

Ensemble pédagogique expérimental hacheur onduleur

Jean-Jacques HUSELSTEIN, Thierry MARTIRÉ
Laboratoire d'Électrotechnique de Montpellier (LEM) - Université Montpellier II,
CC079, Place Eugène Bataillon, 34095 MONTPELLIER CEDEX 5,
huselstein@univ-montp2.fr, martire@univ-montp2.fr

RESUME Cet article présente un dispositif expérimental « hacheur-onduleur » que nous utilisons pour une grande partie de nos travaux pratiques d'électronique de puissance. Il est composé d'un étage de puissance (onduleur de tension triphasé à IGBT) et d'une carte de commande basée sur un FPGA. Selon la configuration choisie par l'utilisateur, cet ensemble peut constituer un convertisseur parmi une liste préétablie allant du simple hacheur série non réversible jusqu'à l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion avec une loi de commande de type $U/f = \text{constante}$. La constitution du système expérimental ainsi que nombreux exemples d'utilisation en travaux pratiques illustrés par des relevés expérimentaux sont présentés dans cet article.

Mots clés : Onduleur, hacheur, MLI, IGBT, commande, puissance, modulation.

1 INTRODUCTION

1.1 Nos motivations pour réaliser ce dispositif

Notre motivation première était de réaliser un dispositif de commande numérique pour deux onduleurs pédagogiques SEMIKRON dont nous disposions (ces derniers sont dépourvus de commande et donc inutilisables seuls). Partant de là, tant qu'à concevoir un circuit de commande numérique pour un onduleur triphasé, pourquoi ne pas aussi étendre ses possibilités à d'autres fonctions de conversion ? Ensuite nous souhaitions pouvoir faire travailler tout un groupe d'étudiants simultanément sur le même sujet. Il est alors indispensable de disposer d'autant de cartes de commande et de circuits de puissance que de tables de TP. La carte de commande a donc été réalisée en dix exemplaires. L'onduleur SEMIKRON (partie puissance) étant trop coûteux pour en acquérir dix unités, nous avons conçu et dupliqué en dix exemplaires un circuit de puissance d'onduleur triphasé économique et performant basé sur des IGBT 600V-12A (avec diode intégrée) et un circuit de commande rapprochée à décalage de niveau IR2136.

1.2 Constitution

Cet ensemble « hacheur-onduleur » est donc constitué d'une carte de commande totalement numérique basée sur un FPGA et d'une partie puissance qui est un onduleur de tension triphasé. Quelque soit le mode d'utilisation, le câblage interne de la structure de puissance reste inchangé. C'est seulement la commande des transistors de puissance qui détermine la topologie et la fonction de conversion obtenue. Le mode de fonctionnement est choisi sur la carte de commande ainsi que tous les paramètres de fonctionnement (fréquence de découpage, rapport cyclique, fréquence de modulation, profondeur de modulation). Ces réglages sont effectués par des codeurs incrémentaux qui donnent à l'utilisateur l'impression d'agir sur des potentiomètres. Ces réglages se font obligatoirement avec l'oscilloscope : ceci permet une simplicité dans la conception du système (pas d'afficheurs

mais a aussi des avantages pédagogiques. Les étudiants doivent savoir utiliser correctement et efficacement un oscilloscope et cela évite le côté « TP presse bouton ».

1.3 Utilisation en salle de TP

Cet ensemble « commande et puissance » est utilisé dans nos TP depuis octobre 2003. Dix ensembles sont en fonction, un par table. Ils sont utilisés en licence Ingénierie Électrique, en licence L1 et L2 STPI EEA, en Master STPI EEA, en 1^{ère} année école d'ingénieur Polytech MEA.

Ce dispositif nous permet de faire aussi bien ou mieux les TP que nous faisons déjà auparavant : hacheur série et onduleur triphasé sur onduleur industriel. Remarque : un onduleur industriel est très bien pour alimenter un moteur, mais il est d'une utilisation difficile pour la pédagogie de l'électronique de puissance en raison des nombreuses protections et de ses modes de MLI et de commande vectorielles complexes. Le fonctionnement avec une charge autre qu'un moteur à courant alternatif est souvent impossible.

Ce nouveau dispositif nous permet aussi et surtout de faire de nouveaux TP d'électronique de puissance avec différents modes de commande qui n'étaient pas possibles avant, la commande adéquate faisant défaut.

2 PARTIE PUISSANCE

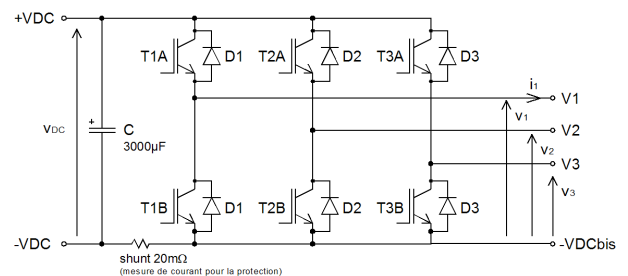


Fig 1 : Structure de la carte de puissance.

La partie puissance est un onduleur de tension triphasé constitué de 6 IGBT avec diode intégrée en boîtier TO247 et de deux condensateurs électrolytiques 330µF-450V montés en parallèle. Les IGBT sont pris

« en sandwich » entre le circuit imprimé et le radiateur pour assurer une construction compacte avec une inductance parasite minimale. Les commandes de grilles sont assurées par un circuit intégré IR2136 qui gère les décalages de niveau pour les IGBT supérieurs. Cette carte comprend aussi une protection en courant et une protection contre les surtensions du bus continu. La protection en courant est assurée par une résistance shunt CMS à très faible inductance parasite et deux comparateurs rapides LM319. Le seuil de protection est fixé à 10A. Les sorties logiques des comparateurs retournent à la carte de commande qui assure la gestion des défauts. Le temps de réaction total de la protection (détection + blocages IGBT) est suffisamment court (environ 600ns) pour assurer une protection des IGBT même dans le cas d'un court-circuit franc en sortie. Une faible inductance (22 μ H) placée en série sur chacune des phases de sortie limite la vitesse de croissance du courant pendant ces défauts. Avec une tension d'alimentation continue de 400V le dépassement du seuil de protection en courant est limité à environ 12A.

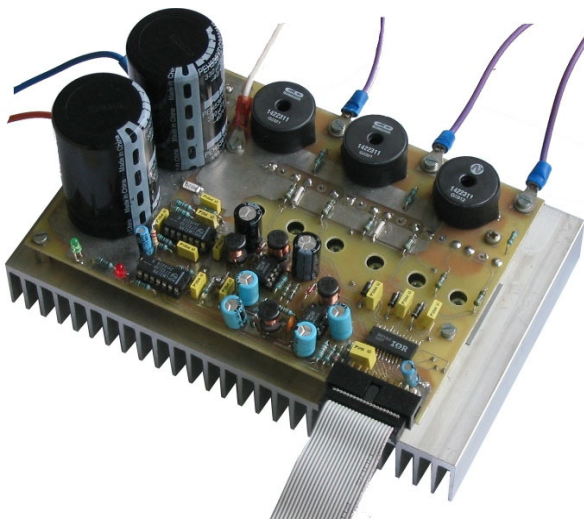


Fig 2 : Vue de la carte de puissance extraite de son boîtier.

3 PARTIE COMMANDE

Cette carte de commande est totalement numérique. Elle est basée sur un FPGA (circuit logique programmable) qui intègre l'intégralité des fonctions de commande. La liaison avec la carte de puissance se fait par un câble en nappe sur lequel transitent les signaux de commandes des six IGBT et les trois signaux de défaut (surintensité positive, surintensité négative et surtension du bus continu) renvoyés par la partie puissance. La carte de commande comporte deux boutons poussoirs permettant de sélectionner le mode de commande. Les paramètres de fonctionnement (fréquence de découpage, rapports cyclique, fréquence et amplitude de modulation en mode onduleur,) sont à régler par de boutons rotatifs reliés à des codeurs incrémentaux. Le FPGA utilisé est un circuit Altera FLEX10K10 associé à sa mémoire de configuration EPC2 [1]. Cette

mémoire de configuration peut être reprogrammée pour les évolutions éventuelles. Le FPGA être directement configuré depuis un PC pendant les phases de mise au point. Le développement du projet a été réalisé avec le logiciel Altera Max+Plus II web edition (gratuit) actuellement remplacé par Quartus II web edition (également gratuit) [1].

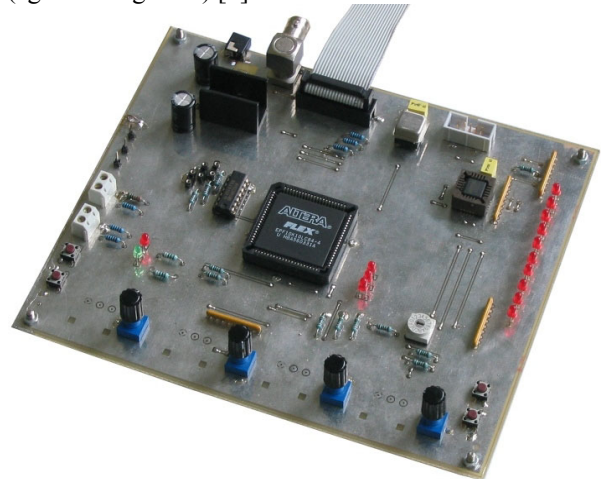


Fig 3 : Vue de la carte de commande.

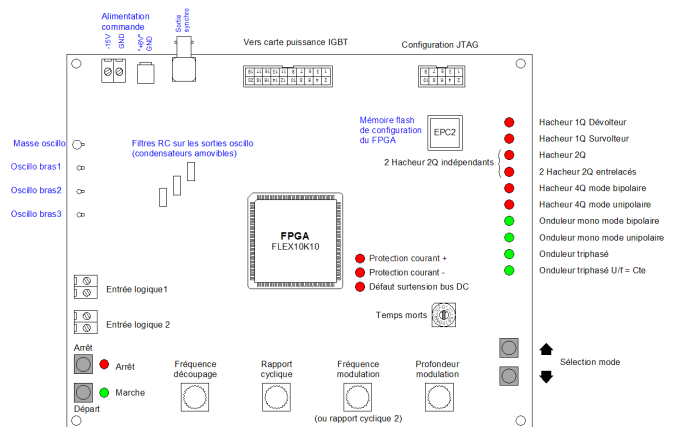


Fig 4 : Disposition et choix des modes de commande.

3.1 Modulation de largeurs d'impulsions

La MLI est de type intersective. Le signal triangulaire de référence (codé sur 8bit) à la fréquence de découpage est obtenu par une synthèse directe de fréquence par intégration numérique de la consigne de fréquence.

3.2 Modulation sinusoïdale

La référence sinusoïdale est obtenue également par une synthèse numérique directe de la fréquence de modulation. Cette synthèse directe fournit un signal angulaire (codé sur 8 bit) appliqué à une table sinus. Ensuite une opération de multiplication (8bit x 8bit avec un résultat tronqué aux 8bits de poids fort) permet de régler l'amplitude de modulation.

3.3 Réglages par codeurs incrémentaux

En association avec une machine d'états et des fonctions de comptage/décomptage intégrées dans le FPGA ces codeurs se comportent un peu comme des potentiomètres. Ils permettent de régler de manière quasi

continue sur une large plage (tableau 1) les paramètres fréquence de découpage, rapport cyclique (fonctionnements hacheurs), fréquence de modulation et profondeur de modulation (fonctionnements onduleurs).

Fréquence de découpage	610Hz à 38,76kHz	pas de 305Hz
Rapport cyclique en mode hacheur	0 à 99,65%	pas de 0,387%
Fréquence de modulation	0,3125Hz à 101,3Hz	pas de 0,395Hz
Amplitude de modulation	0 à 98,5%	pas de 1,56%
Modulation en mode U/f = constante	proportionnelle à F_{BF} de 0 à 25,03Hz puis constante (98,5%) jusqu'à 101,3Hz	

Tableau 1 : Plages de réglage des paramètres de commande.

Les codeurs incrémentaux utilisés intègrent deux interrupteurs mécaniques délivrant 32 impulsions par tour. Les 2 sorties sont déphasées d'un quart de période ce qui permet de déterminer le sens de rotation (fonctionnement classique). Nous avons choisi de compter les fronts montant et descendant de la voie A, l'état de la voie B lors de ces fronts définissant le sens de rotation. La figure 5 représente les diagrammes décrivant le fonctionnement des machines d'états assurant la gestion de ces codeurs ainsi que deux exemples de fonctionnement. Les machines d'états et les compteurs correspondants (un ensemble par codeur) sont implantés en langage AHDL dans le projet global de la carte de commande.

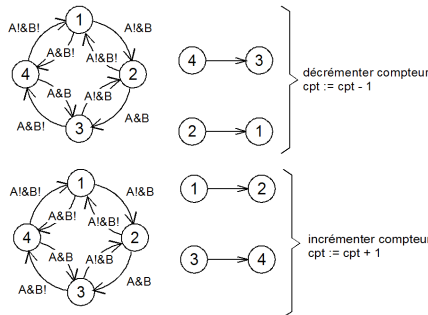


Fig 5 : Diagrammes d'états pour la gestion des codeurs.

4 EXEMPLES D'UTILISATIONS

4.1 Contextes des essais présentés

La plupart des relevés présentés ici ont été effectués avec une tension d'alimentation continue égale à 60V issue d'une alimentation de laboratoire. C'est généralement à partir de ce type de source que nous faisons travailler nos étudiants pour des raisons de simplicité et surtout de sécurité des personnes et des équipements. Dans le cadre de projets plus avancés nous utilisons aussi des alimentations continue isolées 0 à 270V disponibles sur certaines de nos tables de manipulation ce qui nous permet de travailler avec des puissances plus importantes (alimentation machine asynchrone, injection de puissance sur le réseau, onduleur à résonance 2kW, etc.).

Les résultats présentés ici ont été enregistrés sur des oscilloscopes numériques deux voies. Lorsque plus de deux voies sont présentées simultanément il s'agit d'un montage de copies d'écran. La correspondance temporelle a pu être facilement assurée grâce à la sortie de synchronisation présente sur la carte de commande.

4.2 Hacheur série

Dans ce mode seul le transistor T_{1A} est commandé avec un rapport cyclique fixe α (réglé par le 2^{ème} codeur) et une fréquence de découpage $F_{d\acute{e}c}$ (réglée par le 1^{er} codeur). Les autres transistors sont toujours maintenus à l'état bloqué. La fonction de diode de roue libre est assurée par la diode D_{1B} .

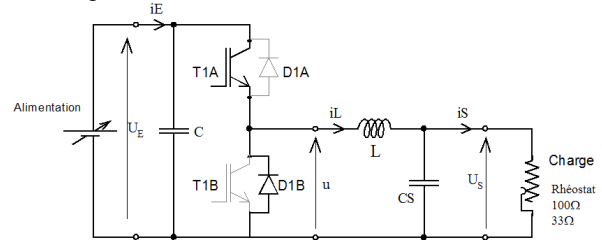


Fig 6 : Utilisation en mode « hacheur série ».

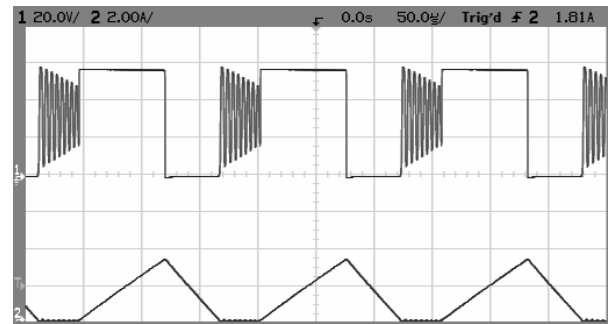


Fig 7 : Hacheur 1 quadrant en conduction discontinue. Haut : tension de sortie u. Bas : courants de sortie i_L .

4.3 Hacheur parallèle

Dans ce mode, seul le transistor T_{1B} est commandé avec un rapport cyclique α et une fréquence de découpage $F_{d\acute{e}c}$. Tous les autres transistors sont bloqués. Les entrées et sortie du convertisseur sont inversées par rapport à un hacheur série : la source de tension d'alimentation du hacheur est connectée en série avec l'inductance de lissage L, la charge est connectée en parallèle avec le condensateur de découplage C.

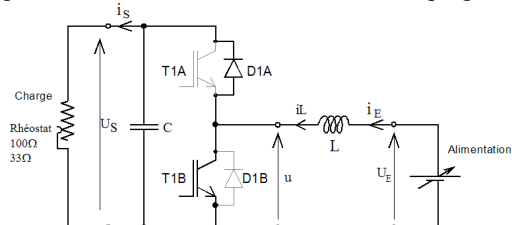


Fig 8 : Utilisation en mode « hacheur parallèle ».

4.4 Hacheur 2 quadrants

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés de manière complémentaire avec un rapport cyclique α et une

fréquence de découpage $F_{d\acute{e}c}$. Les autres transistors sont toujours bloqués.

4.5 Deux hacheur 2 quadrants entrelacés

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α et une fréquence de découpage $F_{d\acute{e}c}$. Il en est de même pour les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras mais avec un décalage temporel d'une demie période. Le filtre de sortie est composé de deux inductance de lissage et un condensateur. Un des intérêt de cette structure bien connue est de diviser par quatre l'amplitude maximale de l'ondulation de tension de sortie pour une même fréquence de découpage et pour un même volume total d'éléments réactifs. L'entrelacement est utilisé depuis longtemps dans les entraînements de forte puissance avec moteur à courant continu (traction ferroviaire par exemple) et plus récemment, avec un nombre de « phases » plus élevé, dans les convertisseurs continu-continu non isolés de très faible tension et fort courant utilisés dans les systèmes microélectroniques (ex : 3,3V vers 1,2V – 80A pour un processeur de type Pentium).

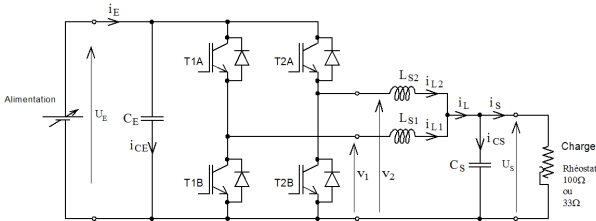


Fig 9 : Mode « deux hacheurs 2 quadrants entrelacés ».

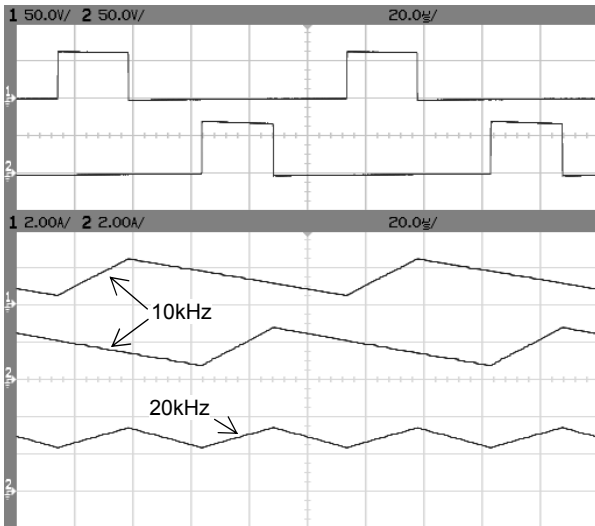


Fig 10 : Deux hacheurs 2 quadrants entrelacés.

Haut : tensions de sortie v_1 et v_2 . Bas : courants i_{L1} , i_{L2} et i_L .

4.6 Deux hacheurs 2 quadrants en opposition

Ce mode de commande permet de faire fonctionner deux hacheurs et deux machines à courant continu à aimants permanents en opposition. Chacune de machines peut fonctionner soit en moteur soit en génératrice. Le courant de sortie de chacun des hacheurs peut être positif ou négatif. La méthode d'opposition évite les difficultés dues à la non réversibilité des alimentations

de laboratoire. L'alimentation ne fournit au système que les pertes (des hacheurs et des moteurs). La puissance convertie peut être beaucoup plus élevée que la puissance d'alimentation [2].

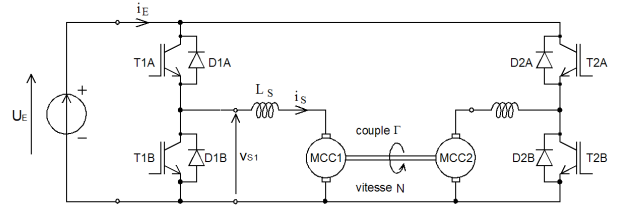


Fig 11 : Fonctionnement en opposition de deux machines à courant continu avec deux hacheurs 2 quadrants.

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α_1 et une fréquence de découpage $F_{d\acute{e}c}$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés à la même fréquence de découpage avec un rapport cyclique α_2 (réglé par le 3^{ème} codeur). Les arbres des deux machines à courant continu sont solidaires. Si les deux machines ont les mêmes caractéristiques (et surtout une même constante électromécanique) leurs tensions d'alimentation sont très semblables. Il doit donc en être de même pour les rapports cycliques des deux hacheurs. Le courant moyen I_S circulant dans les machines est réglé par la légère différence appliquée entre ces deux rapports cycliques, ce courant pouvant être positif ou négatif.

$$I_S = (\alpha_1 - \alpha_2) \frac{U_E}{2R} \quad \text{(si les chutes de tension dans le hacheur sont négligées)}$$

R : résistance interne des MCC

En pratique nous demandons aux étudiants de régler la vitesse de rotation du banc par un réglage du rapport cyclique α_1 avec seulement la machine MCC1 connectée. Puis d'obtenir la même vitesse de rotation en ajustant le rapport cyclique α_2 avec seulement la machine MCC2 connectée. Ensuite, les deux machines étant connectées, le courant (positif ou négatif) est réglé par des légères variations du rapport cyclique α_2 .

4.7 Hacheur 4 quadrants - commande bipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} du 1^{er} bras sont commandés avec un rapport cyclique α et une fréquence de découpage $F_{d\acute{e}c}$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ obtenu par une simple inversion logique des commandes de T_{1A} et T_{1B} .

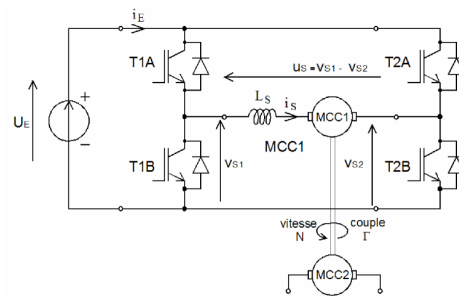


Fig 12 : Hacheur 4 quadrants.

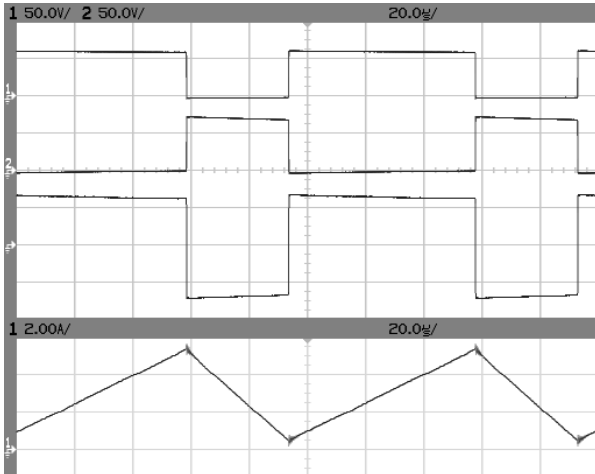


Fig 13 : Hacheur 4 quadrants en commande bipolaire.
Haut : tensions de sortie v_{S1} , v_{S2} et v_S . Bas : courant i_L .

4.8 Hacheur 4 quadrants - commande unipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés avec un rapport cyclique α et une fréquence de découpage F_{dec} . Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ obtenu à partir d'une deuxième modulation de largeur d'impulsion avec un décalage temporel d'une demie période. Ce mode de commande bien connu permet de réduire très fortement l'ondulation de courant sans modifier la fréquence de découpage.

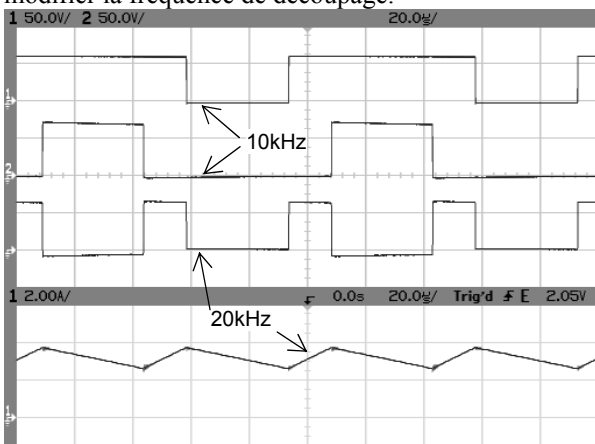


Fig 14 : Hacheur 4 quadrants en commande unipolaire.
Haut : tensions de sortie v_{S1} , v_{S2} et v_S . Bas : courant i_L .

4.9 Onduleur monophasé - commande bipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés comme dans le mode hacheur 4 quadrants, mais le rapport cyclique fixe α est remplacé par un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale avec une fréquence de modulation F_{BF} (réglée par le 3^{ème} codeur) avec $\alpha = 0,5 + P_{MOD} \sin 2\pi F_{BF} t$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ obtenu par une simple inversion logique des commandes de T_{1A} et T_{1B} .

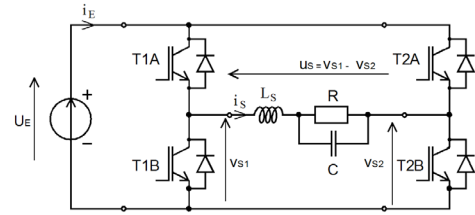


Fig 15 : Onduleur monophasé (ou hacheur 4 quadrants) sur une charge résistive avec un filtre LC.

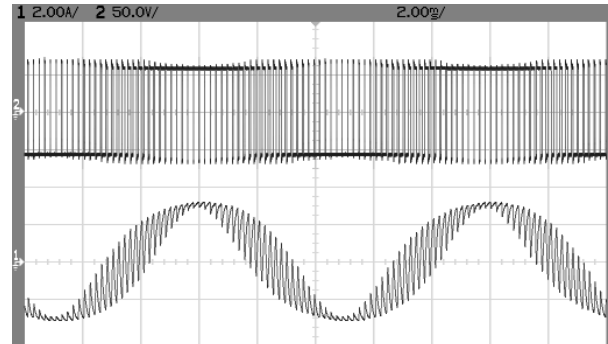


Fig 16 : Onduleur monophasé en commande bipolaire.
Haut : tension de sortie v_S . Bas : courant i_S .

4.10 Onduleur monophasé - commande unipolaire

Les transistors T_{1A} et T_{1B} sont commandés comme dans le mode hacheur 4 quadrants, mais le rapport cyclique fixe est également remplacé par un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale avec $\alpha = 0,5 + P_{MOD} \sin 2\pi F_{BF} t$. Les transistors T_{2A} et T_{2B} du deuxième bras sont commandés avec un rapport cyclique $\alpha_2 = 1 - \alpha$ obtenu à partir d'une deuxième modulation de largeur d'impulsion avec un décalage temporel d'une demie période. Comme pour le hacheur 4 quadrants, l'intérêt de cette commande réside dans la forte réduction de l'ondulation de courant.

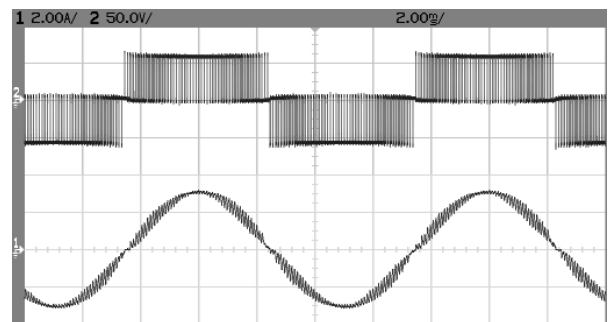


Fig 17 : Onduleur monophasé en commande unipolaire.
Haut : tension de sortie v_S . Bas : courant i_S .

4.11 Onduleur triphasé

Comme pour les modes onduleur monophasé, les transistors T_{1A} et T_{1B} du premier bras sont commandés avec un rapport cyclique variable en fonction du temps selon une loi sinusoïdale avec une fréquence de modulation F_{BF} avec $\alpha_1 = 0,5 + 0,5 \cdot P_{MOD} \sin 2\pi F_{BF} t$. Pour le 2^{ème} bras (T_{2A} et T_{2B}) le rapport cyclique est $\alpha_2 = 0,5 + 0,5 \cdot P_{MOD} \sin(2\pi F_{BF} t + 2\pi/3)$.

Pour le 3^{ème} bras (T_{3A} et T_{3B}) le rapport cyclique est $\alpha_3 = 0,5 + 0,5 \cdot P_{MOD} \sin(2\pi F_{BF} + 4\pi/3)$.

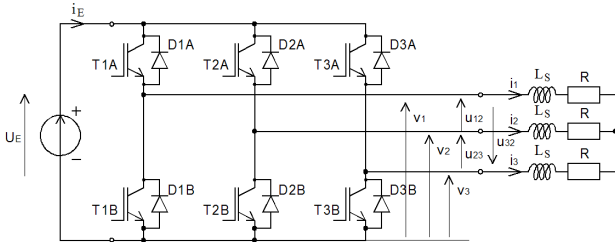


Fig 18 : Onduleur triphasé.

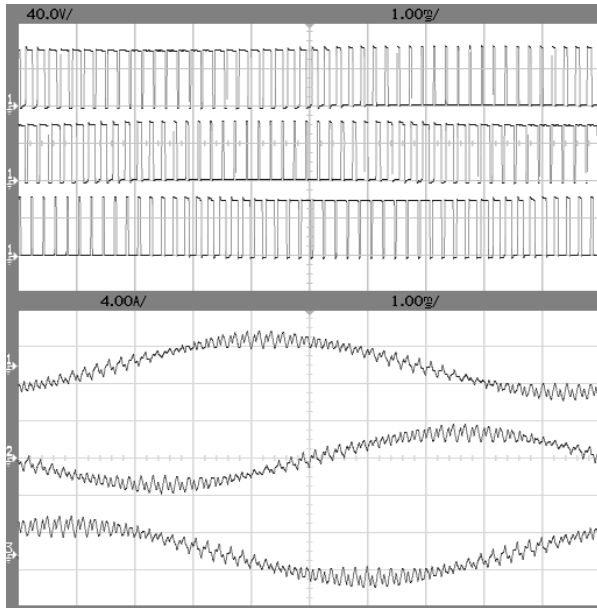


Fig 19 : Onduleur triphasé. Haut : les 3 tensions de sortie v_1 , v_2 et v_3 . Bas : courants de sortie i_1 , i_2 et i_3 .

4.12 Onduleur triphasé avec $U/f = Cte$

Ce mode de commande permet l'alimentation de moteurs asynchrones triphasés. Le fonctionnement est équivalent à l'onduleur triphasé simple mais l'amplitude de modulation n'est plus réglable indépendamment, elle est liée à la fréquence de modulation selon une loi de type $U/f = constante$.

4.13 Onduleur pour chauffage par induction

Dans ce mode un seul bras est commandé avec un rapport cyclique fixe $\alpha = 0,5$ et une fréquence de découpage réglable entre 20kHz et 50kHz par pas de 100Hz. Remarque : en réalité les 3 bras sont commandés avec le même signal, ainsi une mise en parallèle des 3 bras permet d'augmenter la valeur maximale du courant de sortie à environ 50A crête. Il est également possible de commander un pont monophasé avec le même rapport cyclique $\alpha = 0,5$. Ceci permet de doubler la tension appliquée à la charge mais avec une valeur maximale de courant plus faible. La figure 20 montre un exemple de fonctionnement sur une plaque à induction avec une puissance de sortie de 2,1kW ($U_{DC} = 270V$, $F_{dec} = 31,7kHz$, $I_{eff} = 18,3A$).

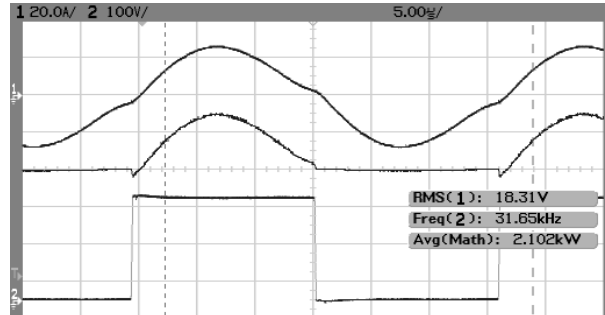


Fig 20 : Chauffage par induction HF. De haut en bas : courant inducteur (20A/div), puissance instantanée (5kW/div), et tension onduleur (100V/div).

4.14 Onduleur triphasé connecté au réseau

Dans le cadre de projets de master M1 nous avons également fait travailler des étudiants sur un onduleur triphasé connecté au réseau en utilisant cet ensemble hacheur-onduleur légèrement modifié. Il s'agit d'un dispositif simple et pédagogique fonctionnant en boucle ouverte. Tous les réglages sont assurés par l'utilisateur en fonction des indications des instruments. Pour ce fonctionnement la fréquence de modulation est verrouillée à 50Hz. Le générateur BF interne est synchronisé sur la tension réseau par un détecteur de passage par zéro. L'onduleur est connecté au réseau avec un inductance triphasée présentant à 50Hz une impédance d'environ 20% du rapport V/I , tension réseau sur amplitude du courant injecté. Le réglage de l'amplitude de la tension de sortie agit essentiellement sur le courant réactif injecté (ou soutiré) au réseau. Le réglage du déphasage de la tension onduleur par rapport à la tension réseau agit essentiellement sur le courant actif injecté au réseau.

5 CONCLUSION

L'ensemble expérimental présenté ici s'est révélé tout à fait adapté à nos objectifs pédagogiques. Ces TP sont très bien perçus par les étudiants. Le circuit de commande performant basé autour d'un FPGA contribue à véhiculer une image moderne et permet une liaison avec les enseignements d'électronique.

Nous n'avons eu à déplorer que peu de défaillances. Elles étaient généralement dues à une utilisation plus que incorrecte de la part des étudiants ! La maintenance est facile et relativement peu coûteuse avec une localisation des pannes assez aisée.

Bibliographie

1. Site web ALTERA : <http://www.altera.com>.
2. F. Forest, J.-J. Huselstein, F. Richardeau, C. Turpin, *La méthode d'opposition : une vieille dame rajeunie par les besoins de caractérisation et d'étude des convertisseurs statiques*, La Revue 3EI, N°31, pp 33-40, décembre 2002.