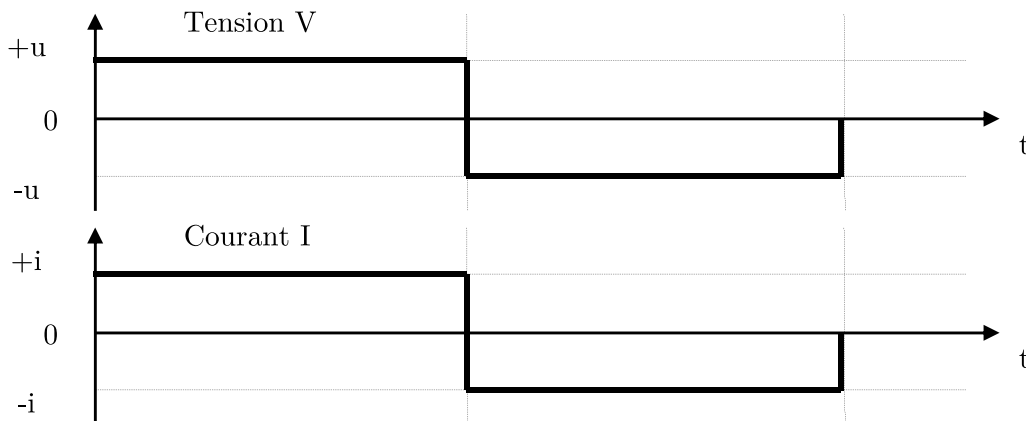


Fig. II-4-3 : Tension et Courant à la sortie de l'onduleur en cas d'une charge résistive

II.5 Onduleur triphasé

L'onduleur de tension triphasé est constitué de trois bras bidirectionnels en courant dont chacun est constitué de deux interrupteurs en série. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode assemblé en antiparallèle (voir la Fig. II.5). Les deux interrupteurs qui sont sur la même cellule sont commandés d'une façon complémentaire. [8]

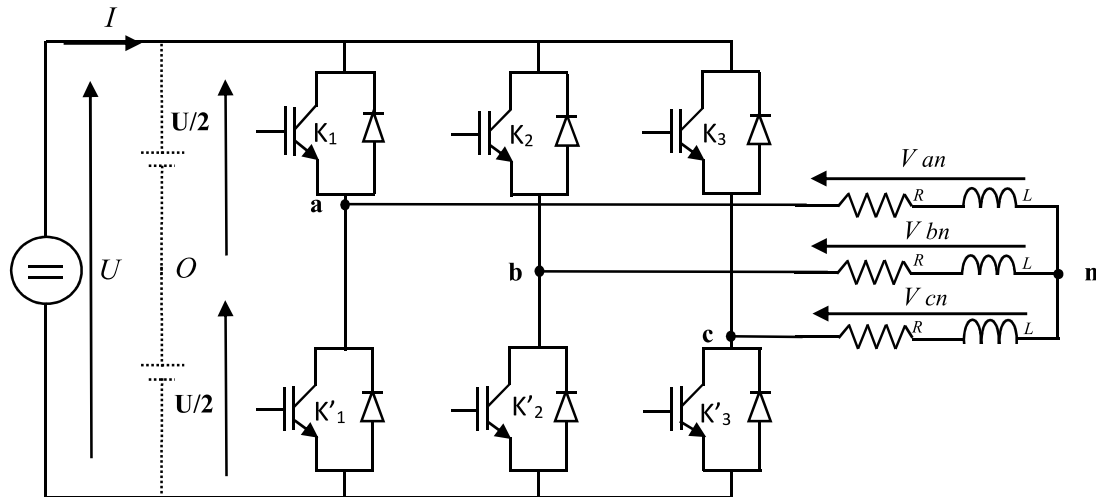


Fig. II-5 : Onduleur de tension triphasé alimente une charge RL équilibrée

Hypothèses simplificatrices :

- Les transistors sont commandables à l'ouverture et à la fermeture.
- Les diodes montées en antiparallèle sont supposées très rapides de façons à considérer la commutation comme instantanée.
- On peut considérer l'ensemble Transistor + Diode en antiparallèle comme un interrupteur parfait.
- Les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaire (en réalité ce sont les diodes en antiparallèle qui assurent cela).
- Le récepteur triphasé est équilibré (les trois résistances et les trois inductances sont identiques entre elles).

II.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé à deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la Fig. II.5. On doit distinguer d'une part les tensions de branche V_{an} , V_{bn} et V_{cn} mesurées par rapport au point neutre n , d'autre part, il y a les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} représentant une charge triphasée équilibrée montée en étoile, pouvant être tirées facilement des tensions simples.

Calcul des tensions simples de sortie de l'onduleur :

Pour avoir les valeurs instantanées des tensions de sortie V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , nous partons des tensions $(V_a - V_o)$, $(V_b - V_o)$ et $(V_c - V_o)$ entre les trois bornes de sorties de l'onduleur et le point fictif (O) au milieu de la source de tension continue :

$$V_{ao} = V_{an} + V_{no} \Rightarrow V_{an} = V_{ao} - V_{no} \quad (1)$$

$$V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \Rightarrow V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \quad (2)$$

$$V_{co} = V_{cn} + V_{no} \Rightarrow V_{cn} = V_{co} - V_{no} \quad (3)$$

Si le récepteur est équilibré, la somme des valeurs instantanées des tensions simples des trois bornes de sorties de l'onduleur est nulle, ce qui permet d'écrire :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (4)$$

En faisant la somme des trois équations (1), (2) et (3) nous donne (5)

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} - 3.V_{no} = 0 \quad (5)$$

Ce qui nous donne l'équation (6) en tirant V_{no} de (5)

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (6)$$

On remplace l'expression (6) dans (1) pour pouvoir aboutir à l'expression (7) qui représente la valeur instantanée de la tension simple V_{an} de la sortie d'onduleur de la phase (a)

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{ao} - V_{no} = V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \\ V_{an} &= \left(1 - \frac{1}{3}\right).V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{bo} + V_{co}) = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{bo} + V_{co}) \end{aligned} \quad (7)$$

Il est de même pour les autres phases, et on trouve les tensions entre les expressions des tensions simples à la sortie de l'onduleur comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} \quad (8)$$

Donnons les 8 configurations réalisables pour un onduleur triphasé dans le tableau suivant :

Les 8 configurations réalisables par un onduleur triphasé	Expressions des tensions simples et composées								
	V_{Oa}	V_{Ob}	V_{Oc}	U_{ba}	U_{ca}	U_{cb}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
	$\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	0	0	0	0	0	0
	$\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	u	0	$-u$	$\frac{u}{3}$	$-2\frac{u}{3}$	$\frac{u}{3}$
	$\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	0	$-u$	u	$\frac{u}{3}$	$\frac{u}{3}$	$-\frac{2u}{3}$
	$\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	u	$-u$	0	$\frac{2u}{3}$	$-\frac{u}{3}$	$-\frac{u}{3}$
	$-\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	$-u$	u	0	$-\frac{2u}{3}$	$\frac{u}{3}$	$\frac{u}{3}$
	$-\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	0	u	$-u$	$-\frac{u}{3}$	$-\frac{u}{3}$	$\frac{2u}{3}$
	$-\frac{u}{2}$	$\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	$-u$	0	u	$-\frac{u}{3}$	$\frac{2u}{3}$	$-\frac{u}{3}$
	$-\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	$-\frac{u}{2}$	0	0	0	0	0	0

Tab2 : Les configurations réalisables d'un onduleur de tension triphasé

Sachant que les tensions V_{aO}, V_{bO}, V_{cO} s'obtiennent en fonction de la tension d'entrée U et des signaux d'allumage C_1, C_2, C_3 des transistors du haut de l'onduleur.

Le système d'équation sera comme suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{aO} \\ V_{bO} \\ V_{cO} \end{pmatrix} = \frac{U}{2} \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{pmatrix} \quad (9)$$

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{pmatrix} \quad (10)$$

Il nous reste de déterminer les fonctions de commande (fonctions logiques) C_i sachant qu'elles dépendent de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion appliquée à l'onduleur.

II.6 Modulation de Largeur d'impulsion

La commande à MLI sert à calculer les valeurs des signaux de commande C_1, C_2 et C_3 dans un onduleur de tension triphasé.

La logique de cette commande consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence de basse fréquence appelé modulante (c'est le signal désiré en sortie) et un signal triangulaire de haute fréquence appelé porteuse.

L'algorithme de commande stipule ceci :

Quand $V_{ref} > V_p$ alors $C_i = 1$ sinon 0 et ceci pour i allant de 1 à 3.

II.6.1 Les techniques de Modulation d'un onduleur de tension

Parmi les techniques de modulation de largeur d'impulsion d'un onduleur on trouve :

II.6.1.1 Modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse sachant qu'en triphasé, les trois référence sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f .

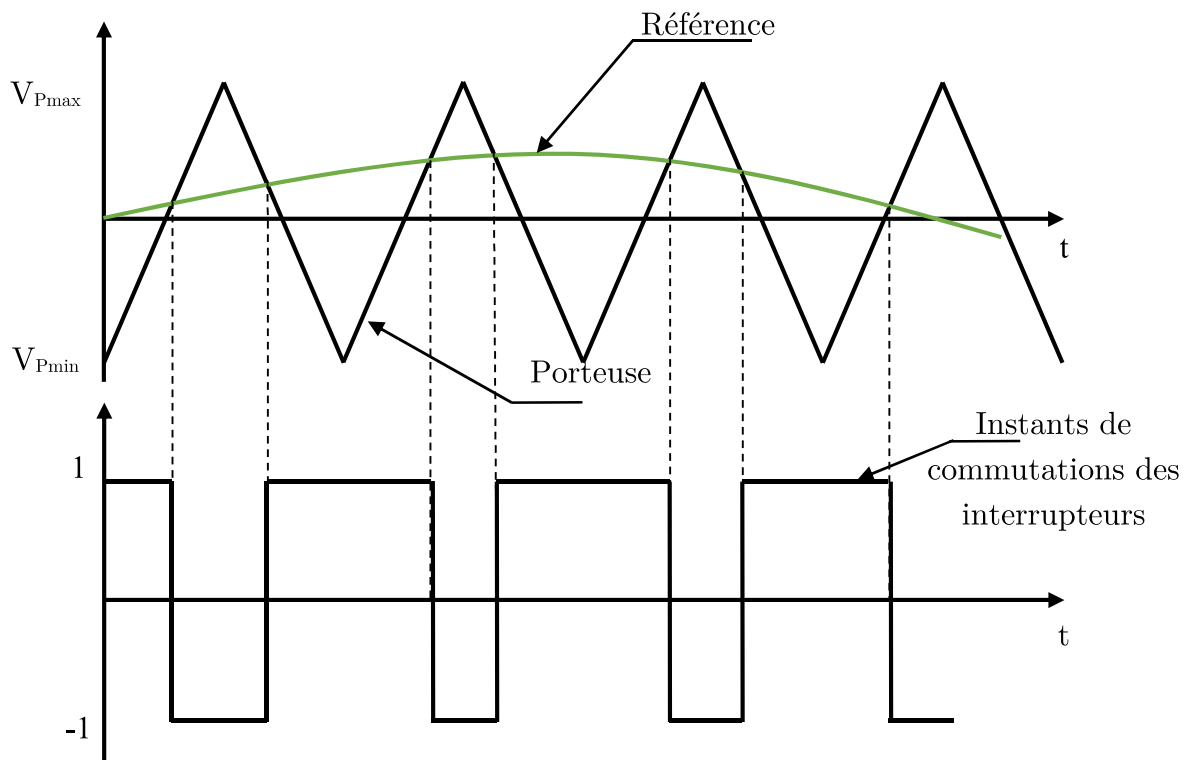


Fig. II-6 : Signal de la commande MLI sinus-triangle

Le signal de la référence est sinusoïdal, donc deux paramètres caractérisent la commande :

- Indice de modulation m , égale au rapport de la fréquence de la modulation (Porteuse) sur la fréquence de référence (Modulante)

$$m = \frac{f_p}{f_m} \text{ Avec } m > 1$$

- Coefficient de réglage en tension r , égale au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

$$r = \frac{U_m}{U_p}$$

L'onduleur de tension à MLI est habituellement le plus 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.

II.6.1.2 Modulation pleine onde

La commande de chaque bras d'onduleur est complémentaire, les commandes sont décalées de $\frac{2\pi}{3} = 120^\circ$

Schéma de puissance est donné sur la Fig. II.5 : Onduleur de tension triphasé alimentant une charge RL équilibrée.

II.7 Simulation sous Matlab Simulink

Après toutes modélisations et conceptions des systèmes physiques on a l'intérêt d'analyser et de prévoir le comportement de ces derniers.

II.7.1 Description du logiciel Matlab

MATLAB pour «Matrix Laboratory», est un logiciel qui a été conçu pour fournir un environnement de calcul numérique de haut niveau. Il est particulièrement performant pour le calcul matriciel car sa structure de données interne est basée sur les matrices. Il dispose également de grandes capacités graphiques pour, par exemple, la visualisation d'objets mathématiques complexes. Son fonctionnement repose sur un langage de programmation interprété qui permet un développement très rapide, pour des applications nécessitant un temps de calcul très élevé.

II.7.2 Description du schéma de simulation

Le schéma bloc de la simulation est présenté dans la figure suivante, se compose de cinq blocs qui sont :

- Bloc de tensions de références
- La génération de la commande MLI
- Bloc onduleur
- Charge triphasée équilibrée

La Fig. II-7 représente le schéma global du système à simuler. Chaque bloc assure la fonction suivante :

- Bloc de tension de référence est constitué de trois Matlab Function modélisées qui nous permet de générer trois ondes d'une forme sinusoïdale de basse fréquence (50Hz).
- Bloc de génération de la commande MLI c'est pour comparer les trois ondes de tension de référence de basse fréquence à une porteuse de haute fréquence (10KHz) de forme triangulaire, à la sortie de ce dernier on récupère trois signaux C1, C2 et C3 qui sont injectés dans le bloc d'onduleur pour commander la commutation des transistors.
- Bloc d'onduleur contient trois Matlab Fun modélisées à partir des signaux de commande et la tension d'entrée d'onduleur, à la sortie on récupère des tensions simples pour chaque phase de l'onduleur.

- Bloc de la charge est une modélisation de trois Matlab Function pour avoir une charge triphasée équilibrée montée en étoile. (Charge R et RL)

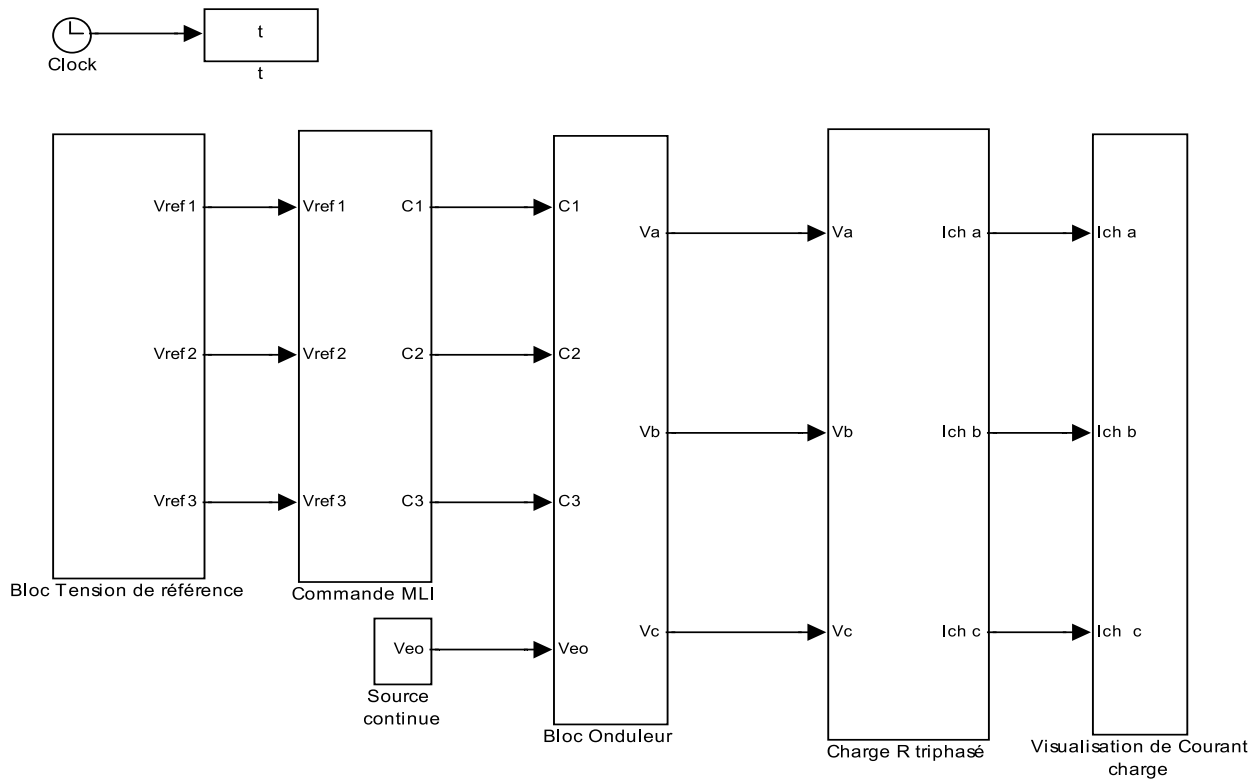


Fig. II-7 : Schéma bloc de la simulation

Donnant le fichier paramètres de l'onduleur

```
f=50; % La fréquence du réseaux (Hz)
w=2*pi*f;
Vmax=0.8; % Amplitude des tensions de références (V)
Veo=220*sqrt(2)*3/2; % Tension de l'entrée de l'onduleur (V)

Ra=50; % Résistance de la phase a en Ohm
Rb=50; % Résistance de la phase b en Ohm
Rc=50; % Résistance de la phase c en Ohm
La=0.16; % Inductance de la phase a en Henry
Lb=0.16; % Inductance de la phase b en Henry
Lc=0.16; % Inductance de la phase c en Henry
```

Avec une fréquence de la porteuse triangulaire de 10 KHz

II. 7.3 Résultats de la simulation (Cas de la charge résistive R)

Pour une charge résistive triphasée équilibrée $R=50\Omega$, on a obtenu les résultats suivants :

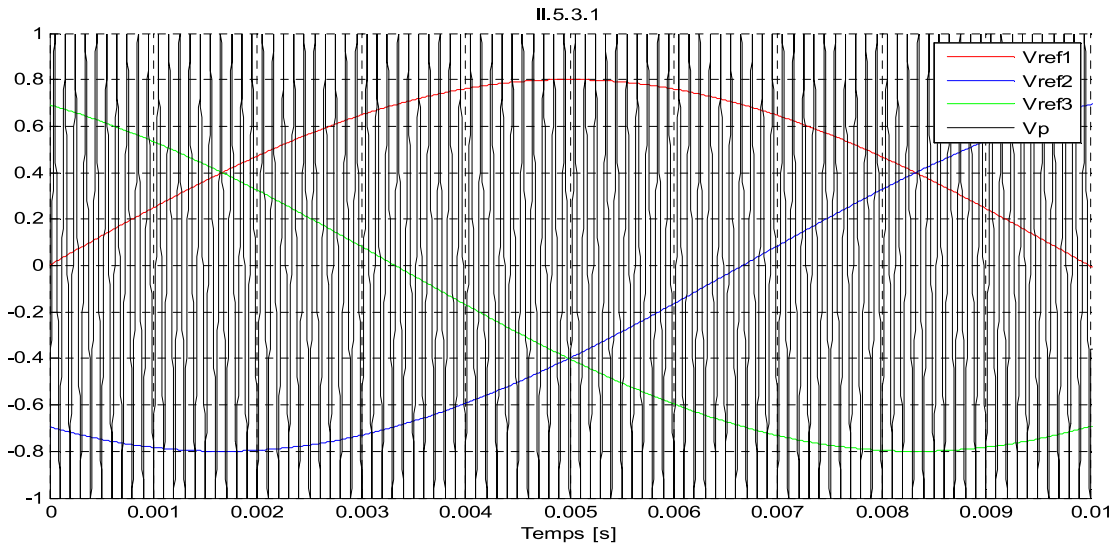


Fig.II.5.3.1 : Trois ondes de tension de référence et la porteuse

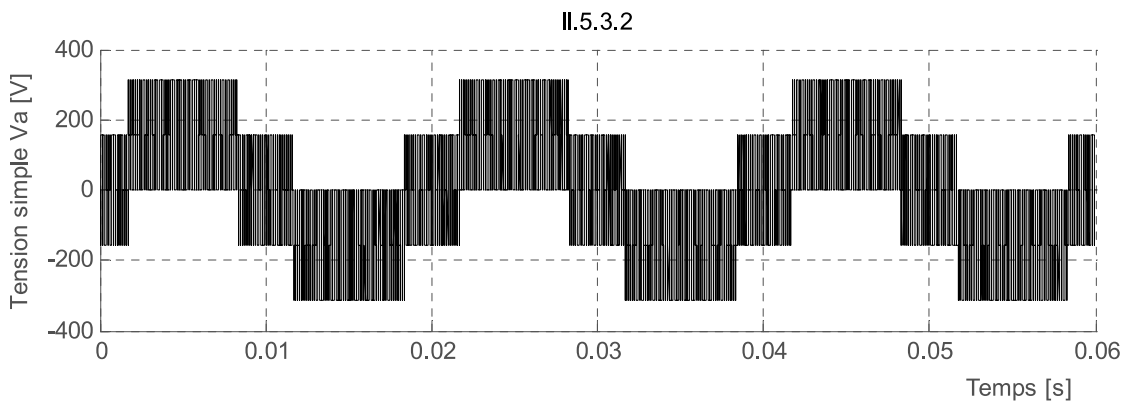


Fig.II.5.3.2 : Tension simple V_a à la sortie d'onduleur

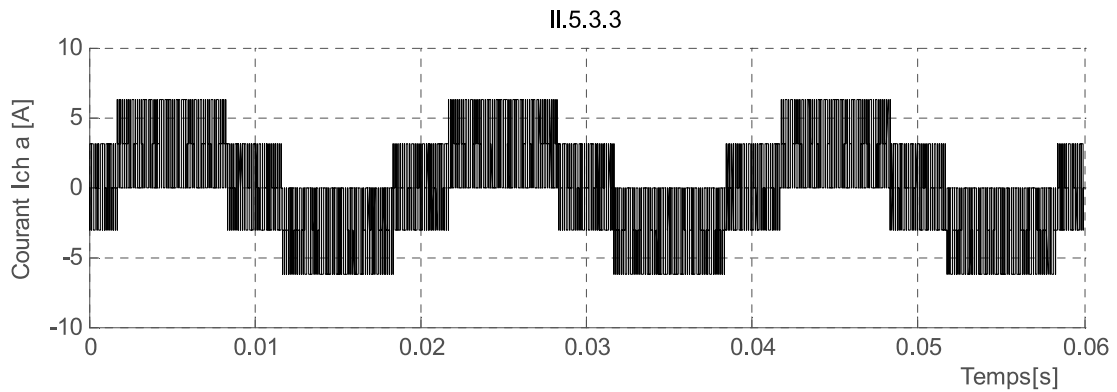


Fig.II.5.3.3 : Courant de charge de la phase 'a'

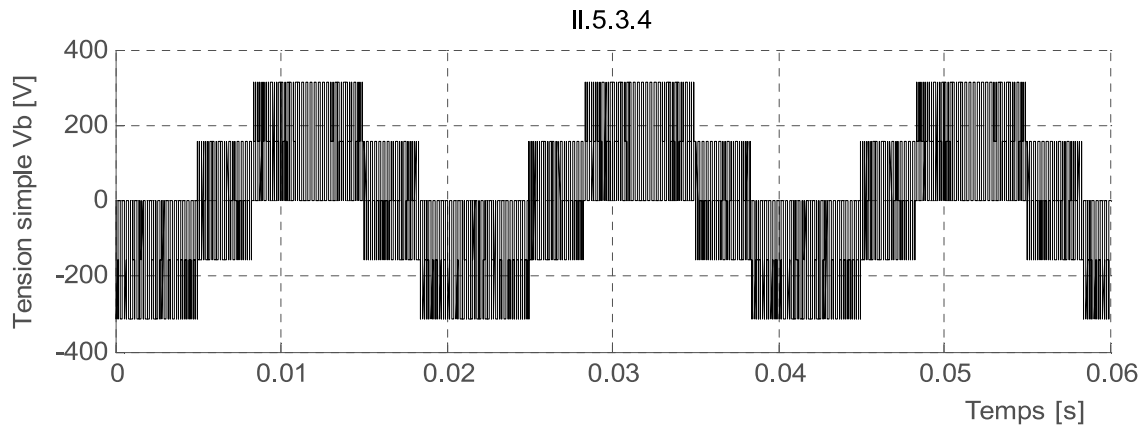


Fig.II.5.3.4 : Tension simple Vb à la sortie d'onduleur

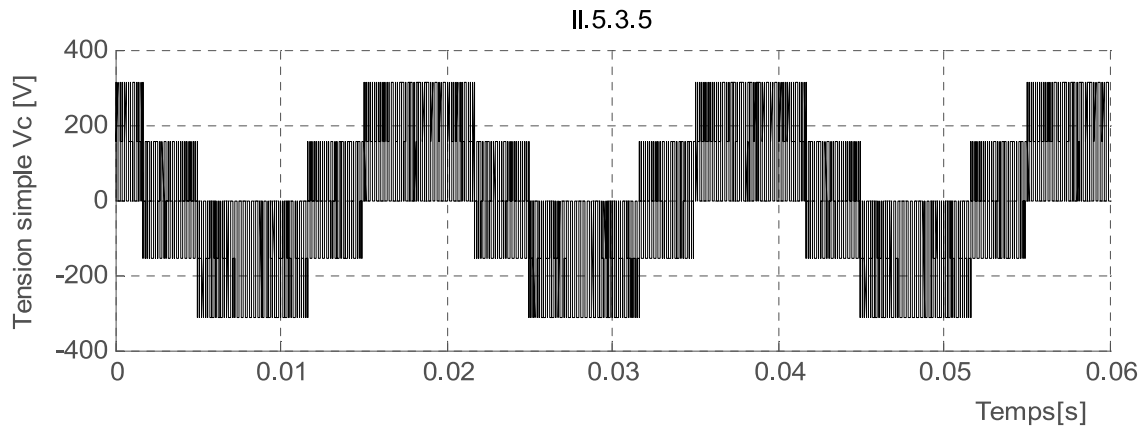


Fig.II.5.3.5 : Tension simple Va à la sortie d'onduleur

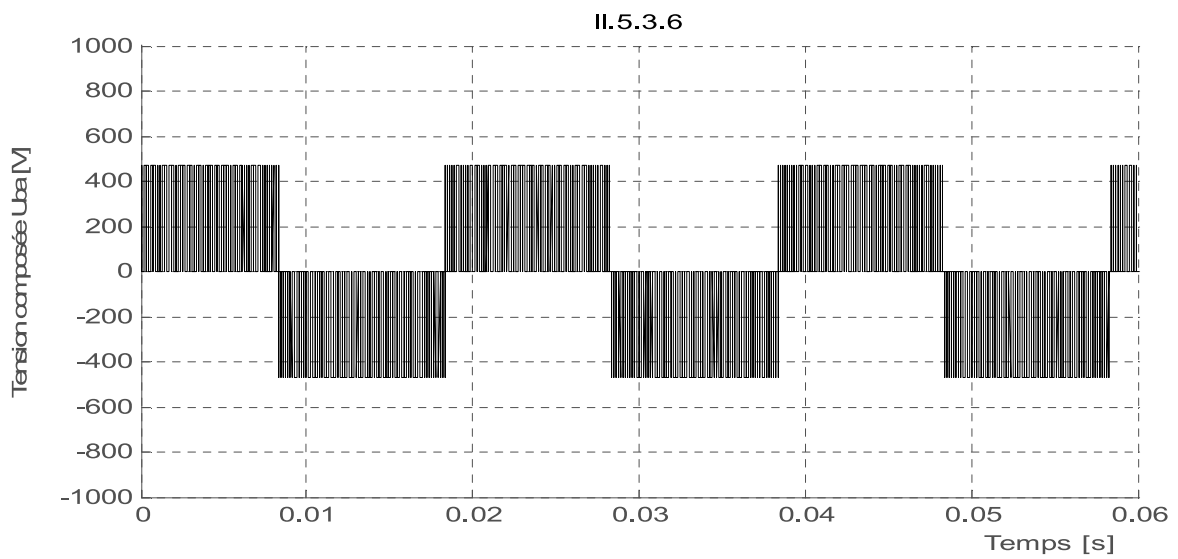


Fig.II.5.3.6 : Tension composée Uba entre phases 'a' et 'b'

Interprétations des résultats de la simulation sous Matlab Simulink

- La **Fig. II-5.3.1** représente les trois ondes des tensions de référence de basse fréquence (50Hz) et de la porteuse triangulaire de fréquence élevée (10KHz).
- La **Fig. II-5.3.2** représente la tension simple V_a à la sortie d'onduleur, elle est d'une forme de créneaux d'amplitude $\frac{U}{3}, \frac{2U}{3}, 0, \frac{-U}{3}, -\frac{2U}{3}$.
- La **Fig. II-5.3.3** représente l'allure de courant $I_{ch a}$ aux bornes de la charge résistive de la phase a. (L'allure du courant suit celle de la tension simple dans le cas d'une charge résistive) pas de déphasage entre le courant et la tension sauf que l'amplitude du courant $I=V/R$
- Les **Fig. II-5.3.4** et **II-5.3.5** représentent les tensions simples V_b, V_c à la sortie d'onduleur de la phase b et c. (elles sont de même forme que celle de la tension V_a déphasées de $2\pi/3$ entre elles).
- La **Fig. II-5.3.6** représente la tension composée U_{ba} . Elle est sous la forme de créneaux d'amplitude $U, -U$. Sachant que U est la tension d'entrée de l'onduleur.

II.7.4 Résultats de la simulation (Dans le cas de la charge inductive RL)

Les résultats de la simulation sur une charge inductive triphasée équilibrée alimentée par un Onduleur de tension triphasé avec $R=50\Omega$, $L=0,16\text{Henry}$, sont donnés sur les figures ci-dessous :

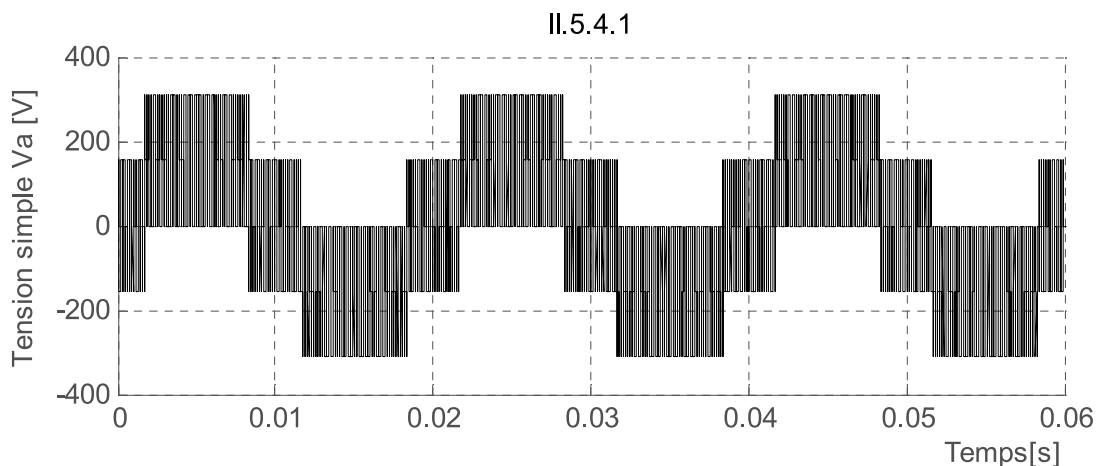


Fig.II.5.4.1 : Tension simple V_a à la sortie de la phase 'a' d'onduleur

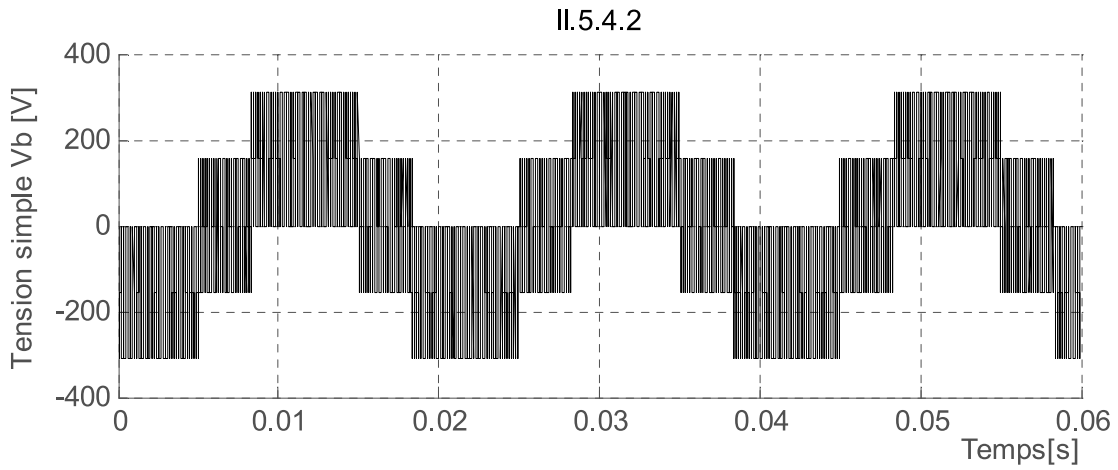


Fig.II.5.4.2 : Tension simple Vb à la sortie de la phase 'b' d'onduleur

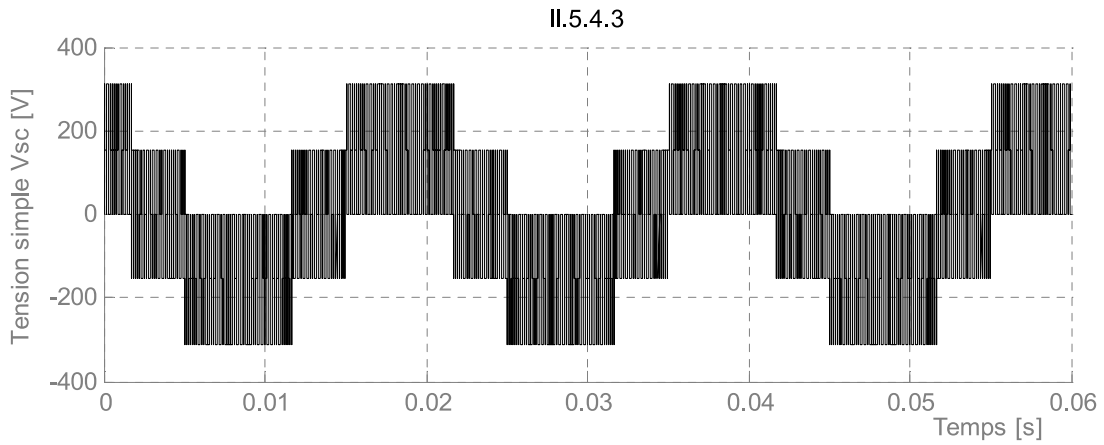


Fig.II.5.4.3 : Tension simple Vsc à la sortie de la phase 'c' d'onduleur

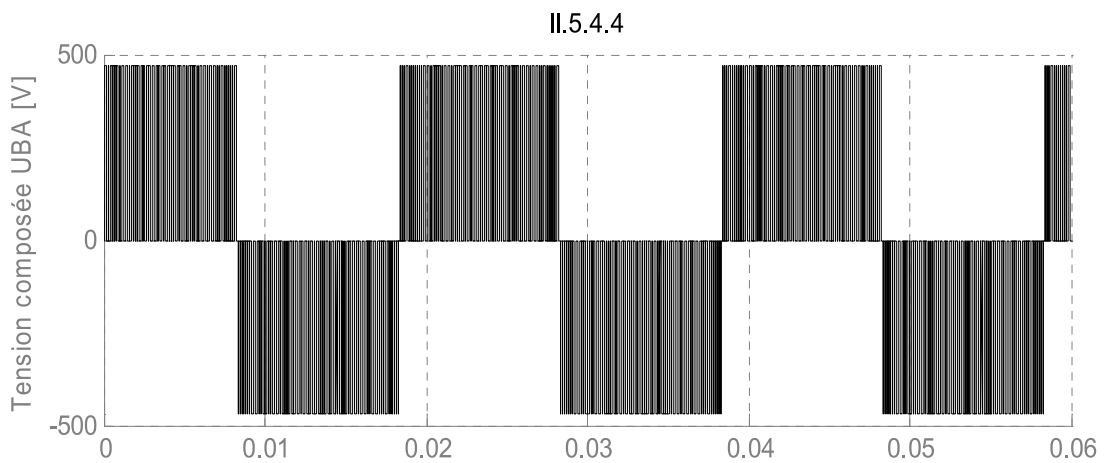


Fig.II.5.4.4 : Tension composée Uba entre phases 'a' et 'b'

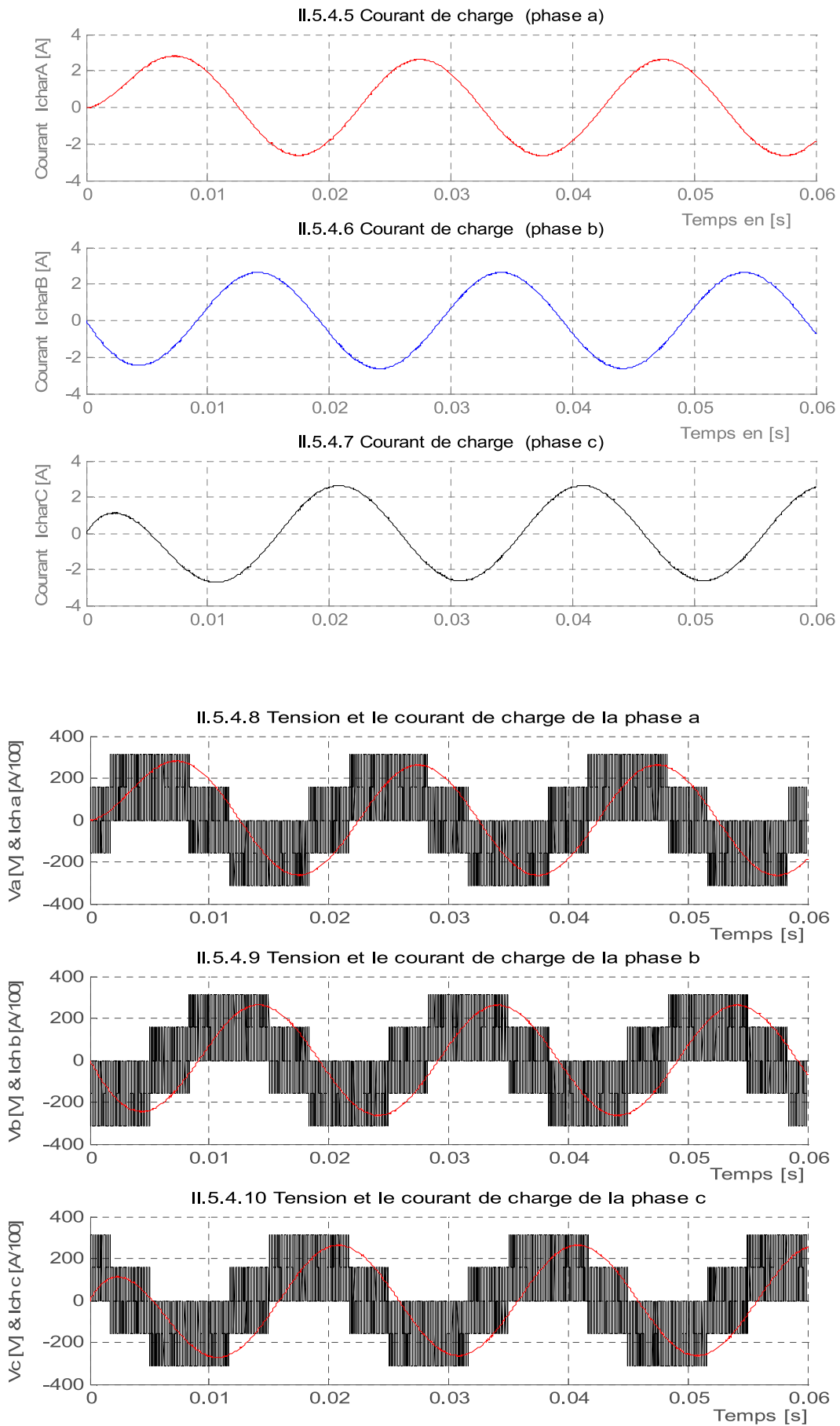


Fig.II.5.4.11 : tension simple et courant de charge pour chaque phase 'a' , 'b' et 'c'

Interprétations des résultats de la simulation :

- Les Fig. II-5.4 (1,2 et 3) ont les mêmes formes des tensions obtenues avec la charge résistive.
- La Fig. II-5.4.4 représente la tension composée au bornes de la phase a et b.
- La Fig. II-5.4 (5,6 et 7) représente le courant de charge de la phase a, b et c.
- Les Fig. II-5.4 (8,9 et 10) représentent les tensions simples à la sortie de chaque phase d'onduleur et le courant aux bornes de la charge. Il y'a un déphasage entre la tension et le courant de charge RL et cela est dû à l'opposition de l'inductance aux variations de courants ce qui laisse le courant est en retard par rapport à la tension.

Conclusion

L'alimentation des charges d'énergies alternatives par un réseau triphasé ne permet pas à ces commandes une fréquence désirée, alors on fait recours à l'alimentation par un convertisseur statique délivrant une tension d'amplitude et de fréquence variable.

Dans ce chapitre, on a modélisé un onduleur de tension triphasé à base de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI sinus-triangle) selon la façon de définir la commutation des interrupteurs (transistors)

Chapitre III

Mise en œuvre du circuit Driver

ARCAL2106

Introduction

Le principe de la réalisation d'un onduleur de tension à base de transistor IGBT de puissance, nécessite un bon choix des composants de ses différents étages dont il faut respecter les différentes contraintes tel que les contraintes électriques, thermiques, le cout et la disponibilité.

Dans ce qui suit l'étude de la mise en œuvre de la carte driver ARCAL2106 pour le pilotage des transistors d'IGBT de puissance est nécessaire pour le bon fonctionnement et la protection des circuits de commande et le circuit de puissance dans la réalisation d'onduleur.

III.1 Alimentations stabilisées basses tension

Les alimentations stabilisées ont un rôle très important dans la réalisation de la commande de l'onduleur, pour cela il est primordial de les construire très soigneusement.

Le circuit de commande de l'onduleur a besoin de trois alimentations stabilisées à basse tension (5V, 15V et 12V).

Les domaines d'utilisation de ces alimentations sont :

- La tension 15V pour alimenter le driver ARCAL-2106.
- La tension 12V pour alimenter les ventilateurs servant à évacuer la chaleur accumulée dans l'onduleur.
- La tension 5V pour alimenter le trigger de schmitt ainsi que pour les portes logique.

III.2 Dimensionnement des composants de ces alimentations

Les alimentations stabilisées sont basées sur le principe d'abaissement de tension par un transformateur et un ou plusieurs ponts de diodes pour le redressement.

Suivie d'un filtre capacitif car la tension redressée n'est pas parfaitement continue, ce filtre est constitué d'un condensateur qui a une capacité de 1000 μ F et une résistance de surcharge pour permettre au condensateur de se décharger au repos.

On ajout un régulateur de tension monté avec deux condensateurs l'un est polarisé et l'autre non polarisé, il est nécessaire afin que cette tension sera à une valeur constante.

Enfin, on termine par une LED qui nous permet de s'assurer le bon fonctionnement de circuit monté en série avec une résistance de protection.

La figure suivante montre le schéma synoptique de ces alimentations :

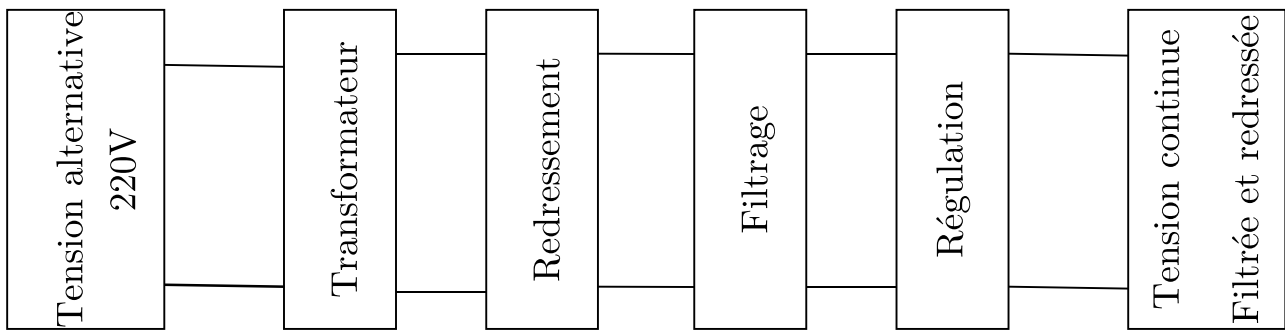


Fig.III-1 : Schéma de principe de l'alimentation stabilisée

➤ **Liste des composants utilisés dans les alimentations**

✓ **Alimentation +5V**

- Transformateur abaisseur
- Pont à diode
- Régulateur de tension type 7805 (Voir l'annexe)
- C1 et C3 : condensateurs polarisés d'une capacité de 1000 μ F
- C2 et C4 : condensateurs non polarisés d'une capacité de
- R : résistance de protection de 3 K Ω
- L : voyant de couleur (LED)

✓ **Alimentation +15V**

- Transformateur abaisseur (220/18) V
- Pont à diode
- Régulateur de tension type 7815 (Voir l'annexe)
- C1 et C3 : condensateurs polarisé d'une capacité de 1000 μ F
- C2 et C4 : condensateurs non polarisé d'une capacité de
- R : Résistance de protection de 3K Ω
- L : Voyant de couleur verte (LED)

✓ **Alimentation +12V**

- Transformateur abaisseur 220/15V
- Pont à diode
- Régulateur de tension type 7812 (Voir l'annexe)
- C1 et C3 : condensateurs polarisé de 1000 μ F
- C2 et C4 : condensateurs non polarisé de
- R : Résistance de protection de 3K Ω
- L : voyant de couleur (LED)

Donnant le schéma classique et électrique d'une alimentation stabilisée sur les figures suivantes :

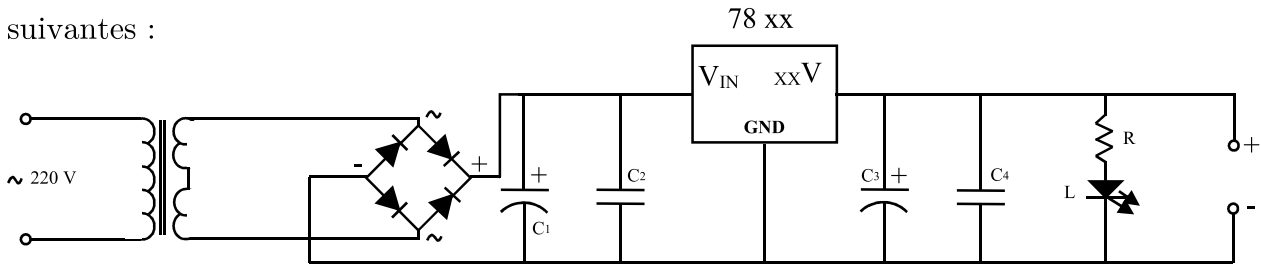


Fig.III-2 : Schéma classique d'une alimentation stabilisée

III.3 Description et rôle du Driver ARCAL 2106

Le driver ARCAL2106 est basé sur un module Scale, permet de piloter deux interrupteurs de puissance (IGBT ou MOSFET) en toute sécurité qui sont regroupés sur une même carte. Ce dernier supporte une tension maximale de 15V ou dessous de potentiel 0V. Il génère un temps mort de 5.5 μ S par défaut. (Voir annexe I).

III.3.1 Mode de fonctionnement du Driver ARCAL2106

Il existe deux mode de fonctionnement de la carte driver ARCAL2106 et ils sont :

- Le mode "DIRECT" permet de piloter indépendamment les deux sorties.
- Le mode "HB" (Half-Bridge) est dédié aux systèmes de type "demi-pont".

✓ Mode direct

Dans ce mode, les sorties sont pilotées indépendamment l'une de l'autre par les entrées InA et InB. Il n'y a pas de blocage entre les différents canaux de transmission. Les différentes sécurités arrêtent cependant les deux sorties et activent le signal de défaut unique. Un niveau logique haut sur une entrée InX correspond à la mise en conduction de l'IGBT correspondant. Les deux voies étant considérées comme indépendantes, aucun temps mort n'est généré par le driver. Il est donc possible d'activer les deux sorties d'état en même temps.

La configuration de ce mode est donnée sur la figure Fig. III-4 :

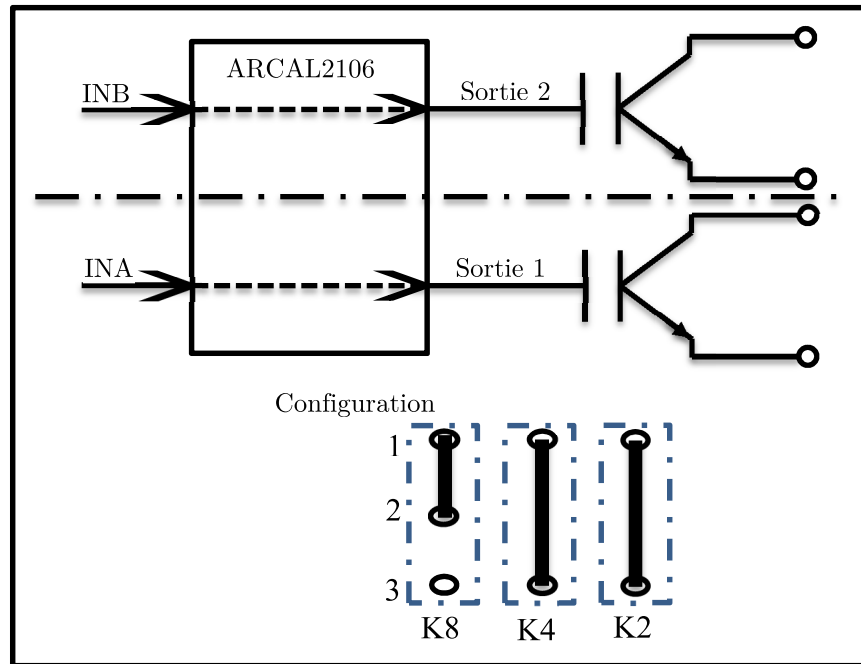


Fig. III-4 : Configuration du mode direct

✓ Mode demi-pont (Half-bridge)

Le mode "Demi-pont" ou "HB" est dédié aux applications basées sur une structure de type "Bras" où l'on retrouve deux interrupteurs en série, commandés de manière complémentaire (les onduleurs ou les hacheurs en demi-pont et pont). Dans ce cas, les deux sorties ne sont plus indépendantes : l'entrée InA permet de contrôler l'état du bras et l'entrée InB sert pour donner le signal d'inhibition des sorties.

Un niveau logique bas sur InB force les deux sorties au niveau bas, quel que soit l'état d'InA. Lorsque l'entrée InB est au niveau logique haut, l'état des sorties dépend de l'entrée InA. Dans ce mode le driver peut générer des temps morts directement dans une gamme d'environ 100ns jusqu'à plusieurs microsecondes.

La configuration de ce mode est donnée dans la figure suivante :

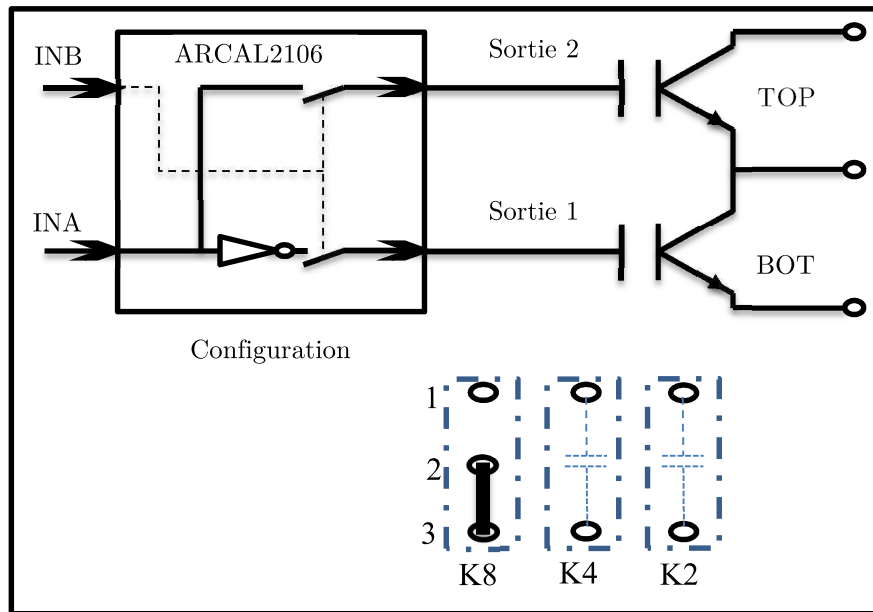


Fig.III-5 : Configuration du mode Half-Bridge

III.3.2 Trigger de Schmitt

Les entrées INA et INB sont équipées de trigger de Schmitt dont les seuils de basculement sont d'environ 1/3 et 2/3 du niveau logique sélectionné. Un niveau logique haut correspond à une entrée active (logique positive).

L'étage d'entrée du driver comporte des diodes de protection contre les tensions négatives ou supérieures à VDD. Si ces limites sont dépassées un échauffement anormal et/ou une surconsommation peuvent survenir. Des précautions particulières doivent être prises en cas d'utilisation du driver avec de grandes longueurs de câble.

Le trigger de schmitt est un circuit intégré qui transforme les signaux électrique de n'importe qu'elle forme en signaux carrés. Il est appelé également bascule à seuil.

A l'instant t_1 , la tension présente à l'entrée atteint le seuil de basculement V_{T+} , la sortie passe très rapidement du niveau logique bas au niveau logique haut.

Au cours du front descendant, c'est à l'instant t_2 que le signal d'entrée franchit le seuil de basculement V_{T-} . La sortie passe alors très rapidement du niveau logique haut au niveau logique bas.

Les deux instants de basculement sont les deux instants où le signal franchit pour la première fois le seuil considéré. Il est évident que plus la différence $(V_{T+}) - (V_{T-})$ est importante, plus ce circuit sera fiable et insensible aux fluctuations parasites superposées au signal originel. Comme illustré sur la figure ci-dessous :

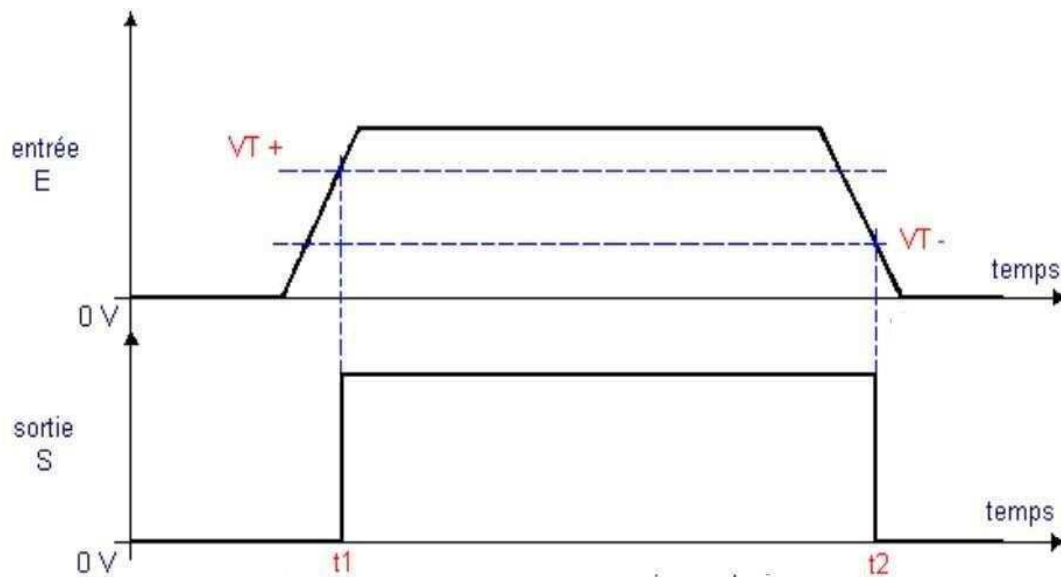


Fig.III.6 : Caractéristique d'un trigger de schmitt

III.3.3 Isolation galvanique [7]

De nombreux problèmes sont rencontrés lors de fonctionnement en liaison direct entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

Afin d'éviter tout problème de ce genre, le circuit de commande doit être électriquement isolé du circuit de puissance.

L'isolation galvanique sert à séparer des parties d'un système électrique, de telle sorte qu'aucun courant ne puisse passer d'une partie à l'autre. Pourtant entre ces parties, il y a un échange d'énergie ou d'information, mais pas électrique. C'est le cas des transformateurs (énergie électromagnétique), des Opto-coupleurs (lumière infrarouge).

D'autres échanges peuvent être mécaniques, acoustiques, capacitifs, radio fréquence, etc.

L'isolation électrique permet de rompre les boucles de masse entre deux systèmes qui partagent la même ligne de masse.

Dans notre cas cette isolation est assurée par un transformateur miniaturisés qui sont donnés sur la figure ci-dessous

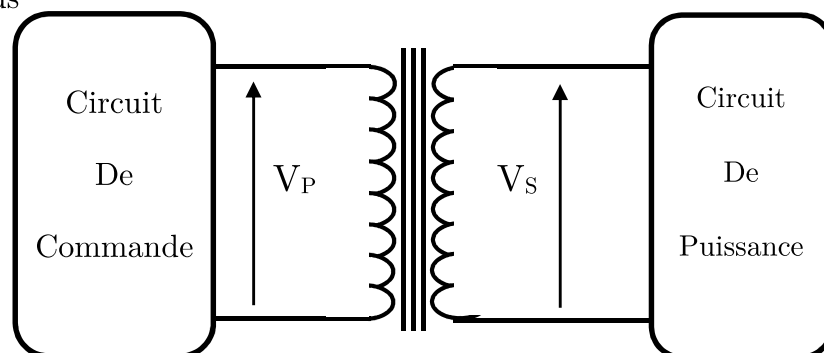


Fig. III-7 : Enroulements primaire et secondaire d'un transformateur

Le transformateur d'isolement comporte deux enroulements presque identiques au primaire et au secondaire. Le nombre de spires du secondaire est souvent très légèrement supérieur au nombre de spires du primaire afin de compenser la faible chute de tension en fonctionnement.

Le transformateur permet une isolation électrique de deux circuits, le primaire et le secondaire n'ont aucune connexion électrique entre eux. Seul induction électromagnétique permet au primaire d'agir sur le secondaire et inversement. Il possède des avantages suivants : temps de retard minimum, pas d'effets de dégradation, durée de vie maximale et la capacité d'obtenir des tensions d'isolement de l'importe quelle grandeur désirée. Exemple : probabilité de défaillance d'un transformateur du type utilisé dans les pilotes d'échelle mieux par un facteur de 20 à celle d'un coupleur optique haute qualité.

III.4 Tests de la carte ARCAL2106

Les tests effectués sur la carte driver ARCAL2106 en pilotant un module d'IGBT de puissance dans un hacheur série débité sur une charge purement inductive (L) et une charge inductive (RL).

III.4.1 Hacheur série alimente une charge purement inductive L

Le hacheur série permet de transformer une tension continue fixe en une tension d'alimentation plus faible réglable par l'utilisateur. Il est constitué d'un module transistor IGBT et une inductance.

La figure suivante montre le schéma de montage d'un hacheur série en court-circuitant le transistor du bas du module IGBT.

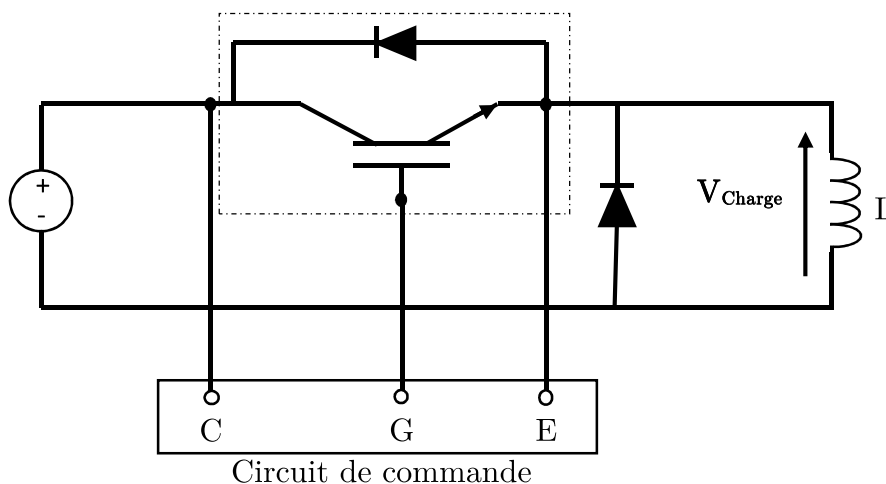


Fig. III-8 : Schéma du montage d'un hacheur série alimente une charge L

Le circuit de montage est alimenté par une source de tension continue variable qu'on a réglée à 5 Volts.

On a commandé la base du transistor IGBT à l'aide d'une tension rectangulaire (GBF) à partir de l'entrée INA de la carte driver ARCAL et on a fixé la fréquence du signal de commande à

$f_c = 5,3 \text{ KHz}$ et la tension d'alimentation $V = 5,03 \text{ Volts}$

On a alimenté la carte ARCAL 2106 avec une tension stabilisée de 15 Volts.

Le 'INA' et le 'INB' qui sont sur la carte ARCAL de la Figure.III-4 sont alimentés par une tension stabilisée de 5Volts.

La figure suivante représente le model du transistor IGBT SKM100GB 132D utilisé dans le montage de la figure III-8 :



Fig. III-9 : Model de transistor IGBT SKM 100GB 123D

Caractéristique du module d'IGBT SKM100 GB123D :

- La tension du collecteur émetteur $V_{CEmax}=1200 \text{ Volts}$.
- Le courant du collecteur $I_{Cmax} = \begin{cases} 100 \text{ A à } T = 25^{\circ}\text{C} \\ 90 \text{ A à } T = 80^{\circ}\text{C} \end{cases}$
- La tension du la grille émetteur $V_{GE} = [-8 : +20\text{V}]$

Les autres caractéristiques sont données dans l'**annexe II**

Résultat de la visualisation de la tension de commande et la tension aux bornes de la charge L

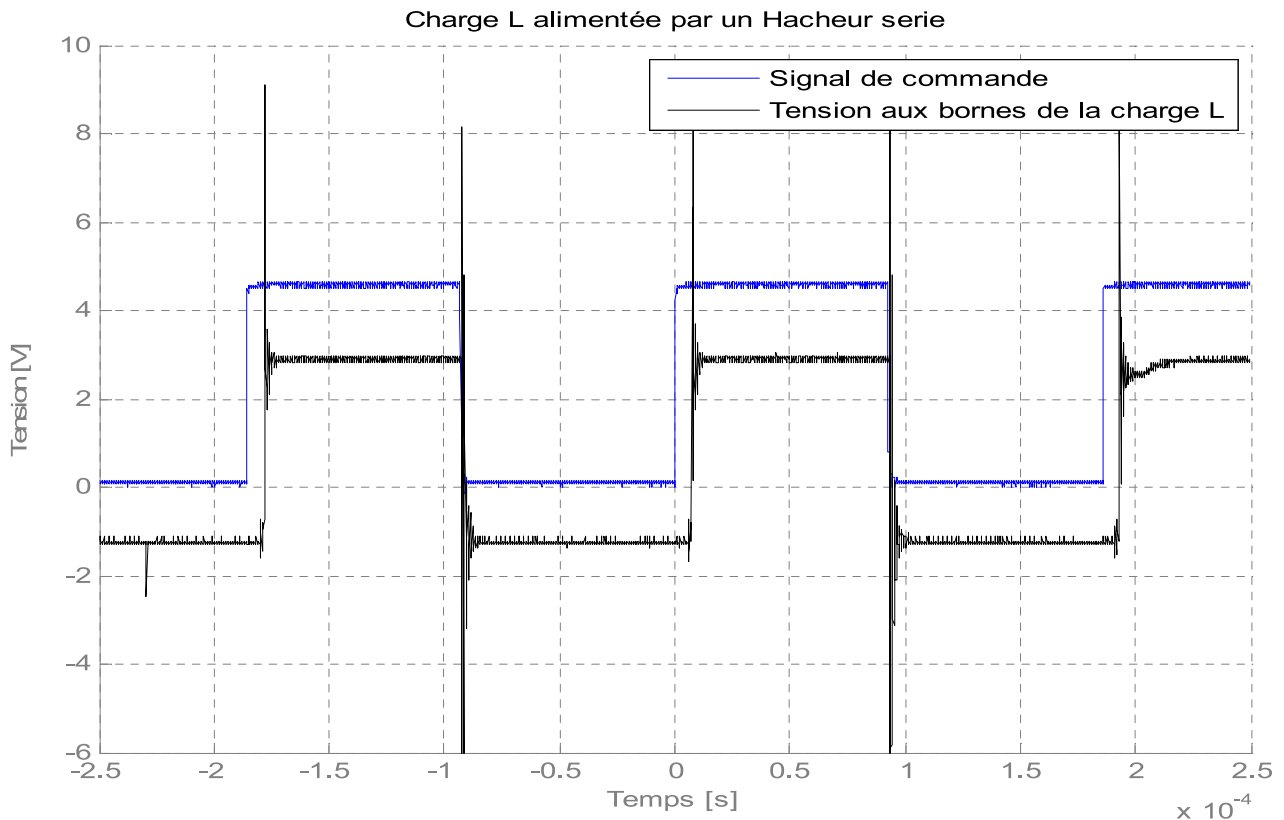


Fig. III.10 : la visualisation des tensions de commande et de charge L

Interprétation des résultats de la visualisation des tensions de commande et la tension aux bornes de la charge L

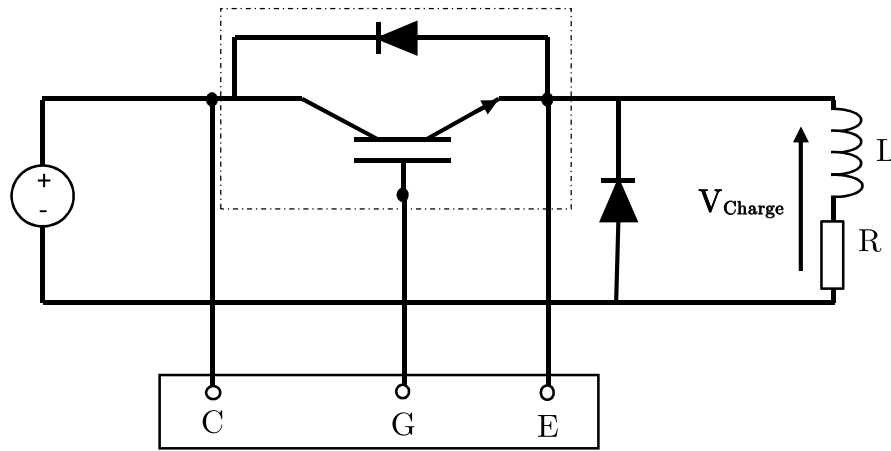
La tension de commande du transistor par la carte driver ARCAL2106 (reliée à la base) est d'une forme de créneaux (carré), de fréquence $f_c = 5,3 \text{ KHz}$. Lorsque cette tension de commande est positive, elle rend le transistor passant et l'inductance se charge en courant. Lorsque cette tension est nulle, elle bloque le transistor.

On remarque que les deux allures sont décalées d'un temps t_m de commutation qu'on appelle un temps mort généré par la carte Driver ARCAL2106 et il est environ $t_m \approx 5.58 \mu\text{s}$.

On remarque que la tension de charge prend des valeurs négatives, cela est dû à la tension de seuil de la diode de roue libre.

III.4.2 Hacheur série alimente une charge RL

La figure suivante représente le schéma de montage d'un hacheur série alimente une charge RL avec une tension d'alimentation de $U=5\text{Volts}$



Circuit de commande

Fig. III-11 : Schéma du montage d'un hacheur série alimente une charge RL

Résultat de la visualisation de la tension de commande et la tension aux bornes de la charge RL

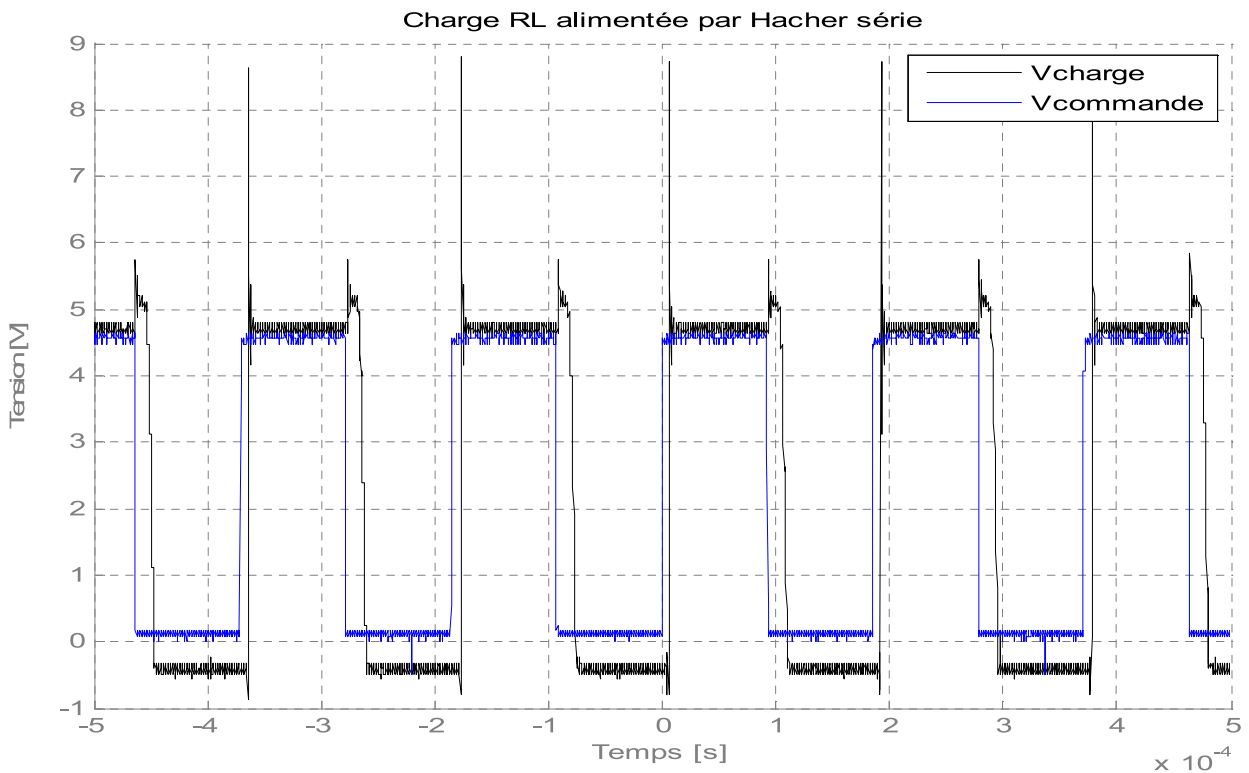


Fig. III.12 : la visualisation des tensions de commande et de charge RL

Interprétation des résultats de la visualisation des tensions de commande et la tension aux bornes de la charge RL

La tension de commande du transistor (V_{Commande}) est la même que celle obtenue dans le cas d'une charge L d'une même fréquence.

On remarque que les deux allures sont décalées (déphasées) d'un temps $t_m \simeq 5.3 \mu\text{s}$ et cela dû à la charge de l'inductance juste après l'amorçage du transistor et elle se décharge après l'amorçage de la diode de roue libre.

Conclusion

Nous avons consacré ce chapitre à la mise en œuvre de la carte driver ARCAL2106 qui apparaît très récemment le dispositif le plus intéressant dans les divers branches de l'électronique de puissance en tenant compte de sa simplicité d'utilisation et son faible coût.

Le driver ARCAL2106 est utilisé généralement dans la réalisation des convertisseurs statiques (Onduleurs, Hacheurs,...) dans le pilotage des modules d'IGBT de puissance en toute sécurité.

Conclusion générale

Conclusion générale

Après avoir effectué une étude sur l'onduleur de tension triphasé dont on a choisi la commande de Modulation de Largeur d'Impulsion sinus-triangle comme stratégie de commande.

La simulation numérique sous Matlab de ce système sur les deux charges résistive et inductive nous a permis de prévoir le comportement des grandeurs de sorties d'onduleur dont il s'agit de la tension simple à la sortie d'onduleur et le courant aux bornes de la charge utilisée.

L'étude de la réalisation d'un onduleur de tension triphasé nous a dirigés vers la mise en œuvre du circuit Driver de la carte ARCAL2106 pour enfin piloter les transistors IGBT de puissance de chaque bras d'onduleur.

Nous avons fait des tests sur la carte ARCAL2106 dans un hacheur série alimenté une charge purement inductive L et une charge inductive RL dont on a constaté que la commutation du transistor et la diode de roue libre du circuit de montage est parfaitement en toute sécurité.

L'utilisation de la carte ARCAL2106 dans la réalisation d'onduleur assure le bon fonctionnement de ce dernier dans la commutation des transistors d'un même bras car elle génère un temps mort qui rend la commutation des transistors à la fermeture et à l'ouverture, complémentaire pour éviter les courts-circuits.

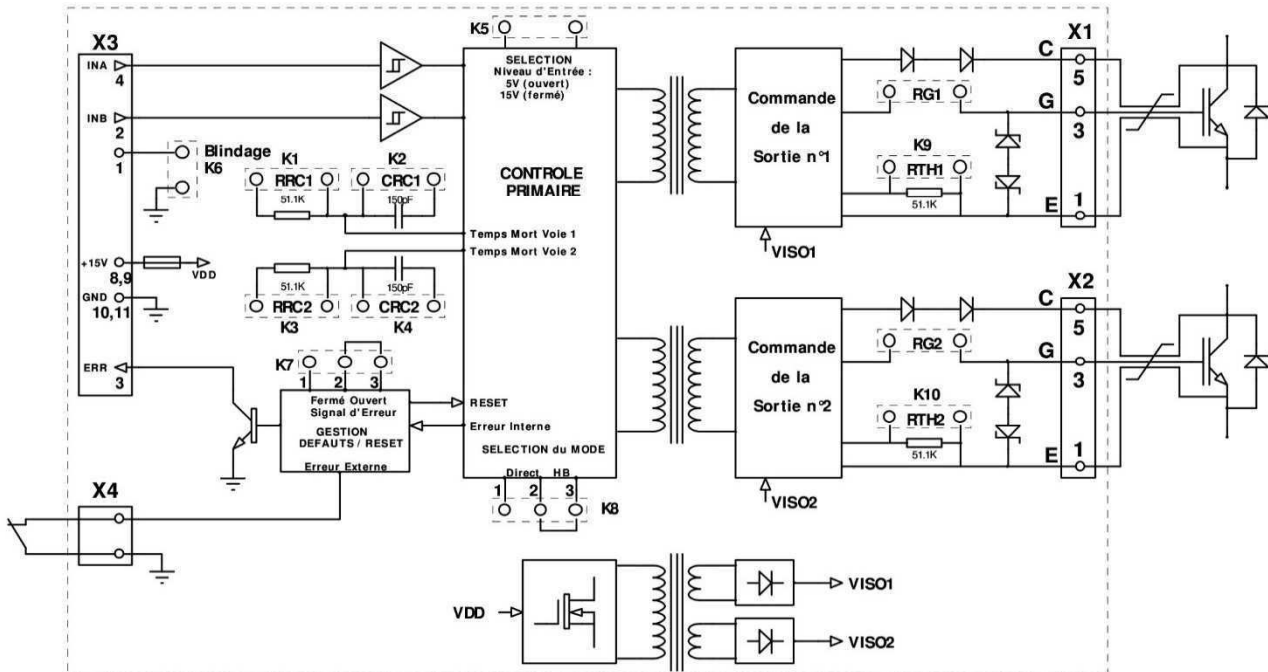
Bibliographie & Annexes

- [1] : OUALOUCHE Karim, MOUNSI Rabah, Mémoire de fin d'études «Réalisation d'une commande à MLI d'un pont onduleur monophasé à IGBT» Année 2008.
- [2] : FRANCIS LABRIQUE GUY SEGUIER ROBERT BAUSIERE «Les convertisseurs de l'électronique de puissance – La conversion continu-alternatif» Tome4. Edition Lavoisier, Année 1995.
- [3] : Henri FOCH, Rafaél ARCHES, Fridrick BORDRY, Yvon CHERON, Bernard ESCAUT, Pierre «Electronique de puissance » MARTY et Michel METZ, Technique d'ingénieur D3150
- [4] : Stéphane Lefebvre et Francis Miserey «Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance», TEC &DOC, 1990.
- [5] : GUY SEGUER «Electronique de puissance – Les fonctions de base et leurs applications» Edition lavoisie, Année 1999.
- [6] : DIDAOUI Mokrane, ALIK Ferhat, Mémoire de fin d'études «Réalisation d'un onduleur triphasé à base de transistor IGBT» Année 2009.
- [7] : JACQUES LAROCHE «Electronique de puissance, convertisseur» Dunod, Paris 2005
- [8] : F.LABRIQUE, G.SEGIER, R.BAUIERE «La conversion continue-alternative» Paris, Tec & Doc Lavoisier, 2^{ème} Edition, Année 1995

Site Internet (fichiers PDF)

- [9] : www.chireux.fr/mp/cours/electronique_puissance
- [10] : www.lpmi.uhp-nancy.fr/Personnel
- [11] : CD : \ELP\Cours\Chap8 www.tksi.org/JOURNAL-KSI

SCHEMA DE PRINCIPE

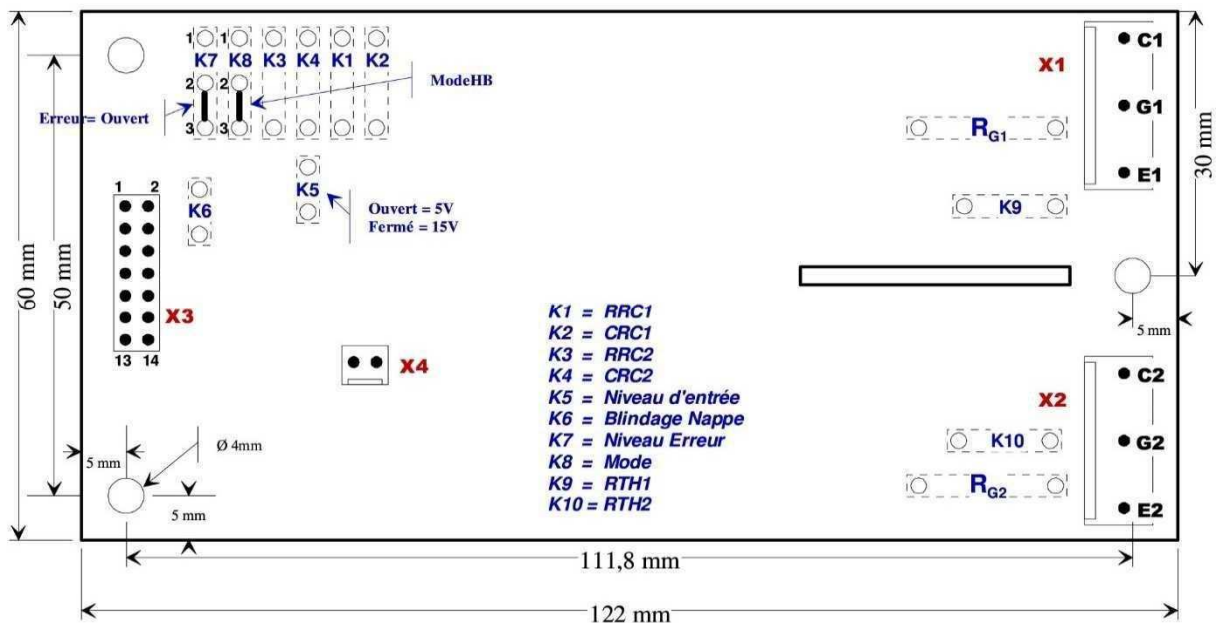


X3 : 14-DIN41651

X1,X2 : MOLEX 41791

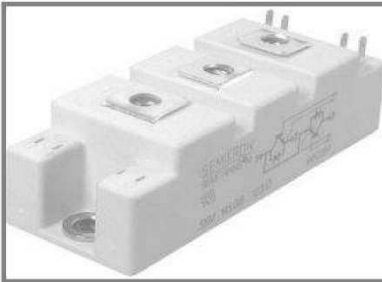
X4 : Phoenix Contact NPT0.5/2-2.54 (bornier à vis)^{xiv}

CARACTERISTIQUES MECANIQUES



Hauteur max. : 22 mm

SKM 100GB123D



SEMITRANS[®] 2

IGBT Modules

SKM 100GB123D

SKM 100GAL123D

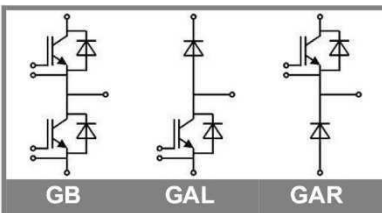
SKM 100GAR123D

Features

- MOS input (voltage controlled)
- N channel, Homogeneous Si
- Low inductance case
- Very low tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_{Cnom}$
- Latch-up free
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications

- AC inverter drives
- UPS



GB

GAL

GAR

Absolute Maximum Ratings		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified		
Symbol	Conditions	Values	Units	
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200	V	
I_C	$T_j = 150^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	100	A
		$T_{case} = 80^\circ\text{C}$	90	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$, $t_p = 1\text{ ms}$	150	A	
V_{GES}		± 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 600\text{ V}$; $V_{GE} \leq 20\text{ V}$; $T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_{CES} < 1200\text{ V}$	10	μs	
Inverse Diode				
I_F	$T_j = 150^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	95	A
		$T_{case} = 80^\circ\text{C}$	65	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$, $t_p = 1\text{ ms}$	150	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}$; sin. $T_j = 150^\circ\text{C}$	720	A	
Freewheeling Diode				
I_F	$T_j = 150^\circ\text{C}$	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$	130	A
		$T_{case} = 80^\circ\text{C}$	90	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$, $t_p = 1\text{ ms}$	200	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}$; sin. $T_j = 150^\circ\text{C}$	900	A	
Module				
$I_{I(RMS)}$		200	A	
T_{vj}		- 40... + 150	$^\circ\text{C}$	
T_{stg}	$T_{OPERATION} \leq T_{stg}$	- 40... + 125	$^\circ\text{C}$	
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V	

Characteristics		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified				
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units	
IGBT						
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$, $I_C = 2\text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V	
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$, $V_{CE} = V_{CES}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		0,1	0,3	mA	
V_{CE0}			$T_j = 25^\circ\text{C}$	1,4	1,6	V
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	1,6	1,8	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$		$T_j = 25^\circ\text{C}$	14,6	18,6	$\text{m}\Omega$
			$T_j = 125^\circ\text{C}$	20	25,3	$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 75\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$ $T_j = ^\circ\text{C}_{chiplev.}$		2,5	3	V	
C_{ies}			5	6,6	nF	
C_{oes}	$V_{CE} = 25$, $V_{GE} = 0\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$		0,72	0,9	nF	
C_{res}			0,38	0,5	nF	
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} - +20\text{ V}$		750		nC	
R_{Gint}	$T_j = ^\circ\text{C}$		5		Ω	
$t_{d(on)}$	$R_{Gon} = 15\ \Omega$	$V_{CC} = 600\text{ V}$ $I_{Cnom} = 75\text{ A}$		30	60	ns
t_r				70	140	ns
E_{on}	$R_{Goff} = 15\ \Omega$	$T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$		10		mJ
$t_{d(off)}$				450	600	ns
t_f				70	90	ns
E_{off}				8		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0,18	K/W	

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V$ and $15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to $+70^\circ\text{C}$

Maximum Junction Temperature (K Package)	150°C
(T Package)	150°C
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	
TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2)

$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units	
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		$P_D \leq 15\text{ W}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			($7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			($14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$)			($17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V	
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	3	50		4	120		4	150	mV	
			ΔV_{IN}			($7 \leq V_{\text{IN}} \leq 25$)			($14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)			($17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	ΔV_{IN}			50			120			150	mV
			ΔV_{IN}			($8 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			($15 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$)			($18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$		10	50		12	120		12	150	mV
			$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$			25			60			75	mV
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	ΔV_{IN}			50			120			150	mV
			ΔV_{IN}			($8 \leq V_{\text{IN}} \leq 12$)			($16 \leq V_{\text{IN}} \leq 22$)			($20 \leq V_{\text{IN}} \leq 26$)	V
I_Q	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		8			8			8	mA	
			$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			8.5			8.5			8.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		0.5			0.5			0.5	mA	
			$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$			1.0			1.0			1.0	mA
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			($7.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			($14.8 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$)			($17.9 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$		1.0			1.0			1.0	mA	
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			($7 \leq V_{\text{IN}} \leq 25$)			($14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)			($17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V
V_N	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40			75			90	μV		
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O \leq 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500\text{ mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	62	80		55	72		54	70	dB	
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			62			55		54	dB	
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			($8 \leq V_{\text{IN}} \leq 18$)			($15 \leq V_{\text{IN}} \leq 25$)			($18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 28.5$)	V
R_O	Dropout Voltage Output Resistance	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$ $f = 1\text{ kHz}$		2.0			2.0			2.0	V		
					8			18			19	$\text{m}\Omega$	

Résumé

La réalisation d'onduleur de tension triphasé à base de transistors IGBTs de puissance commandés en MLI sinus-triangle, nécessite une étude attentive et une bonne conception de différentes étapes de la réalisation.

On tient compte de toutes les contraintes électriques et thermiques des composants semi-conducteurs utilisés en comparant leurs compatibilités, fiabilités et leurs gestions économiques et le rendement de fonctionnement.

l'utilisation des circuits Drivers (ARCAL2106) pour le pilotage et la commande des composants semi-conducteurs dans la réalisation des dispositifs de l'électronique de puissance (Onduleurs, Hacheurs,...) a rendu le domaine industriel s'évolue de plus en plus, dont les plus connu celui de la variation de la vitesse des machines à (courant alternatif, courant continu).

Mots clés

Onduleur de tension triphasé

Principe de fonctionnement d'onduleur

Modélisation d'onduleur de tension triphasé

Simulation numérique d'onduleur

Transistor IGBT

Driver ARCAL2106