

15/03

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

Projet de fin d'Etudes

*Pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'état en Electrotechnique*

Thème

**Réalisation pratique de la carte
d'interface et de circuit de puissance d'un
onduleur triphasé à trois niveaux**

Proposé et dirigé par :

Réalisé par :

M. E. M. BERKOUK

D. MEZAI
K. SENDJAK EDDINE



E.N.P. 10, Avenue Hassen-Badi, El Harrach, ALGER

Promotion : juin 2003

يهدف هذا العمل إلى دراسة و إنجاز موج ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات. لأجل ذلك قمنا بتقديم نموذج لهذا الموج ثم دراسة تحكمه مستعملين في ذلك استراتيجيتين للتحكم: الأولى استراتيجية مثثية-جبية ذات حاملة واحدة، و الأخرى ذات حاملتين. واطمان السير اللائق لهذا الموج، قمنا بإنجاز بطاقة التوصيل بين دائرة التحكم و دائرة الاستطاعة.

الكلمات المفتاحية:

موج ثلاثي الطور ذو ثلاث مستويات، استراتيجية التحكم المثثية- الجبية، موصل ضوئي.

Résumé:

Ce travail a pour but l'étude et la réalisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Pour cela, nous avons modélisé l'onduleur à trois niveaux et étudié sa commande par deux stratégies à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse et la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses. Nous avons réalisé la partie puissance et l'interface entre le circuit de commande et le circuit de puissance pour assurer le fonctionnement convenable de l'onduleur.

Mots Clés:

Onduleur triphasé à trois niveaux, stratégie de commande triangulo-sinusoidale, opto-coupleur.

Abstract:

The purpose of this work is the study and the realization of a three-phase inverter on three levels. For that, we modeled the inverter on three levels and studied his ordering by two strategies which are: triangulo-sinusoidal strategy with only one carrying and triangulo-sinusoidal strategy with two carryings. For a suitable operation of the inverter, we carried out an interface board between the control circuit and the power circuit.

Key Words:

Three-phase inverter on three levels, strategy of ordering triangulo-sinusoidal order, optocoupler.

تشكرات

أولاً نحمد الله تبارك وتعالى الذي وفقنا لإتمام هذا العمل المتواضع.
ثم نتقدم بجزيل الشكر إلى الأستاذ المشرف : عبد المجيد برقوق الذي لم يدخر أدنى جهد
قصد إعانتنا و توجيهنا طيلة السنة وصره على ذلك، مع تمنياتنا له بالشفاء العاجل.
كما نتقدم بالشكر الجزيل للأستاذ : ش . لرباس على مساعدته لنا للقيام بالتجارب في
مخبر الإلكترونيك.
كذلك نشكر الأستاذ : م . أ . محمودي الذي ساعدنا الكثير و الكثير و لم يحخل علينا
بتقديم النصائح و التوجيهات مع تمنياتنا له بالتوفيق.
كما نشكر كل الأساتذة الذين ساهموا في تكويننا.
نشكر كذلك كل الطلبة الذين ساعدونا من قريب أو من بعيد، نخص منهم بالذكر كل
من : ع . غ . يونسى ، م . بن عروج ، و . ع . محفي مع تمنياتنا له بالشفاء العاجل و
بالتوفيق للجميع.

الإهداء
٢٠٢٤

إلى الوالدة حفظها الله
إلى كافة أفراد العائلة
إلى كل الأصدقاء
إليك أنت عزيزي القارئ

نهري هذا العمل المتواضع

جمالها & جمالها
٢٠٢٤ ٢٠٢٤

SOMMAIRE

<i>Notations utilisées</i>	
<i>Introduction générale</i>	1

CHAPITRE I

Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Introduction	3
I.1. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux	3
I.1.1. Structure de l'onduleur	3
I.1.2. Concept de commande	4
I.1.3. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur	5
I.1.3.1 Modélisation d'un bras d'onduleur	5
I.1.3.2 Différentes configurations d'un bras d'onduleur	5
I.1.3.3 Commandabilité des convertisseurs statiques	7
I.1.3.4 Commande complémentaire	7
I.1.3.5 Fonction de connexion	7
I.1.3.6 Fonction de conversion	8
Conclusion	11

CHAPITRE II

Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Introduction	12
II.1. Stratégie de commande d'onduleurs à trois niveaux	13
II.1.1 Propriété	14
II.1.2 Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse	14
II.1.2.1 Principe de la stratégie	14
II.1.2.2 Algorithme de la commande	15
II.1.2.3 Injection de l'harmonique trois	16
II.1.2.4 Résultats de simulation	17
II.1.2.4.1 Performances de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse	17

II.1.2.4.2 Interprétation des résultats	18
II.1.3 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses	26
II.1.3.1 Principe de la stratégie	26
II.1.3.2 Injection de l'harmonique trois	28
II.1.3.3 Résultats de simulations	29
II.1.3.3.1 Performances de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses	29
II.1.3.3.2 Interprétation des résultats	30
Conclusion	37

CHAPITRE III
Réalisation pratique

Introduction	38
III.1 Carte d'interface	38
III.1.1 Circuit d'alimentation stabilisée	38
III.1.2 Circuit temporisateur	40
III.1.3 Circuit d'isolation	45
III.2 Bloc de puissance	49
III.2.1 Structure de la partie puissance	49
III.2.1.1 Transistor de puissance	50
III.2.1.1.1 Structure interne de l'IGBT	51
III.2.1.1.2 Performance de l'IGBT	53
III.2.1.1.3 Caractéristiques en commutation	53
III.2.1.1.4 caractéristiques du transistor IRGBC40F	54
III.2.1.2 La diode de commutation BYT30PI1000	54
III.2.1.3 Dissipateur thermique	55
Conclusion	58

<i>Conclusion générale</i>	59
----------------------------	----

ANNEXES

Bibliographie

Notations utilisées



- A, B, C : Indices correspondant aux trois phases "A", "B", "C".
- U_{C1} : Première tension d'alimentation continue de l'onduleur.
- U_{C2} : Deuxième tension d'alimentation continue de l'onduleur.
- M : Point milieu.
- K : Bras d'onduleur ($K=1,2,3$).
- S : Indice du transistor et de la diode d'un bras ($S=1,2,3,4$).
- TD_{KS} : Interrupteur bidirectionnel.
- E_k : Configuration d'un bras d'onduleur ($k=0,1,2,3,4$).
- B_{KS} : Signal de commande de base du transistor T_{KS} du bras K .
- F_{KS} : Fonction de connexion de l'interrupteur TD_{KS} .
- F_{Km}^b : Fonction de connexion d'un demi bras ($K=1,2,3$ et $m=0,1$).
- V_{AM} : Tension de la phase A par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée.
- U_{AB} : Tension composée entre la phase A et la phase B .
- V_{AN} : Tension de la phase A par rapport au neutre de la charge triphasée équilibrée.
- V_m : Amplitude maximale de référence sinusoïdale.
- U_{pm} : Amplitude maximale de la porteuse.
- m : Indice de modulation.
- r : Taux de modulation.
- f : Fréquence de la référence.
- f_p : Fréquence de la porteuse.
- T_p : Période de la porteuse.
- a : Amplitude de l'harmonique trois (p.u).
- τ : Constante de temps du circuit de retard RC.
- R_{thJB} : Résistance thermique entre jonction et boîtier.
- R_{thBR} : Résistance thermique entre boîtier et radiateur.
- R_{thRA} : Résistance thermique radiateur-air ambiant.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

L'énergie électrique fournie par les réseaux triphasés ne peut être stockée que dans des batteries d'accumulateurs et est souvent utilisée après redressement ou à des fréquences différentes de celle de réseau.

La mise en forme de l'onde électrique en vue de l'adapter aux besoins a longtemps été obtenue au moyen des groupes tournants (groupe convertisseur-moteur synchrone ou asynchrone-génératrice à courant continu, commutatrices). Les performances actuelles des composants de l'électronique de puissance (diodes, thyristors, triacs, transistors) leurs permettent de réaliser de telles conversions; on supprime ainsi les parties tournantes et on réduit la masse, l'encombrement et le coût de ces matériels [12].

L'apparition de nouveaux composants de puissance entièrement commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que les MOSFET, GTO et les IGBT, a permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensembles des variateurs (convertisseurs statiques et machine à courant alternatif) a vu son coût diminuer considérablement. Les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique (DSP, microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes [1].

L'alimentation par une source sinusoïdale joue un rôle prépondérant dans le domaine industriel. Pour les actionneurs électriques à courant alternatif, il est nécessaire de faire varier la tension de la source en amplitude et en fréquence, ceci est généralement obtenu par un onduleur de tension. L'alimentation des machines à courant alternatif de grandes puissances peut être obtenue par un onduleur de tension à trois niveaux; ce qui permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur. Le recours à des onduleurs même à faible puissance est justifié lorsque la qualité de commande de haute performance est exigée [7].

La réalisation des onduleurs de tension à deux niveaux a atteint un niveau de fiabilité très élevée grâce, à la mise en oeuvre des lois de commande optimales et selon la stratégie de commande choisie, les formes d'ondes de sortie présentent deux ou trois paliers [2].

Dans notre travail, nous avons abordé la commande et la réalisation d'un onduleur triphasé de trois niveaux à base des IGBT.

Ce travail comporte trois chapitres:

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Dans le deuxième chapitre, on développera deux stratégies de commande:

- ✓ La stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
- ✓ La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

Puis, pour chaque stratégie nous donnerons la forme et le spectre d'harmoniques de la tension de sortie ainsi que la caractéristique de réglage.

Le dernier chapitre sera consacré à la réalisation de la carte d'interface et le bloc de puissance.

A la fin, une conclusion générale clôtura ce travail.

CHAPITRE : I



***Modélisation de l'onduleur
triphase à trois niveaux***

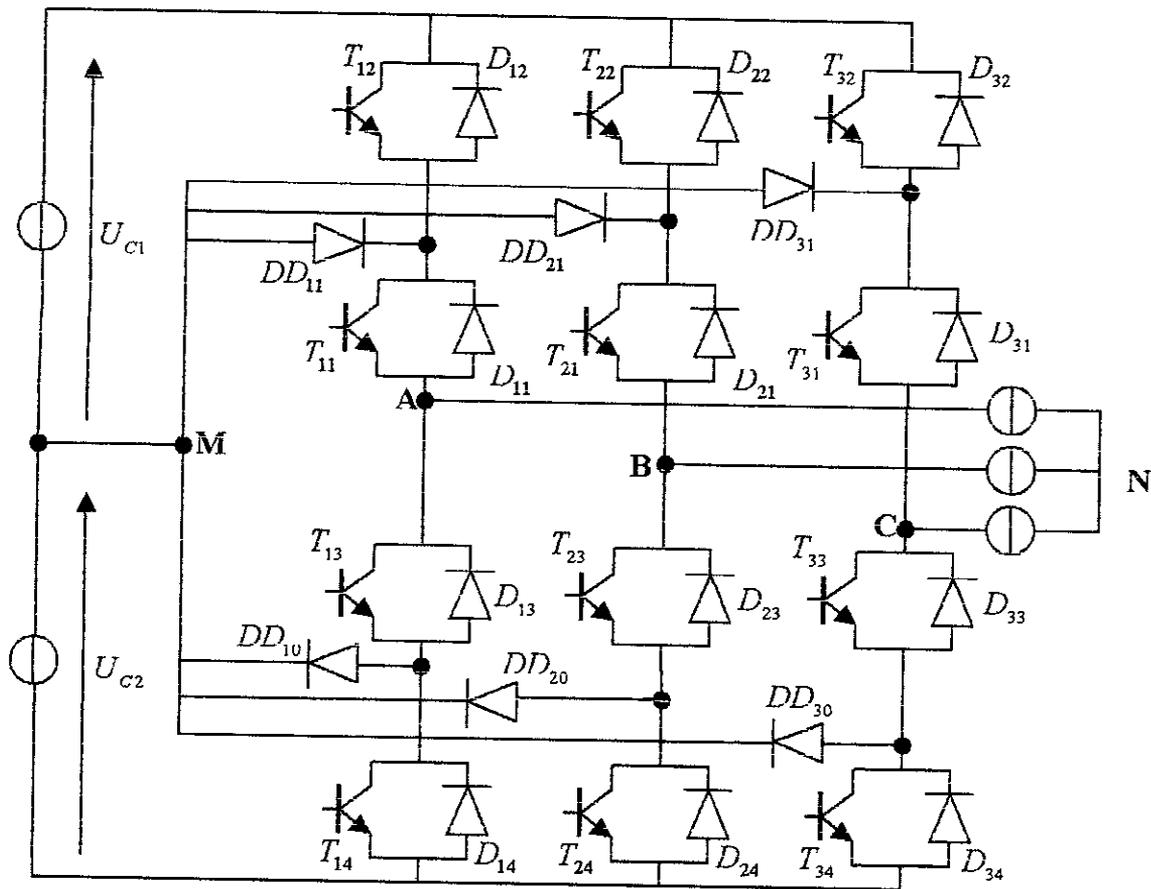


Figure I.1: Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

I.1.2 Concept de commande :

Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèle, forme un interrupteur bidirectionnel [2].

L'interrupteur qu'on appellera TD_{KS} ($K \in \{1,2,3\}, S \in \{1,2,3,4\}$)

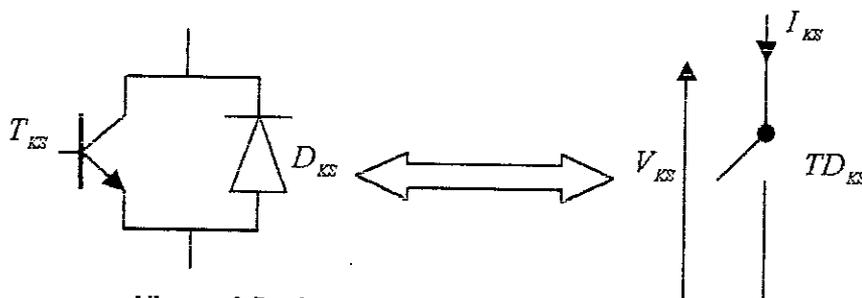


Figure I.2 : Interrupteur bidirectionnel en courant équivalent à la paire transistor-diode

I.1.3 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

La symétrie des onduleurs diphasés et triphasés à trois niveaux permet leur modélisation par bras [1].

I.1.3.1 Modélisation d'un bras d'onduleur :

Pour modéliser l'onduleur triphasé à trois niveaux, il suffit de modéliser un seul bras en prenant en compte la symétrie des trois bras. La figure (I.3) montre la structure du premier bras.

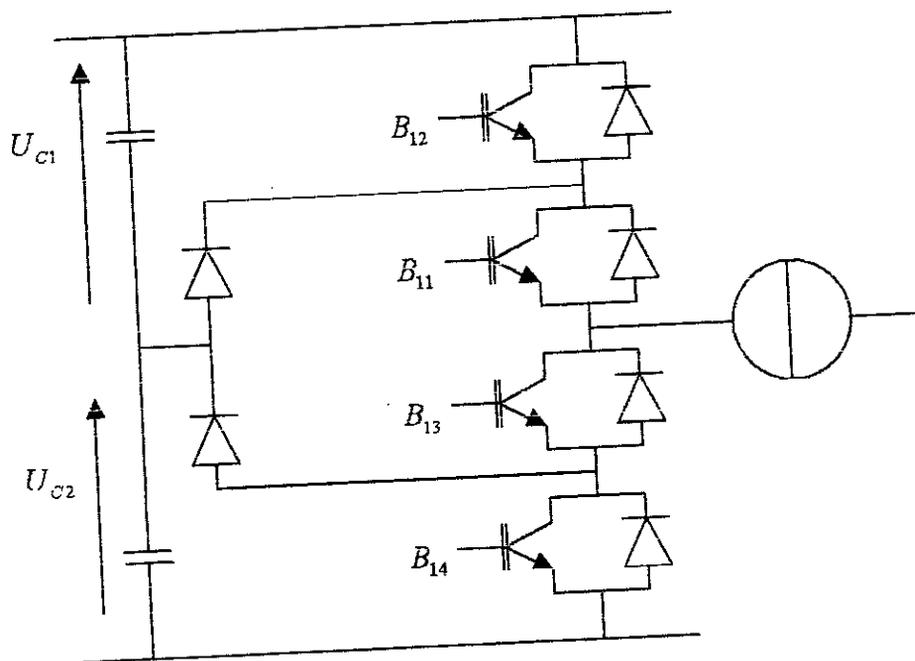


Figure I.3 : bras d'onduleur à trois niveaux

I.1.3.2 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Pour décrire les différentes séquences de fonctionnement du convertisseur, regardons d'abord les valeurs que peut prendre l'état des quatre interrupteurs du premier bras de l'onduleur.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par les figures (I.4.*). Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données par le tableau (I.1) (avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud K du bras K) et $(B_{12}, B_{11}, B_{13}, B_{14})$ représente les séquences de commande de base des interrupteurs du premier bras.

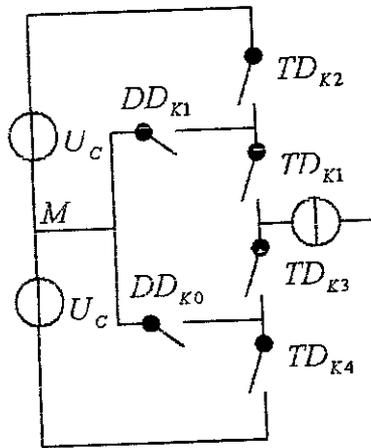


Figure I.4.a : la configuration E_0

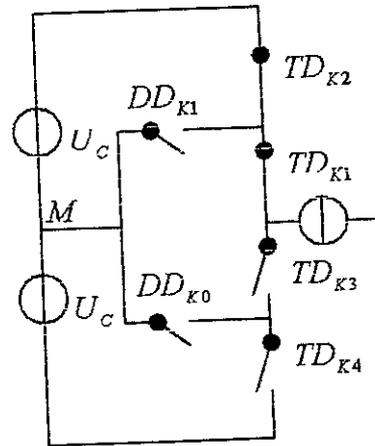


Figure I.4.b : la configuration E_1

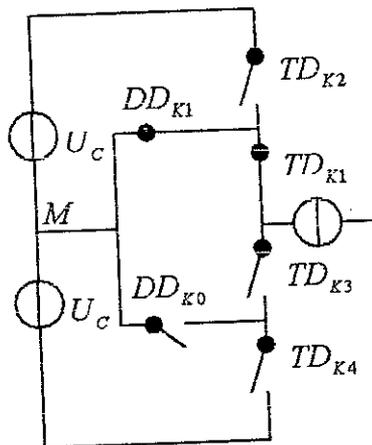


Figure I.4.c : la configuration E_2

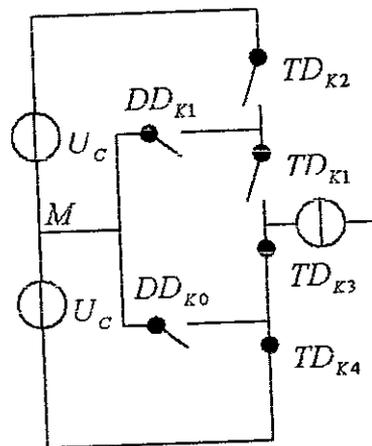


Figure I.4.d : la configuration E_3

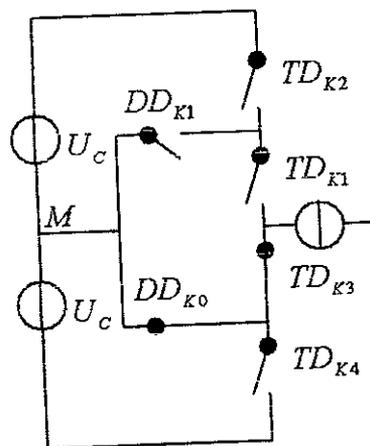


Figure I.4.e : la configuration E_4

Figure I.4 : Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

E_0	$I_K = 0$
E_1	$V_K = U_{C1} = U_C$
E_2	$V_K = 0$
E_3	$V_K = -U_{C2} = -U_C$
E_4	$V_K = 0$

Tableau I.1 : grandeurs connues pour chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à trois niveaux

I.1.3.3 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande de base des semi-conducteurs) et non des commandes internes (grandeurs électriques) [2].

Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir les notions de fonction de connexion, et de commutation.

I.1.3.4 Commande complémentaire :

Pour l'onduleur à trois niveaux, et en mode commandable, on définit la commande complémentaire pour un bras K comme suite [1].

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B}_{K4} \\ B_{K2} = \overline{B}_{K3} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec B_{KS} commande de base du transistor T_{KS} du bras K.

I.1.3.5 Fonction de connexion :

Avec la commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes [1].

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Avec $F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } TD_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases}$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur, on a seulement deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune. Ces deux cellules sont constituées respectivement des paires d'interrupteurs (TD_{K1}, TD_{K4}) (TD_{K2}, TD_{K3}) .

On définira en plus une fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{Km}^b avec :

K : numéro du bras.

$m=1$ pour le demi-bras du haut.

$m=0$ pour le demi-bras du bas.

Pour le bras K , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suite :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (I.3)$$

F_{K1}^b est associée au demi-bras du haut (la paire (TD_{K1}, TD_{K2})).

F_{K0}^b est associée au demi-bras du bas (la paire (TD_{K3}, TD_{K4})).

Le système d'équations (I.3) montre que la fonction de connexion du demi-bras F_{Km}^b vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs du demi-bras associé à F_{Km}^b sont tous fermés, et 0 dans tous les autres cas.

Les fonctions de connexion des demi-bras sont :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} & \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} & \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \end{cases} \quad (I.4)$$

I.1.3.6 Fonction de conversion :

La commande complémentaire (relation (I.1)) s'exprime toujours comme suite :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} & \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} & \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \end{cases} \quad (I.5)$$

Les potentiels des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée, sont données par le système suivant où on utilise les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_C \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_C \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_C \end{cases} \quad (I.6)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras (I.4) dans le système (I.6) on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_C \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_C \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_C \end{cases} \quad (I.7)$$

En comparant ce système et le système correspondant à l'onduleur à deux niveaux, on constate que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [2].

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{C1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{C2} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{C1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{C2} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) \cdot U_{C1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (I.8)$$

Après l'introduction des fonctions de connexion des demi-bras, on aura les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (I.9)$$

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons introduit la structure élémentaire où nous avons défini l'interrupteur bidirectionnel en courant équivalant à la paire transistor-diode.

L'analyse topologique d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux montre que chaque interrupteur supporte une tension maximale égale à la moitié à celle supporté par l'onduleur à deux niveaux. C'est cette caractéristique qui permet de monter en tension et en puissance dans le cas du nouveau convertisseur.

Nous avons modélisé l'onduleur aux valeurs instantanées du convertisseur statique en présentant la commande complémentaire et la matrice de transfert qui donne les tensions simples en utilisant les fonctions de connexions.

L'utilisation de ce modèle de commande élaboré sera effectuée dans le deuxième chapitre consacré aux stratégies de commande MLI de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

CHAPITRE : II

***Stratégies de commande de
l'onduleur triphasé à trois
niveaux***

Introduction :

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Parmi ces stratégies, la modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon PULSE WIDTH MODULATION) qui permet d'obtenir une source de tension alternative variable en fréquence et en amplitude.

La modulation de largeur d'impulsion "MLI" consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneau de largeur convenable [3].

L'essai de modulation de largeur d'impulsion est lié aux progrès des composants semi-conducteurs de puissance commandés à l'ouverture et à la fermeture ; l'augmentation du nombre de commutation par période entraîne des pertes à chacune de commutation [6].

Comme la tension de sortie d'onduleur n'est pas purement sinusoïdale, le courant ne l'est pas aussi, donc il comporte des harmoniques, seules responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires (vibration de la machine, échauffement supplémentaire) [2].

L'intérêt de la MLI est de remédier à ces problèmes, qu'elle a comme avantage :

- ❖ Variation de la fréquence et l'amplitude de la tension de sortie.
- ❖ Elimination de certains harmoniques de tension.
- ❖ Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage.
- ❖ Minimisation de l'ondulation du courant et du couple électromagnétique.
- ❖ Faible coût du filtre de sortie.

Il y a plusieurs méthodes de modulation à échantillonnage d'ou : [6]

La modulation à échantillonnage naturel

La modulation à échantillonnage régulier symétrique.

La modulation à échantillonnage régulier asymétrique.

La modulation à échantillonnage régulier asymétrique modifiée.

L'analyse des différentes stratégies de commande sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

Dans ce chapitre, on étudiera deux stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux qui sont :

- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à une seule porteuse.
- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses.

Remarque : Pour les différentes stratégies, nous avons utilisé la commande complémentaire déjà définie pour l'onduleur triphasé à trois niveaux et nous supposons :

$$U_{c1} = U_{c2} = U_c = 100V$$

II.1 Stratégies de commande d'onduleurs à trois niveaux

Dans notre travail, nous étudierons les performances des différentes stratégies de commande triangulo-sinusoïdale des onduleurs à trois niveaux.

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qu'est l'image de la tension de sortie qu'on veut obtenir) généralement avec une ou plusieurs onde de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie[3].

D'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Son principe est représenté par la figure (II.1)

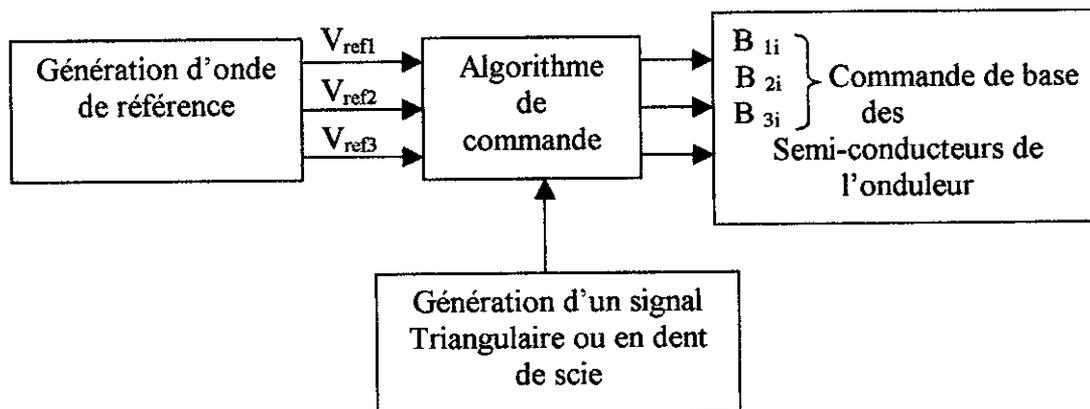


Figure II.1: Schéma de principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale

II.1.1 Propriété

La MLI est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m : C'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m=f_p/f$).
- Le taux de modulation r : C'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m sur l'amplitude U_{pm} de la porteuse ($r=V_m/U_{pm}$).

La modulation est dite synchrone si m est entier, asynchrone dans le cas contraire.

II.1.2 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage nature à une seule porteuse

II.1.2.1 Principe de la stratégie

Le principe de cette commande est de comparer une tension de référence avec une onde triangulaire ou en dent de scie.

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux les tensions de référence du système triphasé sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.1)$$

La porteuse triangulaire unipolaire qui permet les meilleures performances pour cette stratégie de commande [1].

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$U_p = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left[1 - \frac{t}{T_p}\right] & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.2)$$

II.1.2.2 Algorithme de la commande

Les signaux de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse se déduisent de l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (II.3)$$

Avec cet algorithme et pour la première phase ($\varphi = 0$) nous pouvons écrire :

- pour $0 < \omega t \leq \pi \Rightarrow B_{11} = 1$, et on module la tension de sortie en jouant sur B_{12} .
- pour $\pi < \omega t < 2\pi \Rightarrow B_{12} = 0$, et on module la tension de sortie en jouant sur B_{11} .

Les signaux de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse et la tension de sortie (par rapport au point milieu M de la source pour $(r=0.8, m=9)$) sont représentées par la figure (II.2).

Cette commande peut être représenté par le réseau de Pétri de la figure (II.3).

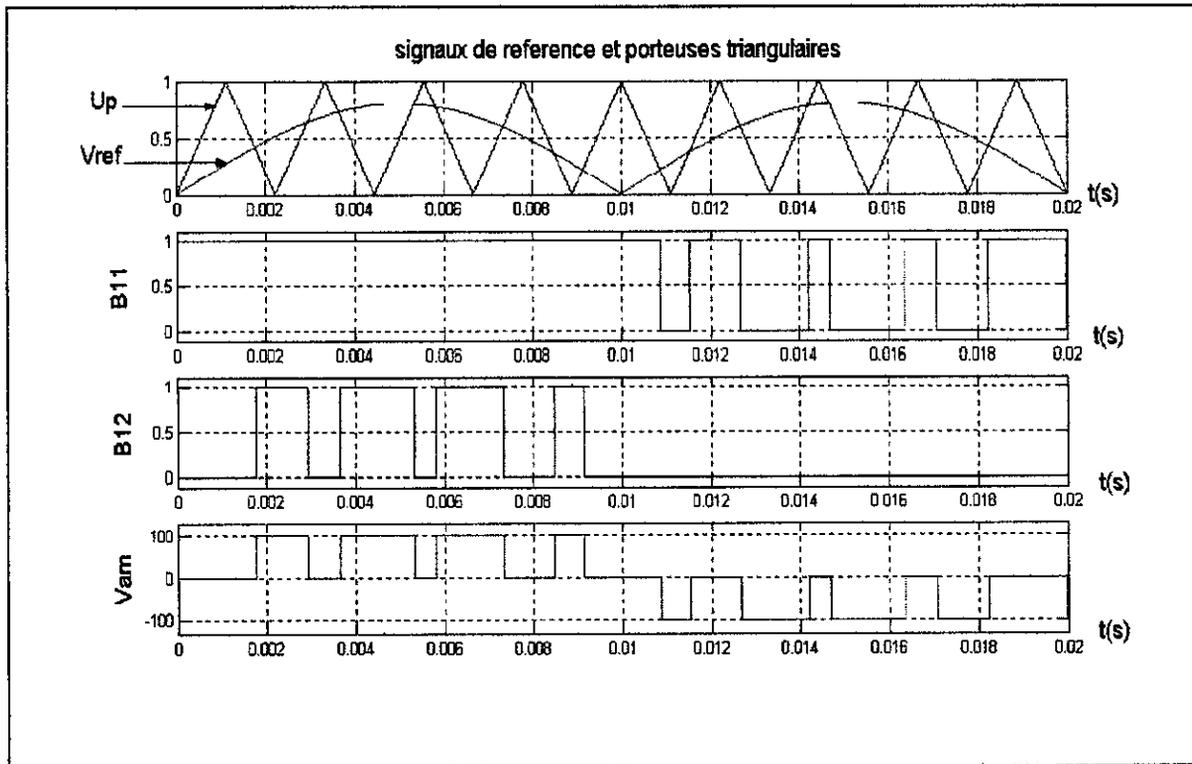


Figure II.2: Signaux de commande et la tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=9, r=0.8$)

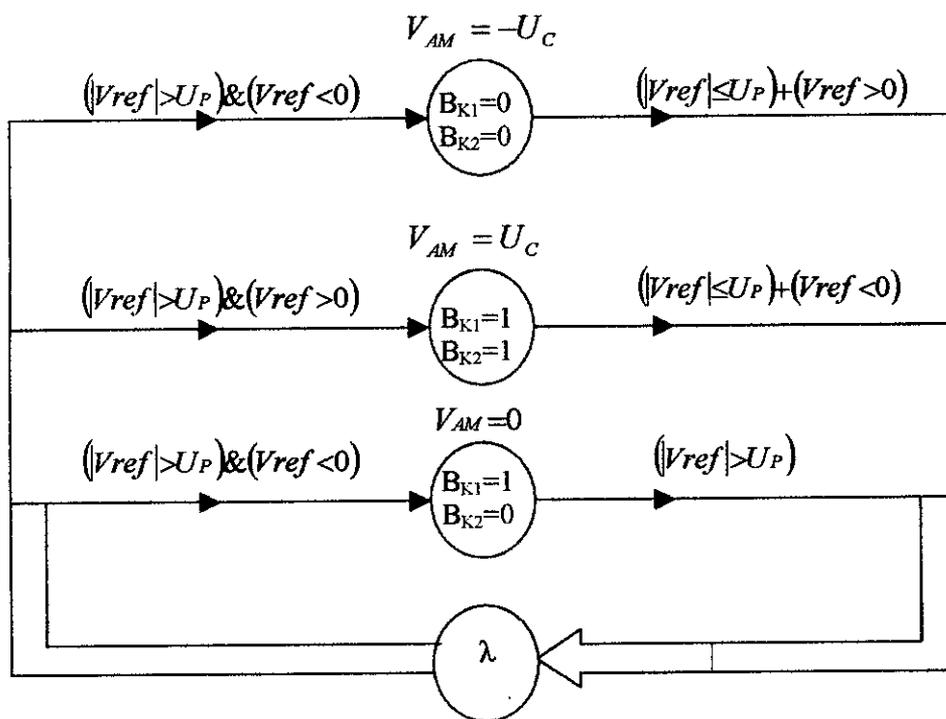


Figure II.3: Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse

II.1.2.3 Injection de l'harmonique trois

Une propriété des onduleurs triphasés et que par composition des tensions monophasées, l'harmonique trois et ses multiples disparaissant de la tension de sortie, alors on peut les injecter dans les tensions de références qui ne sont donc plus sinusoïdales pour mieux élargir la zone linéaire de la caractéristique de réglage. Cet harmonique trois disparaît de la tension de sortie dont le fondamental est augmenté d'environ 15%. [14].

Les nouvelles tensions de références données par ce système suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m [\sin(\omega t - \varphi) + a \sin(3\omega t)] \\ V_{ref2} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref3} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (III.4)$$

Avec $\alpha = 0.2$, c'est la valeur de α permettant au fondamental d'éteindre une valeur maximale. [10].

Cette technique porte le nom de commande suboptimale ou commande par injection d'harmonique [1].

La figure montre les différents signaux utilisés pour cette stratégie pour $m = 6$, $r = 0,8$.

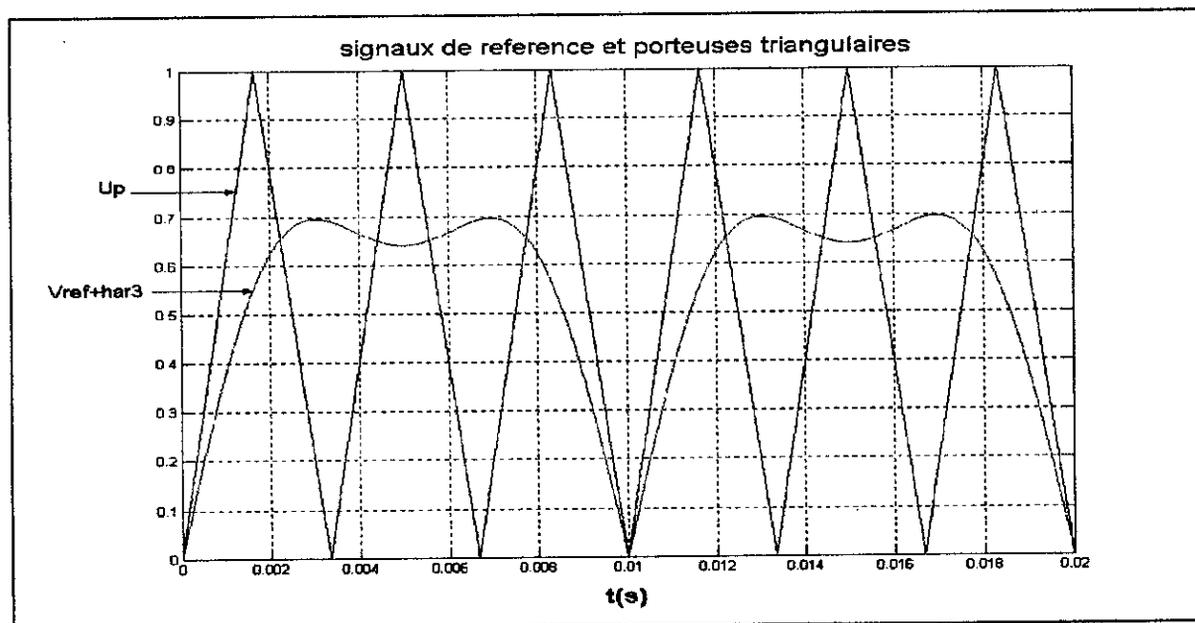


Figure II.4: Signaux de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux injection de l'harmonique trois ($m=6, r=0.8$)

II.1.2.4 Résultats de simulation :

II.1.2.4.1 Performances de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse:

Pour cette stratégie de commande, on simule la tension V_a de la phase A délivrée par l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique pour les valeurs de m suivantes: ($m=9, m=12, m=36$). Tel que pour chaque valeur de m on fait varier r ($r=0.4, r=0.8$).

- Pour $r=0.4$, les courbes sont données par les figures (II.5, II.6 et II.7).
- Pour $r=0.8$, les courbes sont données par les figures (II.8, II.9 et II.10).

Les variations de l'amplitude du fondamental et celles des harmoniques en fonction du taux de modulation r sont représentées par la figure (II.11) pour ($m=9$) et la figure (II.12) pour ($m=12$).

Pour la même stratégie de commande et avec injection d'harmonique trois, on simule la tension V_a de la phase A délivrée par l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques pour les valeurs de m suivantes: ($m=9, m=12, m=36$) et on fixe r à 0.8. (Figures (II.13, II.14 et II.15)).

Les variations de l'amplitude du fondamental et celles des harmoniques en fonction du taux de modulation r sont représentées par la figure (II.16) pour ($m=9$) et la figure (II.17) pour ($m=12$).

II.1.2.4.2 Interprétation des résultats :

On constate pour cette stratégie que :

- Les harmoniques paires ne sont pas nulles que pour les valeurs paires de m
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux d'harmonique diminue en augmentant le coefficient de réglage r .
- Le taux de modulation permet un réglage linéaire du fondamental de 0 à 1

Pour cette stratégie de commande avec injection d'harmonique trois on constate que :

- Le taux d'harmonique diminue en augmentant le coefficient de réglage r .
- Une augmentation, par rapport au cas sans injection d'harmonique trois, d'environ 15% de la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental.
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection d'harmonique trois

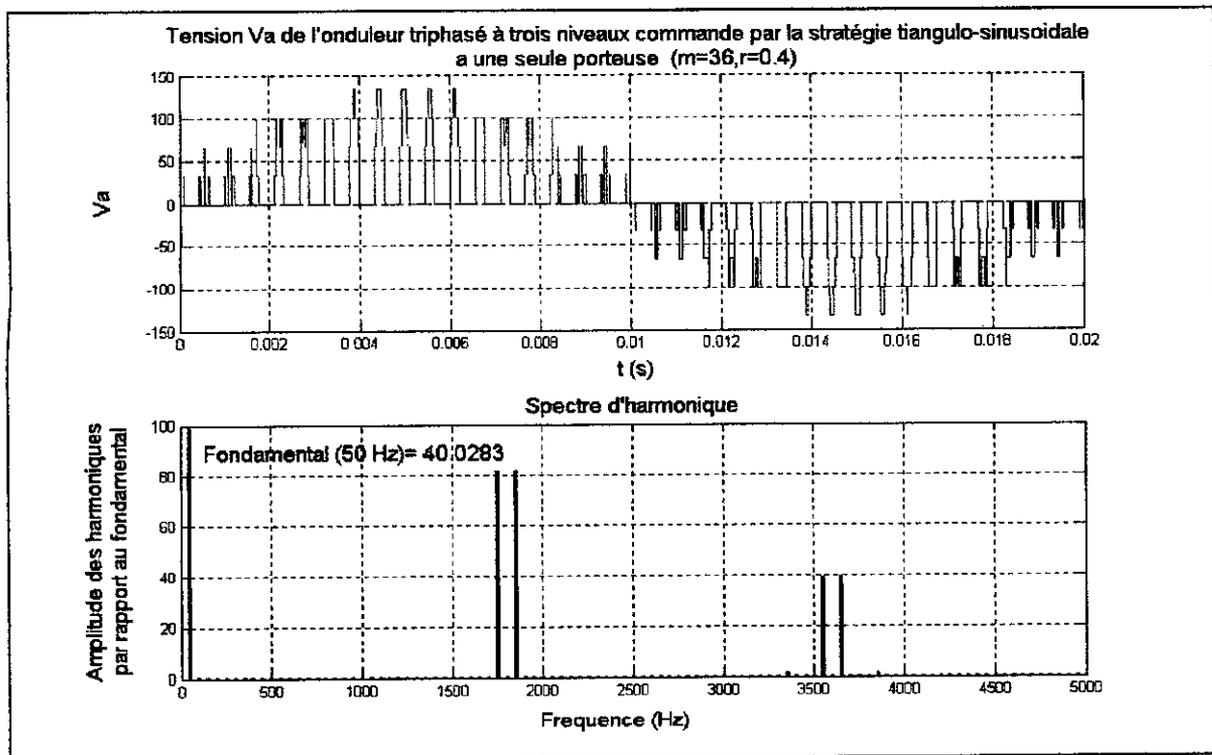


Figure II.7: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (m=36,r=0.4)

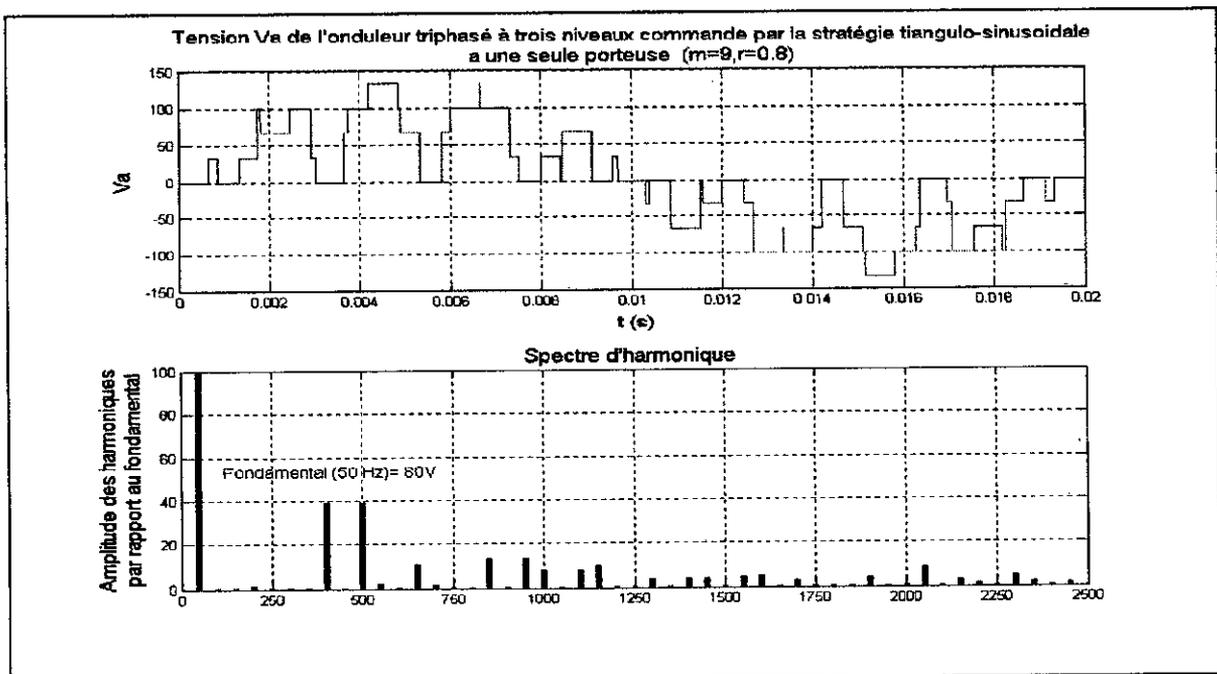


Figure II.8: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (m=9,r=0.8)

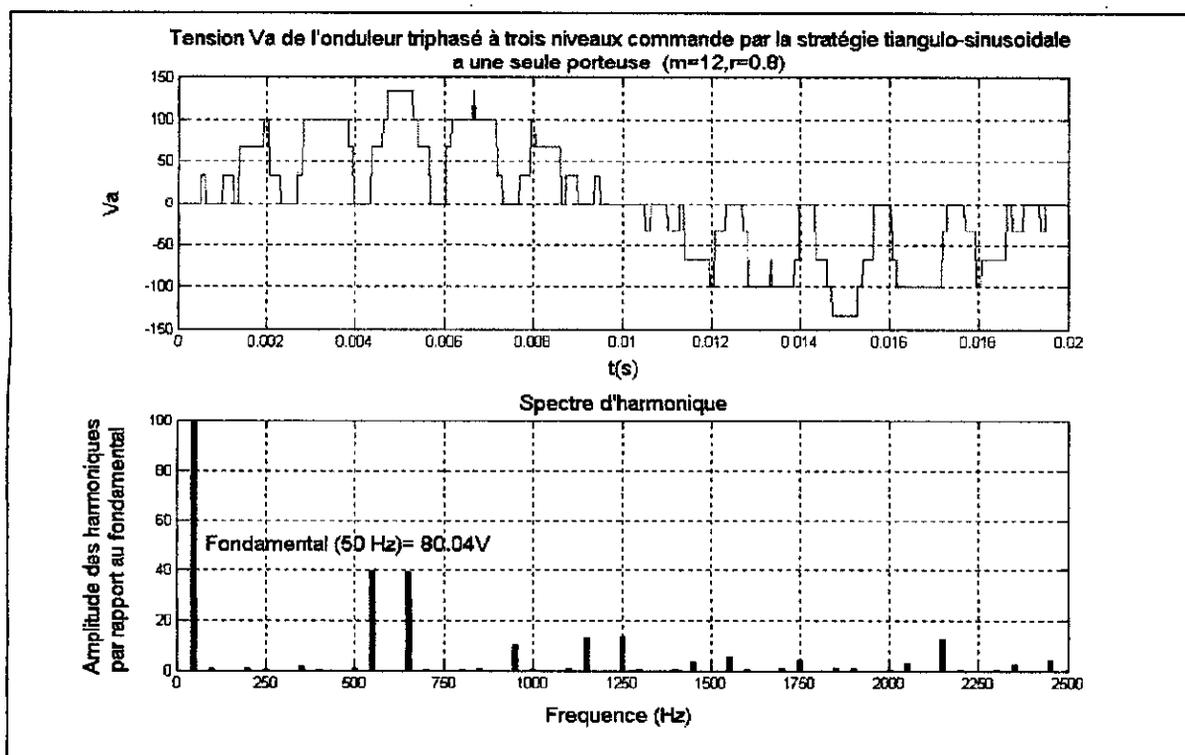


Figure II.9: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=12, r=0.8$)

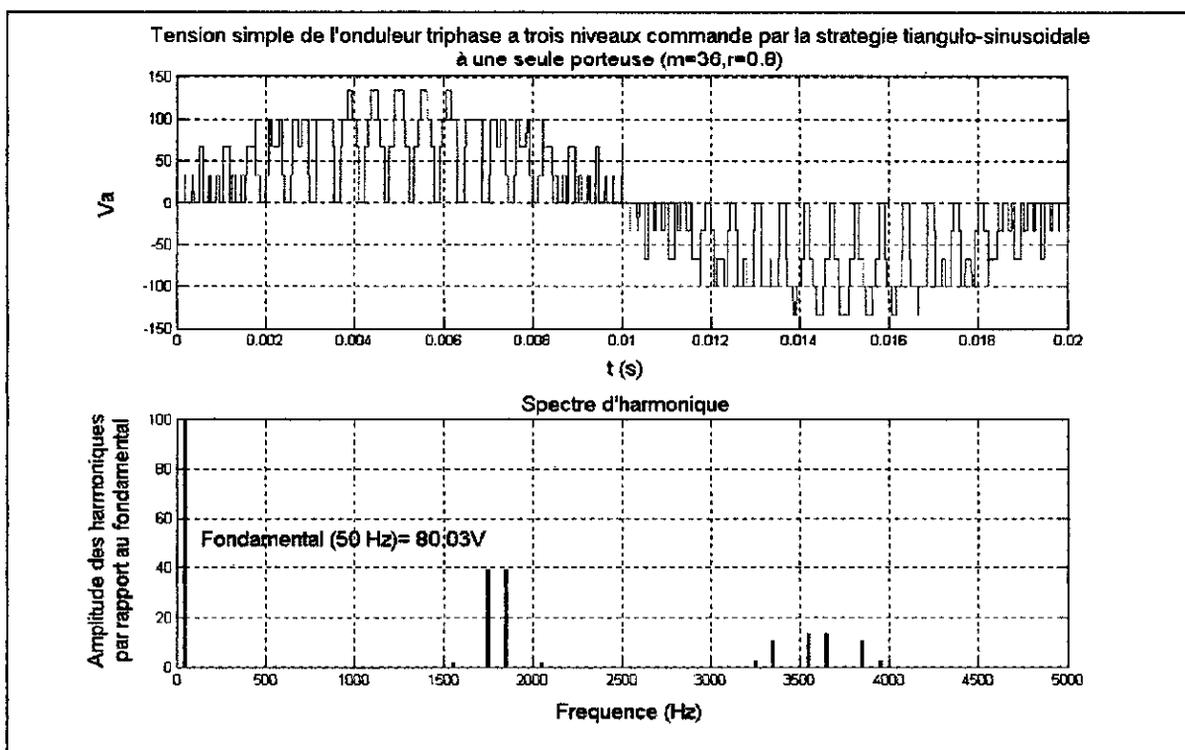


Figure II.10: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=36, r=0.8$)

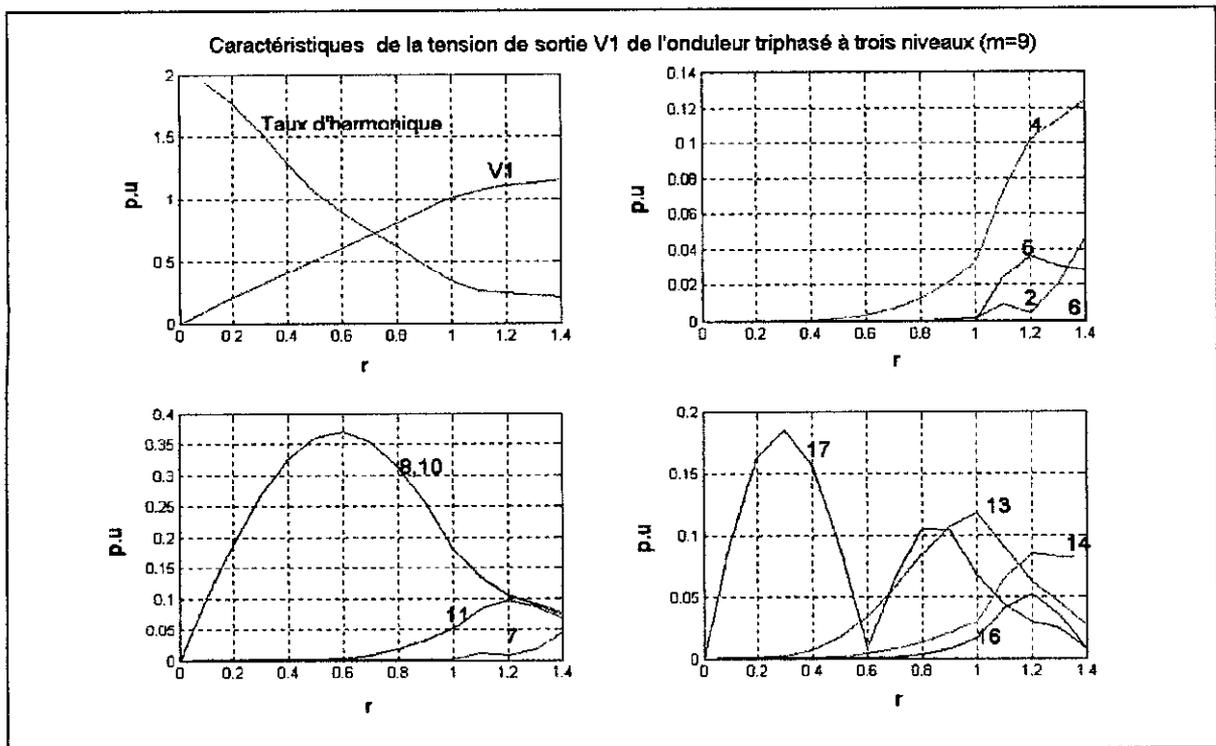


Figure II.11: Caractéristiques de la tension de sortie V_1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ($m=9$)

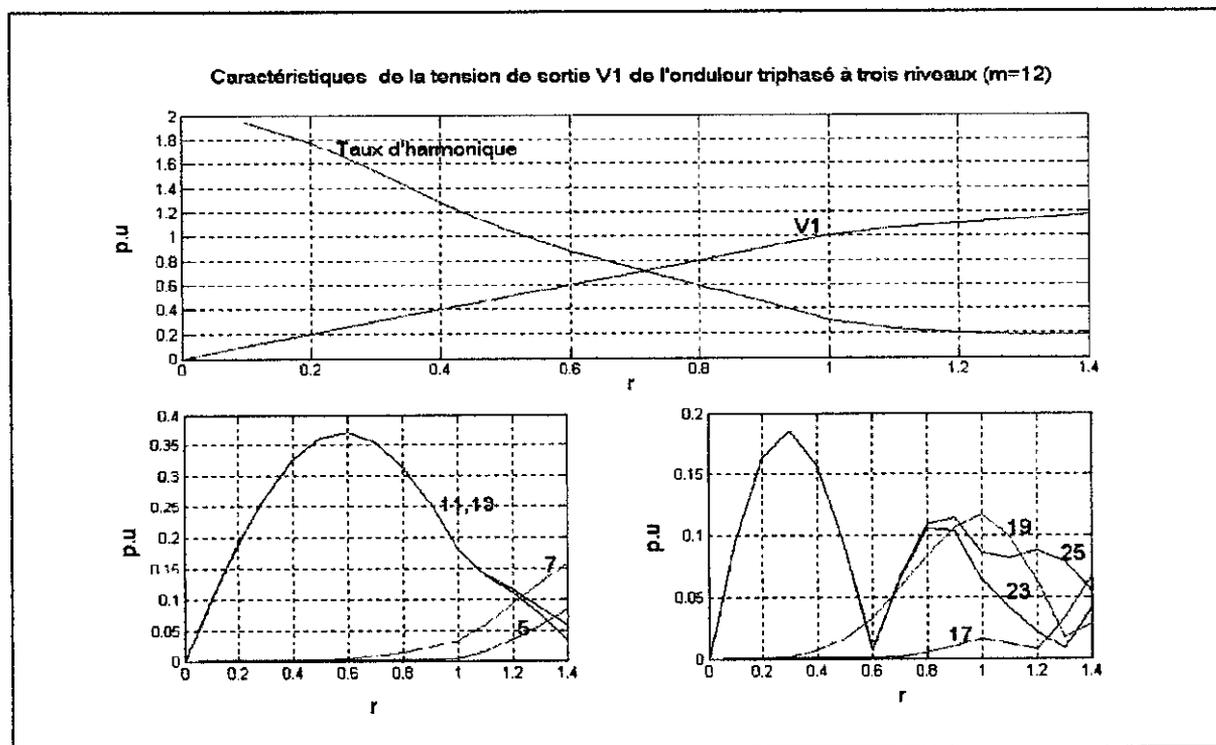


Figure II.12: Caractéristiques de la tension de sortie V_1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ($m=12$)

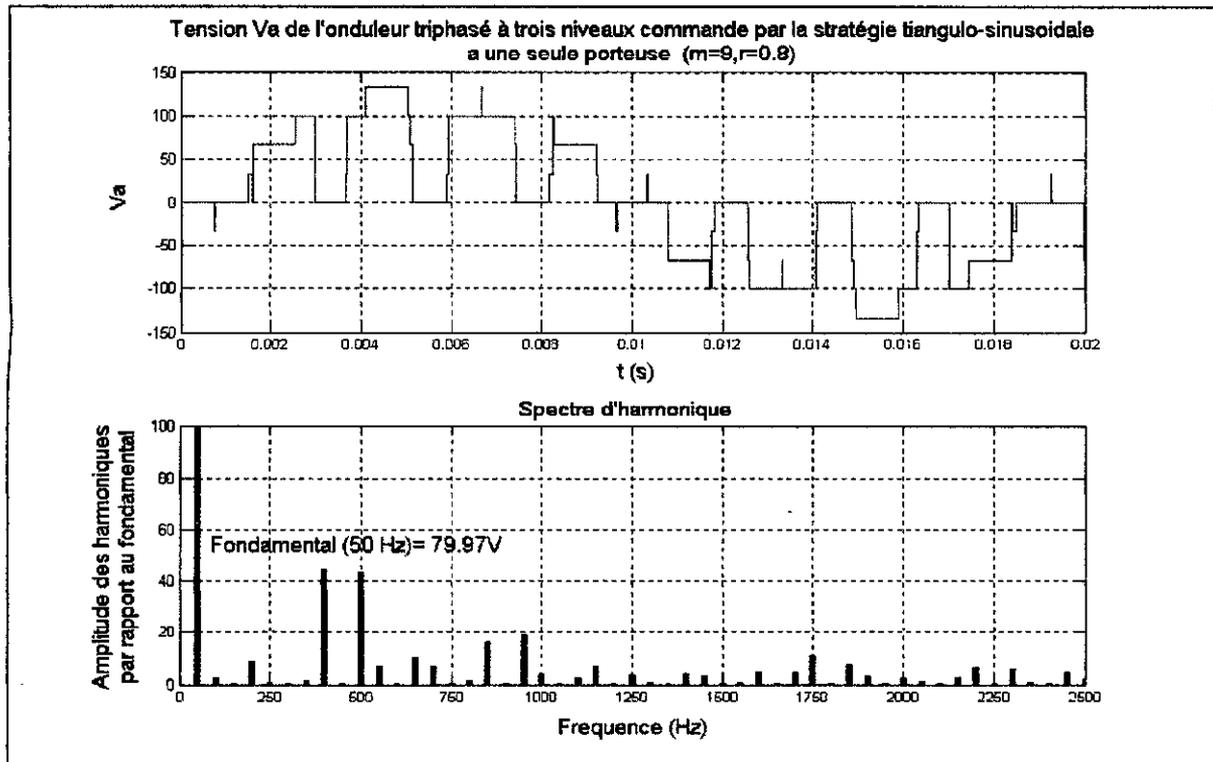


Figure II.13: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques avec injection de l'harmonique trois de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=9, r=0.8$)

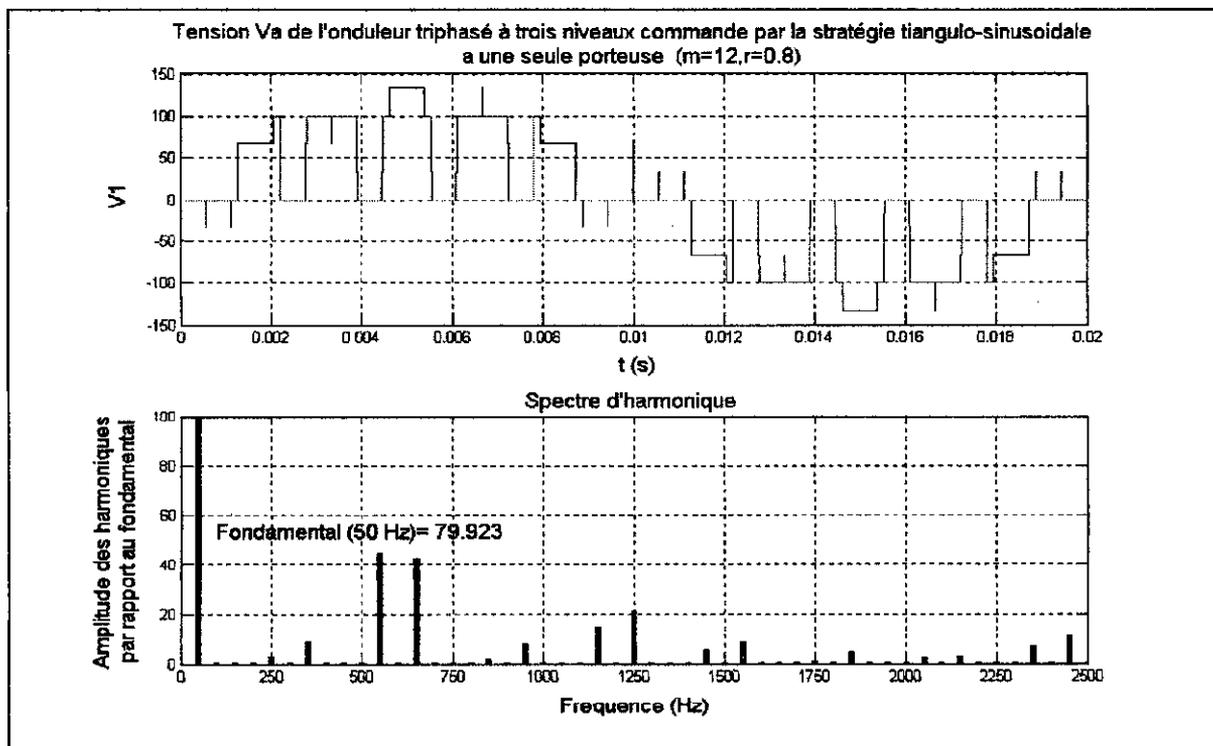


Figure II.14 Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques avec injection de l'harmonique trois de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=12, r=0.8$)

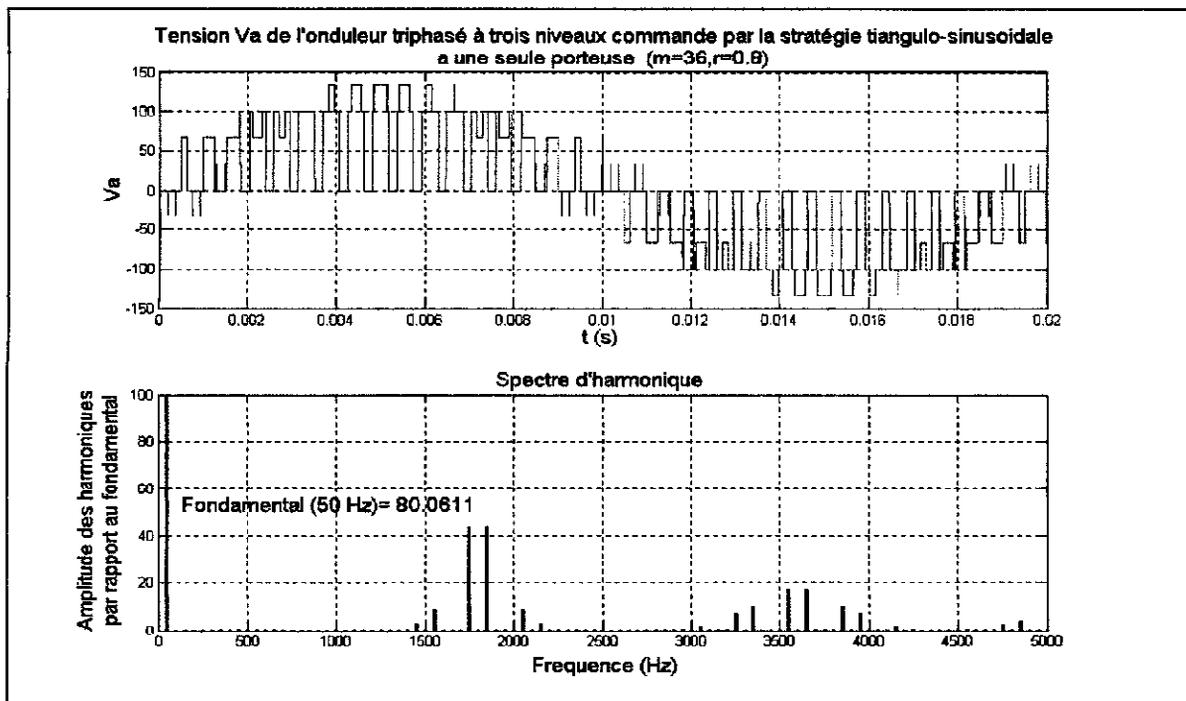


Figure II.15: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques avec injection de l'harmonique trois de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=36, r=0.8$)

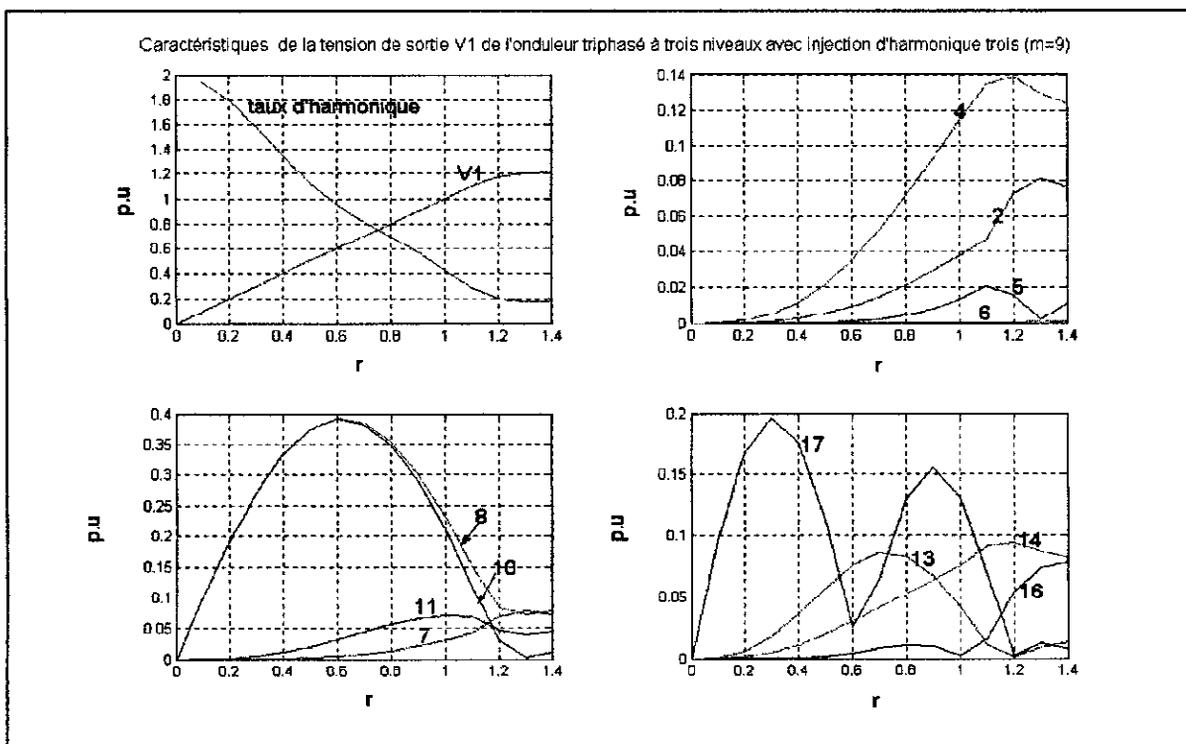


Figure II.16: Caractéristiques de la tension de sortie V_1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec injection de l'harmonique trois ($m=9$)

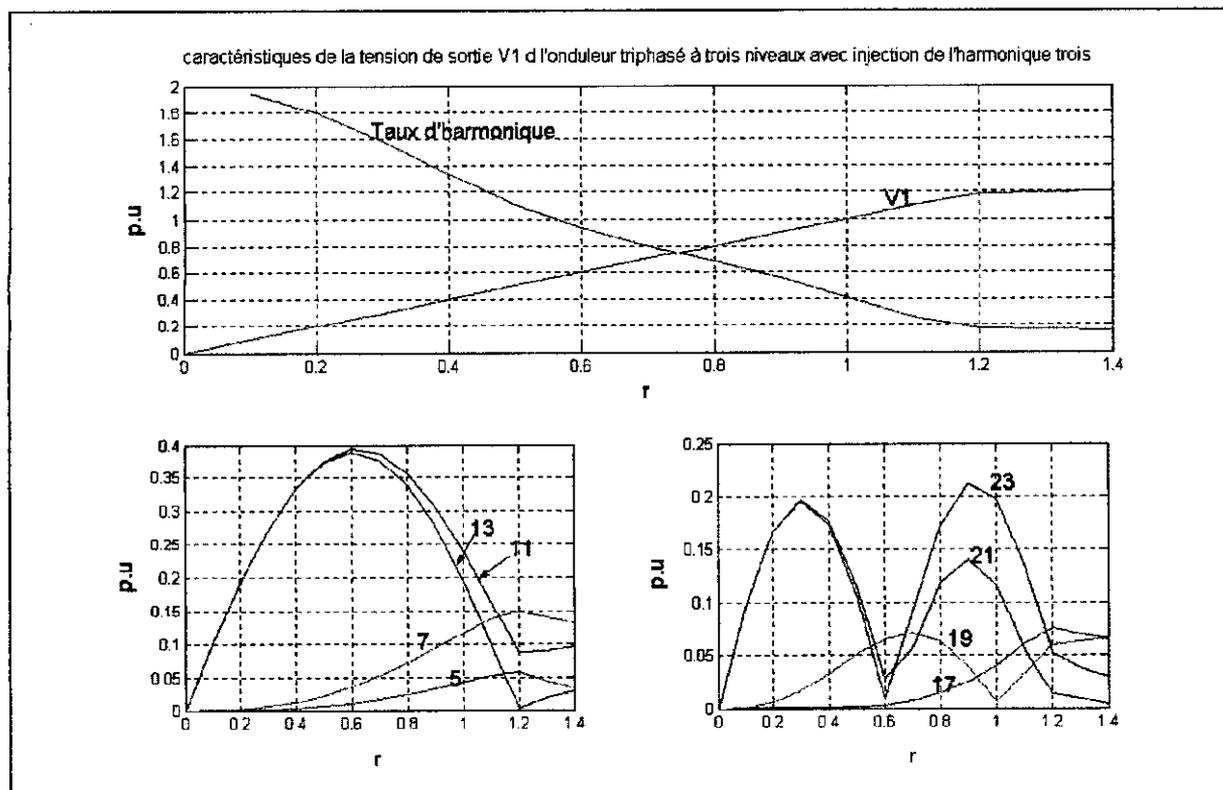


Figure II.17: Caractéristiques de la tension de sortie V1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec injection de l'harmonique trois ($m=12$)

II.1.3 Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques décalées entre elle d'une demi-période

$$T_p/2 \quad [2].$$

Différentes porteuses sont possibles :

- triangulaire bipolaire ou unipolaire.
- dent de scie bipolaire ou unipolaire.

Cette stratégie est caractérisée comme la stratégie précédente par l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

Pour cette commande on étudie le cas de deux porteuses en dent de scie bipolaires.

Les tensions de référence de cette stratégie sont les même que la stratégie précédente définie par le système (II.1).

II.1.3.1 Principe de la stratégie

Puisque l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux mis en série [1], l'algorithme de la stratégie pour un bras d'onduleur k peut être résumé en deux étapes:

Etape 1 : Détermination des signaux de commande intermédiaires V_{K0}, V_{K1} :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = U_C \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \quad (II.4)$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{K0} = -U_C \end{cases} \quad (II.5)$$

Etape 2 : Détermination du signal V_{Km} et les ordres de commande B_{Ks} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{Km} = U_C \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ V_{Km} = -U_C \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ V_{Km} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (II.6)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} V_{Km} = V_{K1} + V_{K0} \\ B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (II.7)$$

La figure (II.18) montre les signaux de commande et la tension de sortie (par rapport au point milieu M de la source) de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour ($r=0.8$, $m=6$).

Cette commande peut être représentée par le réseau de Pétri de la figure (II.19)

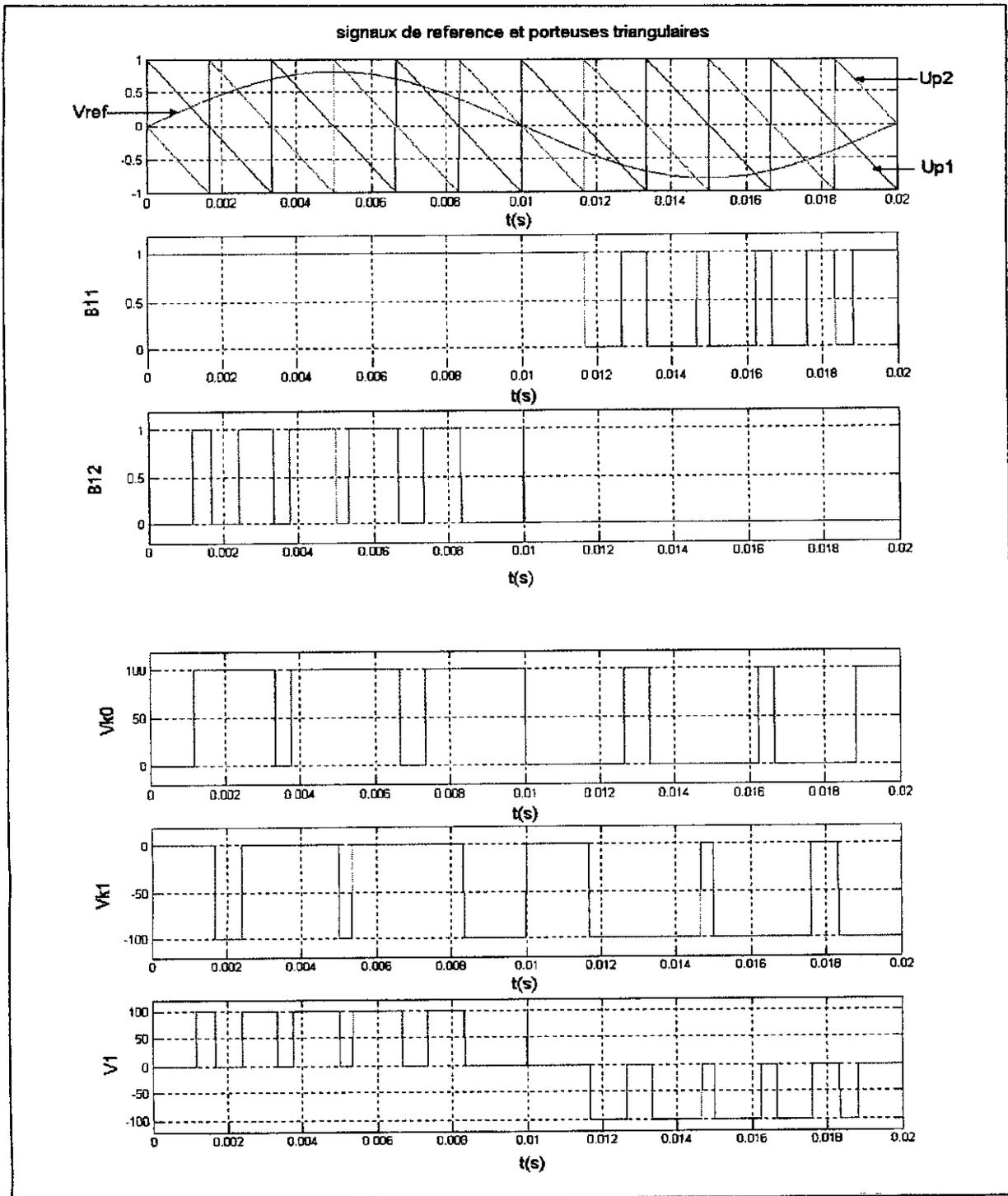


Figure II.18: Signaux de commande et tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses($m=6,r=0.8$)

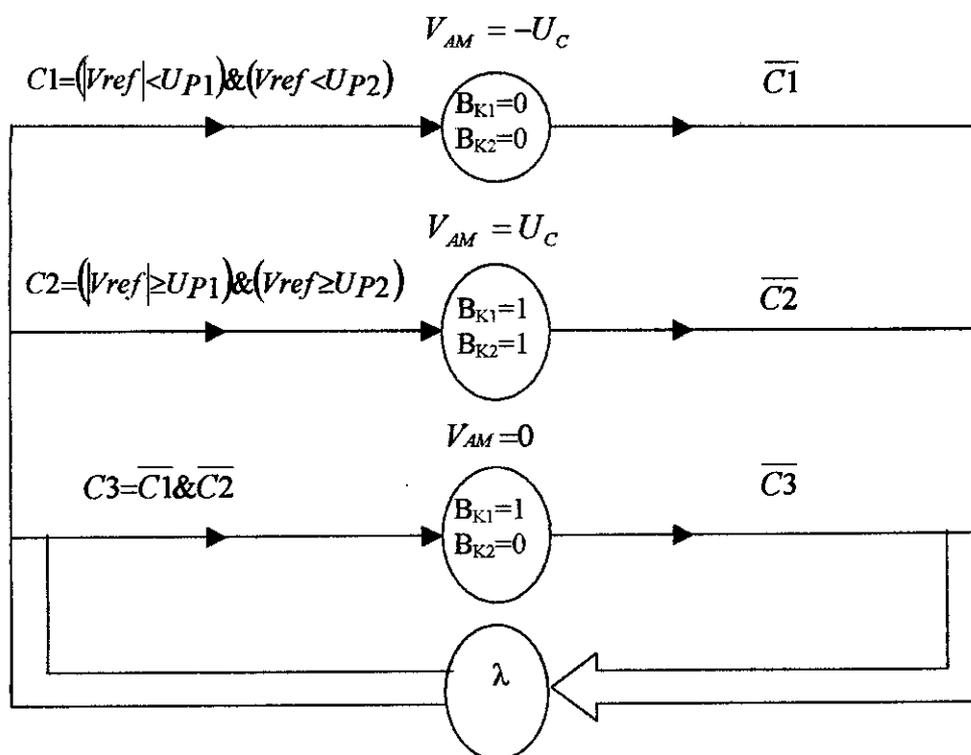


Figure II.19: Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses

II.1.3.2 Injection de l'harmonique trois

Comme pour la première stratégie de commande on utilise le même système d'équation qui donne les tensions de référence avec l'injection de l'harmonique trois.

La figure montre les différents signaux utilisés pour cette stratégie pour $m = 6$, $r = 0,8$.

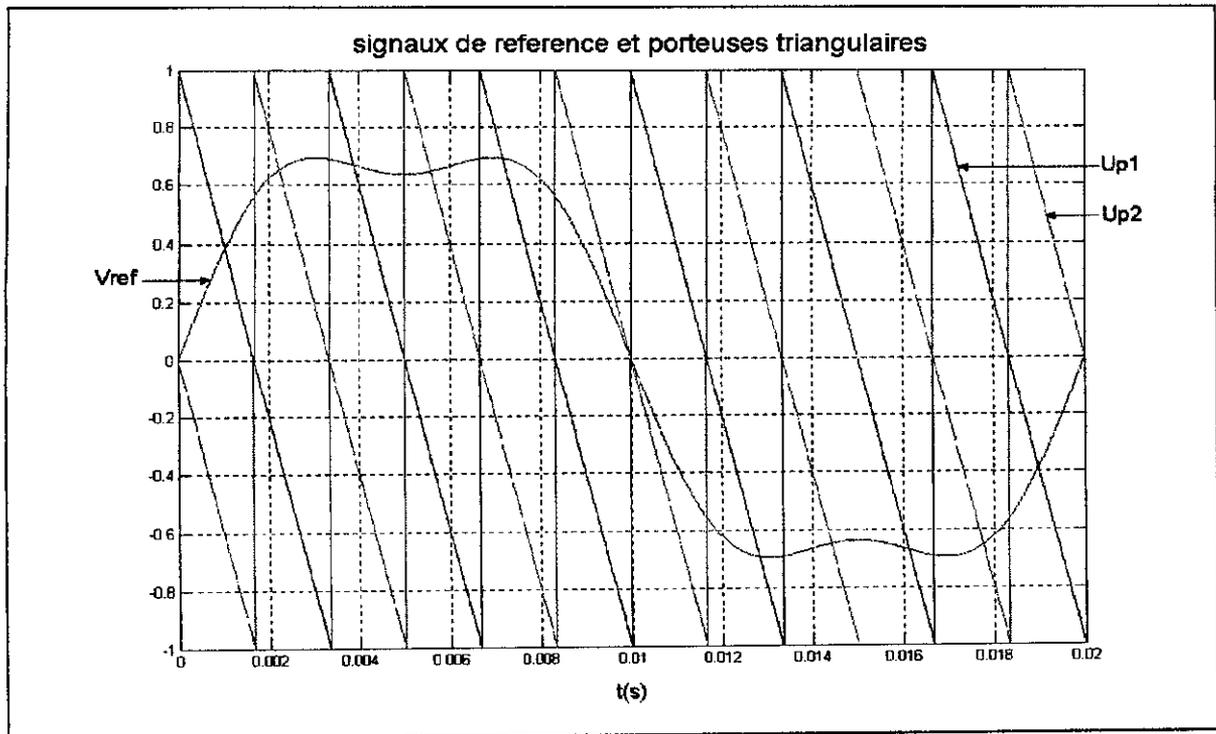


Figure II.20: Signaux de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux injection de l'harmonique trois ($m=6, r=0.8$)

II.1.3.3 Résultats de simulations :

II.1.3.3.1 Performances de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses:

Pour cette stratégie de commande, on simule la tension V_a de la phase A délivrée par l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques pour les valeurs de m suivantes: ($m=9, m=12, m=20$). Tel que pour chaque valeur de m on fait varier r ($r=0.4, r=0.8$).

- Pour $r=0.4$, les courbes sont données par les figures (II.21, II.22 et II.23).
- Pour $r=0.8$, les courbes sont données par les figures (II.24, II.25 et II.26).

Les variations de l'amplitude du fondamental et celles des harmoniques en fonction du taux de modulation r sont représentées par la figure (II.27) pour ($m=9$) et la figure (II.28) pour ($m=12$).

Pour la même stratégie de commande et avec injection d'harmonique trois, on a simulé la tension V_a de la phase A délivrée par l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique pour les valeurs de m suivantes: ($m=9, m=12, m=20$) et on fixe r à 0.8. (Figures (II.29, II.30 et II.31)).

Les variations de l'amplitude du fondamental et celles des harmoniques en fonction du taux de modulation r sont représentées par la figure (II.32) pour ($m=9$) et la figure (II.33) pour ($m=12$).

II.1.3.3.2 Interprétation des résultats :

On constate pour cette stratégie que :

- Pour les valeurs de l'indice de m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf = (2fp)$.
- La première famille centrée autour de la fréquence $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux d'harmonique diminue en augmentant le coefficient de réglage r .
- Le taux de modulation permet un réglage linéaire du fondamental de 0 à 1.
- Le taux d'harmonique pour cette stratégie est réduit que la première stratégie.

Pour cette stratégie de commande avec injection d'harmonique trois on constate que :

- Le taux d'harmonique diminue en augmentant le coefficient de réglage r .
- Une augmentation, par rapport au cas sans injection d'harmonique trois, d'environ 15% de la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental.
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection d'harmonique trois.

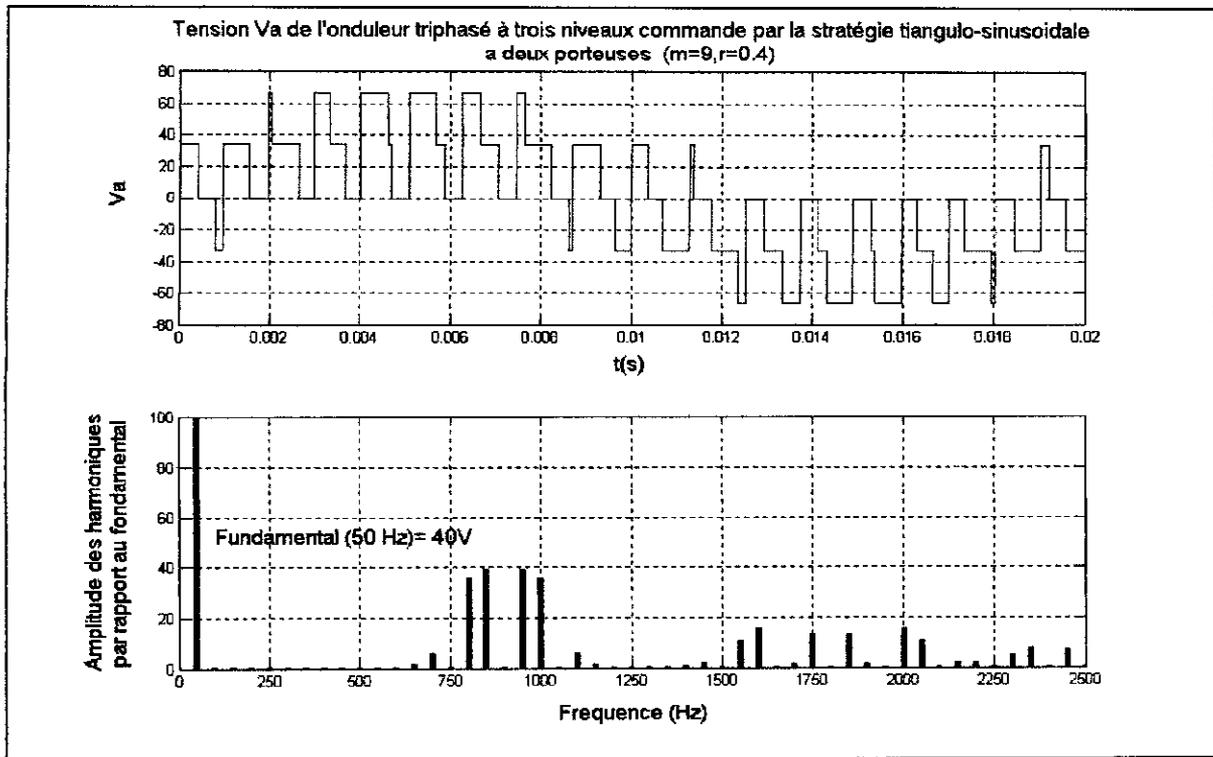


Figure II.21: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=9, r=0.4$)

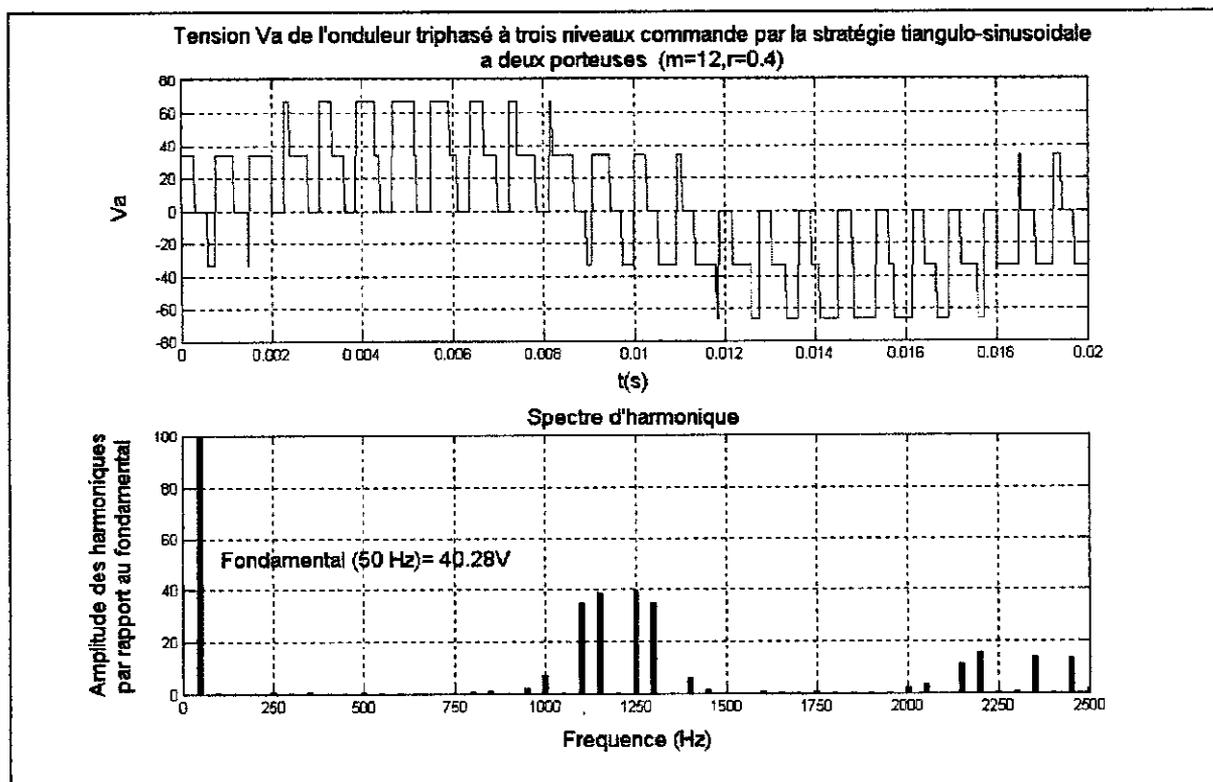


Figure II.22: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=12, r=0.4$)

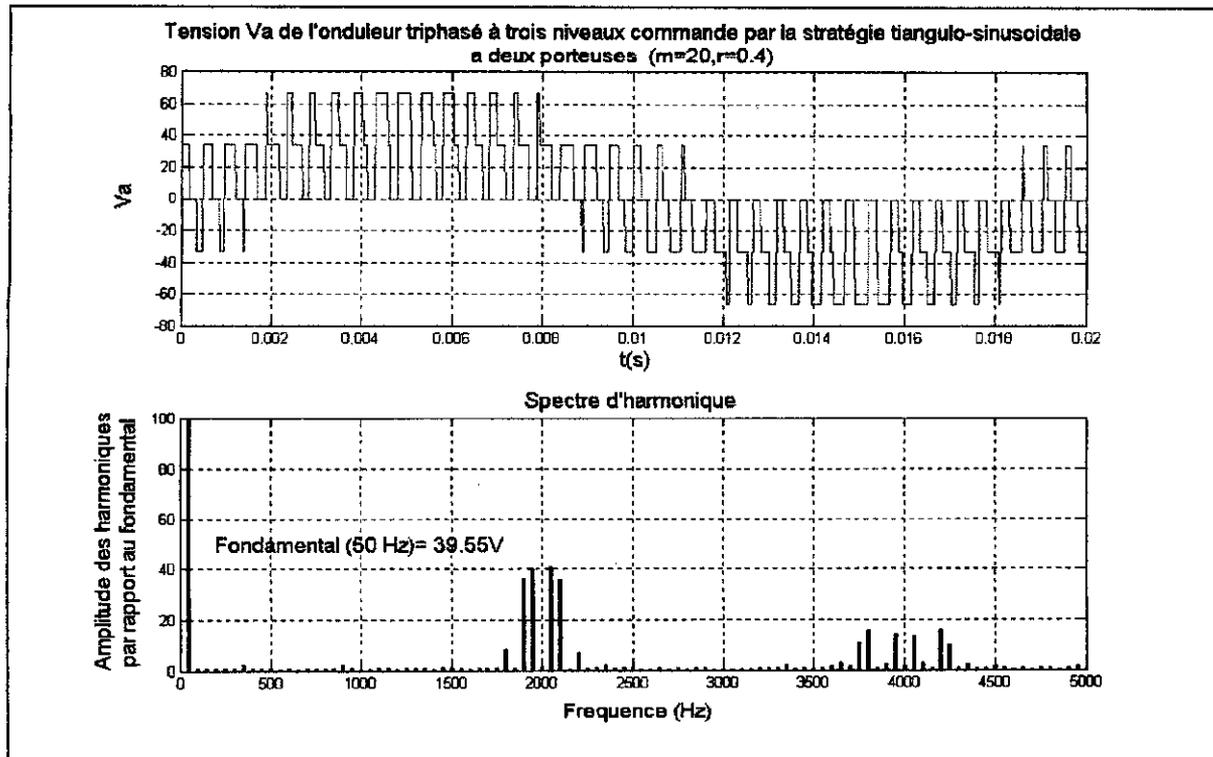


Figure II.23: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=20, r=0.4$)

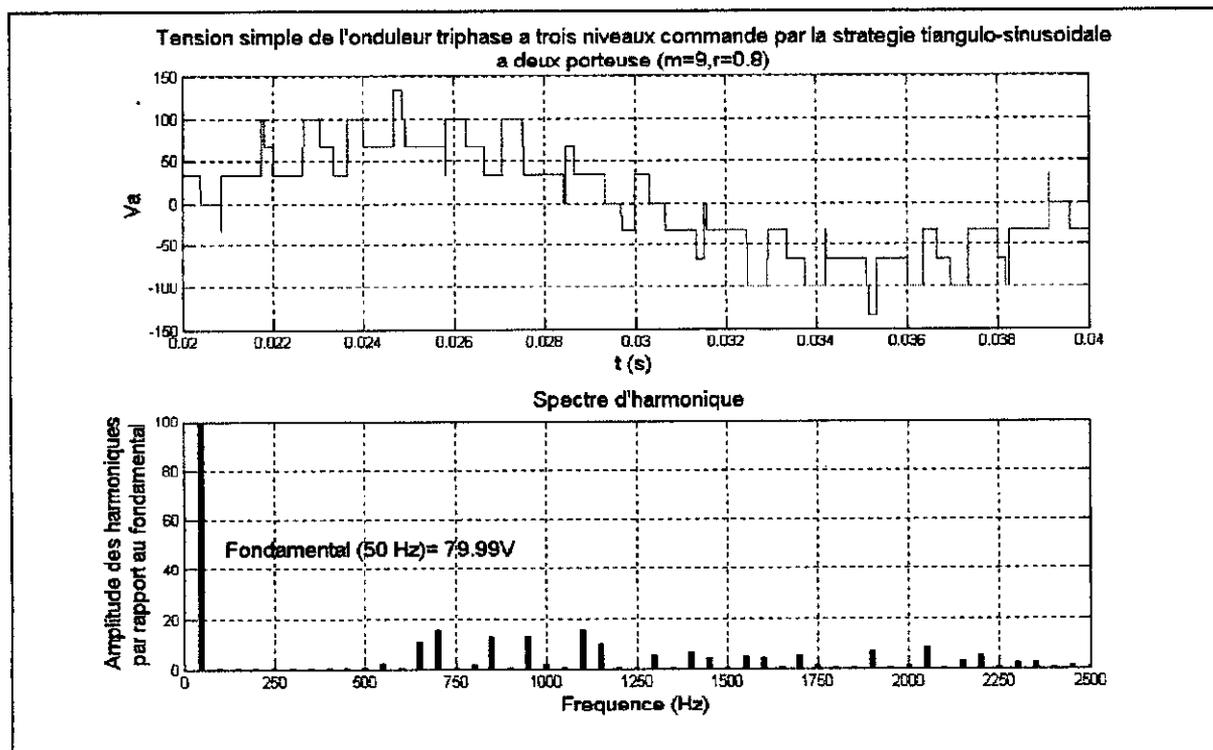


Figure II.24: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=9, r=0.8$)

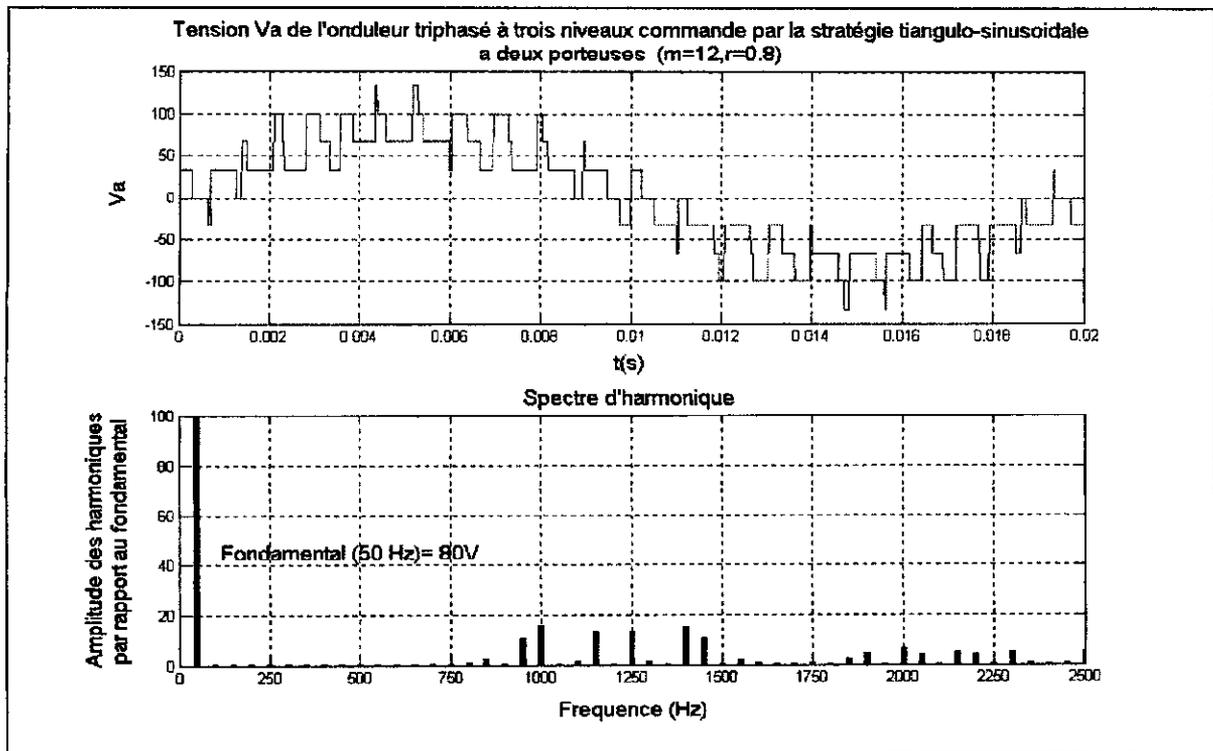


Figure II.25: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=12, r=0.8$)

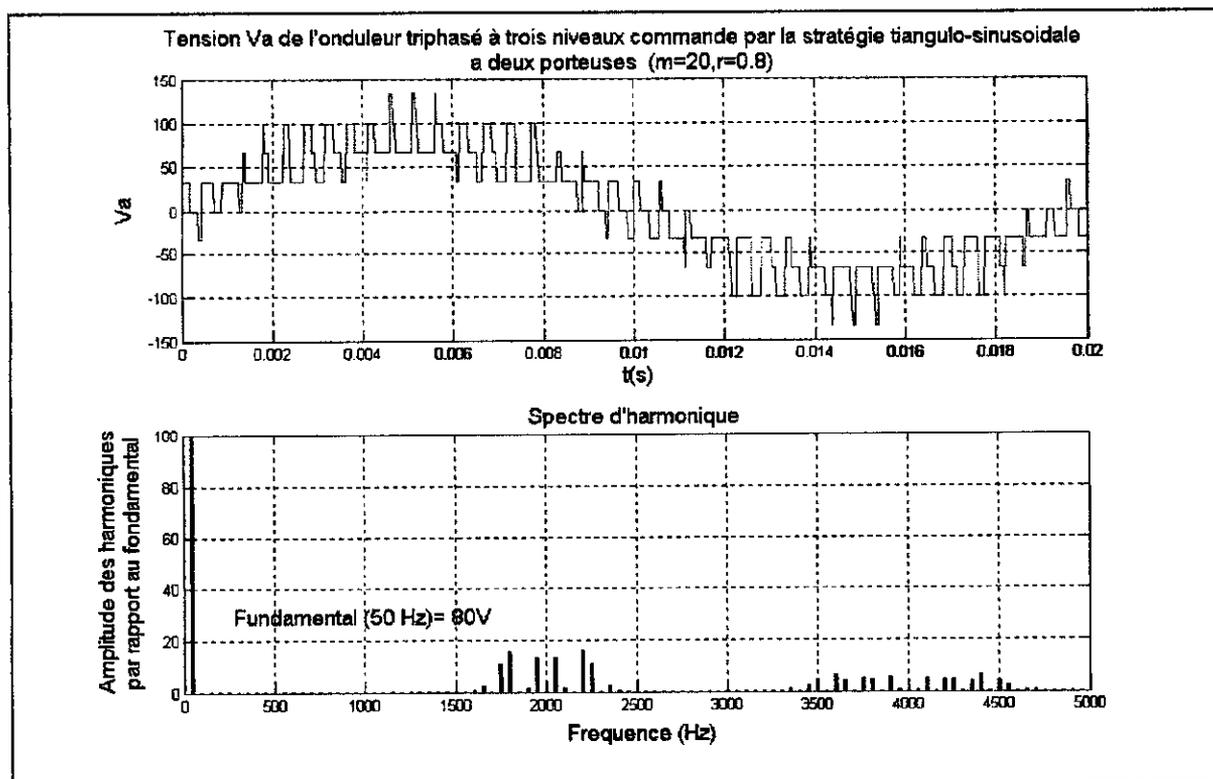


Figure II.26: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=20, r=0.8$)

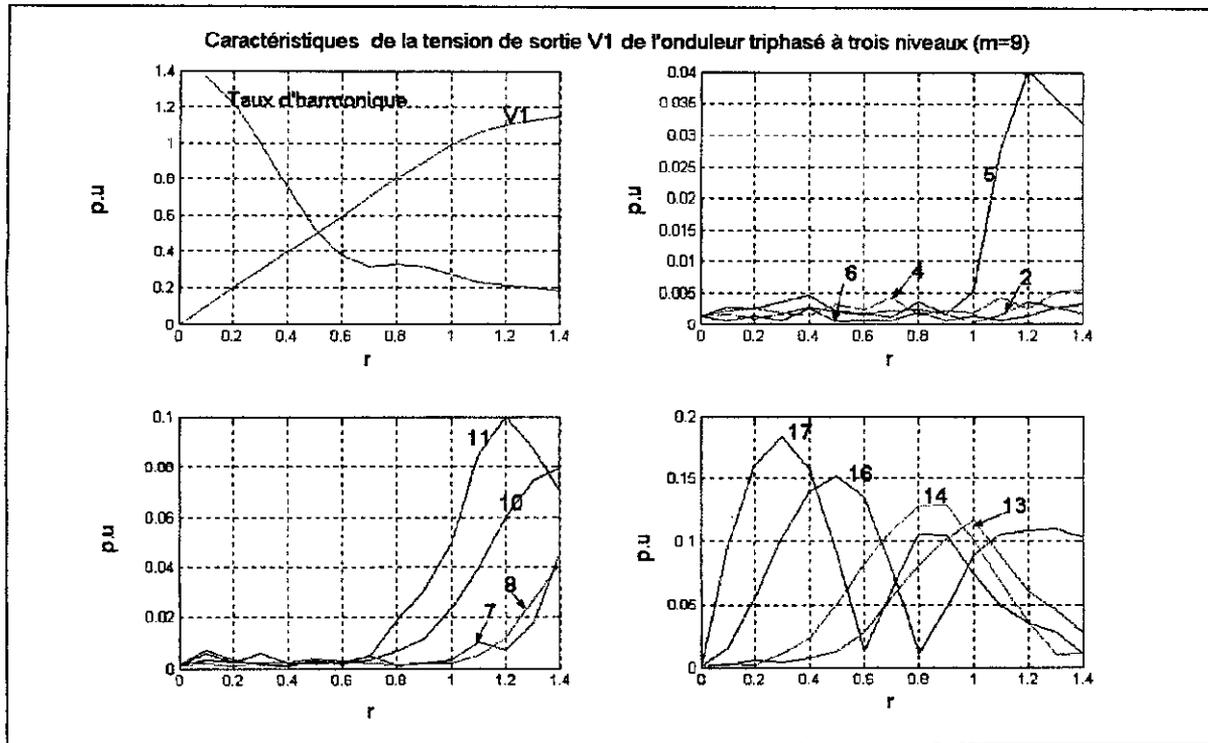


Figure II.27: Caractéristiques de la tension de sortie V1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses (m=9)

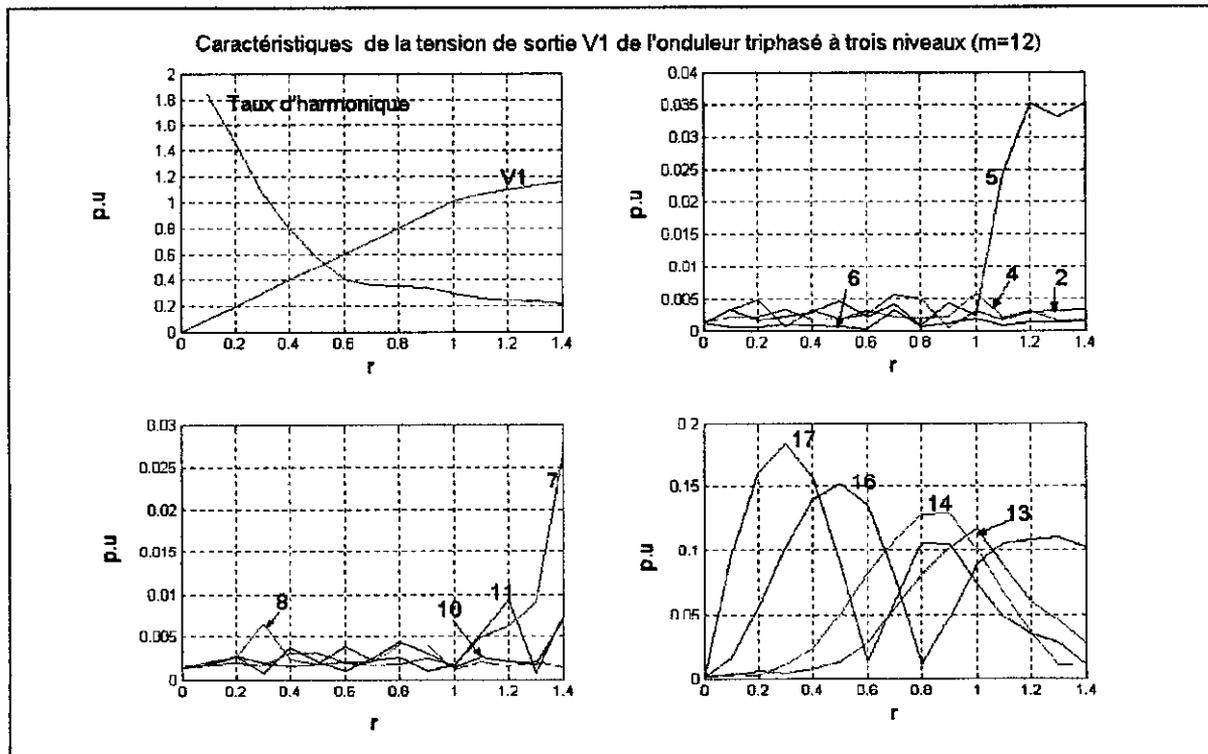


Figure II.28: Caractéristiques de la tension de sortie V1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses (m=12)

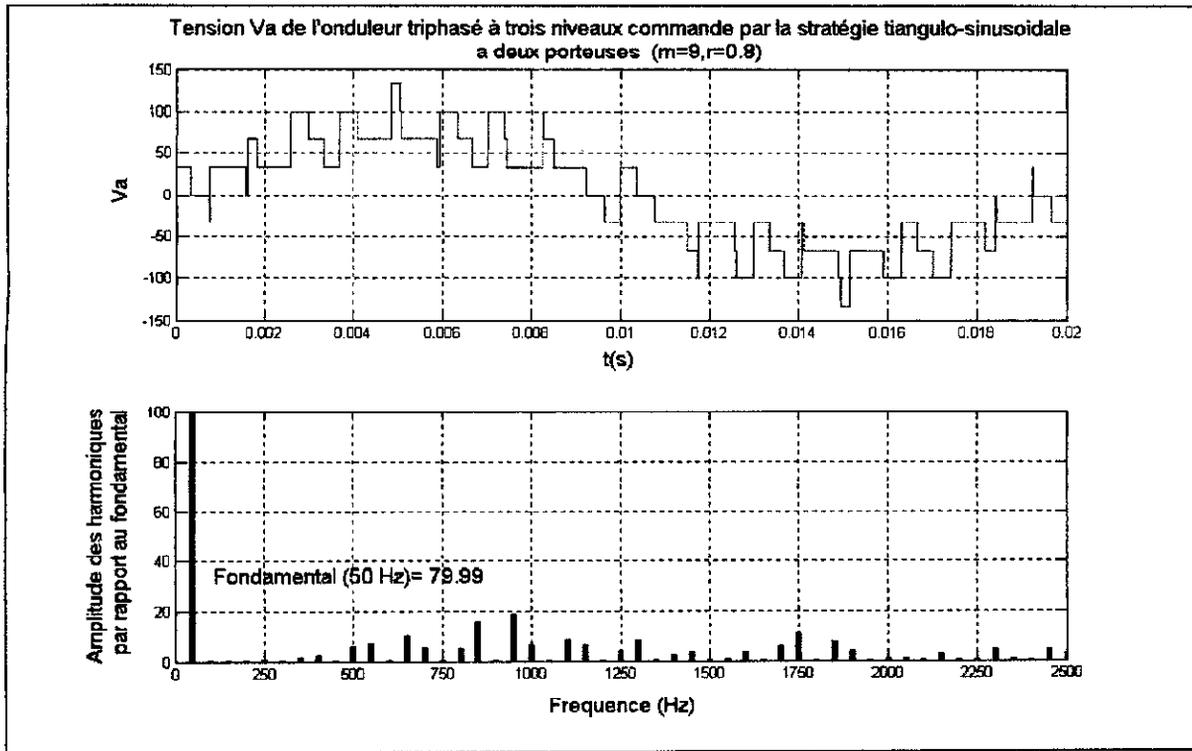


Figure II.29: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques avec injection de l'harmonique trois de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=9, r=0.8$)

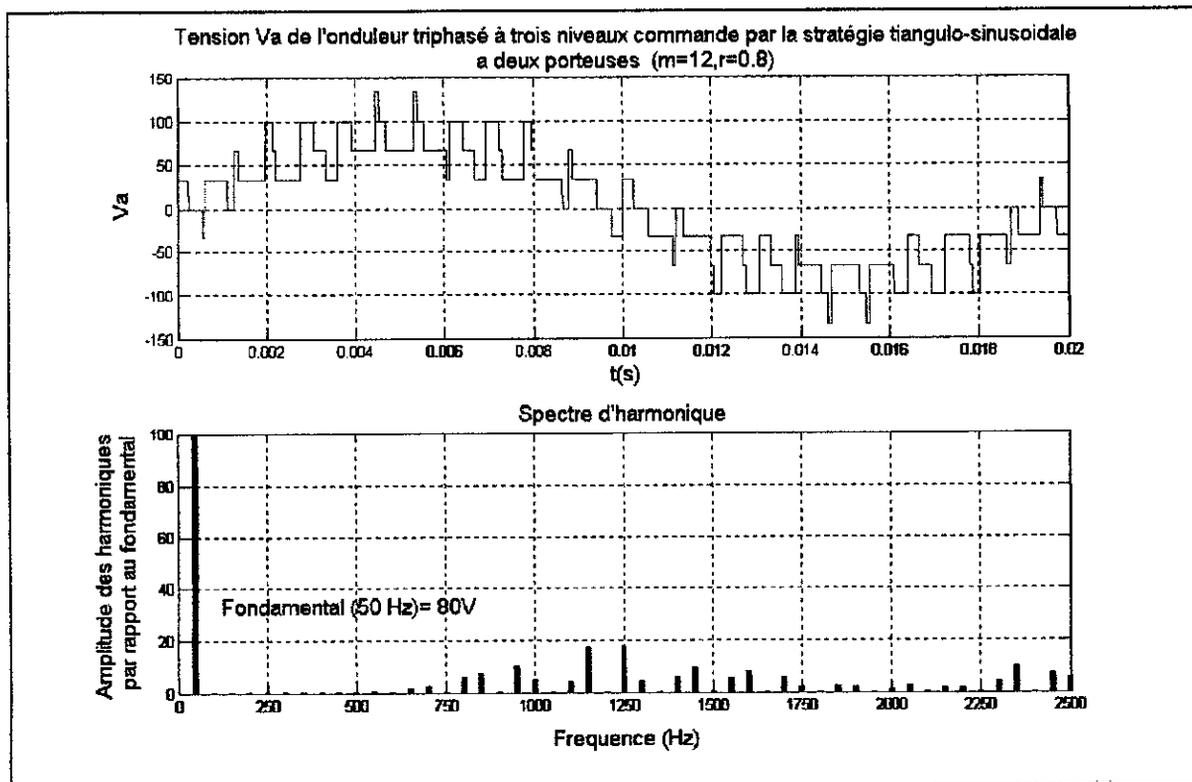


Figure II.30: Tension de sortie V_1 et son spectre d'harmoniques avec injection de l'harmonique trois de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=12, r=0.8$)

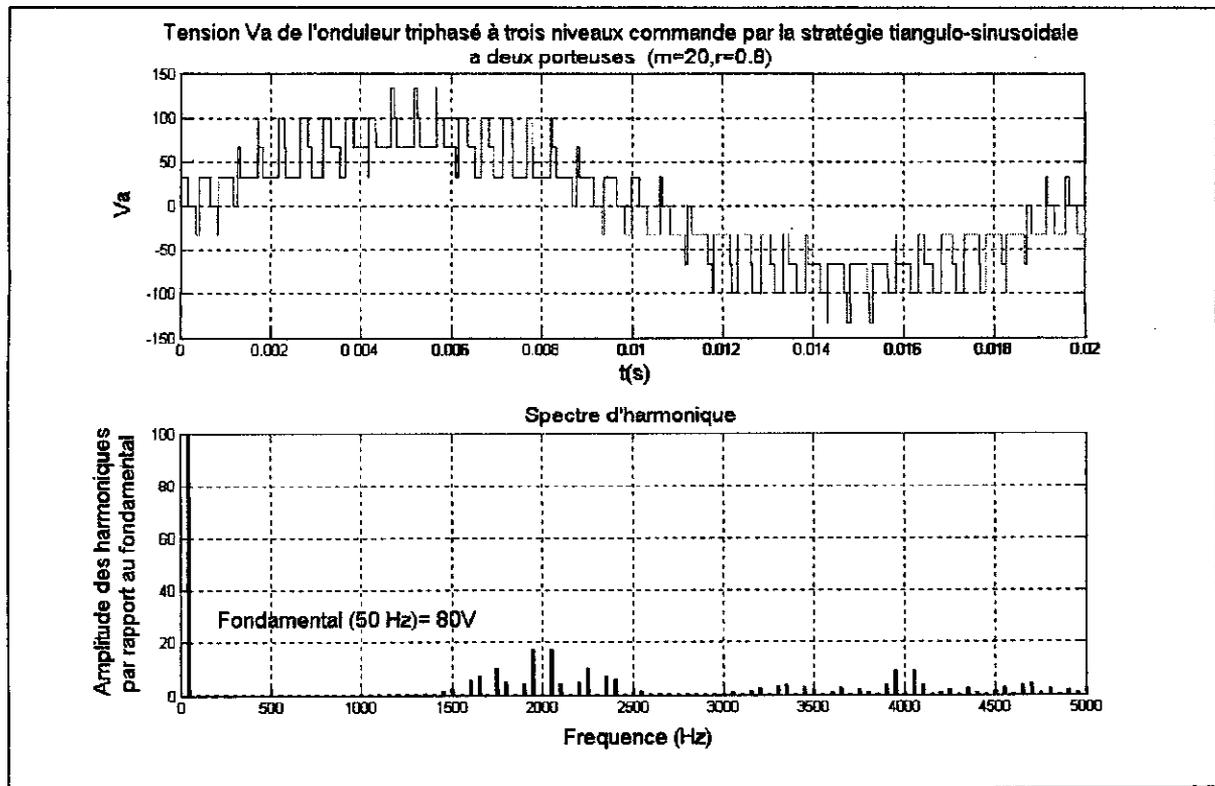


Figure II.31: Tension de sortie V1 et son spectre d'harmoniques avec injection de l'harmonique trois de l'onduleur triphasé à trois niveaux ($m=20, r=0.8$)

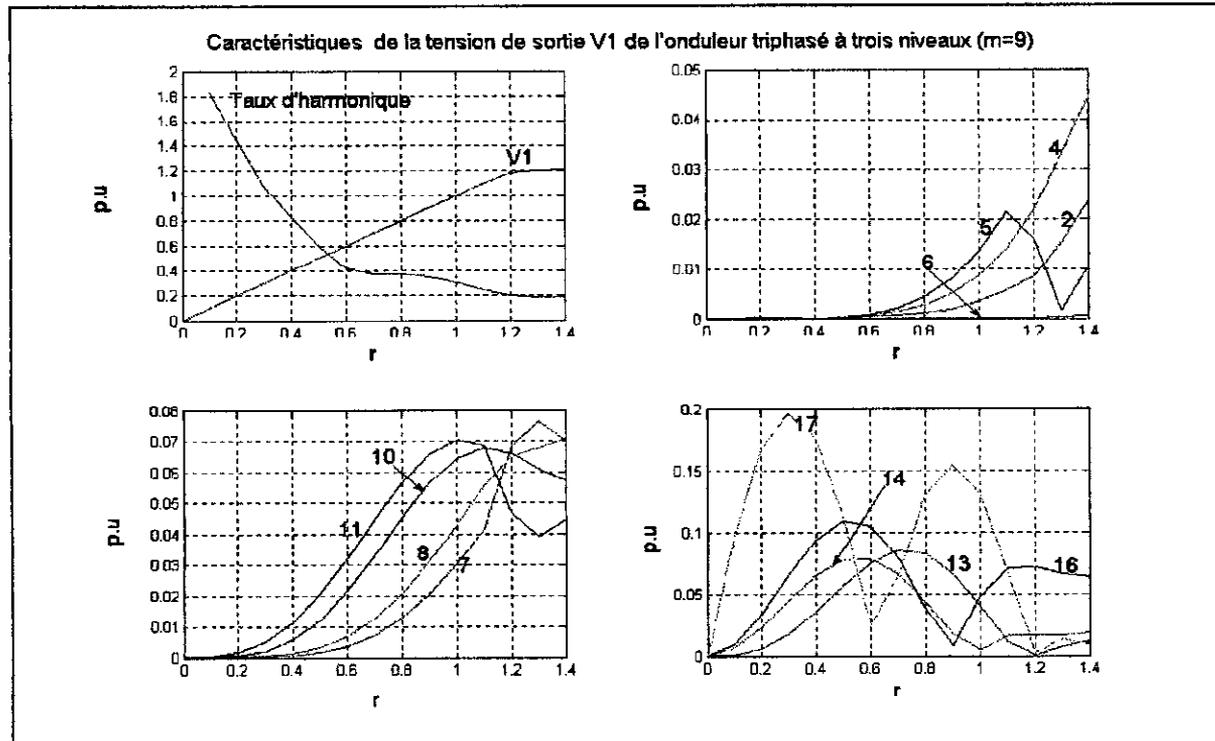


Figure II.32: Caractéristiques de la tension de sortie V1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec injection de l'harmonique trois ($m=9$)

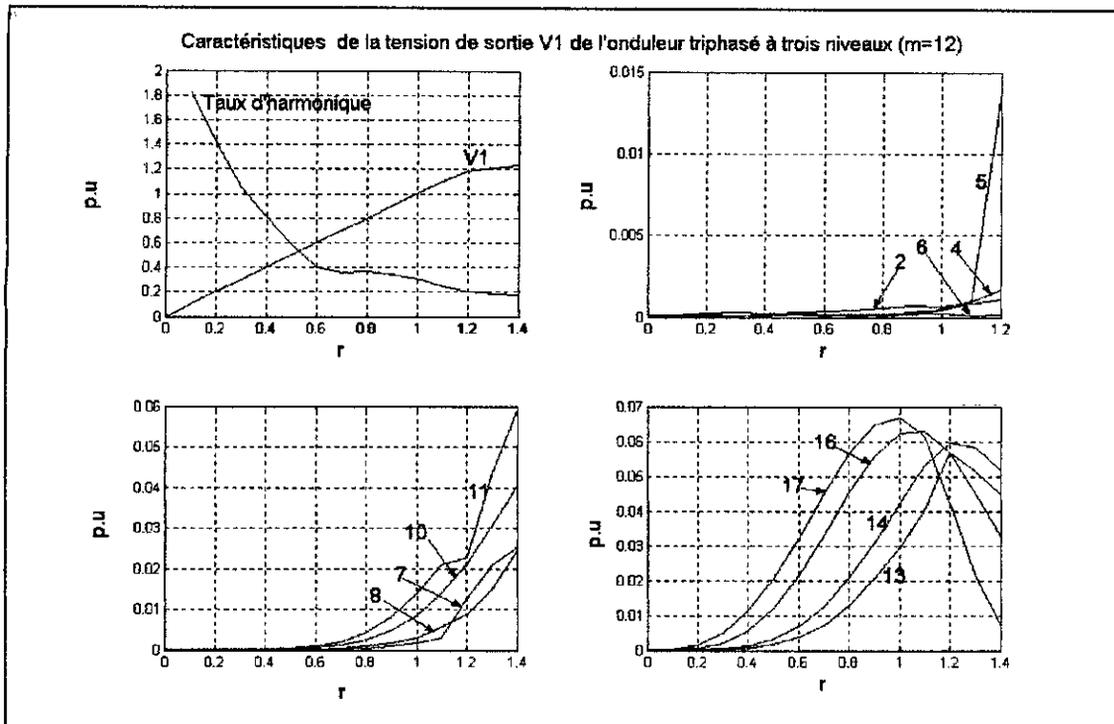


Figure II.33: Caractéristiques de la tension de sortie V1 de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec injection de l'harmonique trois ($m=12$)

Conclusion:

Dans ce chapitre on a étudié la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse et à deux porteuses et nous avons montré que l'onduleur triphasé à trois niveaux présente un taux d'harmonique très satisfaisant.

L'étude spectrale des deux types de commande montre que la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses est meilleure en point de vue tension de sortie et taux d'harmonique.

L'injection de l'harmonique trois dans la référence permet d'augmenter la zone linéaire de tension sans modifier les performances de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

CHAPITRE : III

Réalisation pratique

Introduction

De nombreux problèmes sont rencontrés lors de fonctionnement en liaison directe entre le circuit de commande et de puissance, tels que le retour de la masse et les bruits électriques. Afin d'éviter tout problème de ce genre, un isolement électrique doit être assuré entre les deux circuits.

Dans notre travail, nous avons réalisé une carte d'interface comportant deux circuits en cascade. Le premier circuit crée le temps mort uniquement au front montant, afin d'éviter tout problème de court-circuit de l'alimentation et un deuxième circuit d'isolation réalisé à base d'opto-coupleur.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la réalisation pratique des différents circuits de la carte d'interface et de bloc de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

III.1 Carte d'interface

La carte d'interface comporte :

- Une alimentation stabilisée (0 +15V)
- Trois circuits temporisateurs (Delay time)
- Douze circuits pour l'isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance réalisés à base d'opto-coupleurs.

III.1.1 Circuit de l'alimentation stabilisé

L'ensemble des circuits de commande exige des alimentations déférentes.

Dans tout les cas, la source de tension alimentant un circuit intégré doit présenter les caractéristiques suivantes [9] :

1. La valeur doit être stable dans le temps.
2. Elle doit être indépendante du courant délivrée.
3. Elle doit être peu dépendante des variations de température ambiante.
4. Les ondulations résiduelles (résidu du secteur 50 Hz) doivent être minimisées.

Dans le cas contraire les circuits fonctionnent avec des performances réduites où même ne réalise plus leur fonction.

Le secteur électrique est dans un premier temps abaissé par un transformateur puis redressé par un pont à diodes. La tension redressée est filtrée à l'aide des capacités. Après le filtrage la tension est régulée par un régulateur pour avoir à la sortie une alimentation stabilisée, comme il est présenté sur la figure (III.1).

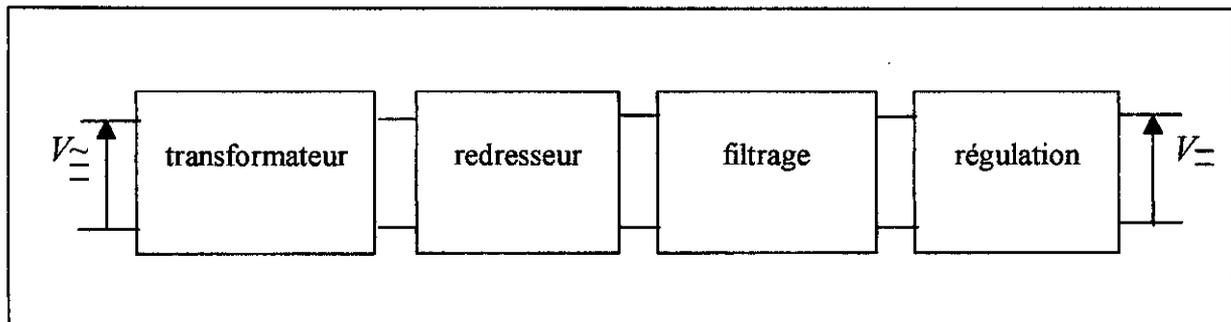


Figure III.1: Schéma de principe d'une alimentation stabilisée

Alimentation pour opto-coupleur

Puisque chaque circuit d'opto-coupleur doit être alimenté séparément (pour ne pas court-circuiter les transistors du bloc de puissance), on a 10 circuits d'alimentations (0 +15V) pour les 12 opto-coupleurs car les trois opto-coupleurs liés aux transistors T_{14}, T_{24} et T_{34} (qui sont reliés à un point commun) sont alimentés par une seule alimentation. La figure (III.2) représente le schéma de deux circuits d'alimentation (les 5 sont identiques).

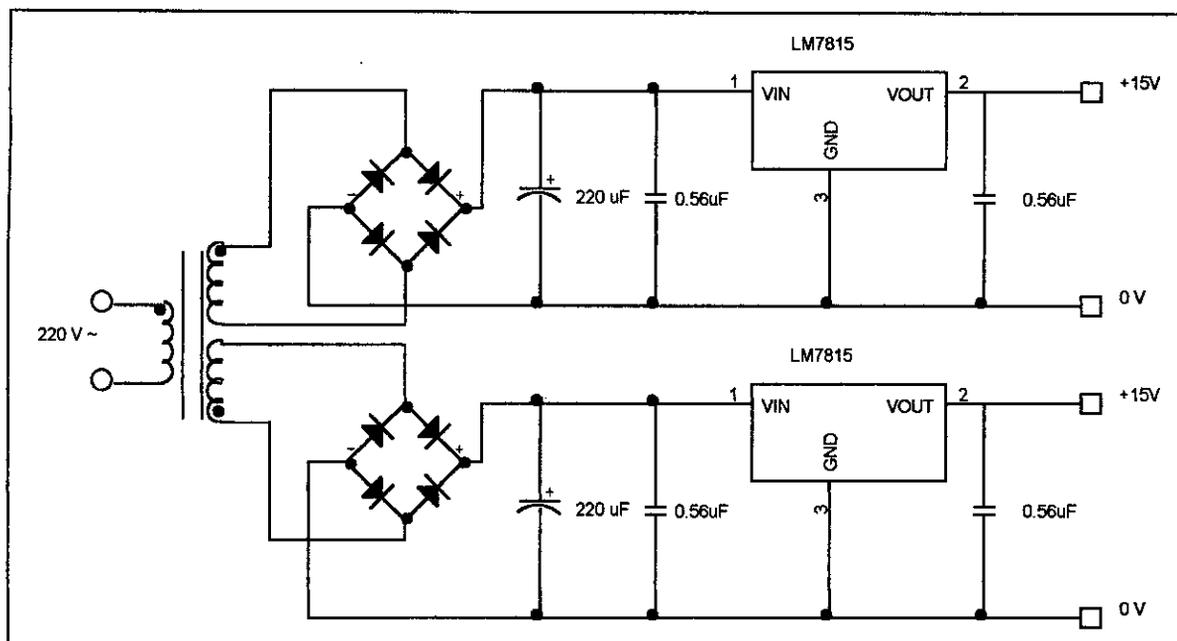


Figure III.2: Carte d'alimentation de deux opto-coupleurs

III.1.2 Circuit temporisateur

A cause du temps de blocage supérieur au temps de la mise en conduction des IGBT et comme les transistors d'un bras sont commandés d'une façon complémentaire, il est interdit d'enclencher un transistor avant que le transistor complémentaire ne soit bloqué et vice versa, afin de les protéger contre les courts-circuits [10]. A cause des diodes, il n'y a pas de risque d'ouverture du circuit du récepteur de courant alternatif [11].

Les signaux de commande des transistors doivent donc présenter un temps de retard t_q appelé aussi temps d'anti-chevauchement.

Il faut que $t_q > t_{off}$ ($t_{off} = \text{temps de réponse } t_{d(off)} + \text{temps de descente } t_f$) et ceci dans le pire des cas (t_{off} pour le courant maximal) [10], en pratique on ne retarde que le front montant, le front descendant reste inchangé, le retard est réaliser par un circuit RC que l'on inhébe sur le front descendant (figure (III.4)).

On peut expliquer le fonctionnement de circuit de retard "RC" lors de la montée et la descente de l'impulsion comme suit:

1. Sur le front montant:

Le circuit "RC" va ralentir la montée de l'impulsion, la capacité va mettre un temps pour se charger à travers la résistance R.

L'évolution de la tension au borne de la capacité suit la loi: $V = E\left(1 - e^{-t/RC}\right)$.

Avec E : l'amplitude maximale du signal de commande.

2. Sur le front descendant:

Lors de descente de l'impulsion, la capacité C va se décharge, pas à travers la résistance R mais à travers une diode rapide de type 1N4148 (voir Annexe II) qui va empêcher le retard au niveau du front descendant. La constante de temps de la décharge est très inférieure par rapport à la constante de temps de la charge.

Comme la fonction de transfert durant la charge de la capacité est de type premier ordre, donc ce retard est donné par la valeur de $\tau = RC$. Dans notre cas on a pris: $R = 1,1k\ \Omega$ et $C = 10nF \Rightarrow \tau = 11\mu s$.

Le retard de τ est choisi de telle manière que la tension du signal de commande du transistor atteigne la valeur $V_{ge(th)}$ (égale à 3V pour notre cas) après le blocage du transistor complémentaire, comme on voit sur la figure (III.5) que la tension de signal de commande atteint la valeur 3V après 4 μs . Cette durée de 4 μs est inférieure à la durée de blocage du transistor utilisée dans notre réalisation qu'est inférieure à 1 μs (voir Annexe V).

La figure (III.3) représente le circuit générant le temps mort. En plus des résistances, les capacités et les diodes on trouve le circuit logique inverseur 4069 (voir Annexe III) pour générer les signaux de commande B_{14} et B_{13} à partir de B_{11} et B_{12} respectivement.

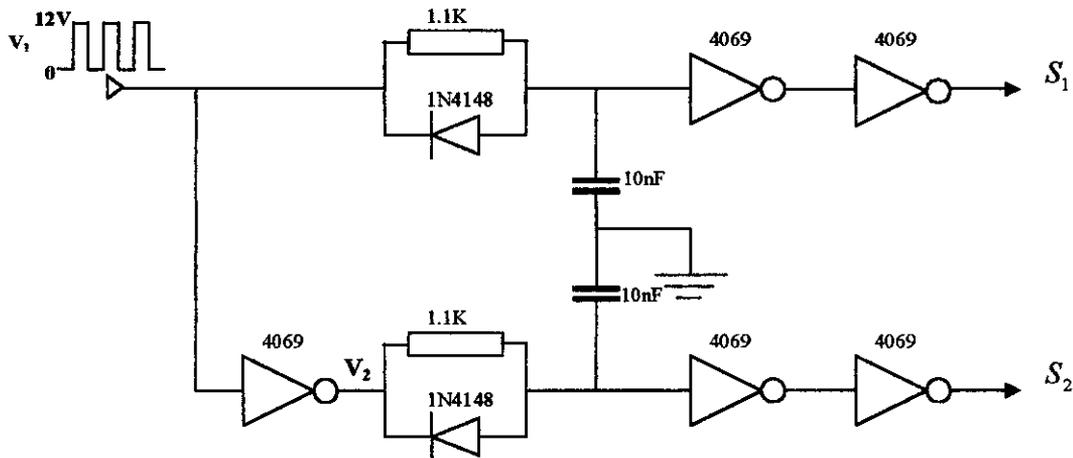


Figure III.3: Circuit de génération du temps mort

La figure (III.4) représente les signaux à l'entrée et à la sortie du circuit de temporisation, avec:

- ✓ V_1 : Signal de commande.
- ✓ V_{1R} : Signal de commande V_1 retardé.
- ✓ S_1 : Signal de commande V_1 effective.
- ✓ V_2 : Signal de commande complémentaire de V_1 .
- ✓ V_{2R} : Signal de commande V_2 retardé.
- ✓ S_2 : Signal de commande V_2 effective.

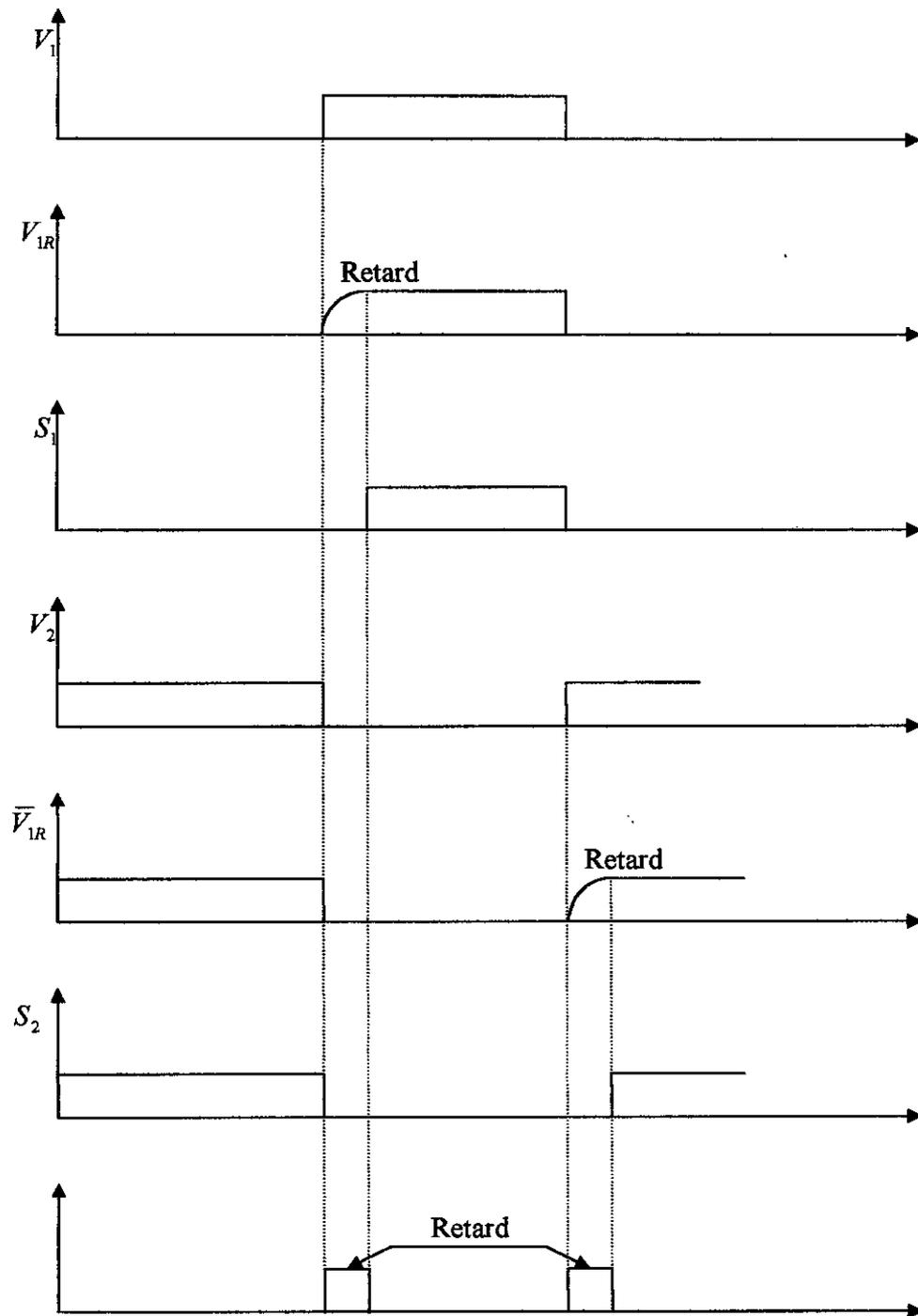


Figure III.4: Fonctionnement du circuit temporisateur

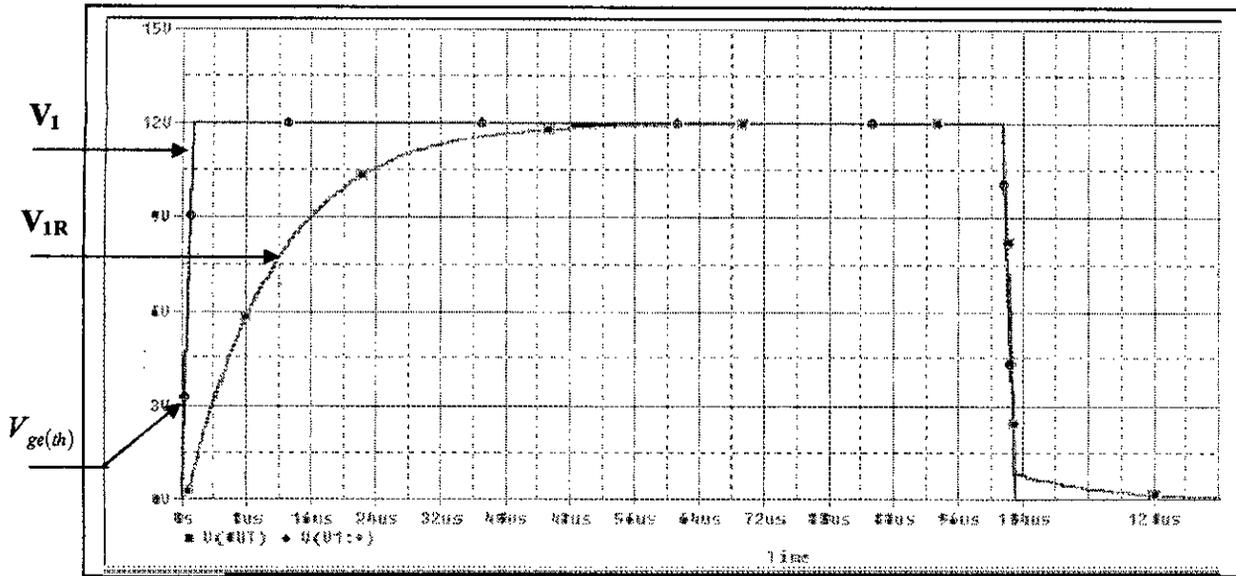


Figure III.5: Simulation du fonctionnement du circuit de temporisation.

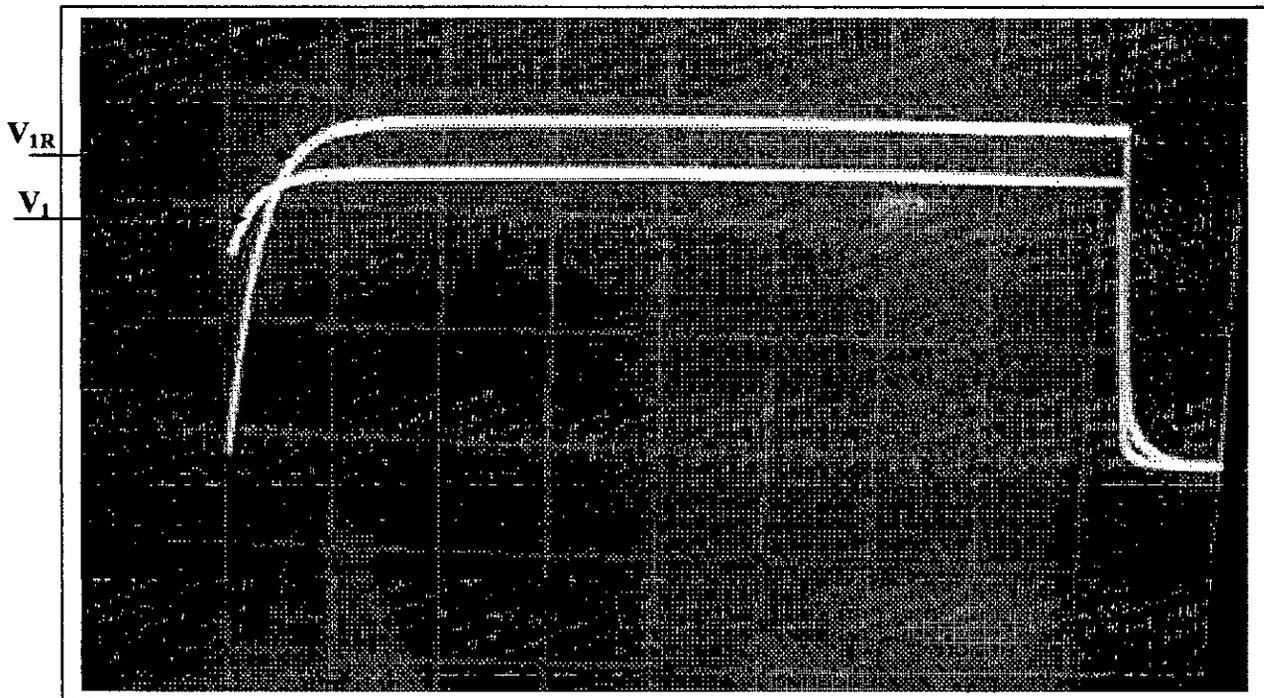


Figure III.6 : Résultat expérimentale du circuit de temporisation

La figure (III.6) montre le résultat expérimental des signaux à l'entrée et la sortie du circuit de temporisation, on voit que le retard existe uniquement au front montant comme pour le résultat de simulation.

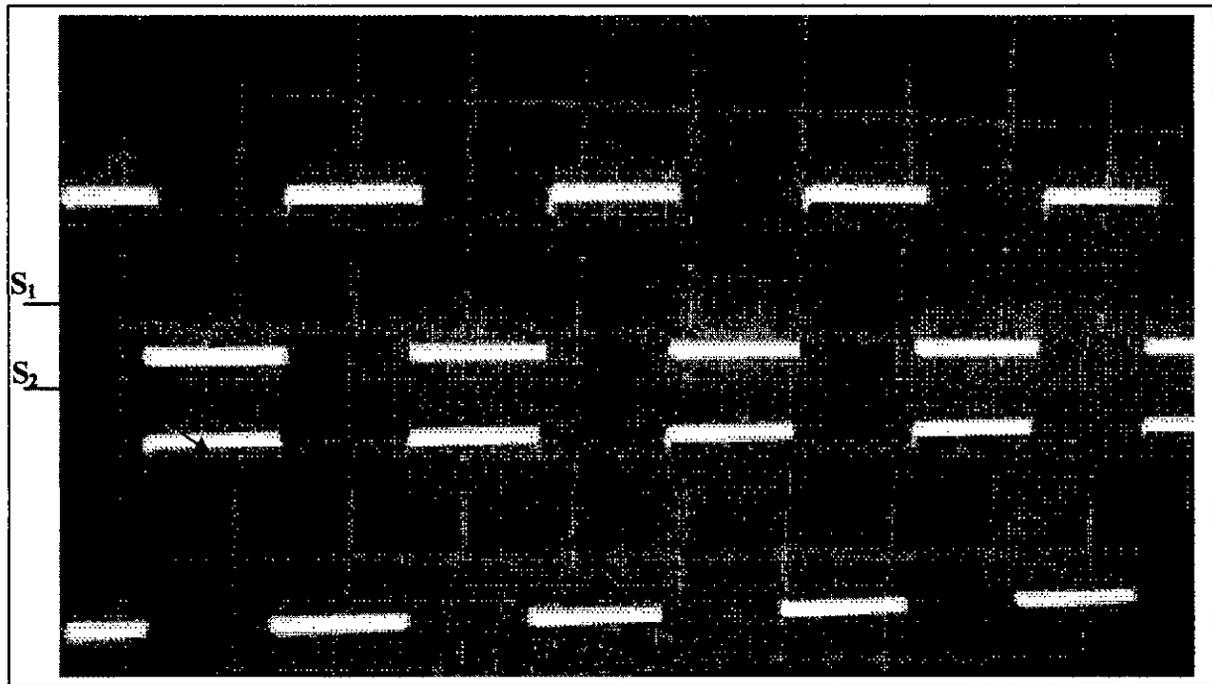


Figure III.7: Signaux complémentaires à la sortie du circuit de temporisation

La figure (III.7) représente le signal à la sortie du circuit de temporisation ainsi que le signal inverse. Les deux signaux sont tout à fait complémentaires, ils sont bien adaptés à la commande complémentaire de deux transistors.

III.1.3 Circuit d'isolation

Le fait d'employer un opto-coupleur pour activer l'IGBT contribue à la sécurité du montage car le circuit de commande est totalement isolé électriquement du circuit de puissance (pas de risque de retour de défaut [2]). Pour notre réalisation, on a utilisé l'opto-coupleur driver HCPL 3120 qui a les caractéristiques techniques suivantes : [16]

- $V_{CM} = 1500V$: Tension d'isolation.
- $V_{OL} = 0.5V$: Tension maximum de sortie niveau Bas
- $I_{CC} = 5mA$: Courant d'entrée maximale.
- $V_{CC} = 15 \text{ à } 30V$: Tension d'alimentation.
- Vitesses de commutation maximum : $500ns$.
- Température d'utilisation : $-40^{\circ}C \text{ à } 100^{\circ}C$.
- Courant de sortie : $2A$.

Le principe de fonctionnement d'un opto-coupleur peut être décrit comme suit :

L'opto-coupleur permet de transmettre un signal électrique par une voie optique qui isole électriquement l'entrée de la sortie. Il comprend une diode électroluminescente LED au GaAs (infrarouge) comme émetteur de lumière. La LED est optiquement couplée à un circuit avec un étage de puissance à la sortie [4] (Figure (III.8)).

En attaquant l'entrée par injection de courant, la LED émet des photons. Ils sont canalisés par voie optique qui constitue le couplage entre l'entrée et la sortie.

Les opto-coupleurs Driver HCPL3120 peuvent piloter aussi bien les IGBT que les MOSFET de puissance. La tension et le courant fournis par ces opto-coupleurs lui permettant de piloter directement les IGBT avec des tensions et des courants qui peuvent atteindre jusqu'à $1200V/100A$ [16].

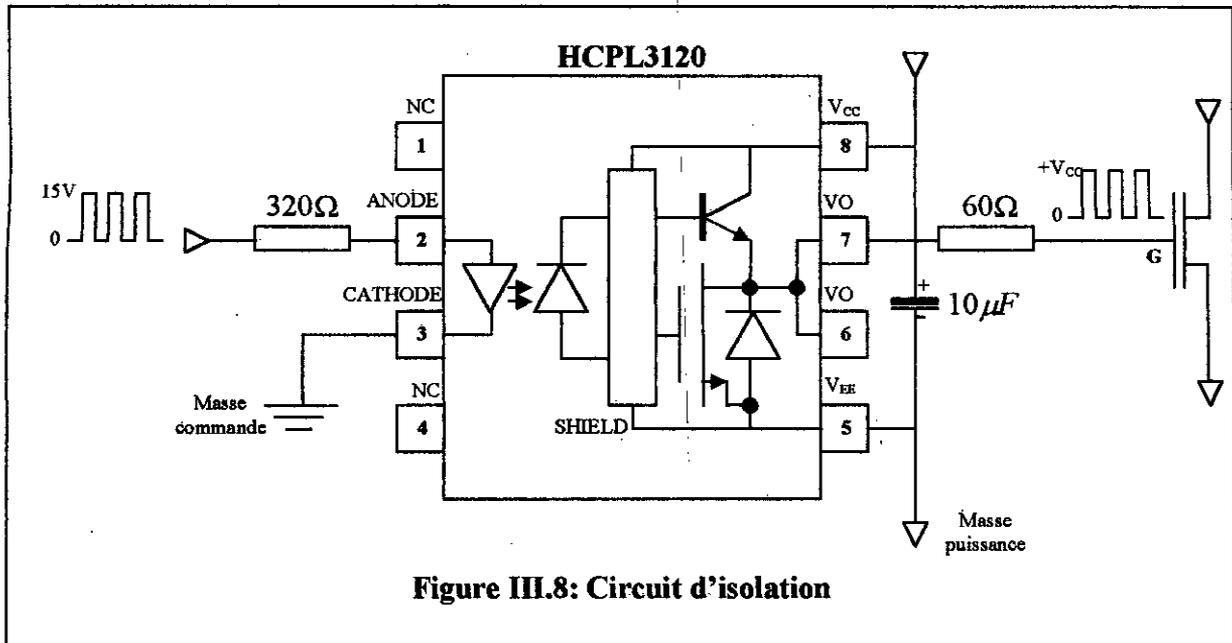


Figure III.8: Circuit d'isolation

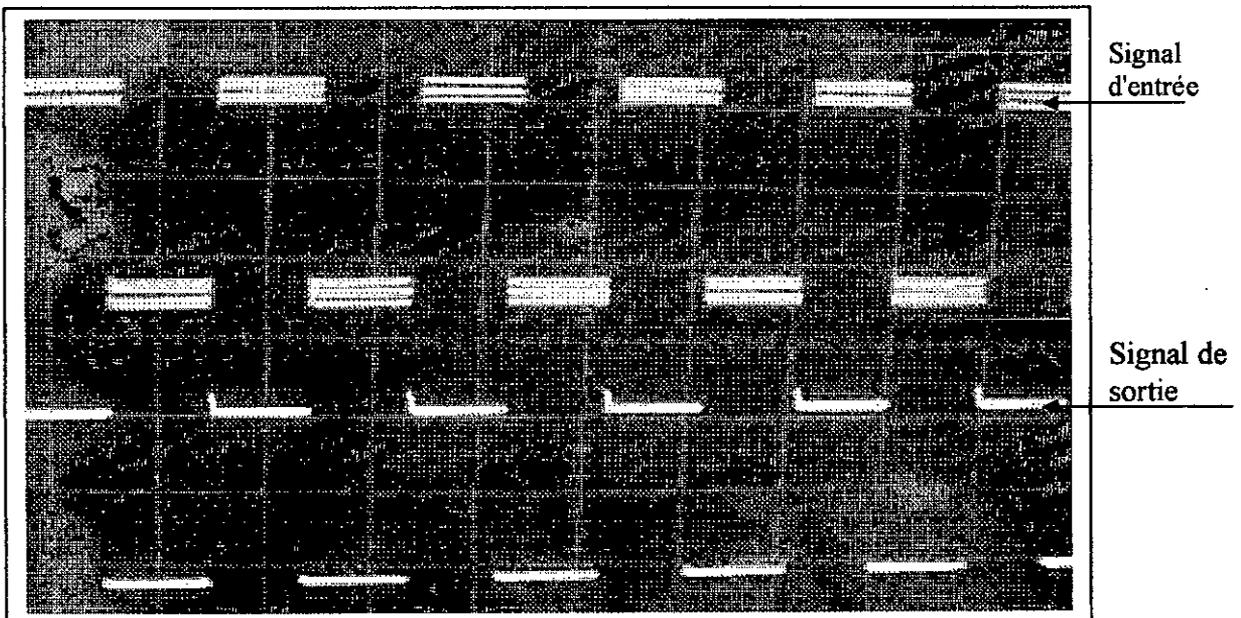


Figure III.9 : Le signal d'entrée et de sortie de la carte d'interface

On voit sur la figure (III.9) le signal à l'entrée et à la sortie de la carte d'interface. On voit que le signal garde presque la même forme, la différence d'amplitude entre les deux signaux est dû que la tension maximale à la sortie de l'opto-coupleur est égale à la tension de son alimentation.

La figure (III.10) représente le schéma de la carte d'interface d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.

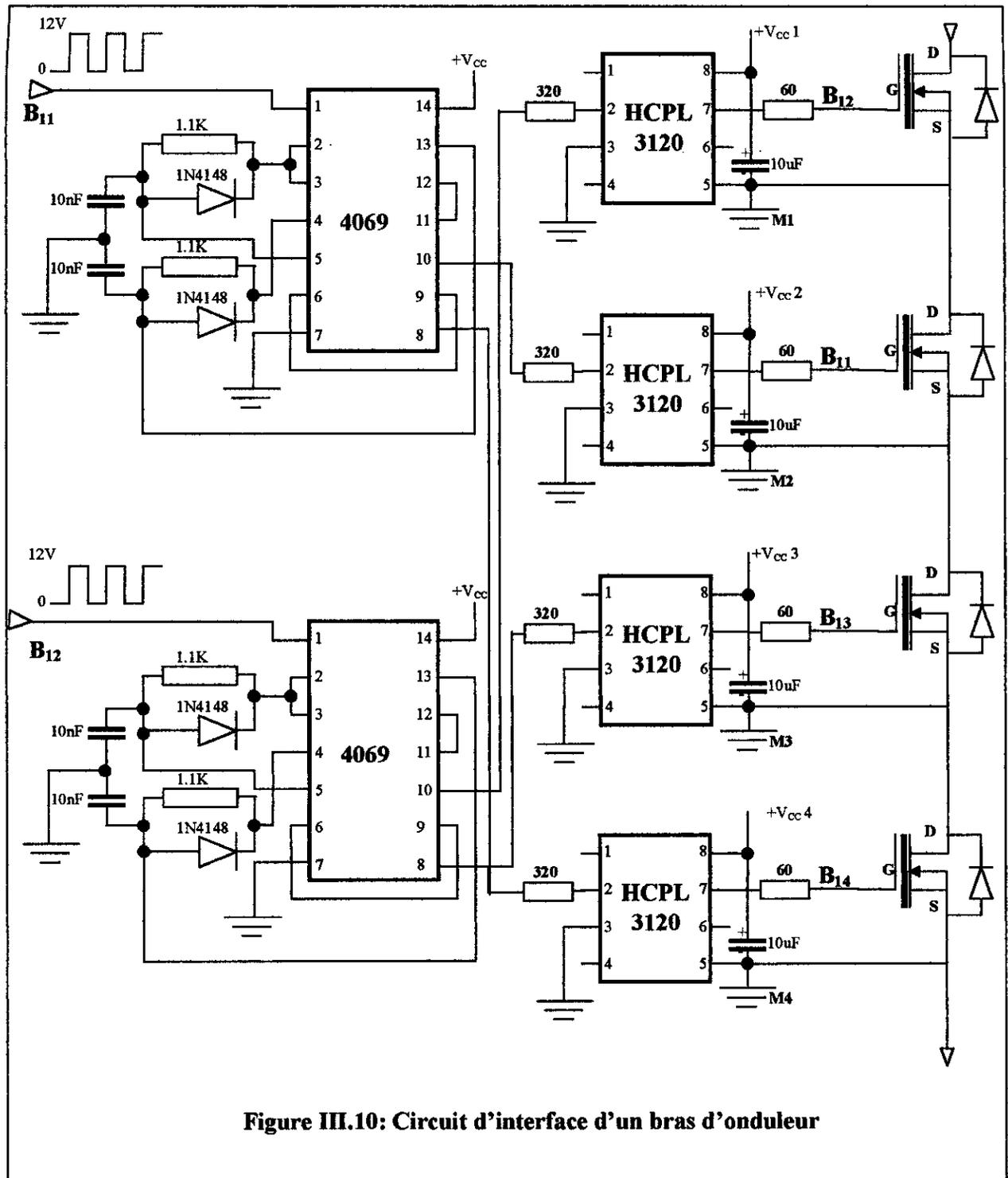


Figure III.10: Circuit d'interface d'un bras d'onduleur

La protection de la grille de l'IGBT lorsque elle est attaquée par le signal de commande est nécessaire, la tension V_{ge} peut atteindre des valeurs critiques qui provoquent des surtensions qui peuvent dépasser $V_{ge\ max}$ et des pics de courant peuvent détruire le composant.

Pour éviter ce genre de problème, une résistance R est placée à l'entrée du transistor IGBT afin de limiter le courant de grille ($R=60\Omega$)[2].

III.2 Bloc de puissance

Le bloc de puissance de l'onduleur comporte des interrupteurs réversibles en courant formés de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture associés à des diodes en antiparallèle. Ce bloc de puissance a pour but la génération d'une tension la proche de la forme sinusoïdale, dont l'élément de base est le transistor IGBT comme organe de conversion. Ce bloc contient :

- Douze transistors de puissance IGBT de type **IRGBC40F**
- Dix-huit diodes rapides de type **BYT30PI**, douze anti-parallèles et six relie les bras au point milieux de la source.

III.2.1 Structure de la partie puissance

La réalisation d'un convertisseur statique repose sur plusieurs facteurs : la fiabilité, la robustesse, le rendement et la qualité des signaux qu'il délivre. Pour satisfaire à ces exigences, le choix du composant de puissance et de commande est important.

Le choix des composants (diode, transistor et thyristor) d'un convertisseur statique s'effectue en fonction des conditions de fonctionnement que permettent de prévoir le montage et le service de ce convertisseur [12].

Le montage et le fonctionnement envisagés permettant de prévoir les valeurs maximales des tensions directe et inverse (dans le cas des composants commandés) appliquées à chaque élément ; on choisira en général des composants supportant 2 à 2,5 fois ces valeurs (d'une façon non répétitive) afin de prémunir contre les pointes transitoires ou parasites susceptibles d'apparaître dans le montage réel [12].

En effet, le transistor de puissance doit présenter les caractéristiques suivantes: [13]

- Une tension de saturation faible.
- Une bonne aire de sécurité.
- Une bonne absorption de l'énergie.
- Une bonne tenue en tension.
- Une commutation rapide.
- Une excellente stabilité.
- Une fabrication en n-p-n et en p-n-p complémentaire.

La structure de l'onduleur à trois niveaux est représentée par la figure (I.1). Cette structure est réalisée à base de transistor IGBT (voir le paragraphe III.2.1.1) qui présente les caractéristiques déjà citer.

III.2.1.1 Transistor de puissance IGBT et ses performances.

Le transistor de puissance IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un élément semi-conducteur de puissance combinant les avantages du transistor bipolaire (forte tenue en tension) et ceux d'un transistor MOS (facile à commander) [10].

En effet, un des avantages de ce dernier par rapport au transistor bipolaire réside de la simplicité de sa commande. Par contre un transistor bipolaire est mieux adapte aux tensions de blocage élevées (supérieure à 1000V) qu'un transistor MOS [10].

Il n'est évidemment pas possible (loi de Murphy) de ne garder que les avantages de chacune de ces filières. L'objectif fixé par les concepteurs de ce type de composant était d'obtenir un interrupteur à faible chute directe et forte tenue en tension (donc fondamentalement bipolaire), facile à commander (grille isolée), tout en préservant les caractéristiques dynamiques acceptables [8].

III.2.1.1.1 structure interne de l'IGBT

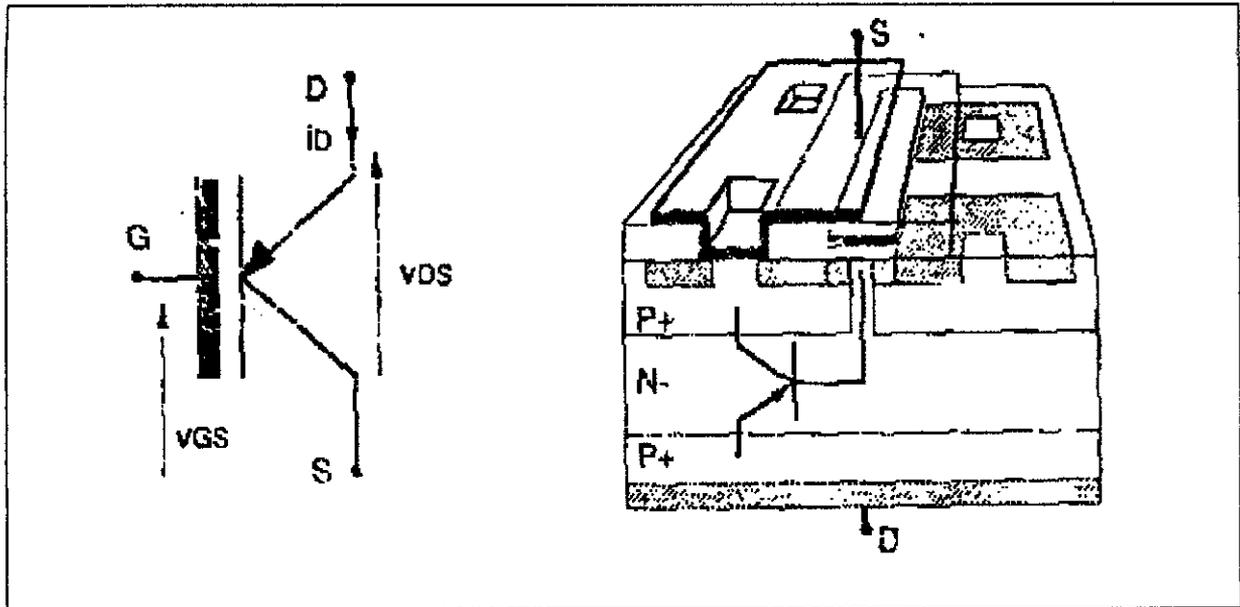


Figure III.11 : Structure de IGBT

La structure de base de l'IGBT est celle d'un transistor est celle d'un MOSFET auquel on a rajouté une couche P⁺. Cette couche joue le rôle d'un injecteur et permet d'obtenir un effet bipolaire au niveau de la couche N⁻ mais on fait apparaître un autre problème qui est le stockage de charge dans la couche N⁻ figure (III.11).

La fermeture de l'IGBT s'apparente fortement à celle de son homologue à effet de champ en terme de rapidité de l'établissement de courant.

La particularité essentielle de l'IGBT se situe à l'ouverture. Pendant cette phase d'ouverture se posera le problème d'évacuation des charges stockées dans la zone N⁻.

Pour expliquer la manifestation externe correspondante, un schéma équivalent peut être celui de la figure (III.12)

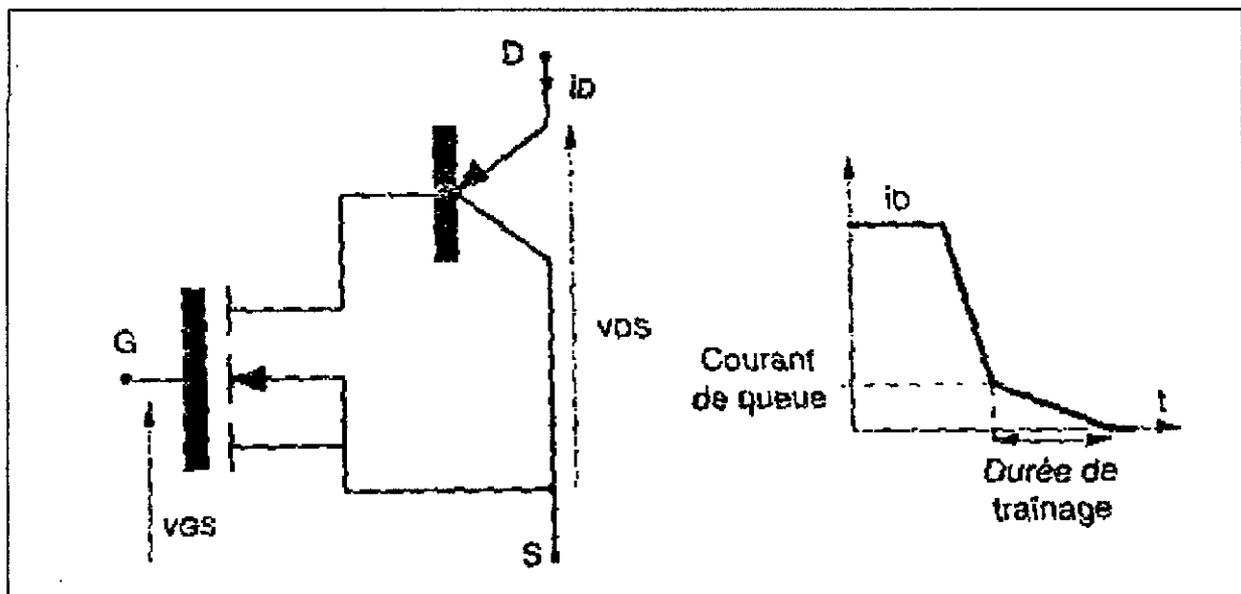


Figure III.12: Schéma équivalent de l'IGBT et comportement à l'ouverture

On retrouve dans ce schéma un transistor MOSFET et un transistor bipolaire résultant de l'empilement $P^+/N^-/P^+$. Lorsque l'interrupteur est fermé, il y a partage du courant entre les deux composants. A l'ouverture, une première phase, correspondant à l'ouverture du canal, va intervenir et induire une première évolution du courant (très rapidement comme dans le transistor MOSFET). Une fois le canal ouvert, on peut considérer que le transistor bipolaire se retrouve base en air, des charges se trouvent stockées dans cette dernière. Elles sont éliminées par recombinaison, mais parallèlement le transistor bipolaire se bloque lentement, créant ainsi l'apparition de la queue de courant représentée ci-dessus [8].

Alors pour cela, les constructeurs utilisent deux principaux techniques pour accélérer la vitesse d'extinction des IGBT [2].

1. Dopage aux métaux lourds dans la zone N^- tel que l'Or ou Platine pour créer des centres de recombinaison mais ceci au prix d'une tension de déchet plus élevée.
2. Addition d'une couche dopée N^{++} mais cela augmente toujours la tension de déchet.

La largeur de la couche N⁻ est limitée d'un côté par la chute de tension directe ($R_{ds(on)}$, résistance entre le drain et la source) qui atteint des valeurs importantes lors de l'augmentation de cette largeur, et d'un autre part elle doit être grande pour avoir une bonne tenue en tension.

D'une façon tout à fait générale la technologie IGBT permet d'obtenir des chutes de tension à l'état passant de 2.5V à 4V, pour des tenues en tension allant jusqu'à 1500V et un temps de commutation 200ns (traînage compris).

III.2.1.1.2 Performances de l'IGBT

Parmi les performances de l'IGBT, on peut citer :

- Il est commandé en tension à courant presque nul (un peu comme le MOSFET de puissance) avec faible perte de transition.
- Le courant du collecteur commence à s'établir dès que la tension grille/émetteur dépasse le seuil (threshold) V_{ge}
- Le courant de grille ne sert que pour charger la capacité d'entrée C_{ge} .
- Les domaines de fonctionnement linéaire et de saturation sont ceux des transistors bipolaires.
- Il peut supporter des pointes de courant importantes.

III.2.1.1.3 Caractéristiques en commutation

Au moment de commutation, c'est-à-dire l'amorçage et le blocage de l'IGBT est caractérisé par un seuil de tension entre la grille et l'émetteur et une impédance d'entrée capacitive, donc il s'agit de charger ou de décharger cette capacité sous une tension supérieure à la tension de seuil $V_{ge(th)}$.

Pour débloquer le transistor, il suffit d'appliquer une différence de potentiel positive entre la grille et l'émetteur supérieure à $V_{ge(th)}$.

Pour bloquer le transistor, il suffit de décharger la capacité d'entrée, et ceci peut se faire par extinction des signaux de commandes. La décharge se fait à travers la résistance câblée entre la grille et l'émetteur.

III.2.1.1.4 Caractéristiques du transistor IRGBC40F

Le transistor de puissance **IRGBC40F** est fabriqué par International Rectifier avec une gamme de fréquence qui peut atteindre 10kHz. Ses caractéristiques techniques sont les suivantes (voir Annexe V):

- ✓ $V_{ce} = 600V$: Tension collecteur émetteur maximum à l'état ouvert.
- ✓ $V_{ce(sat)} = 2V$: Tension collecteur émetteur de saturation.
- ✓ $I_c = 49A$ Courant collecteur à $T = 25^\circ C$.
- ✓ $I_c = 25A$ Courant collecteur à $T = 100^\circ C$.
- ✓ $V_{ge} = \pm 20V$ Tension grille émetteur maximale.

La puissance de dissipation maximale est de $160W$ à $50^\circ c$ et $65W$ à $100^\circ c$.

- ✓ $T_j = -55 \text{ à } 150^\circ C$: Température de la jonction.
- ✓ $T_{stg} = -55 \text{ à } 150^\circ C$: Température de stockage.
- ✓ $T_{d(on)} = 26ns$: Temps de retard d'allumage.
- ✓ $T_r = 37ns$: Temps de montée.
- ✓ $T_{d(off)} = 410ns$: Temps de retard au blocage.
- ✓ $T_f = 420ns$: Temps de descente
- ✓ $E_{on} = 0.60mj$: Pertes à l'allumage.
- ✓ $E_{off} = 3.8mj$: Pertes au blocage.
- ✓ $C_{ge} = 1500pF$: Capacité d'entrée.

III.2.1.2 La diode de commutation BYT 30PI 1000

Etant donné que le courant peut être déphasé sur la tension, on prévoit des diodes de retour qui permettent l'échange de l'énergie réactive avec la source continue.

Pour notre réalisation nous avons utilisé la diode de récupération rapide **BYT 30PI 1000**. Elle a comme avantage:

- Elle supporte des tensions inverses élevées.

- Elle a un temps de recouvrement inverse très faible.
- Très faibles pertes en commutation.
- Isolation : capacité de 15 pF .

Les caractéristiques données par le constructeur sont les suivantes (voir annexe IV):

- ✓ $V_{RRM} = 1000\text{ V}$: Tension inverse de pointe répétitive.
- ✓ $V_{RSM} = 1000\text{ V}$: Tension inverse de pointe non répétitive.
- ✓ $I_{FRM} = 375\text{ A}$: Courant direct de pointe répétitif.
- ✓ $I_{F(RMS)} = 70\text{ A}$: Valeur maximale de l'intensité efficace du courant directe.
- ✓ $I_{F(AV)} = 30\text{ A}$: Intensité efficace du courant directe.
- ✓ $I_{FSM} = 200\text{ A}$: Valeur maximale de l'intensité du courant direct de pointe non répétitif de surcharge accidentelle (pendant 10 ms).
- ✓ $\frac{di_f}{dt} = -120\text{ A}/\mu\text{s}$: Vitesse critique de décroissance du courant à l'état passant.
- ✓ $t_{rr} \leq 165\text{ ns}$: Temps recouvrement inverse.
- ✓ $T_j = 100^\circ\text{ C}$: Température de la jonction.
- ✓ $T_{stg} = 100^\circ\text{ C}$: Température de stockage.

La puissance de dissipation maximale est de 60 W à 50° C .

III.2.1.3 Dissipateur thermique:

Au service normal aux fréquences (en dessous de un kHz) l'énergie dissipée dans la jonction pendant le fonctionnement passant est très supérieure à celles dissipées à l'état bloqué, pendant la commutation et pour des fréquences élevées l'énergie dissipée devient importante [12].

La puissance totale dissipée provoque une élévation notable de la température de la jonction. Son comportement subit de fortes modifications qui altèrent le fonctionnement du composant. En effet, la génération de porteurs est très dépendante de la température

(comportement thermodynamique de la jonction). L'ultime risque d'une température élevée est la destruction de la jonction.

L'élévation de la température du composant doit être combattue à tous prix pour assurer un fonctionnement correct de l'élément et le préserver de la destruction. L'action peut s'opérer de manière active par contrôle de l'évolution du courant (détection et asservissement). La méthode passive consiste à dissiper la puissance thermique à l'aide de radiateurs qui favoriseront la conduction et la convection thermique.

L'énergie ainsi dissipée au niveau de la jonction s'écoule vers le fluide de refroidissement (air, eau ou huile) à travers le boîtier (résistance thermique R_{thJB} entre jonction et boîtier) et le radiateur (résistance thermique R_{thBR} entre boîtier et radiateur) et l'air (R_{thRA} : résistance thermique radiateur-air ambiant) (Figure III.13).

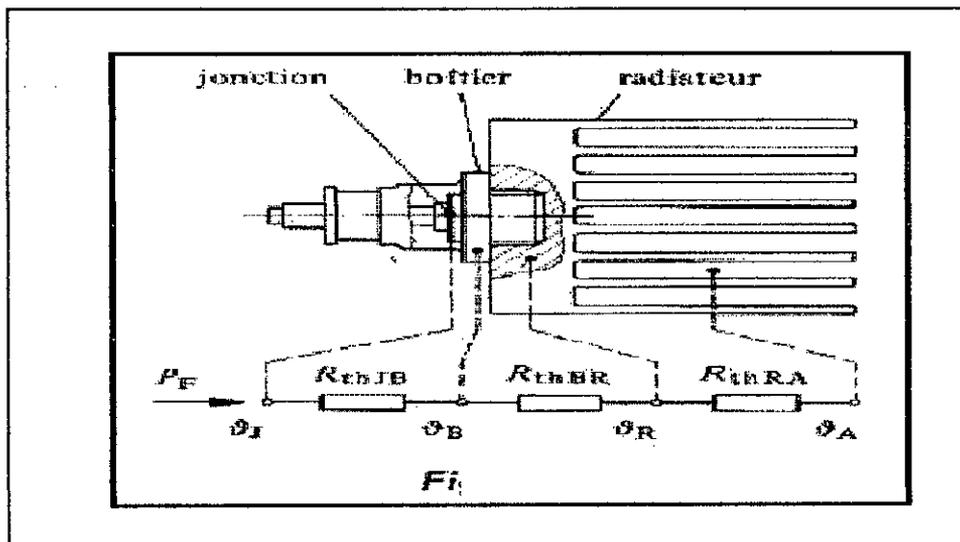


Figure III.13: schéma de dissipateur thermique

La figure (III.14) montre comment on a fixé le composant de puissance sur le radiateur :

Le composant de puissance est monté sur le radiateur à travers un isolant, il s'agit d'une plaquette en mica qui a une résistance thermique relativement bonne. Même dans le cas du montage où sur un radiateur, il y a un seul semi-conducteur, il peut être judicieux de l'isoler

électriquement du radiateur métallique. Ceci est très important, si la partie de fixation du semi-conducteur présente une tension dangereuse supérieur à 42 V [14].

On a aussi utilisé des rondelles d'isolation servant à l'isolation entre les vis (métalliques) de fixation et le boîtier du composant et de petite languette de soudage, destinée à la connexion du collecteur du transistor au reste de circuit.

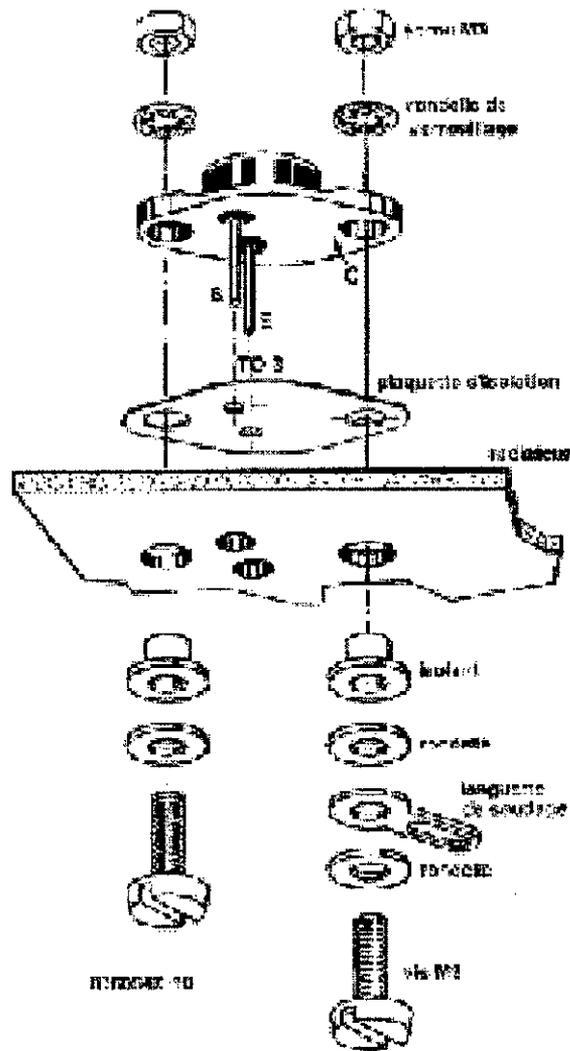


Figure III.14 : Mode de fixation des composants sur les radiateurs

Conclusion:

La structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux nécessite douze interrupteurs (transistors et diodes antiparallèles) et six diodes médium reliant les bras d'onduleur au point milieu de la source.

La réalisation de la carte d'interface permet d'assurer le bon fonctionnement de l'onduleur. Le bon choix de la constante de temps du circuit de retard permet d'assurer l'amorçage des transistors après le blocage des transistors commandés d'une façon complémentaire, aussi le circuit d'isolation permet une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

La fréquence de modulation maximale doit être choisie de telle manière à ne pas dépasser la fréquence de l'IGBT permise par le constructeur.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est la réalisation pratique de la carte d'interface et de la partie puissance de l'onduleur à trois niveaux.

A fin d'aborder cette étude, on a présenté dans le premier chapitre la structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons constaté que cette structure nécessite douze interrupteurs bidirectionnels (paire transistor-diode) et six diodes. On a remarqué que les interrupteurs doivent supporter une tension maximale égale à la moitié par rapport à celle de l'onduleur classique à deux niveaux. Pour la modélisation, on a choisi la commande complémentaire car, elle simplifie le modèle de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude des différentes stratégies de commande. Ainsi, nous avons étudié les deux stratégies de commande suivantes:

- La stratégie de commande triangulo-sinusoidale à une porteuse.
- La stratégie de commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Le taux d'harmoniques décroît généralement quand r augmente, ainsi l'augmentation de la valeur de m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées. Les harmoniques se rangent en familles centrées autour des fréquences multiples de ($f_P = mf$) pour la stratégie de commande triangulo-sinusoidale à une porteuse et ($f_P = 2mf$) pour la stratégie de commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Nous avons remarqué que la commande triangulo-sinusoidale présente un taux d'harmoniques très satisfaisant et que l'injection de l'harmonique trois permet d'élargir la zone linéaire de réglage du fondamental d'environ 15% .

Le troisième chapitre porte sur la réalisation pratique de la carte d'interface entre la commande rapprochée et la partie puissance ainsi que le bloc de puissance. On a vu que la carte d'interface permet d'avoir un bon fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Le circuit temporisateur permet de protéger l'onduleur contre les courts-circuits. Le bon choix de la constante de temps du circuit de retard permet d'assurer l'amorçage des transistors après le blocage des transistors commandés d'une façon complémentaire.

L'emploi des opto-coupleurs pour activer les IGBT contribue à la sécurité du montage, le circuit de commande est isolé électriquement du circuit de puissance.

La connaissance des diverses caractéristiques des composants de puissance utilisés lors de la réalisation est nécessaire, afin d'avoir les conditions de fonctionnement limites.

L'utilisation des radiateurs permet de dissiper la puissance thermique au niveau de la jonction pour éviter la destruction des composants.

L'étude de l'onduleur à trois niveaux a montré d'une part, que plus on augmente le nombre de niveaux plus on se rapproche de la sinusoïde et, d'autre part les tensions de sortie présentent un taux d'harmoniques très satisfaisant. De plus La structure de l'onduleur à trois niveaux est très adaptée aux applications de hautes puissances.

Notre étude n'est exhaustive. Elle constitue une étape de base à partir de laquelle de futurs travaux seront développés, on peut citer par exemple les circuits d'aide à la commutation des IGBT.

ANNEXES

ANNEXE : I

***Circuit imprimé de la carte
d'interface d'un bras
d'onduleur***

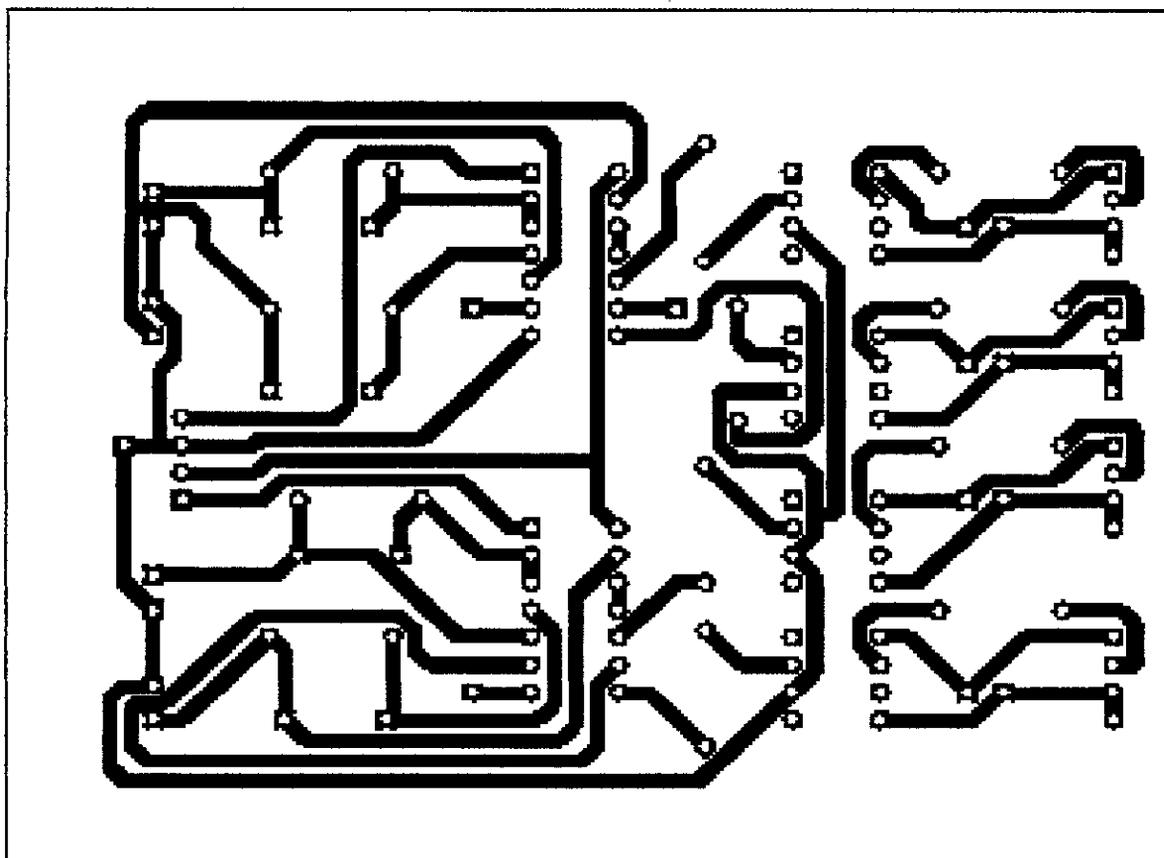


Figure I.1 : Circuit imprimé de la carte d'interface d'un bras d'onduleur

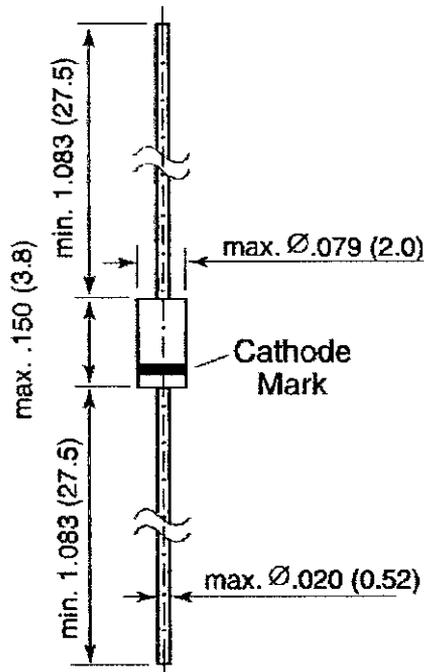
ANNEXE : II

La diode 1N4148

Small-Signal Diode

Reverse Voltage 100V
Forward Current 150mA

DO-204AH (DO-35 Glass)



Dimensions in inches and (millimeters)

Features

- Silicon Epitaxial Planar Diode
- Fast switching diode.
- This diode is also available in other case styles including the SOD-123 case with the type designation 1N4148W, the MiniMELF case with the type designation LL4148, the SOT-23 case with the type designation IMBD4148, and the DO-34 case with type designation 1N4148S.

Mechanical Data

Case: DO-35 Glass Case

Weight: approx. 0.13g

Packaging Codes/Options:

F2/10K per Ammo tape (52mm tape), 50K/box

F3/10K per 13" reel (52mm tape), 50K/box

Maximum Ratings and Thermal Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Limit	Unit
Reverse Voltage	V_R	75	V
Peak Reverse Voltage	V_{RM}	100	V
Average Rectified Current Half Wave Rectification with Resistive Load at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	150 ⁽¹⁾	mA
Surge Forward Current at $t < 1\text{s}$ and $T_j = 25^\circ\text{C}$	I_{FSM}	500	mA
Power Dissipation at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ ⁽¹⁾	P_{tot}	500	mW
Thermal Resistance Junction to Ambient Air ⁽¹⁾	$R_{\theta JA}$	350	$^\circ\text{C/W}$
Junction Temperature	T_j	175	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_s	-65 to +175	$^\circ\text{C}$

Note:

(1) Valid provided that leads at a distance of 8mm from case are kept at ambient temperature

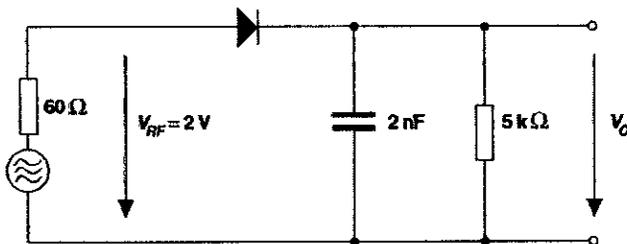
1N4148**VISHAY**

Vishay Semiconductors
formerly General Semiconductor

Electrical Characteristics (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage	V _{(BR)R}	I _R = 100μA	100			V
Forward Voltage	V _F	I _F = 10mA	—	—	1.0	V
Leakage Current	I _R	V _R = 20V	—	—	25	nA
		V _R = 75V	—	—	5	μA
		V _R = 20V, T _J = 150°C	—	—	50	μA
Capacitance	C _{tot}	V _F = V _R = 0V	—	—	4	pF
Voltage Rise when Switching ON (tested with 50mA Pulses)	V _{fr}	t _p = 0.1μs, Rise time < 30ns f _p = 5 to 100kHz	—	—	2.5	ns
Reverse Recovery Time	t _{rr}	I _F = 10mA, I _R = 1mA, V _R = 6V, R _L = 100Ω	—	—	4	ns
Rectification Efficiency	η _v	f = 100MHz, V _{RF} = 2V	0.45	—	—	—

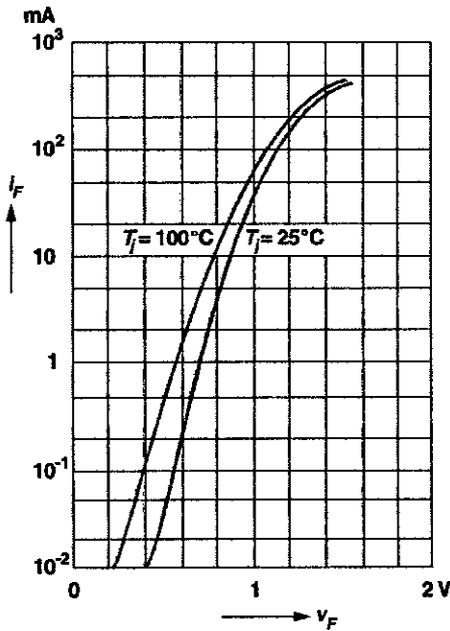
Rectification Efficiency Measurement Circuit



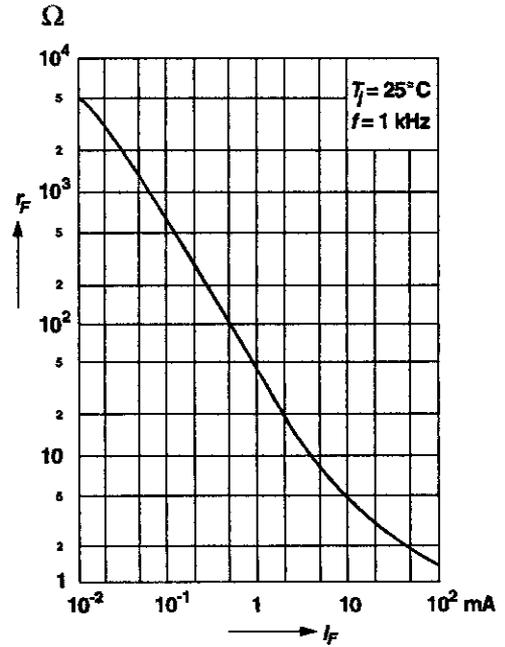


Ratings and Characteristic Curves ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Forward characteristics

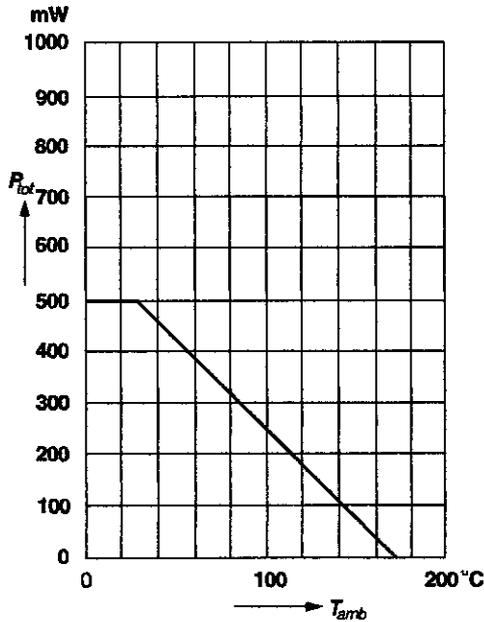


Dynamic forward resistance versus forward current

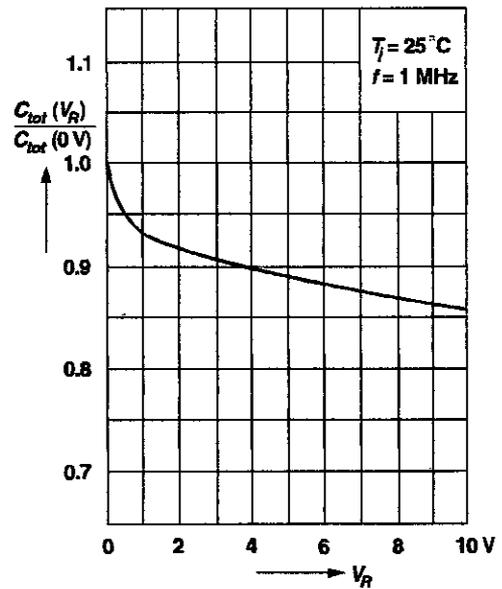


Admissible power dissipation versus ambient temperature

For conditions, see footnote in table "Absolute Maximum Ratings"



Relative capacitance versus reverse voltage



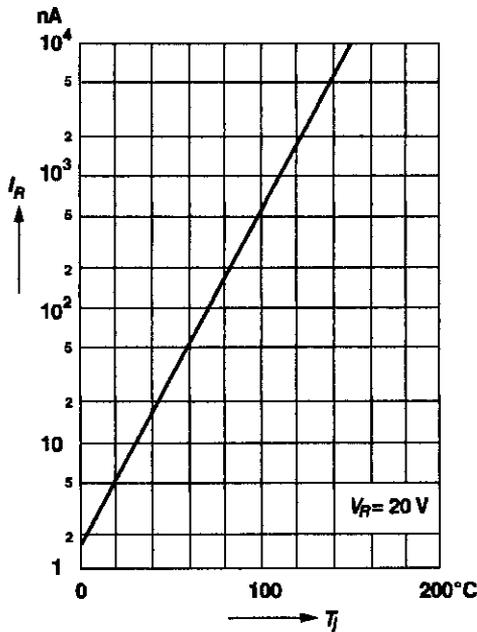


1N4148

Vishay Semiconductors
formerly General Semiconductor

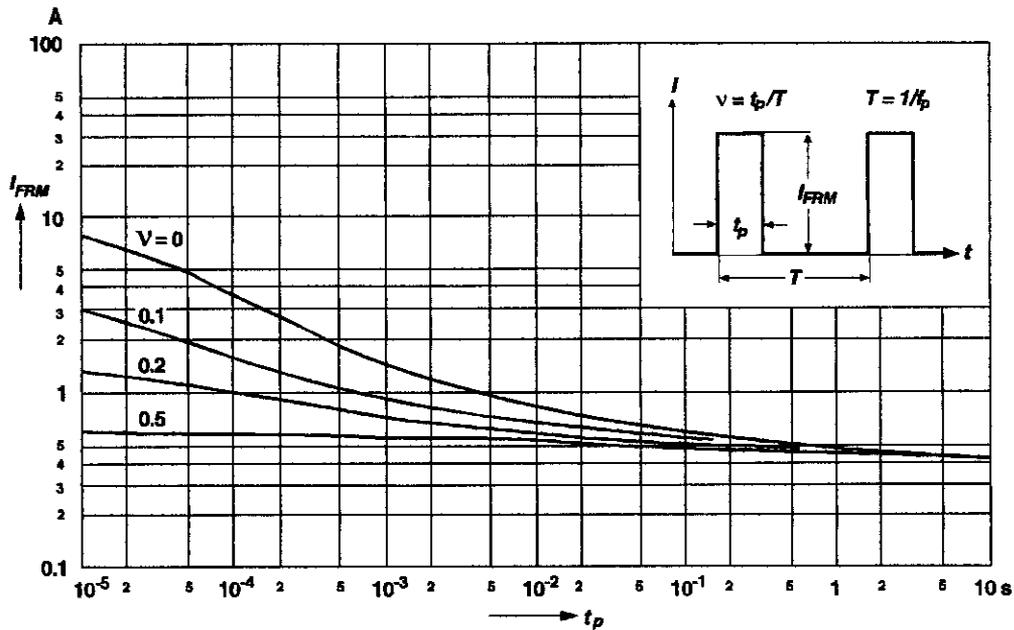
Ratings and Characteristic Curves (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Leakage current versus junction temperature



Admissible repetitive peak forward current versus pulse duration

For conditions, see footnote in table "Absolute Maximum Ratings"



ANNEXE : III

Le circuit intégré MC14069UB

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

MC14068B
See Page 6-5

MC14069UB

Hex Inverter

The MC14069UB hex inverter is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These inverters find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. Each of the six inverters is a single stage to minimize propagation delays.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Triple Diode Protection on All Inputs (see Page 5-2)
- Pin-for-Pin Replacement for CD4069UB
- Meets JEDEC UB Specifications

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to VSS)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	- 0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

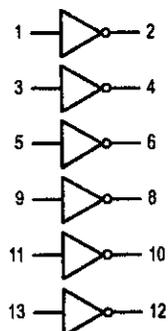
* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

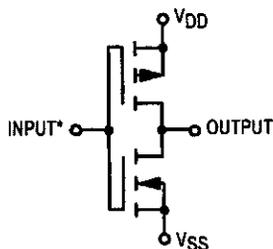
Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

LOGIC DIAGRAM



V_{DD} = PIN 14
V_{SS} = PIN 7

CIRCUIT SCHEMATIC
(1/6 OF CIRCUIT SHOWN)



* Double diode protection on all inputs not shown.

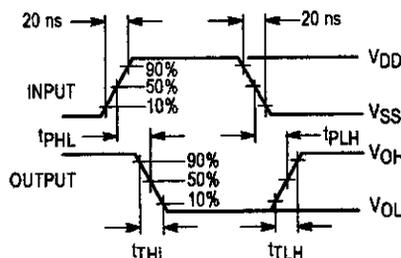
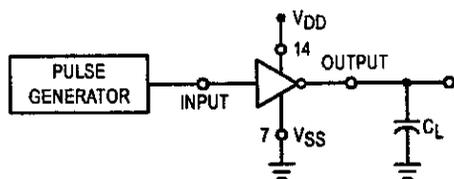
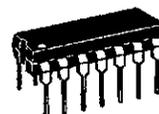


Figure 1. Switching Time Test Circuit and Waveforms



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 632



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 646



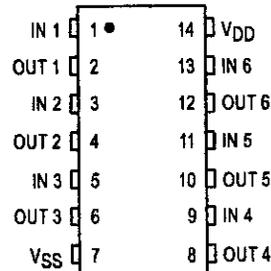
D SUFFIX
SOIC
CASE 751A

ORDERING INFORMATION

MC14XXXUBCP Plastic
MC14XXXUBCL Ceramic
MC14XXXUBD SOIC

T_A = - 55° to 125°C for all packages.

PIN ASSIGNMENT



REV 3
1/94

© Motorola, Inc. 1995



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} V _{in} = 0	"0" Level V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc	
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Input Voltage (V _O = 4.5 Vdc) (V _O = 9.0 Vdc) (V _O = 13.5 Vdc) (V _O = 0.5 Vdc) (V _O = 1.0 Vdc) (V _O = 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	Vdc	
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0		
		15	—	2.5	—	6.75	2.5	—	2.5		
	"1" Level V _{IH}	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	Vdc	
		10	8.0	—	8.0	5.50	—	8.0	—		
		15	12.5	—	12.5	8.25	—	12.5	—		
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc) (V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		10	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—		
		15	-4.2	—	-3.4	-8.8	—	-2.4	—		
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	—			
Input Current	I _{in}	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	µAdc	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	µAdc	
10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15	—	—		
15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30	—	—		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Gate) (C _L = 50 pF)	I _T	5.0	I _T = (0.3 µA/kHz) f + I _{DD} /6 I _T = (0.6 µA/kHz) f + I _{DD} /6 I _T = (0.9 µA/kHz) f + I _{DD} /6						—	—	µAdc
Output Rise and Fall Times** (C _L = 50 pF) t _{TLH} , t _{FHL} = (1.35 ns/pF) C _L + 33 ns t _{TLH} , t _{FHL} = (0.60 ns/pF) C _L + 20 ns t _{TLH} , t _{FHL} = (0.40 ns/pF) C _L + 20 ns	t _{TLH} , t _{FHL}	5.0	—	—	—	100	200	—	—	ns	
		10	—	—	—	50	100	—	—		
		15	—	—	—	40	80	—	—		
		15	—	—	—	40	80	—	—		
Propagation Delay Times** (C _L = 50 pF) t _{PLH} , t _{PHL} = (0.90 ns/pF) C _L + 20 ns t _{PLH} , t _{PHL} = (0.36 ns/pF) C _L + 22 ns t _{PLH} , t _{PHL} = (0.26 ns/pF) C _L + 17 ns	t _{PLH} , t _{PHL}	5.0	—	—	—	65	125	—	—	ns	
		10	—	—	—	40	75	—	—		
		15	—	—	—	30	55	—	—		
		15	—	—	—	30	55	—	—		

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

** The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

† To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

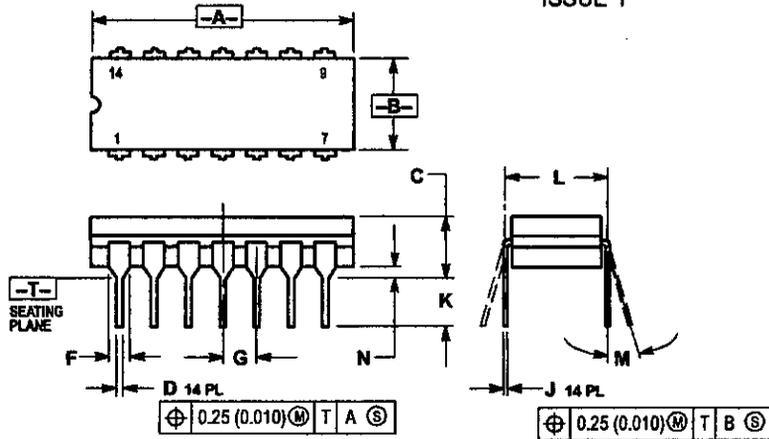
$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V f k$$

where: I_T is in µA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} < V_{in} or V_{out} < V_{DD}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

OUTLINE DIMENSIONS

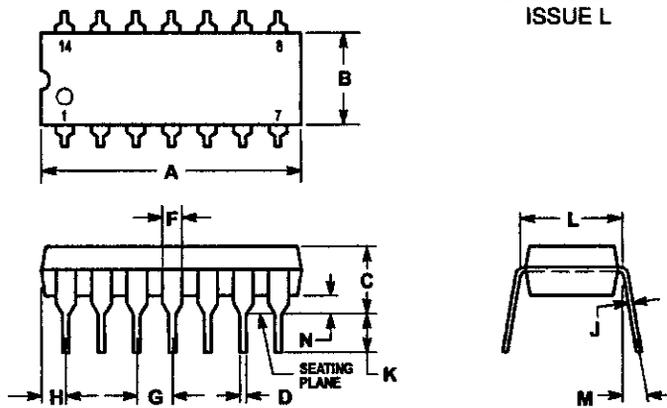
L SUFFIX
CERAMIC DIP PACKAGE
CASE 632-08
ISSUE Y



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.76 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.750	0.785	19.05	19.94
B	0.245	0.280	6.23	7.11
C	0.155	0.200	3.94	5.08
D	0.015	0.020	0.39	0.50
F	0.055	0.065	1.40	1.65
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.125	0.170	3.18	4.31
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

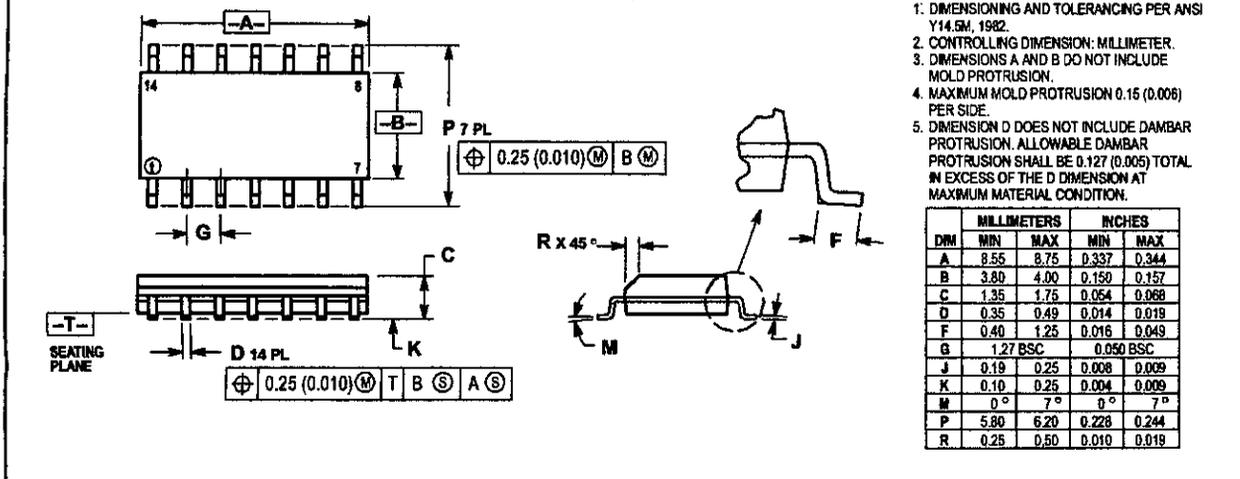
P SUFFIX
PLASTIC DIP PACKAGE
CASE 646-06
ISSUE L



- NOTES:
1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

OUTLINE DIMENSIONS

D SUFFIX
PLASTIC SOIC PACKAGE
CASE 751A-03
ISSUE F

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and M are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA



MC14069UB/D



ANNEXE : IV

La diode de puissance BYT30PI

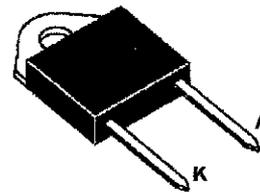


BYT 30PI-1000

FAST RECOVERY RECTIFIER DIODE

- VERY HIGH REVERSE VOLTAGE CAPABILITY
- VERY LOW REVERSE RECOVERY TIME
- VERY LOW SWITCHING LOSSES
- LOW NOISE TURN-OFF SWITCHING
- INSULATED: Capacitance 15pF

Insulating voltage 2500 V_{RSM}



Isolated
DOP3I
(Plastic)

SUITABLE APPLICATIONS

- FREE WHEELING DIODE IN CONVERTERS AND MOTOR CONTROL CIRCUITS
- RECTIFIER IN S.M.P.S.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit
V _{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage		1000	V
V _{RSM}	Non Repetitive Peak Reverse Voltage		1000	V
I _{FRM}	Repetive Peak Forward Current	t _p ≤ 10μs	375	A
I _{F (RMS)}	RMS Forward Current		70	A
I _{F (AV)}	Average Forward Current	T _c = 50°C δ = 0.5	30	A
I _{FSM}	Surge non Repetitive Forward Current	t _p = 10ms Sinusoidal	200	A
P	Power Dissipation	T _c = 50°C	60	W
T _{stg} T _j	Storage and Junction Temperature Range		- 40 to +150	°C

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Parameter	Value	Unit
R _{th (j-c)}	Junction-case	1.6	°C/W

BYT 30PI-1000

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I_R	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$			100	μA
	$T_J = 100^\circ\text{C}$				5	mA
V_F	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 30\text{A}$			1.9	V
	$T_J = 100^\circ\text{C}$				1.8	

RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions			Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 1\text{A}$	$di_F/dt = -15\text{A}/\mu\text{s}$	$V_R = 30\text{V}$		165	ns
		$I_F = 0.5\text{A}$	$I_R = 1\text{A}$		$I_{rr} = 0.25\text{A}$		

TURN-OFF SWITCHING CHARACTERISTICS (Without Series Inductance)

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
t_{RM}	$di_F/dt = -120\text{A}/\mu\text{s}$	$V_{CC} = 200\text{V}$ $I_F = 30\text{A}$ $L_p \leq 0.05\mu\text{H}$ $T_J = 100^\circ\text{C}$ See figure 11			200	ns
	$di_F/dt = -240\text{A}/\mu\text{s}$			120		
I_{RM}	$di_F/dt = -120\text{A}/\mu\text{s}$				19.5	A
	$di_F/dt = -240\text{A}/\mu\text{s}$			22		

TURN-OFF OVERVOLTAGE COEFFICIENT (With Series Inductance)

Symbol	Test Conditions			Min.	Typ.	Max.	Unit
$C = \frac{V_{RP}}{V_{CC}}$	$T_J = 100^\circ\text{C}$	$V_{CC} = 200\text{V}$	$I_F = I_{F(AV)}$			4.5	
	$di_F/dt = -30\text{A}/\mu\text{s}$	$L_p = 5\mu\text{H}$	See figure 12				

To evaluate the conduction losses use the following equations:

$$V_F = 1.47 + 0.010 I_F \quad P = 1.47 \times I_{F(AV)} + 0.010 I_{F(RMS)}^2$$

Figure 1. Low frequency power losses versus average current

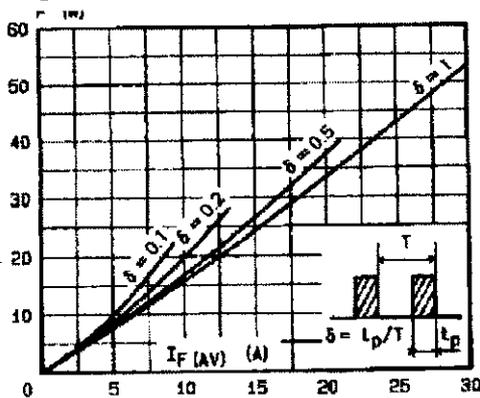


Figure 2. Peak current versus form factor

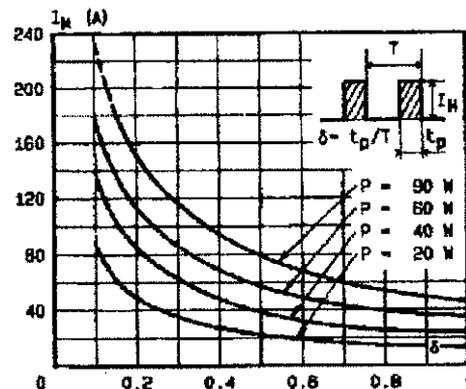


Figure 3. Non repetitive peak surge current versus overload duration

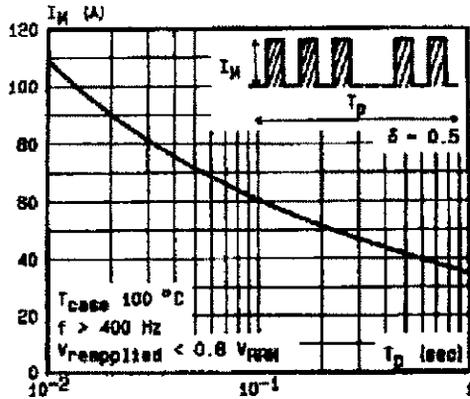


Figure 4. Thermal impedance versus pulse width

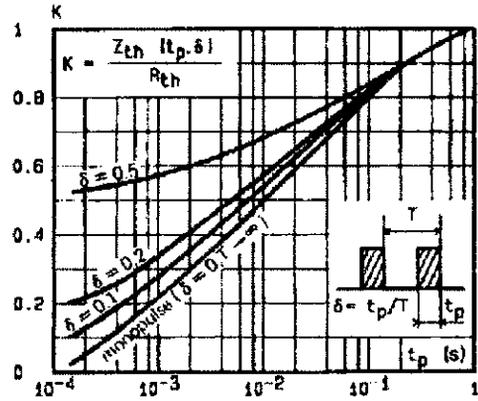


Figure 5. Voltage drop versus forward current

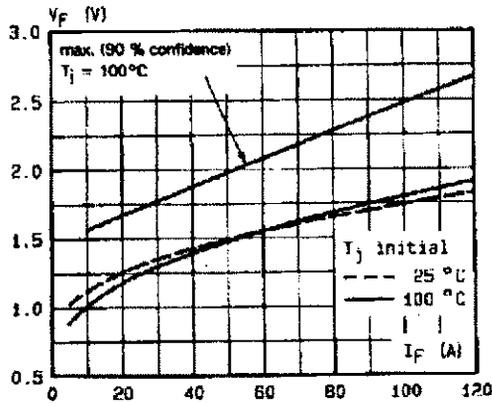


Figure 6. Recovery charge versus di_F/dt

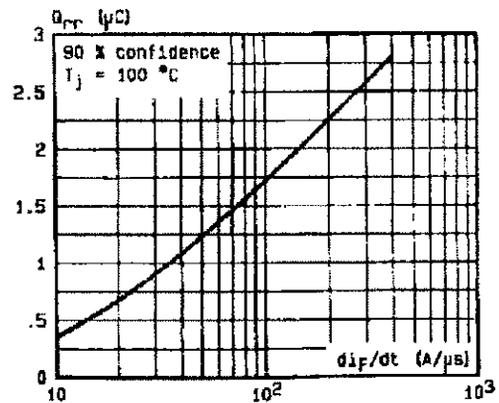


Figure 7. Recovery time versus di_F/dt

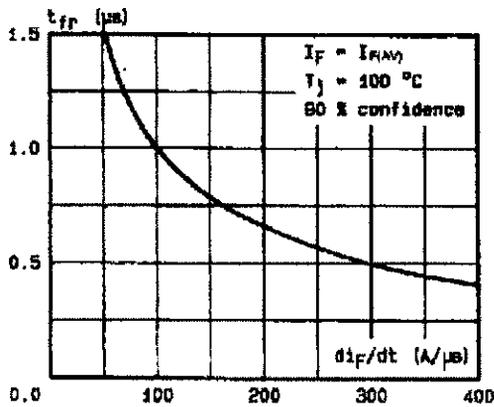
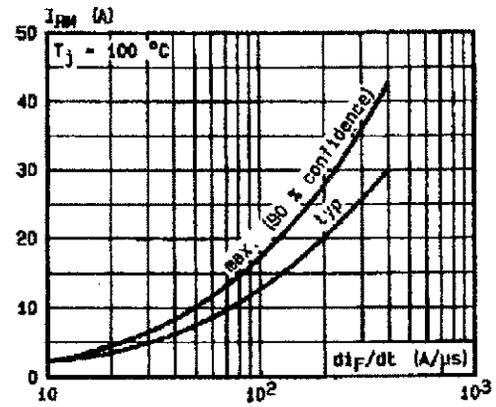


Figure 8. Peak reverse current versus di_F/dt



BYT 30PI-1000

Figure 9. Peak forward voltage versus di_F/dt .

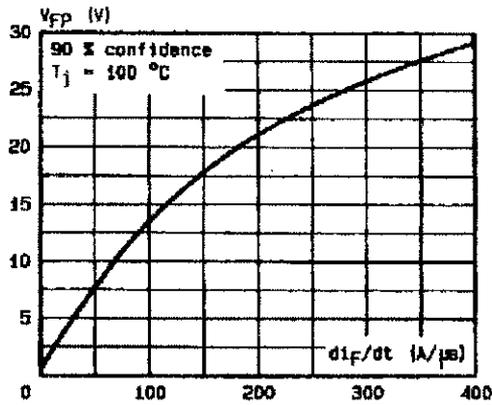


Figure 10. Dynamic parameters versus junction temperature.

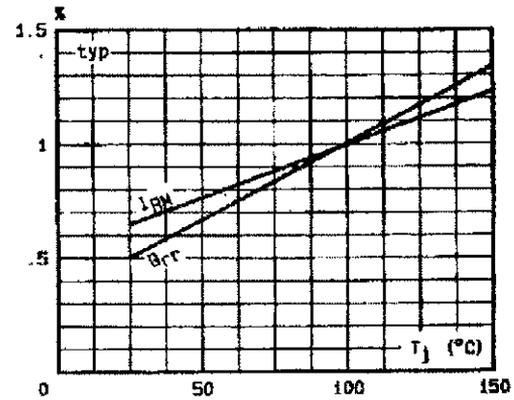


Figure 11. Turn-off switching characteristics (without series inductance).

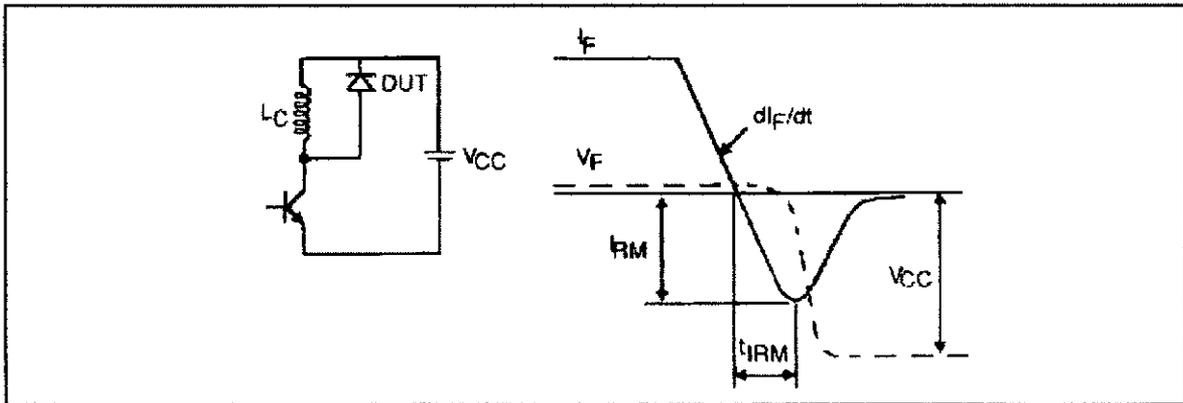
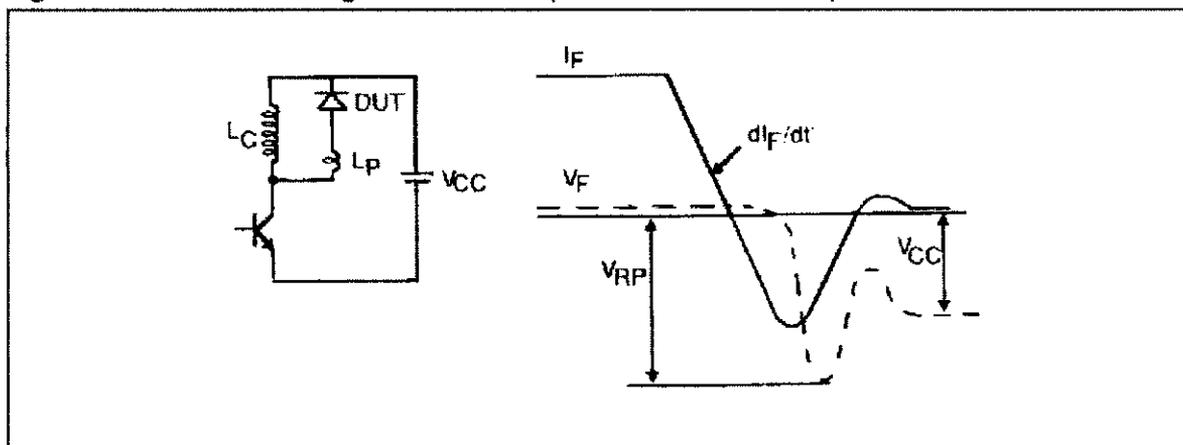
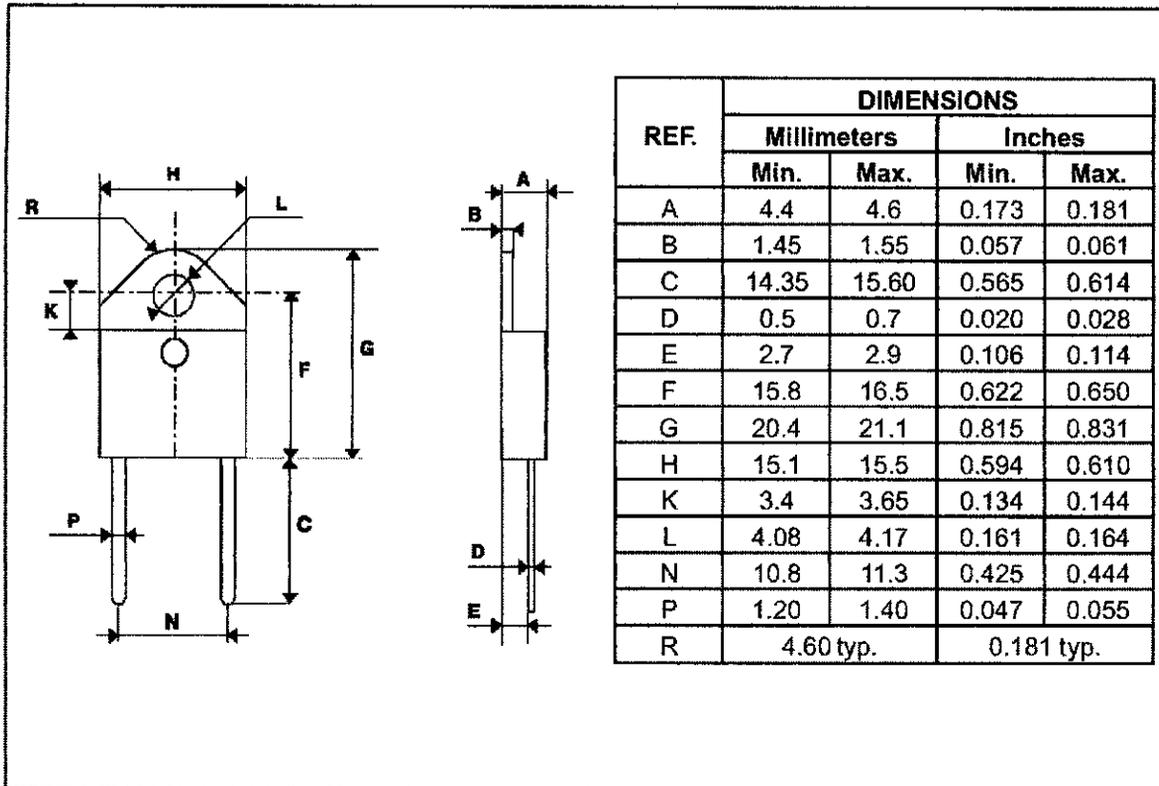


Figure 12. Turn-off switching characteristics (with series inductance)



PACKAGE MECHANICAL DATA : Isolated DOP3I Plastic



Cooling method: by conduction (method C)

Marking: type number

Weight: 18.84g

Recommended torque value: 250cm. N

Maximum torque value: 310cm. N

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied.

STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 1999 STMicroelectronics - Printed in Italy - All rights reserved.

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia
Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>



ANNEXE : V



***Le transistor de puissance
IRGBC40F***

International
IR Rectifier

PD - 9.691A

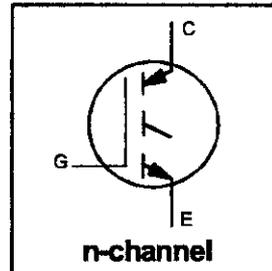
IRGBC40F

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

Fast Speed IGBT

Features

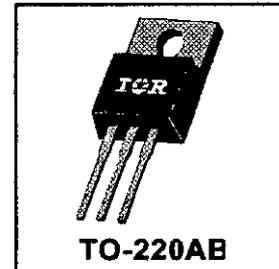
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(sat)} \leq 2.0V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

Description

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

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	49	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
I_{CM}	Pulsed Collector Current \ominus	200	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current \ominus	200	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy \ominus	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf-in (1.1N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.77	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	80	
W_t	Weight	—	2.0 (0.07)	—	g (oz)

C-63

Revision 0

IRGBC40F

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu\text{A}$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ①	20	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.70	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.7	2.0	V	$I_C = 27A$ $I_C = 49A$ $I_C = 27A, T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5
		—	2.2	—		
		—	1.9	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.5		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temp. Coeff. of Threshold Voltage	—	-12	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu\text{A}$
g_{fe}	Forward Transconductance ②	9.2	12	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 27A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	—	1000		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	59	80	nC	$I_C = 27A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	8.6	10		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	25	42		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	26	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
t_r	Rise Time	—	37	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	240	410		
t_f	Fall Time	—	230	420		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	0.65	—	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 14
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	3.0	—		
E_{is}	Total Switching Loss	—	3.65	6.0		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	28	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
t_r	Rise Time	—	37	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	380	—		
t_f	Fall Time	—	460	—		
E_{is}	Total Switching Loss	—	6.0	—	mJ	See Fig. 10, 14
L_E	Internal Emitter Inductance	—	7.5	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	1500	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	—	190	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	20	—		

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE}=20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 13b)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu\text{H}$, $R_G=10\Omega$, (See fig. 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width $\leq 80\mu\text{s}$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ⑤ Pulse width $5.0\mu\text{s}$, single shot.



IRGBC40F

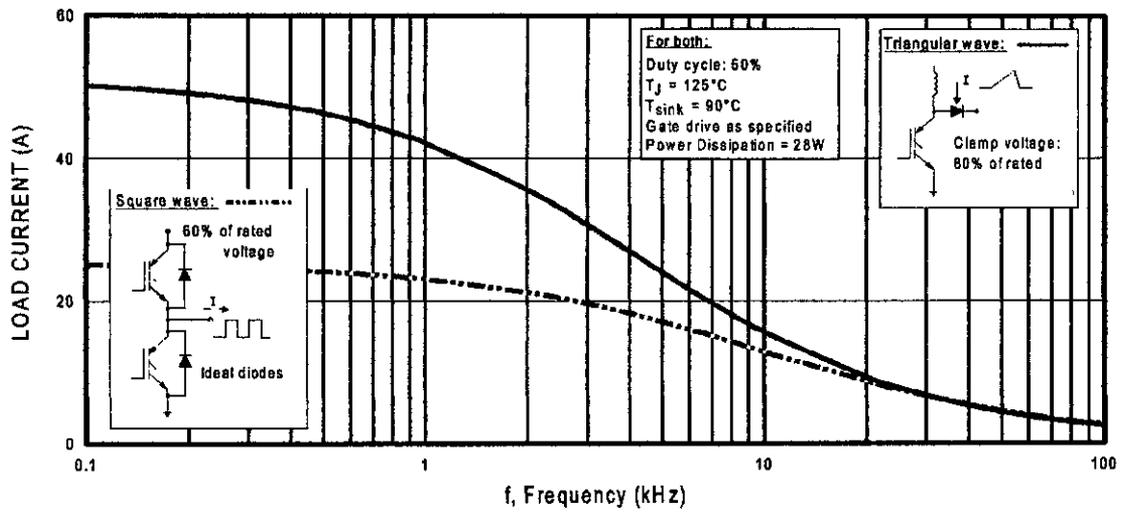


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (For square wave, I_{RMS} of fundamental; for triangular wave, I_{PK})

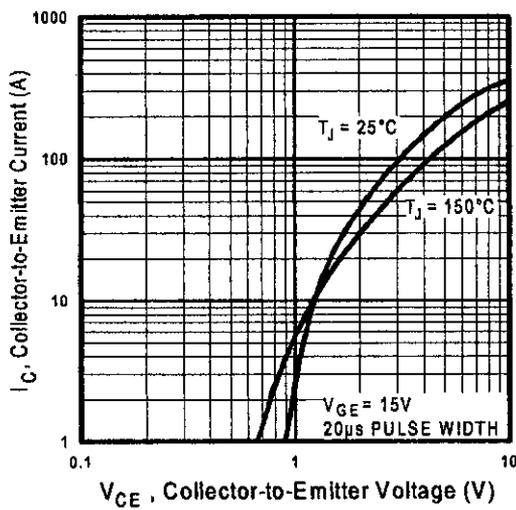


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

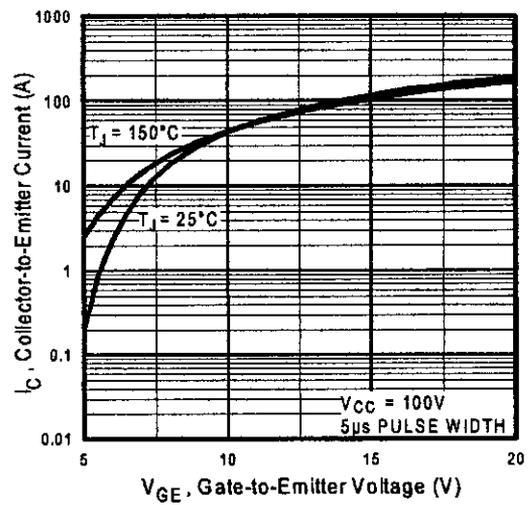


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRGBC40F

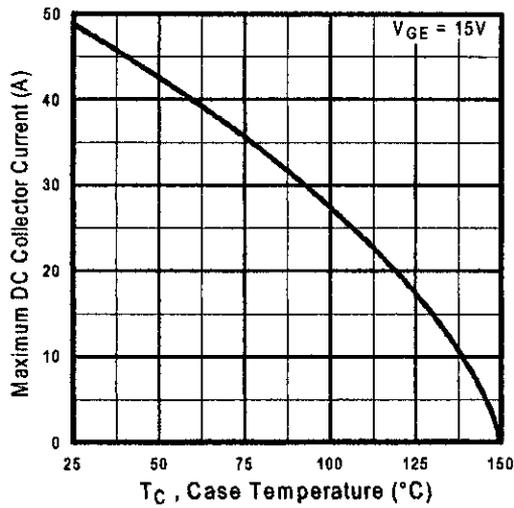


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

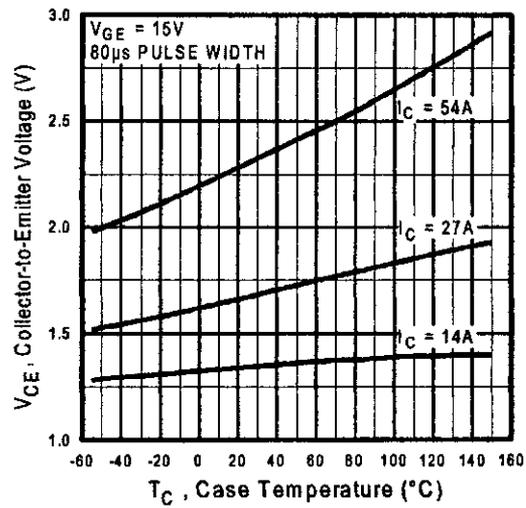


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Case Temperature

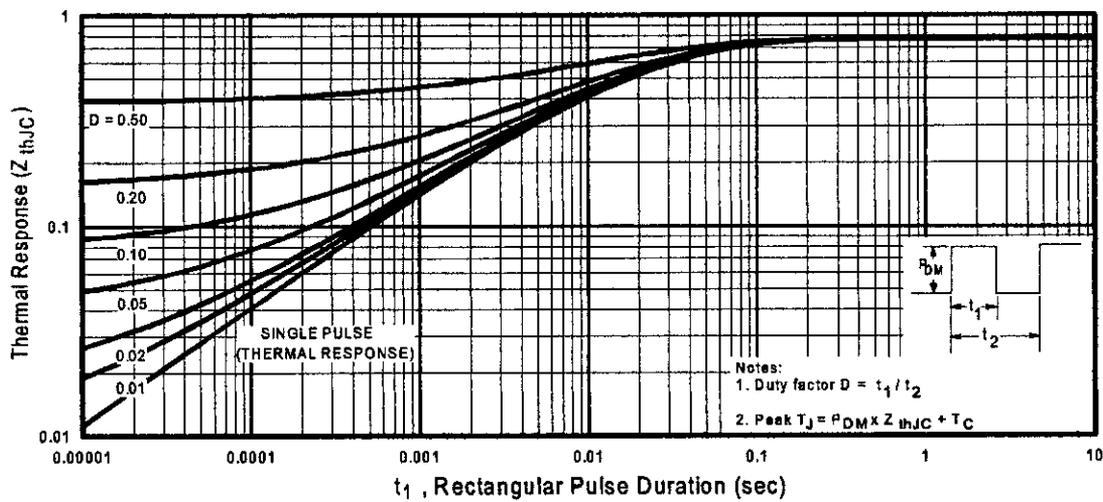


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case



IRGBC40F

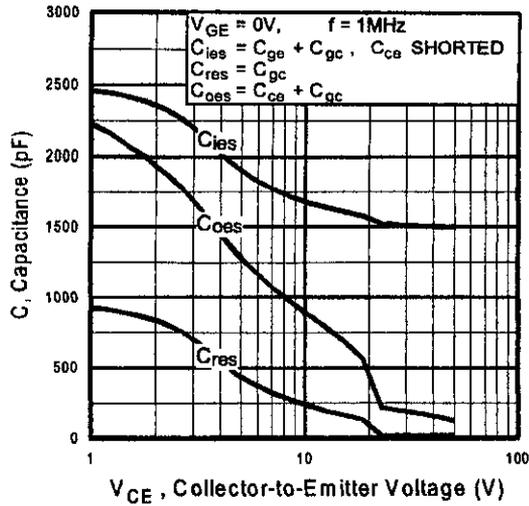


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

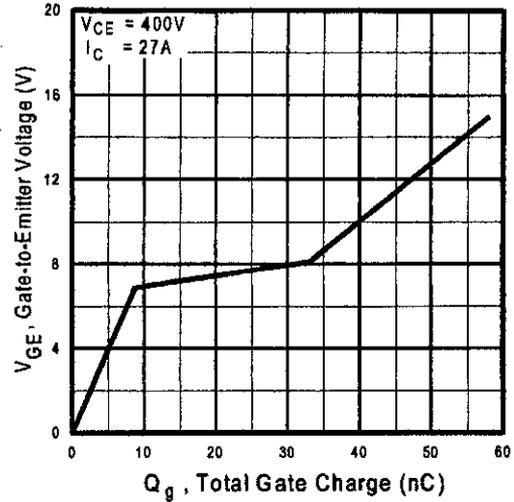


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

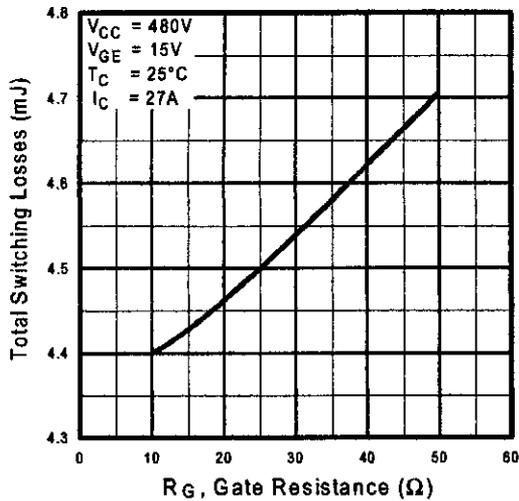


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

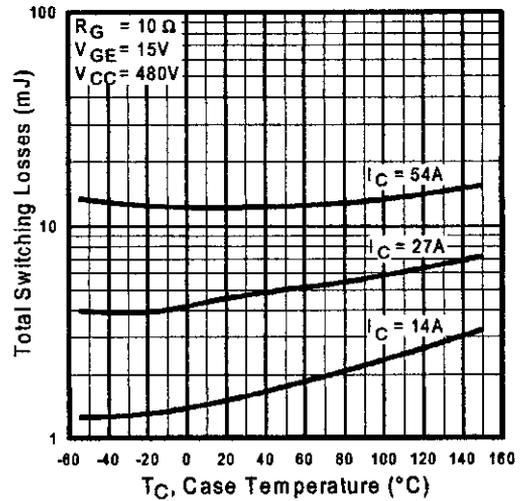


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature

IRGBC40F

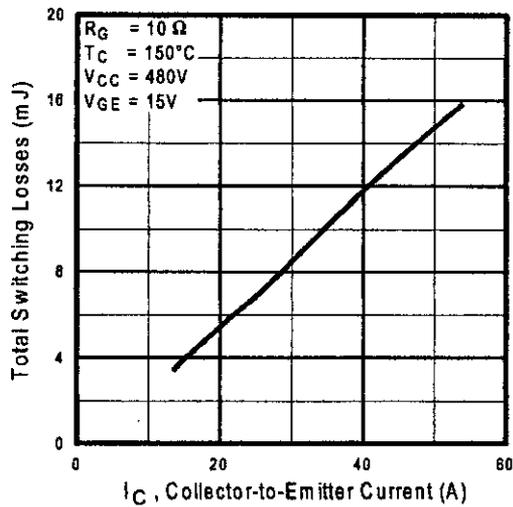


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

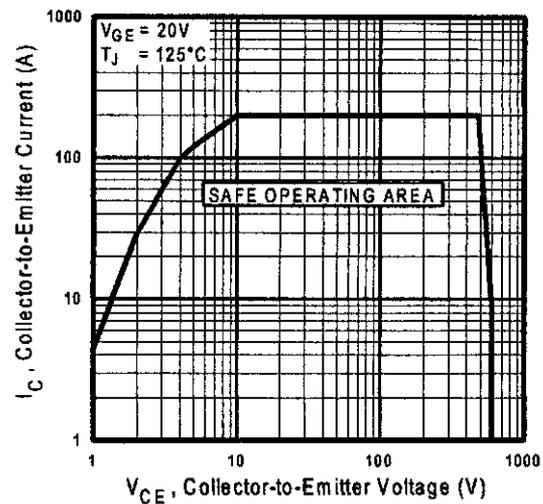


Fig. 12 - Turn-Off SOA

Refer to Section D for the following:

Appendix C: Section D - page D-5

Fig. 13a - Clamped Inductive Load Test Circuit

Fig. 13b - Pulsed Collector Current Test Circuit

Fig. 14a - Switching Loss Test Circuit

Fig. 14b - Switching Loss Waveform

Package Outline 1 - JEDEC Outline TO-220AB

Section D - page D-12

ANNEXE : VI

***Protection thermique des
composants de puissance***

Protection thermique des composants de puissance

— Fiche technique EnPu —

I. Introduction

I.1. Origine et conséquences de l'élévation de la température

Le passage du courant électrique dans les composants de puissance est à l'origine de l'effet Joule dans les matériaux semi-conducteurs. La puissance dissipée s'exprime à partir des défauts des composants.

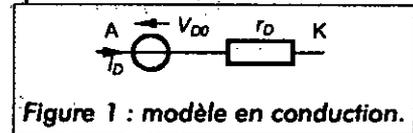


Figure 1 : modèle en conduction.

Durant la conduction, la diode et le thyristor répondent au schéma équivalent de la Figure 1. La **puissance dissipée en conduction** est donc :

$$P_d = \langle p(t) \rangle = V_{D0} \langle i(t) \rangle + r_D \langle i^2(t) \rangle \text{ soit } P_d = V_{D0} I_{moy} + r_D I_{eff}^2.$$

En conclusion, l'évaluation de la puissance dissipée nécessite le **détermination des courants moyen et efficace** dans le composant.

Il faut aussi adjoindre la puissance perdue à l'état bloqué, souvent faible et négligée, et les **pertes issue de la commutation des éléments** (entre les deux phases précédentes).

La puissance totale dissipée provoque une **élévation notable de la température** de la jonction. Son comportement subit de fortes modifications qui altèrent le fonctionnement du composant. En effet, la génération de porteurs est très dépendante de la température (comportement thermodynamique de la jonction). L'ultime risque d'une température élevée est la **destruction de la jonction**.

I.2. Nécessité de la protection des éléments

L'élévation de la température du composant doit être combattue à tous prix pour assurer un fonctionnement correct de l'élément et le préserver de la destruction. L'action peut s'opérer de manière active par contrôle de l'évolution du courant (détection et asservissement). La méthode passive consiste à dissiper la puissance thermique à l'aide de radiateurs qui favoriseront la conduction et la convection thermique.

II. Principe et modélisation

La puissance s'évacue dans l'air ambiant au travers de multiples résistances thermiques qu'il convient de minimiser : en augmentant la surface de dissipation, sa nature ou en forçant la convection (ventilation). Le comportement thermique suit les lois de Kirchhoff des circuits linéaires conformément à la Figure 2 pour être modélisé classiquement tel qu'à la Figure 3 :

- P_d : puissance dissipée en W ;
- R_{thJB} : résistance thermique jonction-boîtier en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$;
- R_{thBR} : résistance thermique boîtier-radiateur ;
- R_{thRA} : résistance thermique radiateur-air ambiant ;
- $\vartheta_J, \vartheta_B, \vartheta_R, \vartheta_A$: la température de la jonction, du boîtier, du radiateur et de l'air.

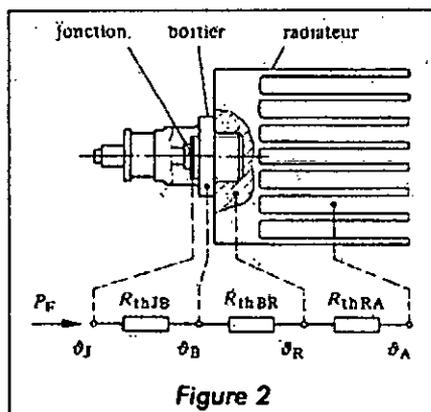


Figure 2

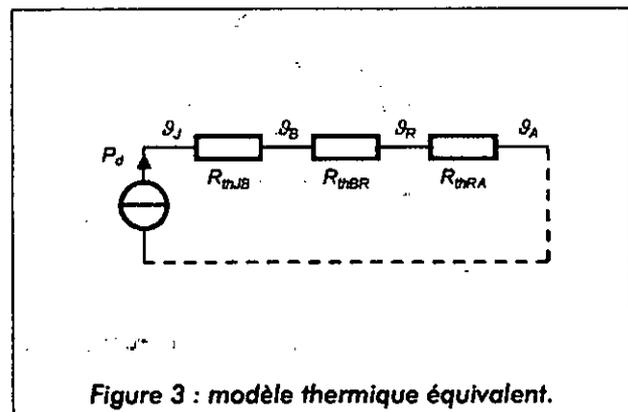


Figure 3 : modèle thermique équivalent.

Bibliographie

- [1] *E.M.Berkouk, "Contribution a la conduite des machines asynchrone monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux".
Thèse de doctorat, C.N.A.M, Paris 1995.*
 - [2] *M. Abed, R Bouzahzah, "Etudes et réalisation d'un onduleur triphasé multiniveaux (cas du trois niveaux)".
Thèse d'ingénieur, EMP 2000.*
 - [3] *M. Bilaid, N. Boaicha, F. Rahou "Réalisation de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse pour un onduleur à trois niveaux".
Mémoire de DEUA, USTHB 2002.*
 - [4] *J.-D.Chatelain, "Dispositif à semi-conducteur".
Edition Georgi 1979.*
 - [5] *M.Gaad, "Modélisation et réalisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Application a la conduite de la machine asynchrone".
Thèse de Magister, EMP ,2000.*
 - [6] *R.Kerid, M.Gheraba, "Commande de vitesse et de position par réseaux de neurones d'une MAS".
Mémoire d'ingénieur ENP 2001.*
 - [7] *A.Khaldi, R.Choubane, " Commande par le mode glissant non linéaire de la "M.S.A.P" alimenté en tension dans le cas générale "N" niveaux".
Thèse d'ingénieur, USTHB, Juin 2002.*
 - [8] *J.-P. Ferrieux, F.Forest, " Alimentation à découpage - Convertisseurs à résonances".
Edition Masson 2^{ème} édition .*
 - [9] *François de Dieuleveult, Hervé Fanet, "Principe et pratique de l'électronique". Tome 2.
Edition Dunod 1997.*
 - [10] *Hansrudi Buhler , "Convertisseurs statiques".
Presses Polytechniques et l'universitaires Romandes, LAUSANNE 1991.*
 - [11] *Guy Séguier, Francis Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance". Volume 4 : " la conversion continue- alternative".
ENP 2003*
-

Edition Lavoisier.

- [12] *Jean-Louis Dalmasso, "Cours de l'electronique de puissance-Traitement de l'energie electrique".*

Edition BELIN.

- [13] *René Besson , "Composant électronique, Technologie & utilisation".*

Edition Dunod, Paris, 1998.

- [14] *Philippe Missirliu, "Cours du Lycée Newton-ENREA Clichy".*

- [15] *www.kudelsko.fr/articles/radiateurs2.htm.*

- [16] *www.eepel.smu.ac.kr/library/hardware/semi-conductor/opto/hcpl3120.*