



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande Electrique

THEME

*Approche vers la conception d'un convertisseur statique
multifonction (CMF) à base d'un Arduino*

Réalisé par :

- Mr. SID Oussama

-Mr. CHAKHRIT Abdelkarim.

devant le jury composé de :

Président : Mr. Khemiss Abderrahmane.

Encadreur : Mr. SAIDI Abdelkader.

Examineur : Mr. Laabdani Rafik.

2017-2018

Remerciements

Je remercie, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien là pour que je vive ce jour, ALLAH qui m'a donné la force et la patience pour terminer ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mon encadreur, Dr Saïdi Abdelkader qui a proposé et dirigé ce travail.

Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.

Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département de L'électrotechnique pour les facilités qu'ils m'ont accordé pour parfaire ce travail.

Ce travail de mémoire que j'ai effectué doit beaucoup à certaines personnes que je tiens à remercier sincèrement.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.

Dédicace :

*Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut...
Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, L'amour, le respect, la reconnaissance... Aussi, c'est tout simplement que*

Je dédie ce mémoire :

À l'âme de ma mère que le Dieu, le tout puissant l'accueille dans son vaste paradis

À l'âme de mon père que Dieu le clément l'accueille dans son vaste paradis

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et mon bien être. Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous m'aviez porté depuis mon enfance et j'espère que vos bénédictions m'accompagnent toujours.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices,

Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorde sa clémence,

Je dédie ce travail, aussi ;

À mes grand parents paternels que Dieu les garde, et à l'âme de ceux de ma mère.

À toutes mes tantes et mes oncles et à toute la famille SID

À mes amis :

Alla, Ramzi, Salah, Farouk, Moein, Kaca, Hamid, Khalil, Karim, Islam & Ali.

SID Oussama.

Dédicace :

Avant tout, je tien a remercie le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volante nécessaire pour affronter les différentes de la vie, je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père.

A mes frères.

A mes sœurs.

Et toute la famille

A mes amis et mes collègues de la promotion 2018 « électrotechnique »

CHAKHRIIT Abdelkarim.

Tables des matières

Tables des matières :

ABREVIATIONS & SYMBOLES.....	8
Liste des figures.....	10
Introduction générale	13
CHAPITRE 1 : LES CONVERTISSEURS STATIQUES	
1.introduction.....	15
2. Les grandeurs caractéristiques dans l'étude des convertisseurs :	15
2.1. Valeur moyenne	16
2.2. Valeur efficace.....	16
2.3. Facteur de forme F :.....	16
2.4. Facteur d'ondulation T_{on} :.....	16
2.5. Taux d'ondulation τ_{on} :.....	16
2.6. Taux de distorsion harmonique THD :.....	17
2.7. Facteur de puissance PF :.....	17
3. Convertisseurs en pont:.....	18
3.1. Redresseur monophasé à double alternance commandable:.....	18
3.1.1. Fonction redresseur:.....	18
3.1.2. Etude analytique séquentielle du pont redresseur monophasé:.....	19
3.1.3. Grandeurs caractérisantes du redresseur:.....	23
3.1.4. Evaluation du pont redresseur:.....	23
3.2. Onduleur monophasé en pont complet:.....	24
3.2.1. Fonction onduleur:.....	24
3.2.2. Etude analytique séquentielle de l'onduleur monophasé en pont complet:.....	25
3.2.3. Grandeurs caractérisantes de l'onduleur:.....	29
3.2.4. Evaluation du pont onduleur monophasé:.....	29
3.3. Hacheur en pont (à quatre quadrants):.....	30

3.3.1. Fonction hacheur:.....	30
3.3.2. Etude analytique séquentielle de l'hacheur en pont:.....	31
3.3.3. Grandeurs caractérisantes du hacheur:.....	34
3.3.4. Evaluation du pont hacheur:.....	34
4. Conclusion:.....	34

Chapitre 2 : Etude de synthèse.

1. Introduction :	38
2. Etude de synthèse du convertisseur multifonction :.....	38
3. Etude analytique du convertisseur multifonction :.....	40
3.1. Mode onduleur monophasé:.....	41
3.2. Mode redresseur monophasé:.....	44
3.3. Mode hacheur en H sens 1 ($A \equiv +$):.....	47
3.4. Mode hacheur en H sens 2 ($B \equiv +$):.....	49
4. Simulation du convertisseur multifonction:.....	51
5. Conclusion:.....	54

Chapitre 3 : Application.

1. Introduction:.....	56
2. Schéma de réalisation:.....	56
2.1 Circuit de puissance:.....	58
2.2. Circuit de commande:.....	59
2.3. Circuit de pilotage des interrupteurs commandables:.....	61
2.4. Schéma global réalisé:.....	62
3. Résultats de réalisation:.....	62
3.1. Mode onduleur.....	63
3.2. Mode redresseur:.....	63

3.3. Mode hacheur sens 1:.....	64
3.4. Mode hacheur sens 2:.....	65
4. Conclusion:.....	66
Conclusion général :.....	67
Annexe.....	68
Bibliographie.....	72
Resume.....	74

Abréviations & Symboles

DC-DC	Convertisseur continu/continu.
DC-AC	Convertisseur continu/alternatif.
AC-DC	Convertisseur alternatif /continu.
$\langle X \rangle$	la valeur moyenne.
X_{eff} .	La valeur efficace.
F	Facteur de forme.
T_{on} .	Facteur d'ondulation.
τ_{on} .	Taux d'ondulation.
THD	Taux de distorsion harmonique
X_h	valeur efficace de l'harmonique au rang h du courant / de la tension
X_1	composante fondamentale
h	rang harmonique
n	rang harmonique maximal, en théorie infini
TDR	le rapport total de distorsion.
PF	Facteur de puissance.
$\langle P \rangle$	La valeur moyenne de la puissance active
S	La puissance apparente due aux valeurs efficaces de la tension et du courant:
V_{IN} .	La tension d'entrée.
T	Période.
E	Source de tension continue.
R	Resistance.
V_0 .	La tension de la sortie.
I_0 .	Le courant de la sortie.
D	Diode.
L	L'inductance.
C	Capacité.

θ_e	angle d'extinction réglable.
i_{0min}	Courant initial.
i_{0max}	Courant final.
β	un angle de décalage.
I_l	Le courant d'inductance
V_{in}	Source de tension alternative (tension d'entrée).
V_l	La tension aux bornes d'inductance.
d	rapport cyclique.
[]	Références.

Listes des figures :

Figure (1.1) : Représentation synoptique d'un module redresseur	16
Figure (1.2) : Pont redresseur commandé avec ses séquences de fonctionnement	17
Figure (1.3) : Allures de la tension et du courant de charge en fonction de θ_e	18
Figure (1.4) : Représentation synoptique d'un module onduleur.....	19
Figure (1.5) : Pont onduleur avec ses séquences de fonctionnement.....	20
Figure (1.6) : Allures de la tension et du courant de charge en fonction de β	24
Figure (1.7) : Représentation synoptique d'un module hacheur.....	28
Figure (1.8) : Pont hacheur avec ses séquences de fonctionnement.....	29
Figure (1.9) : Allures de la tension et du courant de charge en fonction de d	31
Figure (2.1) : Schéma de base destiné à la conception du CMF.....	36
Figure (2.2) : Tableau des états de commandes possibles du pont monophasé.....	37
Figure (2.3) : Structure du pont monophasé multifonction déduite.....	38
Figure (2.4) : Pont monophasé fonctionnant comme onduleur.....	39
Figure (2.5) : Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme onduleur.....	40
Figure (2.6) : Pont monophasé fonctionnant comme redresseur.....	43
Figure (2.7) : Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme redresseur.....	44
Figure (2.8) : Pont monophasé fonctionnant comme hacheur.....	46
Figure (2.9) : Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme hacheur sens 1.....	46
Figure (2.10) : Pont monophasé fonctionnant comme hacheur.....	48
Figure (2.11) : séquences de fonctionnement du pont monophasé comme hacheur sens 2.....	48
Figure (2.12) : Courbes de simulation du pont conçu en mode onduleur.....	50
Figure (2.13) : Courbes de simulation du pont conçu en mode redresseur.....	51
Figure (2.14) : Courbes de simulation du pont conçu en mode hacheur sens 1.....	51
Figure (2.15) : Courbes de simulation du pont conçu en mode hacheur sens 2.....	52
Figure (3.1): Schéma théorique du pont multifonction.....	55
Figure (3.2) : Schéma réaliste du pont multifonction.....	56
Figure (3.3): Schéma de principe du système de commande.....	57
Figure (3.4):Système de pilotage des MOSFET.....	60
Figure (3.5): Circuit de la fonction logique NOT à base NPN.....	61

<i>Figure (3.6): Schéma global à réaliser.....</i>	<i>61</i>
<i>Figure (3.7): Montage réalisé (a) et exemple de cas du hacheur(+) sélectionné sur écran LCD.....</i>	<i>62</i>
<i>Figure (3.8): Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode onduleur.....</i>	<i>63</i>
<i>Figure (3.9): Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode redresseur.....</i>	<i>64</i>
<i>Figure (3.10): Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode hacheur sens 1.....</i>	<i>65</i>
<i>Figure (3.11): Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode hacheur sens 2.....</i>	<i>65</i>

Introduction général

Introduction générale :

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Les domaines sont principalement les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu), etc.

Les convertisseurs statiques sont des modules à base d'électronique de puissance qui servent à alimenter et à commander différents types de charges électriques. En partant de l'idée de concevoir un convertisseur statique multifonction qui peut effectuer les tâches de conversion d'un redresseur, d'un onduleur et d'un hacheur, ce travail va procéder les différentes phases de conception pour réaliser cet objectif.

Dans ce mémoire, on étudiera, en détail un convertisseur statique multifonction pour les trois modes.

- ❖ Le premier chapitre, est consacré à la présentation de l'état de l'art des différents types de convertisseurs (DC-AC) (AC-DC) (DC-DC) avec une étude classique.
- ❖ Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter la nouvelle structure en pont monophasé qui peut supporter cette multitude de fonction (topologie)
- ❖ Nous allons présenter, au troisième chapitre, la simulation de cette nouvelle structure pour différents topologie ET le compare avec les études classiques.

Chapitre 1 :

Convertisseur statique

1. Introduction :

La conversion de l'énergie électrique est la fonction d'adapter une forme d'énergie électrique initiale d'une source quelconque à une forme convenable pour un récepteur donné (charge). Selon la source et le type de charge, des topologies ont été principalement conçues autour de ces deux contraintes. Une topologie se définit par la position des interrupteurs entre eux en considérant un ensemble des bornes de cette structure comme entrée d'énergie et un autre ensemble différent comme sortie. Cette structure est conçue pour remplir une fonction de conversion statique bien déterminée.

La classification des fonctions de conversion d'énergie électrique dépend essentiellement des types d'énergie à l'entrée et à la sortie du convertisseur (c.à.d. continue DC ou alternative AC). D'où, on peut citer quatre grandes classes de conversion: DC-AC, AC-DC, DC-DC, AC-AC. Suivant ces fonctions citées, les catégories des convertisseurs issus le long des décennies sont: Les onduleurs, les redresseurs, les hacheurs, les gradateurs et les cyclo convertisseurs. A l'intérieur de chaque catégorie, on peut trouver des convertisseurs unitaires qui peuvent effectuer une fonction spécifique.

Malgré la grande dépendance entre le type d'énergie électrique en entrée/sortie et la topologie du convertisseur, il y a des structures statiques qui peuvent supporter deux ou plus de fonctions de conversion sur le même circuit de puissance sans changer d'interrupteurs ou leurs positions. On peut citer par exemple le redresseur en pont triphasé commandable. Ce dernier peut fonctionner aussi comme onduleur pour une certaine gamme d'angles d'amorçage des thyristors.

D'après les études menées sur la conception des convertisseurs statiques, la structure du pont monophasé (dite aussi de Grätz) composée de quatre interrupteurs présente une richesse de fonctionnalités par rapports aux autres structures. On trouve par exemple, la réversibilité des courants et des tensions, changement de la topologie par déconnexion d'une branche à l'aide de la commande, ...etc. Pour cette richesse, nous abordons dans ce chapitre l'étude des convertisseurs en pont monophasé destinés aux fonctions: redresseur, onduleur et hacheur.

2. Les grandeurs caractéristiques dans l'étude des convertisseurs :

L'étude des convertisseurs statiques mène à déduire les allures graphiques (temporelles et/ou fréquentielles) de certains tensions et courants. Ces allures traduites en formes mathématiques servent à calculer certains paramètres et grandeurs destinés à évaluer le convertisseur en question parmi les autres de la même catégorie.

Comme les allures graphiques ne sont pas assez précises pour juger un signal de sortie, les grandeurs caractérisantes décrivent bien numériquement les qualités des signaux issus du convertisseur. Nous citons ci-dessous celles les plus utilisées.

Soit $x(t)$ un signal périodique de période T (ou 2π) qui peut être une tension ou un courant.

2.1. Valeur moyenne $\langle x \rangle$ ou \bar{x} : (AV : AVerage ou Mean)

C'est l'intégral de ce signal sur une période de temps choisie.

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad \text{Ou bien} \quad \langle x \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x(\theta) d\theta \quad \text{avec} \quad \theta = \frac{2\pi}{T}t$$

2.2. Valeur efficace X : (RMS: Root Mean Square)

C'est la racine carrée de la valeur moyenne du signal au carré.

$$X_{eff} = X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad \text{ou} \quad X = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x^2(\theta) d\theta}$$

Nous devons calculer les valeurs efficaces et moyennes pour le courant et pour la tension.

2.3. Facteur de forme F :

Ce facteur indique combien la valeur moyenne est plus proche de celle efficace. Plus elles sont proches (rapport proche de l'unité), plus le signal $x(t)$ est idéal.

$$F = \frac{X}{\langle x \rangle}$$

2.4. Facteur d'ondulation T_{on} :

C'est la racine carrée de la différence entre le facteur de forme au carré et l'unité. Plus il est faible (proche de zéro), plus le signal est de forme plus lisse (moins d'ondulation). Ce facteur est utilisé exclusivement pour les redresseurs.

$$T_{on} = \sqrt{\left(\frac{X}{\langle x \rangle}\right)^2 - 1} * 100$$

2.5. Taux d'ondulation τ_{on} :

C'est le rapport entre l'ondulation différentielle Δx et la valeur moyenne du signal.

$$\tau_{on} = \frac{\Delta x}{\langle x \rangle} * 100$$

2.6. Taux de distorsion harmonique THD :

Le taux de distorsion harmonique (abrégé THD, total harmonic distortion en anglais) représente la variation d'un signal par rapport à une référence.

Le taux de distorsion harmonique total décrit l'influence des composantes harmoniques d'un signal :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{h=n} \left(\frac{X_h}{X_1} \right)^2}$$

X_h : valeur efficace de l'harmonique au rang h du courant / de la tension

X_1 : composante fondamentale

h : rang harmonique

n : rang harmonique maximal, en théorie infini

Cette définition ne prend pas en compte les composants inters harmoniques du signal. On peut alors utiliser le Rapport Total de Distorsion (TDR), défini comme ceci :

Le rapport total de distorsion (TDR) est utilisé pour prendre en compte les composants inters harmoniques d'un signal, et défini comme ceci [9] :

$$TDR = \frac{\sqrt{X^2 - X_1^2}}{X_1}$$

- X_1 : valeur efficace de la composante à fréquence fondamentale
- X : valeur efficace totale de la grandeur (courant ou tension)

Ce paramètre "pratique" est utilisé la plus part du temps pour exprimer le THD lui-même.

2.7. Facteur de puissance PF :

C'est le rapport de consommation de la puissance moyenne active par rapport à une apparente efficace absorbée de la source. Ce paramètre nous permet de quantifier l'absorption de la puissance réactive par une charge alternative. [1]

$$PF = \frac{\langle P \rangle}{S}$$

Avec:

$\langle P \rangle$: La valeur moyenne de la puissance active: $\langle P \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt$

S : La puissance apparente due aux valeurs efficaces de la tension et du courant: $S = V \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$

En particulier, si le courant et la tension sont des fonctions sinusoïdales du temps, le facteur de puissance est égal au cosinus du déphasage entre le courant et la tension.

$$Fp = \cos \varphi$$

3. Convertisseurs en pont:

La multitude possible de fonctions de conversion sur une même topologie dont la structure "pont" fait l'objet était notre idée initiale pour la conception d'un convertisseur multifonction. Ce dernier doit permettre de changer de modes selon seulement les valeurs de commande appliquées aux interrupteurs. Nous verrons dans les paragraphes qui viennent une description de chaque fonction choisie, ses schémas séquentiels de principe, l'analyse formelle des grandeurs de base de chaque séquence et les allures temporelles de ces signaux.[15]

Les signaux de base que nous allons prendre en compte pour décrire le fonctionnement du pont sont la tension et le courant de charge. Ces deux derniers servent à décrire les grandeurs électriques fournies à la charge par ce convertisseur. Leur étude nous permet d'évaluer le degré d'utilité de la structure « pont » du point de vue technologique.

Les spécifications prises dans cette étude de synthèse du pont classique (telles que le type de charge, la stratégie de commande,...etc.) sont similaires à celles adoptées dans la conception du convertisseur multifonction.[15]

Pour les éléments accessoires à ce convertisseur tels que le filtre d'entrée et de sortie, son calcul et intégration peuvent être explicités dans un autre contexte.

3.1. Redresseur monophasé à double alternance commandable:

3.1.1. Fonction redresseur:

La fonction « redressement » consiste à convertir une tension alternative en une autre continue. L'aspect alternatif veut dire une tension (ou un courant) qui peut avoir périodiquement deux

alternances: positive et négative de façon avec une valeur moyenne nulle. Cette notion peut nous aider à déterminer quelles valeurs temporelles de commande à appliquer pour obtenir cette allure de signal.

Étant essentiellement utilisée dans le réseau de distribution pour réaliser des sources continues variables ou fixe, cette fonction représente une part importante dans les applications d'électronique de puissance.[16]

En désignant par v_{in} la tension d'entrée et v_o la tension de sortie, la figure ci-dessous montre le schéma représentatif d'un module convertisseur AC-DC.

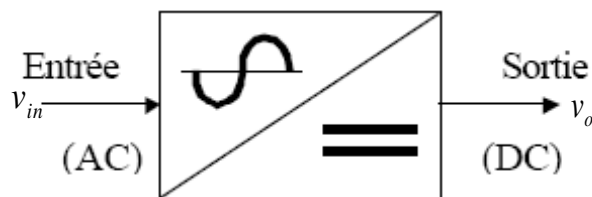
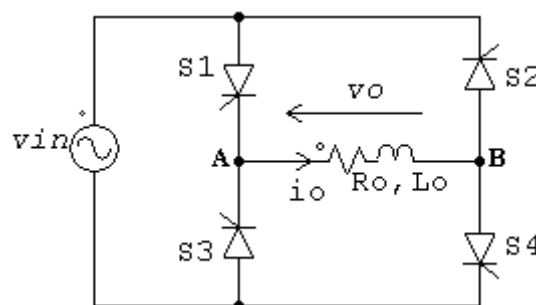


Fig.1.1: Représentation synoptique d'un module redresseur

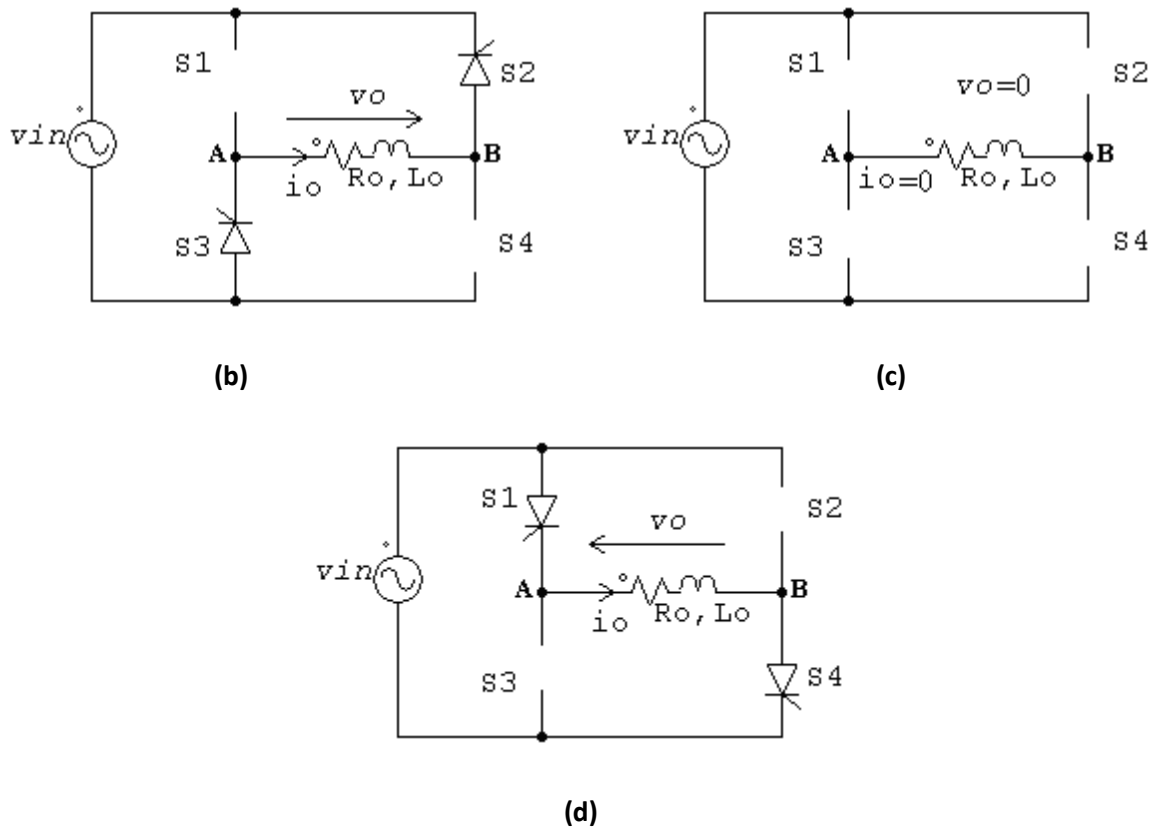
Les redresseurs sont utilisés souvent dans :

- L'alimentation des appareils électroniques à base de TTL et de CMOS (ex : récepteurs radiofréquences).
- L'électrochimie (rechargement des batteries d'accumulateurs).
- La commande des moteurs à courant continu à vitesse fixe ou variable.
- L'approvisionnement des véhicules électriques.

3.1.2. Etude analytique séquentielle du pont redresseur monophasé:



(a)



(a) Topologie du pont redresseur monophasé

(b) Séquence d'alimentation en alternance négative

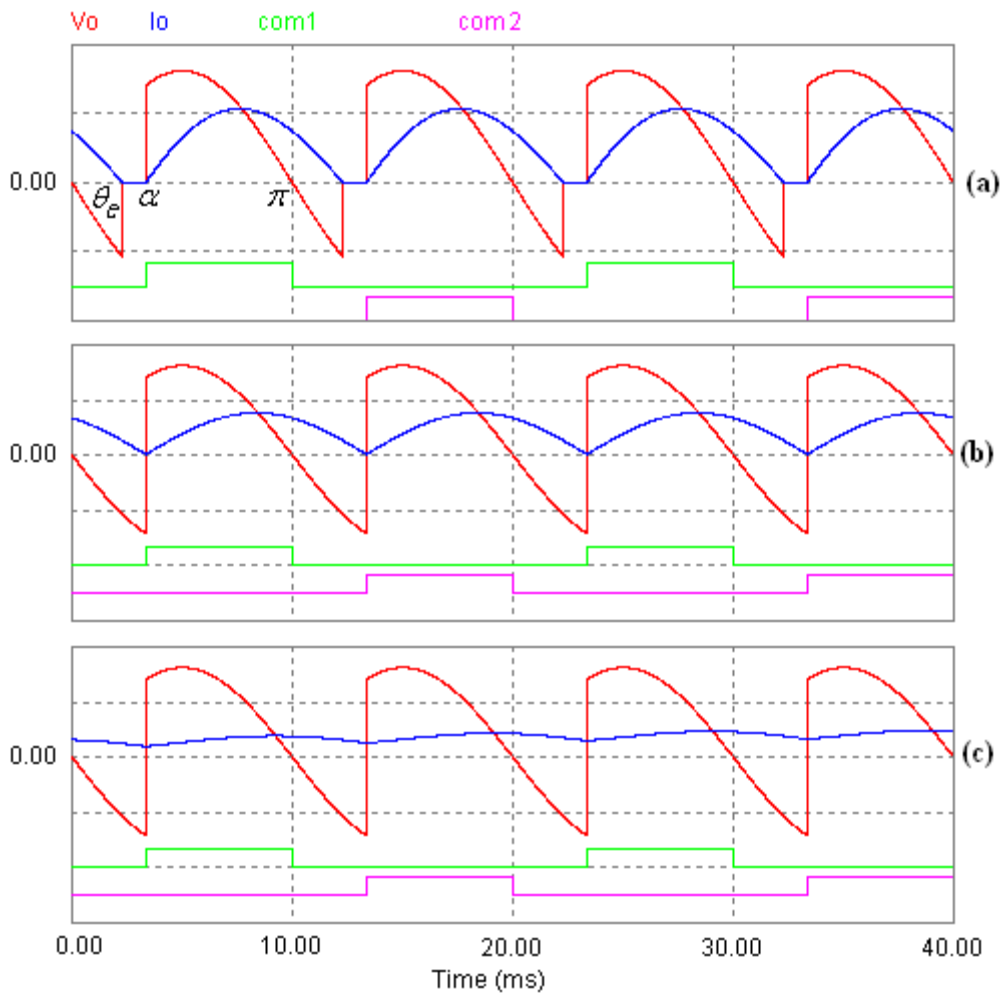
(c) Séquence de l'angle de décalage

(d) Séquence d'alimentation en alternance positive

Fig.1.2: Pont redresseur commandé avec ses séquences de fonctionnement

Le pont redresseur monophasé tout thyristors est composé de quatre thyristors montés de façon à avoir toujours la borne positive au point A. Pour des raisons de comparaison entre le convertisseur en pont à concevoir et ce redresseur, nous utilisons une charge inducto-résistive sans diode de roue libre aux bornes. Le courant de charge i_o peut s'annuler suite à une faible valeur d'inductance L_o . Pour cela, on suppose un angle d'extinction θ_e qui varie entre 0 et α (angle d'amorçage des thyristors). On parle ici du mode de conduction généralisée c.à.d. discontinue pour $\theta_e \leq \alpha$ et continue pour $\theta_e > \alpha$. Dans le cas où le courant ne s'annule pas, on parle du mode de conduction continu.

Selon les valeurs de la variable θ_e , on peut distinguer trois cas (Fig.1.3):



- (a) Cas du mode de conduction discontinue
- (b) Cas du mode de conduction critique
- (c) Cas du mode de conduction continue.

Fig.1.3: Allures de la tension et du courant de charge en fonction de θ_e

Pour un angle d'extinction réglable θ_e lié à la valeur d'inductance de charge, l'analyse séquentielle d'un redresseur monophasé tout commandé en pont (Fig.1.3a) sera comme suit :

a. Décharge du courant et continuité de tension: $0 \leq \theta < \theta_e$

- Courant d'entrée: $i_{in}(t) = \frac{-V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\omega t + \varphi) - \left[\frac{L_o^2 i_{o0} \omega^2 - L_o V_m \omega + R_o^2 i_{o0}}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \right] e^{-\frac{R_o}{L_o} t}$
- Tension de charge à allure sinusoïdale : $V_o = -V_m \sin \omega t$.
- Courant instantané de charge décroissant :

$$i_o(t) = \frac{V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\omega t + \varphi) + \left[\frac{L_o^2 i_{o0} \omega^2 - L_o V_m \omega + R_o^2 i_{o0}}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \right] e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$$

$$\text{Avec: } \varphi = \text{ArcSin} \left(\frac{L_o \omega}{\sqrt{L_o^2 \omega^2 + R_o^2}} \right) = \text{ArcCos} \left(\frac{-R_o}{\sqrt{L_o^2 \omega^2 + R_o^2}} \right)$$

- Courant initial:

$$i_{o0} = \frac{-V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\pi - \alpha + \varphi) + \frac{V_m L_o \omega}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o}{L_o} \left(\frac{\pi - \alpha}{\omega} \right)}$$

- Courant final: $i_{o1} = 0$
- Angle d'extinction θ_e obtenu par la résolution numérique de l'équation transcendante:

$$\frac{V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\theta_e + \varphi) + \left[\frac{L_o^2 i_{o0} \omega^2 - L_o V_m \omega + R_o^2 i_{o0}}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \right] e^{-\frac{R_o \theta_e}{L_o \omega}} = 0$$

b. Extinction du courant de charge: $\theta_e \leq \theta < \alpha$

- Courant d'entrée: $i_{in}(t) = 0$
- Tension de charge nulle: $V_o = 0$.
- Courant instantané de charge nulle: $i_o(t) = 0$
- Courant à la limite: $i_{o2} = i_{o1} = 0$

c. Phase active (d'amorçage): $\alpha \leq \theta < \pi$

- Courant d'entrée: $i_{in}(t) = \frac{-V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{V_m L_o \omega}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$
- Tension de charge à allure sinusoïdale similaire à V_{in} : $[V_o = V_{in} \sin \omega t] > 0$.
- Courant instantané décroissant: $i_o(t) = \frac{-V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{V_m L_o \omega}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$

$$\text{Avec: } \varphi = \text{ArcSin} \left(\frac{L_o \omega}{\sqrt{L_o^2 \omega^2 + R_o^2}} \right) = \text{ArcCos} \left(\frac{-R_o}{\sqrt{L_o^2 \omega^2 + R_o^2}} \right)$$

- Courant initial: $i_{o2} = 0$

- Courant final: $i_{o3} = i_{o0} = \frac{-V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} \sin(\pi - \alpha + \varphi) + \frac{V_m L_o \omega}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o}{L_o}(\pi - \alpha) \frac{T}{2\pi}}$

3.1.3. Grandeurs caractérisantes du redresseur:

- La valeur moyenne de la tension de sortie est donnée par : $V_{omoy} = \frac{V_m}{\pi} (\cos \theta_e + \cos \alpha)$.
- La valeur moyenne du courant de sortie est donnée par :

$$i_{omoy} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} (\cos \varphi - \cos(\theta_e + \varphi)) + \frac{L_o \omega}{R_o} \left(\frac{L_o^2 i_{o0} \omega^2 + R_o^2 i_{o0} - V_m L_o \omega}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \right) \left(1 - e^{-\frac{R_o}{L_o} \theta_e} \right) \right]$$

$$+ \frac{1}{\pi} \left[\frac{V_m}{\sqrt{(L_o \omega)^2 + R_o^2}} (\cos(\pi + \varphi) - \cos(\alpha + \varphi)) + \frac{L_o \omega}{R_o} \frac{V_m L_o \omega}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \left(e^{-\frac{R_o}{L_o} \alpha} - e^{-\frac{R_o}{L_o} \pi} \right) \right]$$

- La valeur efficace de la tension de charge sera: $V_{oeff} = \frac{V_m}{2} \sqrt{\frac{\theta_e + \pi - \alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\theta_e}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$
- Facteur de forme de la tension de charge sera: $F = \frac{\sqrt{\theta_e \pi + \pi^2 - \alpha \pi - \frac{\pi \sin 2\theta_e}{2} + \frac{\pi \sin 2\alpha}{2}}}{2(\cos \theta_e + \cos \alpha)}$
- Facteur d'ondulation de la tension de charge est:

$$T_{ond} = \sqrt{\frac{\theta_e \pi + \pi^2 - \alpha \pi - \frac{\pi \sin 2\theta_e}{2} + \frac{\pi \sin 2\alpha}{2}}{4(\cos \theta_e + \cos \alpha)^2}} - 1 \times 100$$

Remarque:

- Pour l'insertion d'une diode de roue libre aux bornes de la charge, l'angle d'extinction sera nul $\theta_e = 0$.
- Pour certain angle d'amorçage ($\alpha=60^\circ$) et une certaine valeur d'inductance ($L=0,12H$), on peut constater un mode de conduction critique (entre continu et discontinu). Ce qui ramène à l'égalité des angles : $\theta_e = \alpha$.

3.1.4. Evaluation du pont redresseur:

Le pont redresseur tout commandé présente une tension et un courant de charge moyens plus grands que ceux des autres redresseurs à simple thyristor commandé (mono alternance). Ainsi, le taux d'ondulation est plus faible.[16]

Pour une charge fortement inductive (θ_e très grand), ce pont permet de produire un courant de charge parfaitement constant. Ce qui transforme ce pont redresseur en source de courant. En outre, dès l'application des impulsions de commande sur les interrupteurs S2 et S3, on aura l'amorçage de ces deux derniers et au même temps l'extinction spontanée des interrupteurs S1 et S4. Pour cette raison, on appelle ce type de convertisseur "naturally commutated" ou "line commutated" [2].

Ce pont redresseur possède la caractéristique d'inverser la tension de charge (réversible en tension) pour des angles d'amorçage supérieurs à $\pi/2$. Cela permet de transformer la charge consommatrice en une génératrice.

L'inconvénient de ce pont est la présence de quatre interrupteurs commandables (plus onéreux).

3.2. Onduleur monophasé en pont complet:

3.2.1. Fonction onduleur:

La fonction « Onduleur » consiste à convertir une tension continue en une autre alternative de façon à avoir une tension moyenne nulle. L'aspect de cette fonction implique la création de deux alternances identiques pour une certaine fréquence et une certaines amplitudes voulues. Cette notion peut nous aider à déterminer les valeurs temporelles de commande à appliquer sur les interrupteurs pour réaliser cette fonction.[2]

Étant essentiellement utilisée dans les systèmes d'alimentation d'urgence pour réaliser des sources alternatives monophasées à partir d'une batterie d'accumulateurs. En désignant par v_{in} la tension d'entrée et v_o la tension de sortie, la figure ci-dessous montre le schéma représentatif d'un module onduleur.

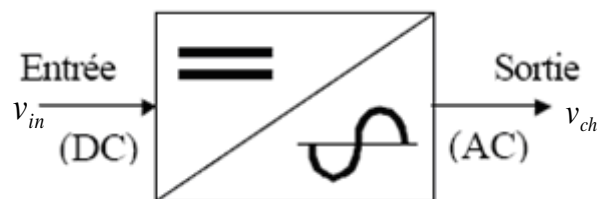


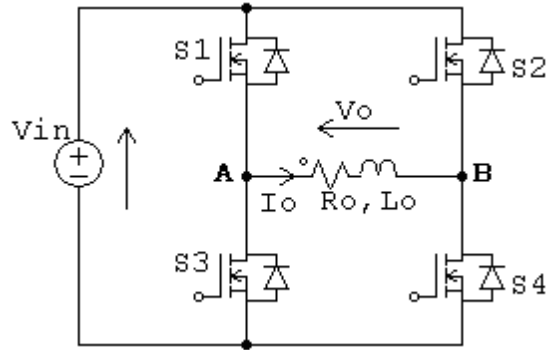
Fig.1.4: Représentation synoptique d'un module onduleur.

Les onduleurs sont utilisés souvent dans :

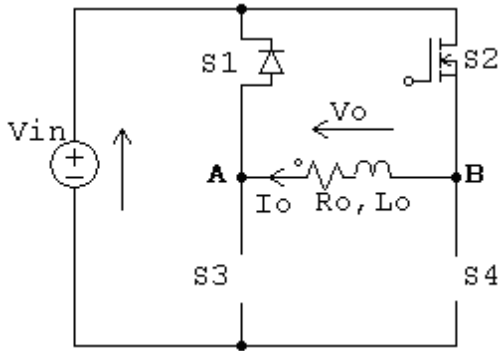
- Les alimentations d'urgence (Alimentation Sans Interruption ASI \equiv UPS UN interruptible Power Supply).
- Les variateurs de vitesse des machines à courant alternatifs monophasées.

- Les stabilisateurs du réseau monophasé.

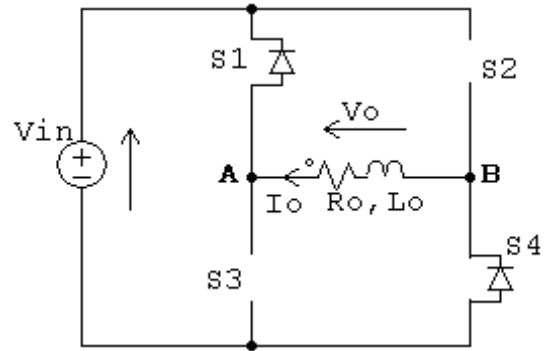
3.2.2. Etude analytique séquentielle de l'onduleur monophasé en pont complet:



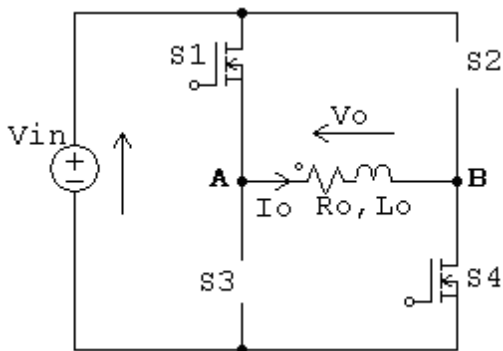
(a)



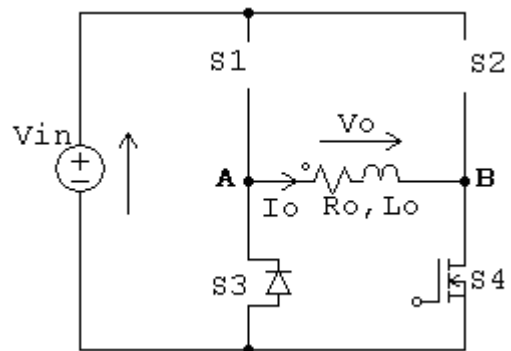
(b)



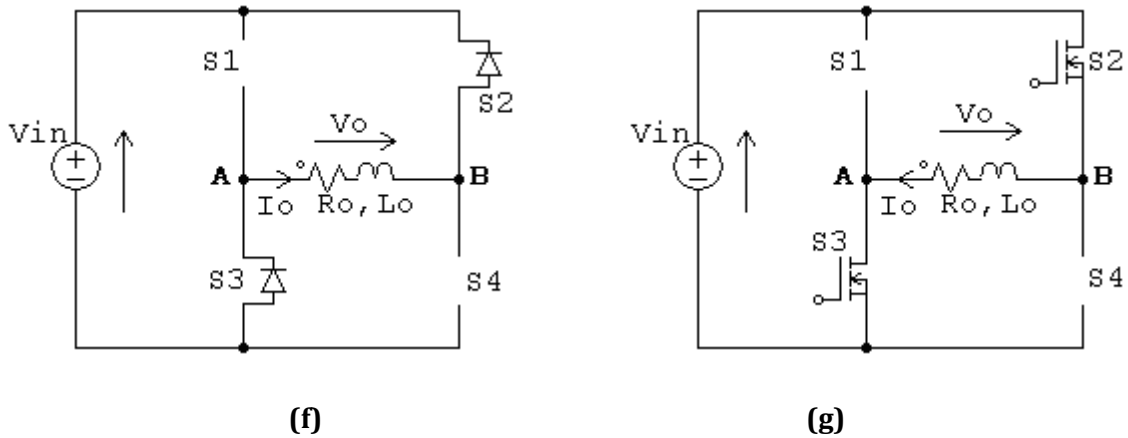
(c)



(d)



(e)



- (a) Schéma du montage
 (b) Phase de roue libre d'alternance négative
 (c) Phase de récupération d'alternance négative
 (d) Phase d'alimentation d'alternance positive
 (e) Phase de roue libre d'alternance positive
 (f) Phase de récupération d'alternance positive
 (g) Phase d'alimentation d'alternance négative

Fig.1.5: Pont onduleur avec ses séquences de fonctionnement.

L'onduleur monophasé en pont complet est composé de quatre transistors (BJT, MOSFET, IGBT,...etc.) montés de façon à commuter le point A entre la borne Phase et la borne Neutre. Pour des raisons de comparaison entre le convertisseur en pont à concevoir et cet onduleur classique, nous utilisons une charge inducto-résistive.

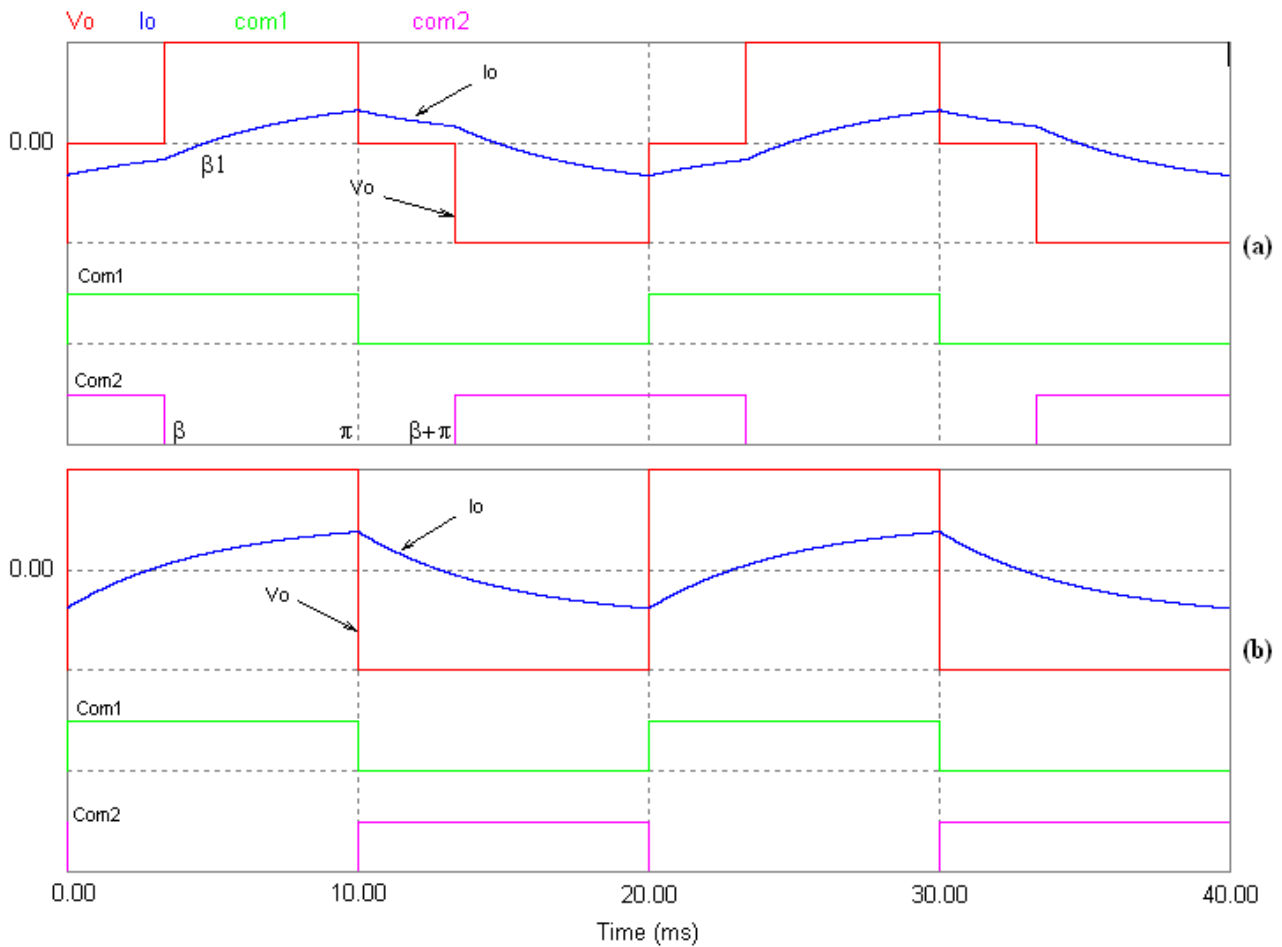
La commande décalée est connue comme une stratégie plus sécurisée par rapport à celle à pleine onde. Elle permet de laisser suffisamment de temps aux différents interrupteurs pour s'ouvrir et se fermer afin d'éviter un court-circuit de la source continue ou bien un circuit ouvert (surtension) sur la charge. En outre, elle permet la disparition des harmoniques dont le rang est multiple de 3 [10].

Son principe de commande consiste à retarder la commande des deux interrupteurs S2 et S3 complémentaires des interrupteurs S1 et S4.

En prenant un angle de décalage β comme variable, nous pouvons basculer entre la commande décalée et la commande à pleine onde par affectation des différentes valeurs à ce paramètre.

Contrairement aux redresseurs monophasés en pont, les modes de fonctionnement des onduleurs à pont monophasé ne s'influencent pas par les valeurs de l'inductance de charge. On aura que des changements dans les valeurs des grandeurs caractérisantes telles que la valeur efficace.[10]

Pour deux catégories des valeurs de l'angle de décalage β (non nulle et nulle), la figure 1.6 montre bien la différence entre les deux stratégies de commande en fonction du paramètre β .



(a) Commande décalée

(b) Commande à pleine onde (symétrique)

Fig.1.6: Allures de la tension et du courant de charge en fonction de β

L'analyse séquentielle d'un onduleur monophasé en pont complet pour une commande décalée appliquée (Fig.1.6a) sera comme suit :

a. Phase "Roue libre" d'alternance (-) : $0 \leq \theta < \beta$

- Tension de charge nulle: $V_o = 0$.

- Courant instantané de charge : $i_o(t) = i_{o0} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$

- Courant initial: $i_{o0} = -\frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o (\pi - \beta_1 - \beta)}{L_o \omega}} \right)$

- Courant final: $i_{o1} = i_{o0} e^{-\frac{R_o \beta}{L_o \omega}}$
- b.** Phase "Récupération" d'alternance (-) : $\beta \leq \theta < \beta_1$
- Tension de charge constante positive: $V_o = +V_{in}$.
 - Courant instantané de charge : $i_o(t) = \left(i_{o1} - \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o t}{L_o}} + \frac{V_{in}}{R_o}$
 - Courant final: $i_{o2} = 0$
 - Durée de récupération: $t_{rec} = \frac{L_o}{R_o} \ln \left(\frac{V_{in} - R_o i_{o1}}{V_{in}} \right)$ ou $\beta_1 = \frac{L_o \omega}{R_o} \ln \left(\frac{V_{in} - R_o i_{o1}}{V_{in}} \right)$
- c.** Phase "Alimentation" d'alternance (+) : $\beta_1 \leq \theta < \pi$
- Tension de charge constante positive: $V_o = +V_{in}$.
 - Courant instantané de charge : $i_o(t) = \frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o t}{L_o}} \right)$
 - Courant final: $i_{o3} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o (\pi - \beta - \beta_1)}{L_o \omega}} \right)$
- d.** Phase "Roue libre" d'alternance (+) : $\pi \leq \theta < \pi + \beta$
- Tension de charge nulle: $V_o = 0$.
 - Courant instantané de charge : $i_o(t) = i_{o3} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$
 - Courant final: $i_{o4} = i_{o3} e^{-\frac{R_o (\pi + \beta)}{L_o \omega}}$
- e.** Phase "Récupération" d'alternance (+) : $\pi + \beta \leq \theta < \pi + \beta + \beta_1$
- Tension de charge nulle: $V_o = -V_{in}$.
 - Courant instantané de charge: $i_o(t) = \left(i_{o4} + \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o t}{L_o}} - \frac{V_{in}}{R_o}$
 - Courant final: $i_{o5} = 0$
- f.** Phase "Alimentation" d'alternance (-) : $\pi + \beta + \beta_1 \leq \theta < 2\pi$
- Tension de charge nulle: $V_o = -V_{in}$.

- Courant instantané de charge: $i_o(t) = -\frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o t}{L_o}} \right)$
- Courant final: $i_{o6} = i_{o0} = -\frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o (\pi - \beta_1 - \beta)}{L_o \omega}} \right)$

3.2.3. Grandeurs caractérisantes de l'onduleur:

- La valeur efficace de la tension est donnée par : $V_{oeff} = V_{in} \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$
- Pour une harmonique fondamentale de 50Hz voulue de la tension de sortie égale à V_{oeff1} (par exemple $V_{oeff1}=220V$ pour la tension du secteur), le taux d'harmonique de distorsion est:

$$THD = \frac{\sqrt{V_{in}^2 \left(1 - \frac{\beta}{\pi} \right) - V_{oeff1}^2}}{V_{oeff1}}$$

- Pour que le THD ait une valeur réelle non complexe c.à.d $\left[V_{in}^2 \left(1 - \frac{\beta}{\pi} \right) - V_{oeff1}^2 \geq 0 \right]$, le réglage de

l'angle β doit respecter la condition: $\beta \leq \pi \left(1 - \frac{V_{oeff1}^2}{V_{in}^2} \right)$

Remarque:

Pour choisir la commande à pleine onde de l'onduleur, l'angle de décalage doit être mis à zéro: $\beta = 0$.

3.2.4. Evaluation du pont onduleur monophasé:

Grâce à la structure en pont de cet onduleur monophasé, on a pu avoir une tension et un courant de charge efficaces réglable en agissant sur l'angle de décalage β . Ainsi, le taux d'harmonique est plus faible.

Pour le courant d'entrée, plus l'angle de décalage est petit plus on voit une partie négative de son allure.

Pour un même angle de décalage β et aux charges très inductive (β_1 plus grand), ce pont permet de produire un courant de charge parfaitement sinusoïdal. En outre, pour la sécurité de la source continue (éviter son court-circuit), il faut calculer l'angle minimal de décalage lors de la phase d'implantation expérimentale. Cela est possible si on extrait des datasheets les temps de retard à la commutation des interrupteurs utilisés.[19]

Comme le redresseur, le seul inconvénient de ce pont est la présence de quatre interrupteurs commandables (plus coûteux).

3.3. Hacheur en pont (à quatre quadrants):

3.3.1. Fonction hacheur:

La fonction « hacheur ou convertisseur DC-DC » consiste à obtenir une tension continue réglable en valeur moyenne à partir d'une autre continue de la source. Le principe de base est de jouer sur le rapport cyclique et/ou la fréquence des signaux de commande des interrupteurs. [19]

Il est similaire au transformateur en alternatif mais son rapport de transformation ici est réglable. L'aspect de cette fonction implique la commutation à une fréquence élevée d'un courant d'accumulation inductive [11] ou d'une tension d'accumulation capacitive [12] pour transférer "par morceaux" une tension continue de la source vers une charge.

Leur utilisation permet le contrôle de la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une grande souplesse (grande gamme de variation, possibilité d'automatisation du réglage).

En désignant par v_{in} la tension d'entrée et v_o la tension de sortie, la figure ci-dessous montre le schéma représentatif d'un module hacheur.

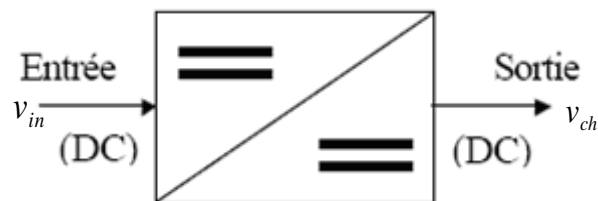
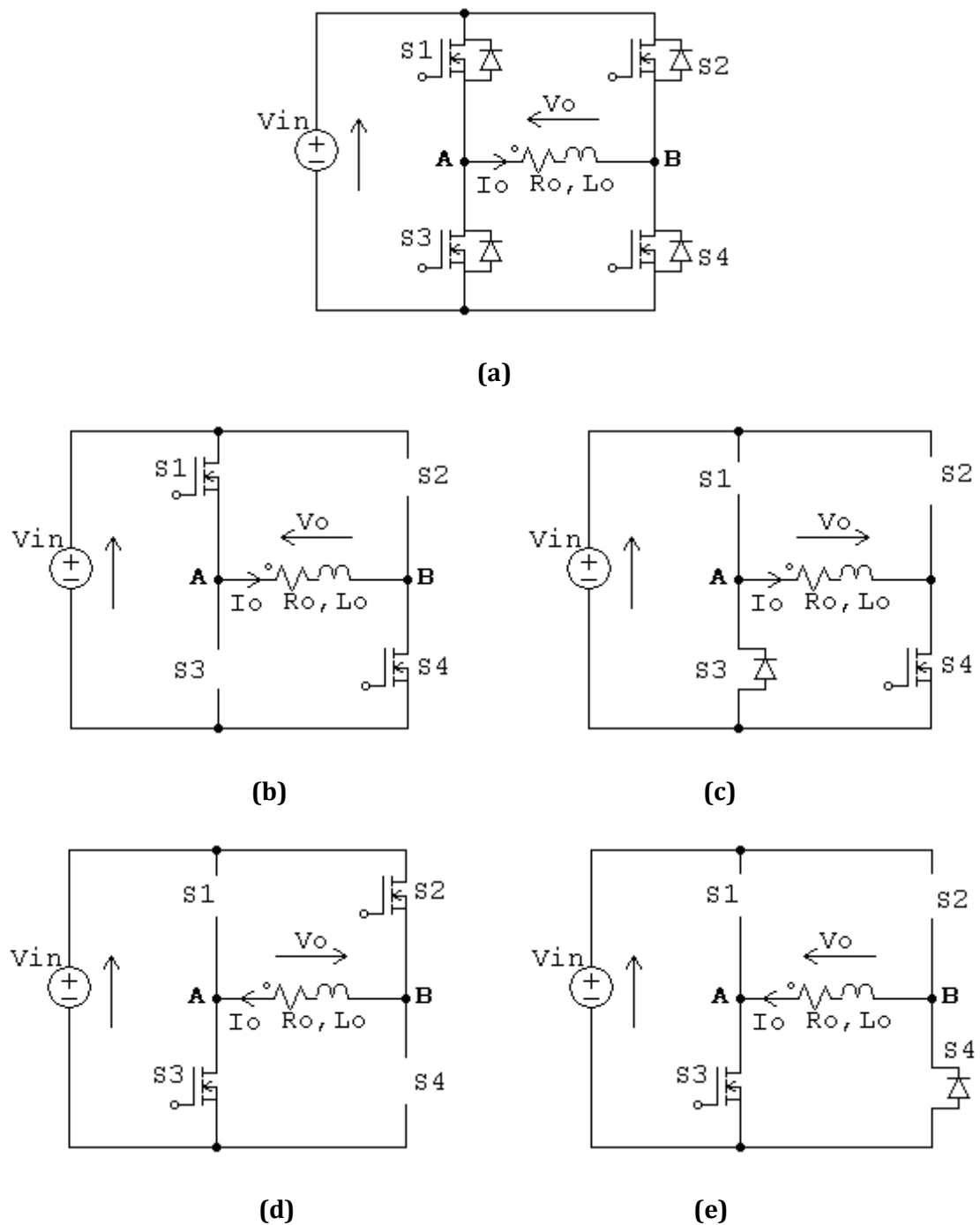


Fig.1.7: Représentation synoptique d'un module hacheur

Les hacheurs sont utilisés souvent dans :

- La commande des moteurs à courant continu (vitesse variable).
- La réalisation des alimentations à découpage.
- L'optimisation énergétique des sources continues transcendantes (exemple: Photovoltaïques).

3.3.2. Etude analytique séquentielle de l'hacheur en pont:



(a) Schéma du montage

(b) Phase d'alimentation sens 1

(c) Phase de roue libre sens 1

(d) Phase d'alimentation sens 2

(e) Phase de roue libre sens 2

Fig.1.8: Pont hacheur avec ses séquences de fonctionnement

L'hacheur en pont est composé de quatre transistors (BJT, MOSFET, IGBT,...etc) montés de façon à fournir une possibilité de deux sens de circulation du courant de charge. Pour des raisons de comparaison entre le convertisseur en pont à concevoir et ce hacheur classique, nous utilisons une charge inducto-résistive.

Selon le sens du courant de charge voulu (sens1 de A à B, sens2 de B à A), on est amené à ouvrir continuellement l'un des interrupteurs S1 et S2 et fermer continuellement l'autre. Le résultat est un hacheur dévolteur (Buck) à deux sens (réversible en courant et en tension). En prenant le rapport cyclique d comme variable de réglage, nous pouvons varier la valeur moyenne de la tension de sortie V_o .

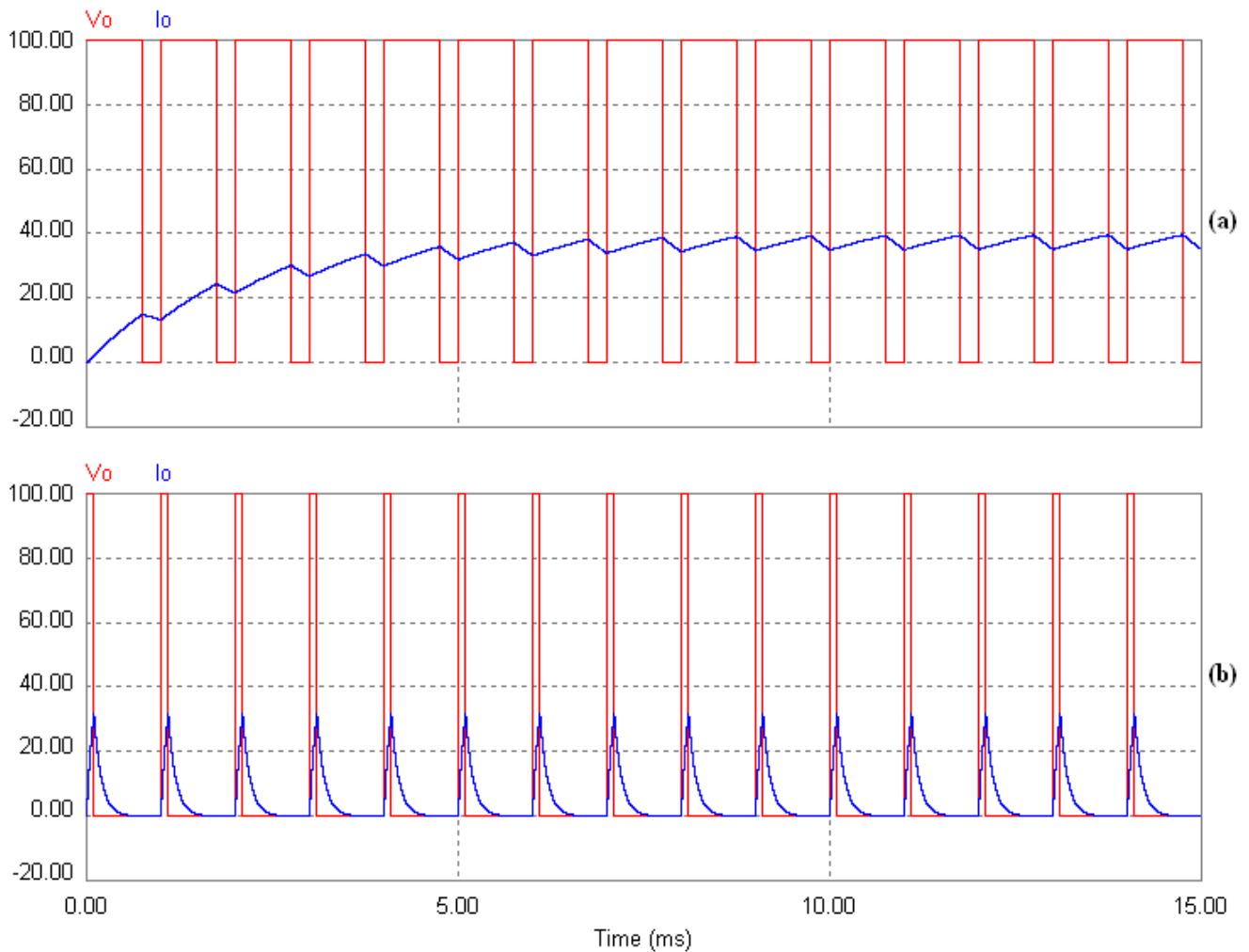
Comme les deux sens du hacheur sont identiques dans les caractéristiques et les comportements, nous n'étudions qu'un seul sens. La seule différence est le changement des polarités des points A et B. En outre, suivant les valeurs de l'inductance et celles du rapport cyclique, ce hacheur peut fonctionner en mode de conduction continue ou discontinue. Le premier mode (Fig1.9a) désigne la continuité du courant de charge le long de la période de commutation. Or, le deuxième mode (Fig.1.9b) implique une possibilité d'annulation de ce courant suite à une décharge de la bobine.[13]

Le premier mode est le mode le plus utilisé surtout dans le domaine d'alimentation continue. Pour cette raison, nous restreignons notre étude sur ce mode puisque l'objectif principal de ce convertisseur est de fournir un module d'alimentation plus que d'autre chose.

Pour la manière de commander ce hacheur, on dispose de deux stratégies de commande [13] comme suit:

- Tous les interrupteurs sont commandés de la même manière telle que:
S1 et S4 sont fermés de 0 à $d.T$ alors que S2 et S3 sont ouverts.
S2 et S3 sont fermés de $d.T$ à T alors que S1 et S4 sont ouverts.
- S1 fonctionne à la fréquence de hachage alors que S4 est fermé en permanence si on souhaite une tension moyenne positive en sortie (S2 et S3 sont bloqués).
S2 fonctionne à la fréquence de hachage alors que S3 est fermé en permanence si on souhaite une tension moyenne négative en sortie (S1 et S4 sont bloqués).

Pour permettre la variation de la tension moyenne de charge en gardant la réversibilité de cette grandeur, nous avons choisi la deuxième technique.



(a) Mode de conduction continue

(b) Mode de conduction discontinue

Fig.1.9: Allures de la tension et du courant de charge en fonction de d

L'analyse séquentielle d'un hacheur en pont H avec un mode de conduction continue (Fig.1.9) sera comme suit :

a. Phase active (alimentation) : $0 \leq t < dT$:

- Tension de charge positive: $[V_o = V_{in}] > 0$.

- Courant de charge croissant exponentiellement : $i_o(t) = \left(i_{o\min} - \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o}{L_o}t} + \frac{V_{in}}{R_o}$

- Courant initial: $i_{o\min} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o}{L_o}dT}}{1 - e^{-\frac{R_o}{L_o}T}} \right)$

$$- \text{ Courant final: } i_{o \max} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o}{L_o} dT}}{1 - e^{-\frac{R_o}{L_o} T}} \right)$$

b. Phase passive (roue libre) : $dT \leq t < T$:

- Tension de charge nulle : $V_o = 0$.

- Courant de charge décroissant exponentiellement : $i_o(t) = i_{o \max} e^{-\frac{R_o}{L_o} t}$

Remarques:

- Tant que le courant de charge est différent de zéro, le hacheur est dit "en mode de conduction continue" (Fig.1.9a).
- En mode de conduction discontinu (Fig.1.9b), le courant de charge est considéré inférieur ou égal à 5% du courant asymptote $\frac{V_{in}}{R_o}$. Pour cela, le rapport cyclique doit vérifier la condition:

$$d \leq 1 - \frac{L_o}{T \cdot R_o} \ln \left[\frac{R_o i_{o \max}}{0,05 V_{in}} \right]$$

3.3.3. Grandeurs caractérisantes du hacheur:

Sur une période entière, la valeur moyenne de la tension de sortie est donnée par : $V_{omoy} = d \cdot V_{in}$

3.3.4. Evaluation du pont hacheur:

Le hacheur en pont H présente la possibilité d'avoir une réversibilité du courant et de la tension en jouant seulement sur les valeurs de commande. Cet avantage le rend très favorisé dans les applications d'entraînement des MCC. Il permet de commander ce type des moteurs dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse [14] c'est-à-dire, les faire tourner dans les deux sens de rotation et autoriser la récupération d'énergie pendant les phases de freinage.

Le seul inconvénient de ce pont est la présence de quatre interrupteurs commandables (plus onéreux).

4. Conclusion:

L'étude théorique validée par la simulation menée dans ce chapitre a permis d'exposer les trois types de ponts monophasés classiques utilisés dans l'industrie. La même topologie consistant en quatre interrupteurs commandables et bidirectionnels inspire les concepteurs à unifier cette même structure en pont pour qu'elle puisse faire les trois modes de fonctionnement: onduleur, redresseur et hacheur sans changer de la topologie. Il suffit alors de jouer sur les valeurs temporelles des variables de

commande pour passer d'un mode à un autre. Evidemment! Il doit avoir aussi un changement accompagné du type de la source d'alimentation.

Ainsi, la structure du pont peut être utilisable en permutant les emplacements de la charge et de l'alimentation. Cette inversion des bornes donne lieu à une étude théorique relativement similaire à la première.

Dans le chapitre qui vient, nous allons aborder les différentes procédures de conception d'un convertisseur en pont monophasé multifonction.

Chapitre 2 :

Etude de synthèses.

1. Introduction :

L'étude de synthèse théorique menée au chapitre précédent nous a permis de présenter les trois types de convertisseurs en pont monophasé: onduleur, redresseur et hacheur. Le point commun entre ces trois structures est la topologie du pont qui peut supporter quatre interrupteurs commandables et bidirectionnels. Ces deux dernières spécificités donnent l'avantage au pont d'avoir une richesse de fonctionnalités telles que la réversibilité en tension/en courant et le changement du mode de fonctionnement sans modifier la topologie. Ces propriétés sont considérées comme un point de départ vers la conception d'un seul pont monophasé capable de basculer entre les trois modes connus sans modifier ni la position ni la nature des interrupteurs. Il suffit seulement d'agir sur les valeurs temporelles de la commande pour réaliser ce basculement.

Dans ce chapitre, un cahier des charges sera mis en place, des phases de conceptions seront entamées et des résultats formels et graphiques seront présentés.

2. Etude de synthèse du convertisseur multifonction :

La structure de base à adopter pour concevoir ce convertisseur est un pont complet qui contient initialement quatre interrupteurs bidirectionnels. Cette bidirectionnalité est obtenue en utilisant les semi-conducteurs commandables les plus disponibles à l'industrie. Dans notre cas, le choix des MOSFET est très recommandé pour les raisons suivantes :

- Une bonne isolation entre la partie commande et celle de puissance (commande par tension).
- Une large gamme de fréquence de commutation.

Le schéma ci-dessous montre un pont à huit interrupteurs (MOSFET avec des diodes en antiparallèles) afin de fournir la réversibilité du courant dans chaque demi bras.

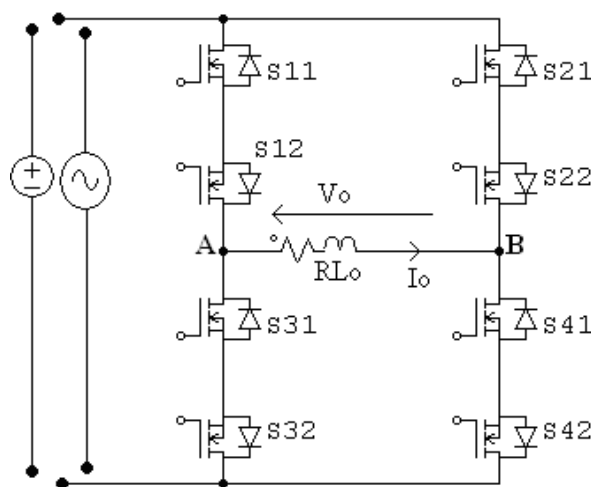


Fig.2.1. Schéma de base destiné à la conception du CMF

Chaque demi bras porte deux Transistors MOSFET opposés et munis de leurs diodes en antiparallèle. Notre charge résisto-inductive la plus utilisée en industrie est choisie pour nous aider à déterminer la topologie finale voulue après l'étude de conception.

Notre cahier des charges initial est l'obtention d'un convertisseur statique qui peut fonctionner en onduleur monophasé, en redresseur monophasé et en hacheur en H réversible (dans les deux sens). Selon les états de commande imposés sur les interrupteurs bidirectionnels, le convertisseur peut choisir le mode de fonctionnement requis par l'utilisateur.

Pour l'onduleur comme pour le redresseur, on distingue deux alternances: positive et négative. Or, pour le hacheur (sens 1 ou sens 2), on trouve sa phase de fonctionnement active (d'alimentation) et sa phase passive (de roue libre).

Pour chaque interrupteur, nous attribuons les états « 1 » et « 0 » pour la fermeture et l'ouverture respectivement. Cette structure multifonction doit concrétiser toutes les séquences relatives aux modes choisis (séquence d'alimentation, de roue libre, de récupération,...etc.).

Le tableau ci-dessous montre les états des interrupteurs pour chaque séquence de fonctionnement associé à chaque mode. Les valeurs logiques en noirs sont des états obligatoirement imposés pour assurer le fonctionnement voulu. Les valeurs en bleu sont des états facultatifs qui n'influence pas sur le fonctionnement du mode choisi.

		S11	S12	S21	S22	S31	S32	S41	S42
Onduleur	Alt +	1	0	0	1	0	1	1	0
	Alt -	0	0	1	1	1	1	0	1
Redresseur	Alt +	1	0	0	1	0	1	1	0
	Alt -	1	0	0	1	0	1	1	0
Hacheur1	Active	1	0	0	1	0	1	1	0
	Passive	0	0	0	1	1	1	1	1
Hacheur2	Active	0	0	1	1	1	1	0	1
	Passive	0	0	0	1	1	1	1	1

Fig.2.2. Tableau des états de commandes possibles du pont monophasé

Notre analyse de chaque mode commence par imposer des états de fermeture et d'ouverture sur les interrupteurs. Cette exigence est relative à un mode de fonctionnement voulu ou bien à un cas d'anomalie à éviter dans le convertisseur (court-circuit par exemple).

Après les états imposés (en noir), les cases vides restant du tableau peuvent être remplies librement. A ce stade, ces cases seront comblées (en bleu) de façon à réduire le nombre des interrupteurs commandables et le nombre des bus de commandes à envoyer.

Le fait de mettre un état « 0 » à un interrupteur (par exemple: S12) pour tous les modes de fonctionnement permet de remplacer ce MOSFET avec sa diode antiparallèle par une simple diode.

Dans le cas où on met « 1 », cela rend le MOSFET en question conductible dans les deux sens (court-circuit) quel que soit le mode choisi.

Pour les autres cas facultatifs, nous avons choisi des valeurs logiques de façon à créer la coïncidence ou bien l'inversion des états entre différents interrupteurs (Exemple: entre S11 et S31 et entre S21 et S41).

Après l'analyse du tableau de la figure 2.2, la structure déduite après l'étude de synthèse est donnée sur la figure 2.3.

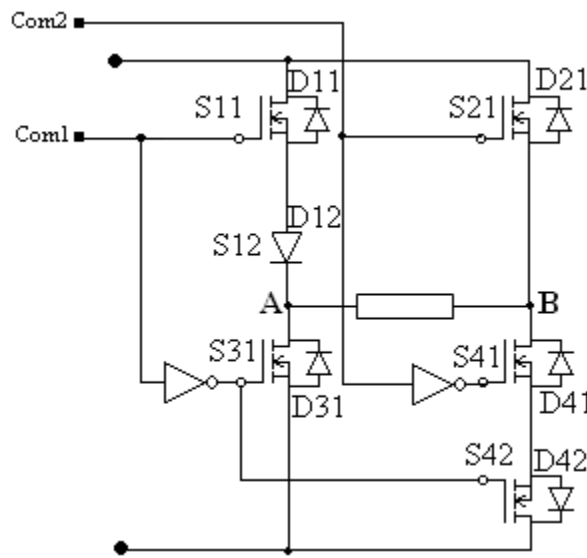


Fig.2.3. Structure du pont monophasé multifonction déduite

Cette topologie prend en compte les séquences de fonctionnement de chaque mode choisi. Il suffit de fournir deux signaux à deux bus de commandes Com1 et Com2 à cinq MOSFET pour basculer entre les modes selon la source disponible et la sortie voulue.

3. Etude analytique du convertisseur multifonction :

Comme les convertisseurs statiques utilisent le principe de commutation dans son fonctionnement, nous pouvons étudier notre topologie comme un ensemble de structures variables interactives. Le lien entre ses structures est les conditions initiales et finales qui donnent les points de départ et d'arrivé respectivement des variables d'état propres à chaque structure. D'où, l'analyse séquentielle représente l'outil analytique la plus convenable pour étudier ce type de convertisseur.

Pour des raisons de référencement, le point « A » représente la borne « Plus \equiv + » pour une charge continue et la borne « Phase \equiv P » pour une charge alternative.

3.1. Mode onduleur monophasé:

La fonction onduleur monophasé est l'action de fournir une tension alternative (à deux alternances) à partir d'une autre continue. La tension de sortie possède une amplitude de V_{in} et une fréquence de f .

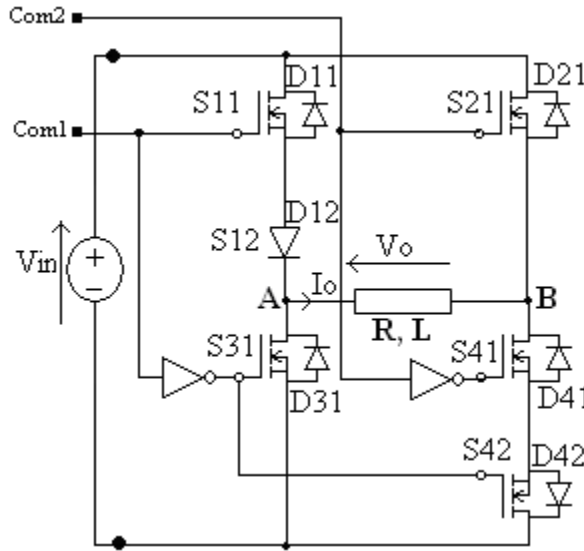
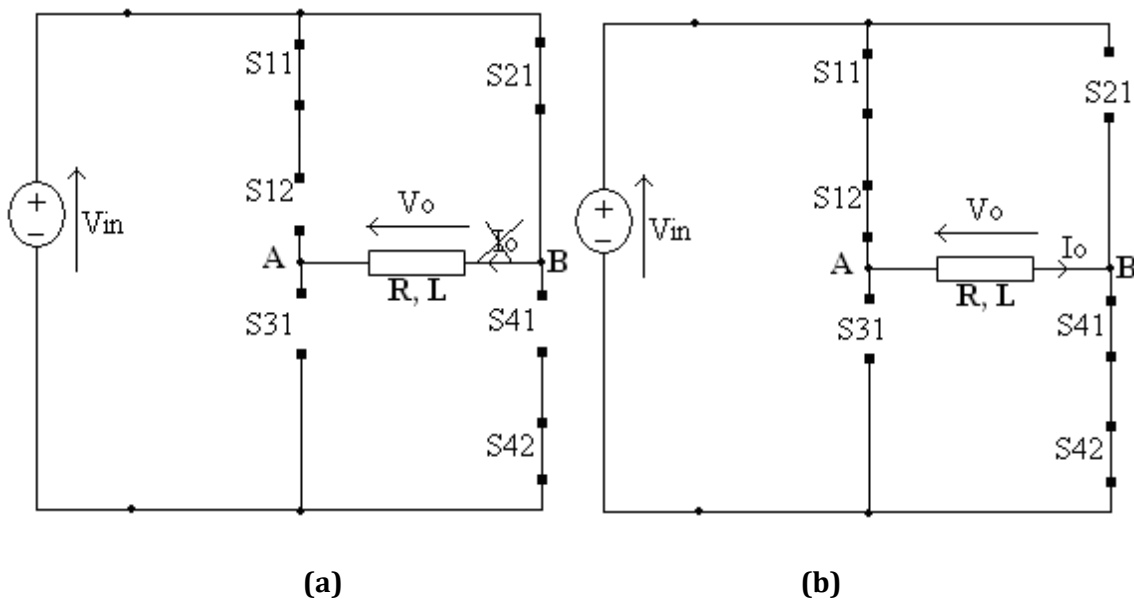
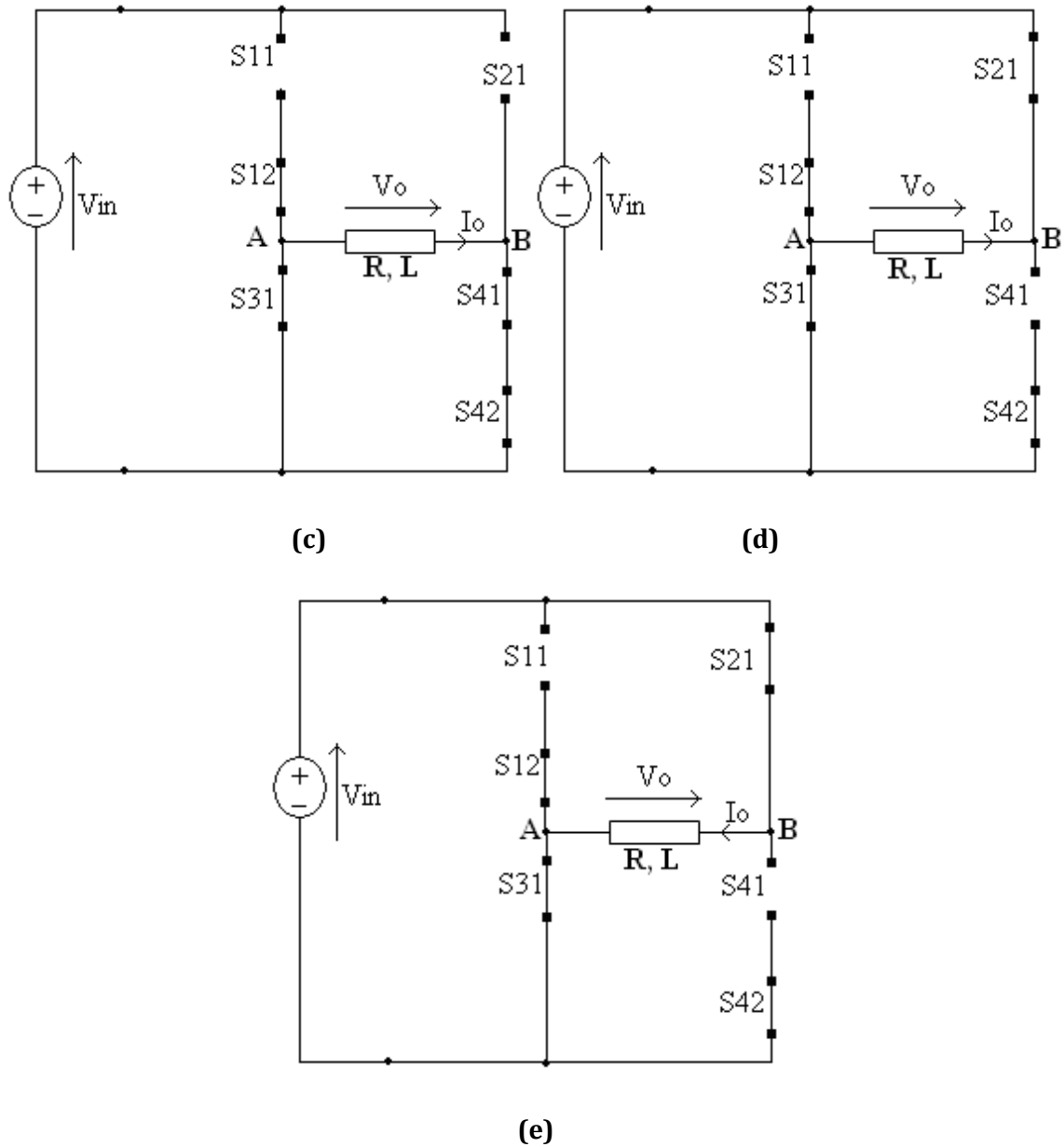


Fig.2.4. Pont monophasé fonctionnant comme onduleur

La commande décalée a été conçue pour éviter la simultanéité de fermeture des interrupteurs complémentaires suite aux retards d'ouverture de l'un par rapport à l'autre. Un retard β (angle de commande ou de décalage) sera appliqué lors de passage d'une alternance à une autre.





- (a) Phase de roue libre d'alternance (-)
 (b) Phase d'alimentation d'alternance (+)
 (c) Phase de roue libre d'alternance (+)
 (d) Phase de récupération d'alternance (+)
 (e) Phase d'alimentation d'alternance (-)

Fig.2.5. Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme onduleur

- a. Roue libre présumée d'alternance (-) : $0 \leq \theta < \beta$ (équivalent à $0 \leq t < t_1 = \frac{T \beta}{2\pi}$) :
- Une fermeture forcée des MOSFET S21 et S11 suite à une commande appliquée.
 - Une ouverture forcée des MOSFET S31 et S41 suite à une commande appliquée.
 - Une ouverture spontanée de la diode S12 (Roue libre empêchée).

- Une fermeture inutile de la diode S11.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge nulle: $V_o = 0$.
- Courant de charge nulle : $i_o(t) = 0$

b. Alimentation d'alternance (+) : $\beta \leq \theta < \pi$ (équivalent à $t_1 = \frac{T\beta}{2\pi} \leq t < \frac{T}{2}$) :

- Une fermeture forcée des interrupteurs S11, S41 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture forcée des interrupteurs S21, S31 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée des diodes S12 et S42.
- Une ouverture spontanée des diodes S21 et S32.
- Un état non influent du reste des diodes.
- Tension de charge constante positive: $V_o = +V_{in}$.

- Courant de charge croissant : $i_o(t) = \frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o t}{L_o}} \right)$

- Courant maximal: $i_{o\max} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o T}{L_o} \left(1 - \frac{\beta}{\pi} \right)} \right)$

c. Roue libre d'alternance (+) : $\pi \leq \theta < \pi + \beta$ (équivalent à $\frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} + t_1$) :

- Une fermeture forcée des MOSFET S41 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture forcée des MOSFET S11 et S21 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture spontanée de la diode S42 et S31.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge nulle: $V_o = 0$.

- Courant de charge décroissant : $i_o(t) = \left(i_{o\max} + \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o t}{L_o}} - \frac{V_{in}}{R_o}$

- Courant minimal: $i_{o\min} = \left(i_{o\max} + \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o T \beta}{L_o \cdot 2\pi}} - \frac{V_{in}}{R_o}$

d. Récupération possible d'alternance (+) : $\pi + \beta \leq \theta < \pi + \beta + \gamma$ (équivalent à $\frac{T}{2} + t_1 \leq t < \frac{T}{2} + t_1 + t_2$)

).

- Intervalle dont la tension $-V_{Lo} > V_{in}$ et le courant de charge tend vers zéro.

- Une fermeture forcée des MOSFET S21 et S31 suite à une commande appliquée mais non conducteurs encore.
- Une ouverture forcée des MOSFET S11 et S41 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée des diodes S31 et S21.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge nulle: $V_o = -V_{in}$.

- Courant de charge décroissant: $i_o(t) = \left(i_{o\min} + \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o t}{L_o}} - \frac{V_{in}}{R_o}$

- Courant minimal: $i_o = 0$

- Instant t_2 (ou γ) d'annulation du courant de charge: $t_2 = \frac{L_o}{R_o} \ln \left(\frac{R_o i_{o\min}}{V_{in}} + 1 \right)$ avec: $\gamma = \frac{2\pi t_2}{T}$

e. Alimentation d'alternance (-) : $\pi + \beta + \gamma \leq \theta < 2\pi$ (équivalent à $\frac{T}{2} + t_1 + t_2 \leq t < T$) :

- Une fermeture forcée des MOSFET S21 et S31 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture forcée des MOSFET S11 et S41 suite à une commande appliquée.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge nulle: $V_o = -V_{in}$.

- Courant de charge croissant en négatif: $i_o(t) = -\frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o t}{L_o}} \right)$

- Courant négatif maximal: $i_{o\max^-} = -\frac{V_{in}}{R_o} \left(1 - e^{-\frac{R_o (T/2 - t_1 - t_2)}{L_o}} \right)$

- Sur une période entière, la valeur efficace de la tension est donnée par : $V_{oeff} = V_{in} \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$

Le grand inconvénient de cette topologie conçue est l'absence de la séquence de récupération relative à l'alternance négative.

3.2. Mode redresseur monophasé:

La fonction redresseuse monophasée est l'action de fournir une tension continue voire même variable à partir d'une autre alternative.

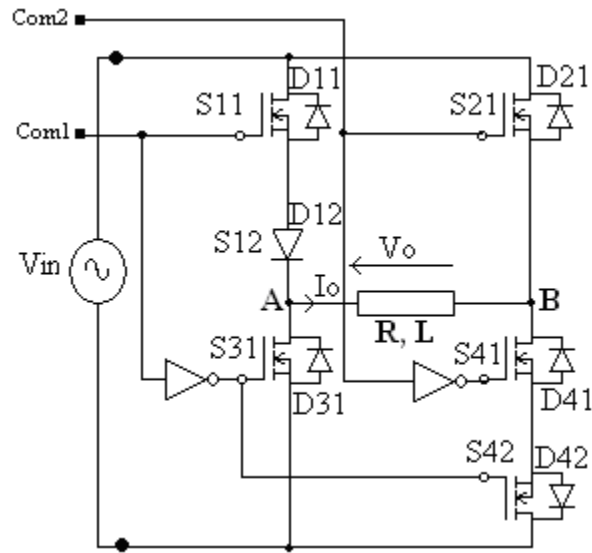
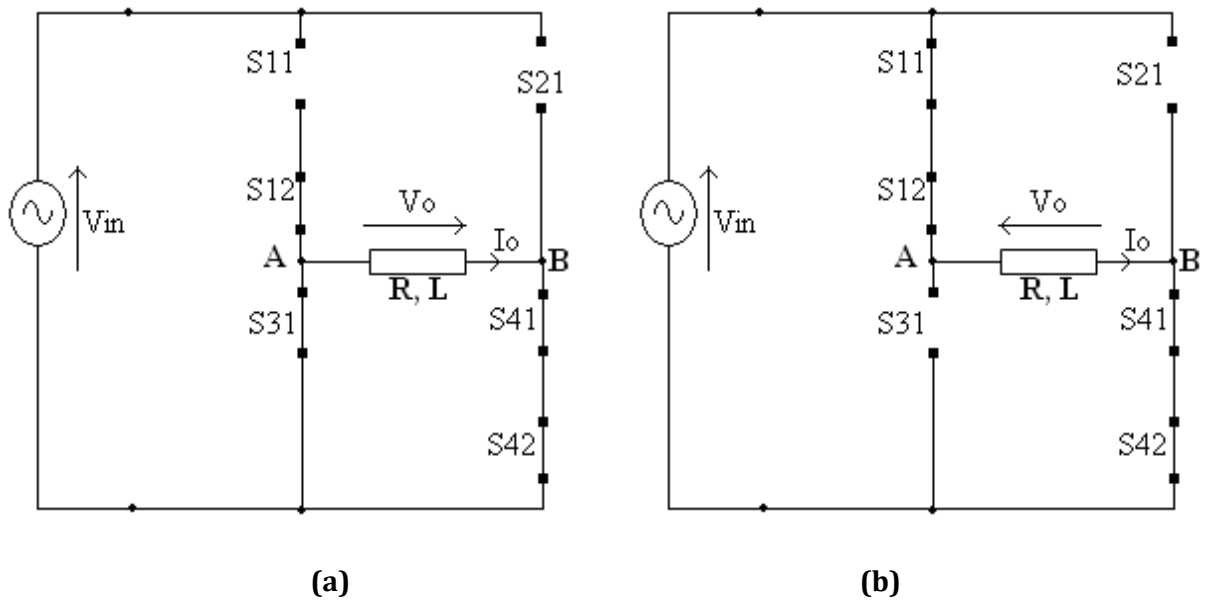


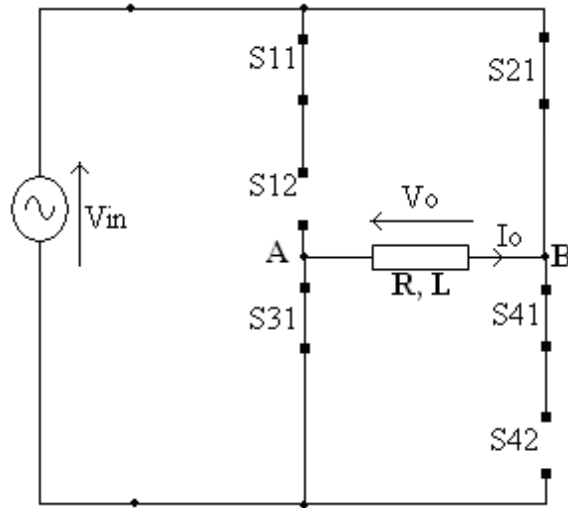
Fig.2.6. Pont monophasé fonctionnant comme redresseur

L'application des commandes à largeurs d'impulsion équivalentes aux angles d'amorçage nécessaires permet d'avoir une tension continue réglable à la sortie.



(a) Alternance (+) avant amorçage

(b) Alternance (+) après amorçage



(c) Alternance (-)

Fig.2.7. Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme redresseur.

a. Alternance (+) avant amorçage: $0 \leq \theta < \alpha$ (équivalent à $0 \leq t < t_\alpha = \frac{\alpha T}{2\pi}$):

- Une fermeture forcée des interrupteurs S31, S41 et S42 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture forcée des interrupteurs S11 et S21 suite à une commande appliquée.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge nulle : $V_o = 0$.

- Courant de charge décroissant : $i_o(t) = i_{o0} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$

- Courant initial: $i_{o0} = \frac{V_{in}}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \sqrt{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} \sin(\pi + \varphi) + \frac{L_o^2 i_{o2} \omega^2 + L_o V_{in} \omega + R_o^2 i_{o2}}{L_o^2 \omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o T}{L_o}}$

- Courant final: $i_{o1} = i_{o0} e^{-\frac{R_o \alpha T}{L_o 2\pi}}$

b. Alternance (+) après amorçage: $\alpha \leq \theta < \pi$ (équivalent à $t_\alpha \leq t < \frac{T}{2}$):

- Une fermeture forcée des MOSFET S11 et S41 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture forcée des MOSFET S21, S31 et S42 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée des diodes S12 et S42 et une ouverture spontanée de la diode S31.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge à allure similaire à V_{in} : $[V_o = V_{in} \sin \omega t] > 0$.
- Courant de charge:

$$i_o(t) = \frac{V_{in}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{L_o^2.i_{o1}\omega^2 + L_o V_{in}\omega + R_o^2.i_{o1}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o}{L_o}t}$$

$$\text{avec: } \varphi = \text{ArcSin}\left(\frac{-L_o\omega}{\sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2}}\right) = \text{ArcCos}\left(\frac{R_o}{\sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2}}\right)$$

- Courant à la limite:

$$i_{o2} = \frac{V_{in}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sin\left[\omega\left(\frac{T}{2} - t_\alpha\right) + \varphi\right] + \frac{L_o^2.i_{o1}\omega^2 + L_o V_{in}\omega + R_o^2.i_{o1}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o}{L_o}\left(\frac{T}{2} - t_\alpha\right)}$$

c. Alternance (-) : $\pi \leq \theta < 2\pi$ (équivalent à $\frac{T}{2} \leq t < T$) :

- Une ouverture forcée du MOSFET S42 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée des diodes S31 et S21 suite à une tension positive A-K.
- Une ouverture spontanée de la diode S42.
- Un état non influent du reste des interrupteurs.
- Tension de charge à allure similaire à V_{in} : $[V_o = -V_{in} \sin \omega t] > 0$.

- Courant de charge:

$$i_o(t) = \frac{V_{in}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{L_o^2.i_{o2}\omega^2 + L_o V_{in}\omega + R_o^2.i_{o2}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o}{L_o}t}$$

$$\text{avec: } \varphi = \text{ArcSin}\left(\frac{-L_o\omega}{\sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2}}\right) = \text{ArcCos}\left(\frac{R_o}{\sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2}}\right)$$

- Courant à la limite:

$$i_{o3} = i_{o0} = \frac{V_{in}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sqrt{L_o^2\omega^2 + R_o^2} \sin(\pi + \varphi) + \frac{L_o^2.i_{o2}\omega^2 + L_o V_{in}\omega + R_o^2.i_{o2}}{L_o^2\omega^2 + R_o^2} e^{-\frac{R_o T}{L_o}}$$

- Sur une période entière, la valeur moyenne de la tension de sortie est donnée par :

$$V_{omoy} = \frac{V_{in}}{2\pi} [3 + \cos \alpha].$$

- Pour un angle d'amorçage $\alpha=0$, la valeur moyenne est celle du redresseur non commandé.

3.3. Mode hacheur en H sens 1 (A \equiv +):

La fonction hacheur en H sens 1 est l'action de fournir une tension continue réglable à partir d'une autre continue.

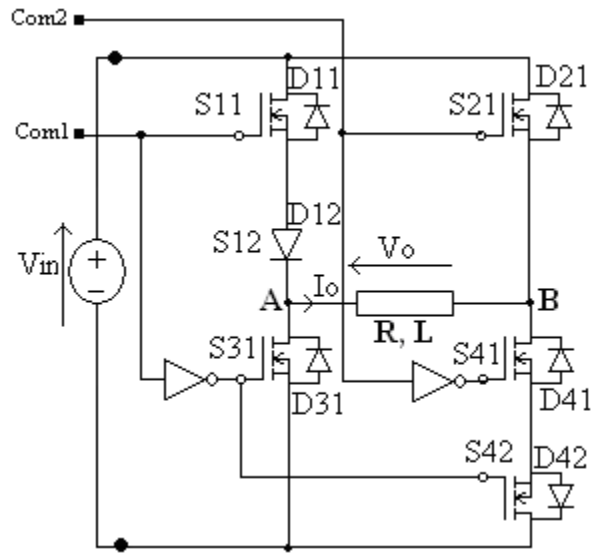
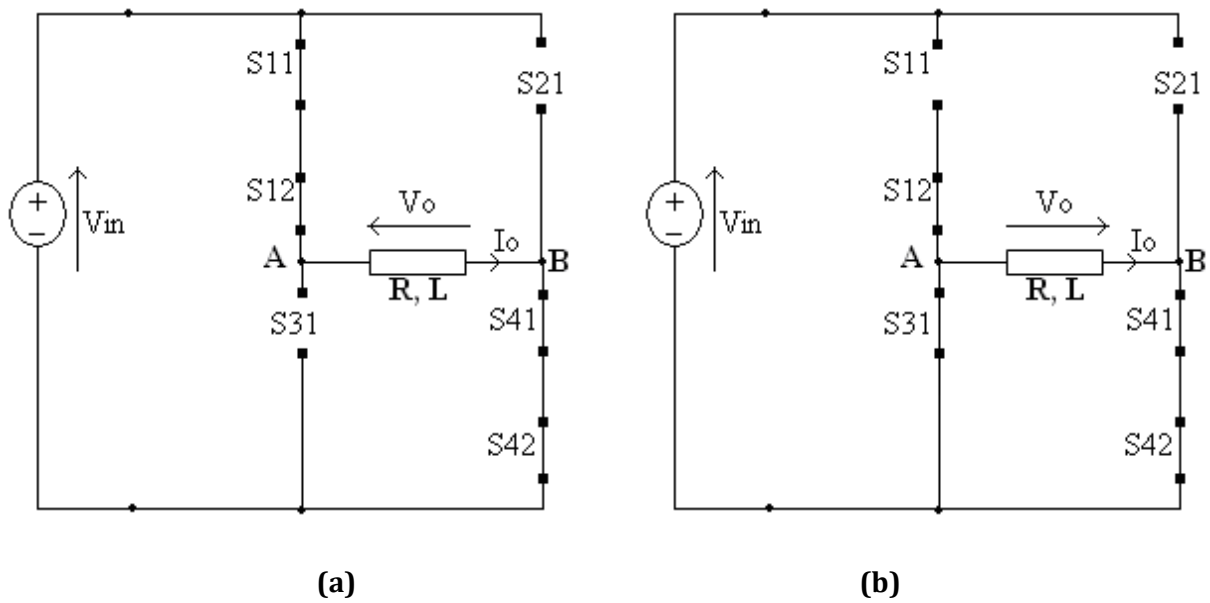


Fig.2.8. Pont monophasé fonctionnant comme hacheur

L'application des commandes implique une structure du hacheur à adopter sur une certaine polarité. Pour la première structure, le sens 1 est la topologie où le nœud « A » présente la borne positive.



(a) Phase active (alimentation)

(b) Phase passive (roue libre)

Fig.2.9. Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme hacheur sens 1

a. Phase active (alimentation) : $0 \leq t < dT$:

- Une fermeture forcée des MOSFET S11, S41 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée des diodes S12, S42 suite à une tension positive A-K.
- Une ouverture forcée des interrupteurs S21, S31 suite à une commande appliquée.

- Tension de charge : $[V_o = V_{in}] > 0$.
- Courant de charge croissant : $i_o(t) = \left(i_{o\min} - \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o t}{L_o}} + \frac{V_{in}}{R_o}$
- Courant initial: $i_{o\min} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o dT}{L_o}}}{1 - e^{-\frac{R_o T}{L_o}}} \right)$
- Courant final: $i_{o\max} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o dT}{L_o}}}{1 - e^{-\frac{R_o T}{L_o}}} \right)$

b. Phase passive (roue libre) : $dT \leq t < T$:

- Une fermeture forcée du MOSFET S41 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée des diodes S42, S31 suite à une tension positive A-K.
- Une ouverture forcée des MOSFET S11 et S21 suite à une commande appliquée
- Un état non influent de la diode S12.
- Tension de charge : $V_o = 0$.
- Courant de charge décroissant : $i_o(t) = i_{o\max} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$

- Sur une période entière, la valeur moyenne de la tension de sortie est donnée par : $V_{omoy} = d.V_{in}$

3.4. Mode hacheur en H sens 2 (B ≡ +):

La fonction hacheur en H sens 2 est l'action de fournir une tension continue réglable à partir d'une autre continue.

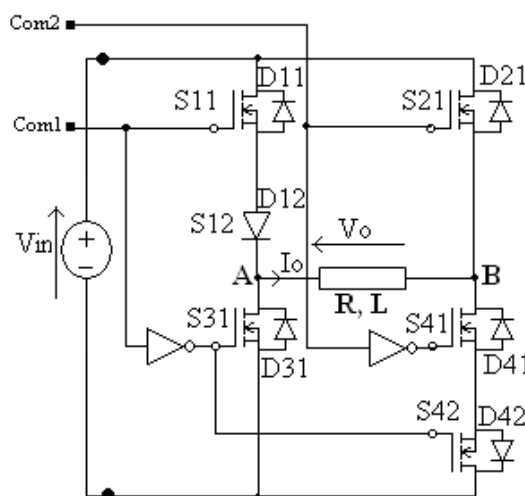
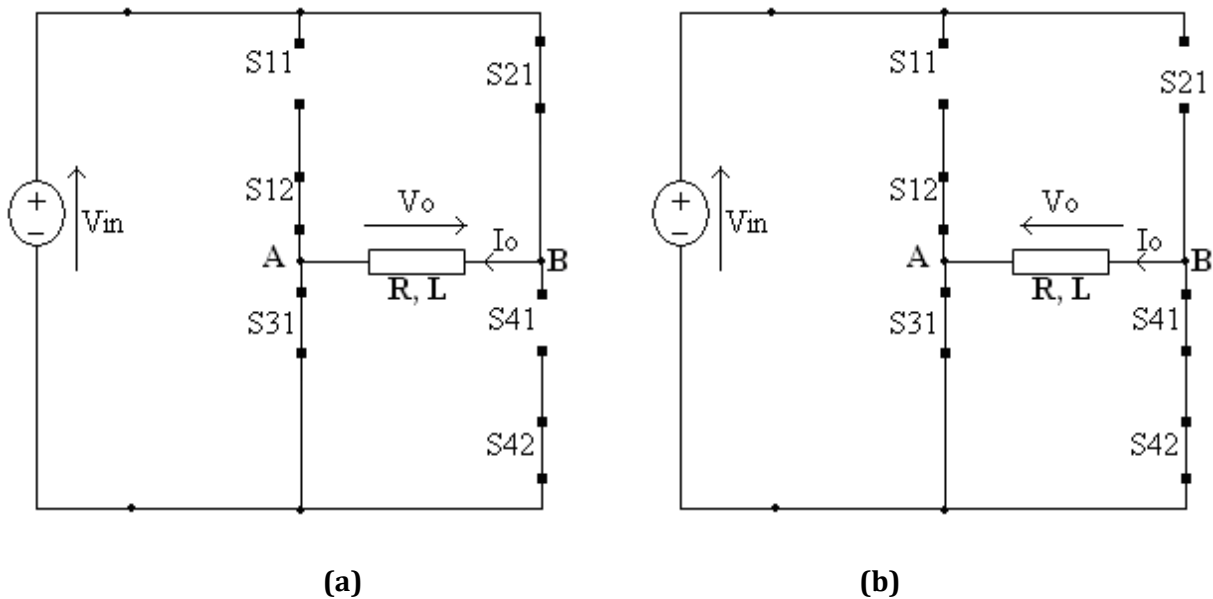


Fig.2.10. Pont monophasé fonctionnant comme hacheur

L'application des commandes implique une structure du hacheur à adopter sur une certaine polarité.
 Pour la seconde structure, le sens 2 est la topologie où le nœud « B » présente la borne positive.



(a)-Phase active (alimentation)

(b)-Phase passive (roue libre)

Fig.2.11. Séquences de fonctionnement du pont monophasé comme hacheur sens

a. Phase active (alimentation) : $0 \leq t < dT$:

- Une fermeture forcée des MOSFET S21, S31 suite à une commande appliquée.
- Une ouverture spontanée de la diode S41 suite à une tension positive A-K.
- Une ouverture forcée des interrupteurs S11, S41 suite à une commande appliquée.
- Tension de charge : $[V_o = V_{in}] > 0$.

- Courant de charge croissant : $i_o(t) = \left(i_{o\min} - \frac{V_{in}}{R_o} \right) e^{-\frac{R_o t}{L_o}} + \frac{V_{in}}{R_o}$

- Courant initial: $i_{o\min} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o dT}{L_o}}}{1 - e^{-\frac{R_o T}{L_o}}} \right)$

- Courant final: $i_{o\max} = \frac{V_{in}}{R_o} \left(\frac{1 - e^{-\frac{R_o dT}{L_o}}}{1 - e^{-\frac{R_o T}{L_o}}} \right)$

b. Phase passive (roue libre) : $dT \leq t < T$:

- Une fermeture forcée du MOSFET S31 et S42 suite à une commande appliquée.
- Une fermeture spontanée de la diode S41 suite à une tension positive A-K.

- Une ouverture forcée des MOSFET S11 et S21 suite à une commande appliquée
 - Un état non influent de la diode S12.
 - Tension de charge : $V_o = 0$.
 - Courant de charge décroissant : $i_o(t) = i_{o,max} e^{-\frac{R_o t}{L_o}}$
- Sur une période entière, la valeur moyenne de la tension de sortie est donnée par : $V_{omoy} = d.V_{in}$

4. Simulation du convertisseur multifonction:

Pour la validation théorique du convertisseur multifonction, nous avons procédé à une simulation du pont sous le logiciel de simulation graphique PSIM® version 6. Cette validation consiste à comparer les courbes obtenues des convertisseurs classiques en pont avec celles obtenues de ce pont conçu. Comme configuration de la simulation, nous utilisons une alimentation de 20V en continu et 20V amplitude en alternatif. La charge est de résistance $R_o=100\Omega$ et d'inductance $L_o=5mH$. Pour le réglage de commande, la fréquence dans le mode redresseur et onduleur est de 50Hz avec un angle de commande de 30° . Pour le mode hacheur, la fréquence est de 20kHz et le rapport cyclique est de 0,8.

D'après les résultats graphiques de la figure ci-dessous, nous remarquons que les courbes de la tension et du courant de charge pour les différents modes sont presque les mêmes que celles des ponts monophasés classiques à l'exception des différences suivantes:

- Pour le mode onduleur, une absence de la portion de courbe du courant relative à la phase de récupération d'alternance négative. D'où une annulation instantanée du courant après la phase de roue libre dans l'alternance négative.
- Pour le mode redresseur, le réglage de la valeur moyenne de la tension de sortie en agissant sur l'angle d'amorçage se fait uniquement sur l'alternance positive.
- Pour le mode hacheur, les courbes du pont conçu et celles du pont classique coïncident parfaitement.

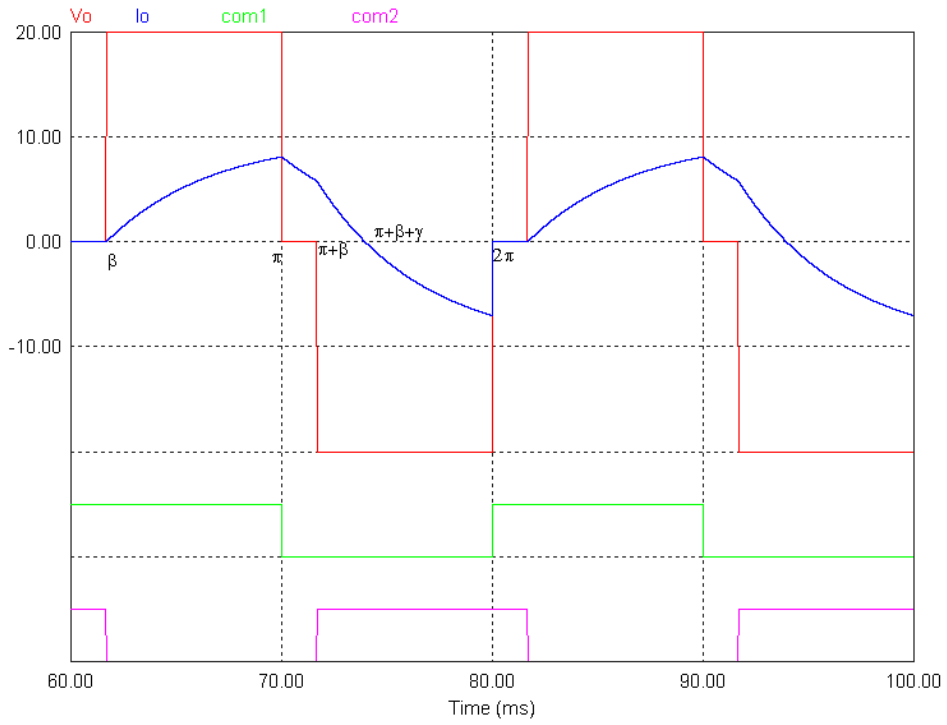


Fig.2.12. Courbes de simulation du pont conçu en mode onduleur

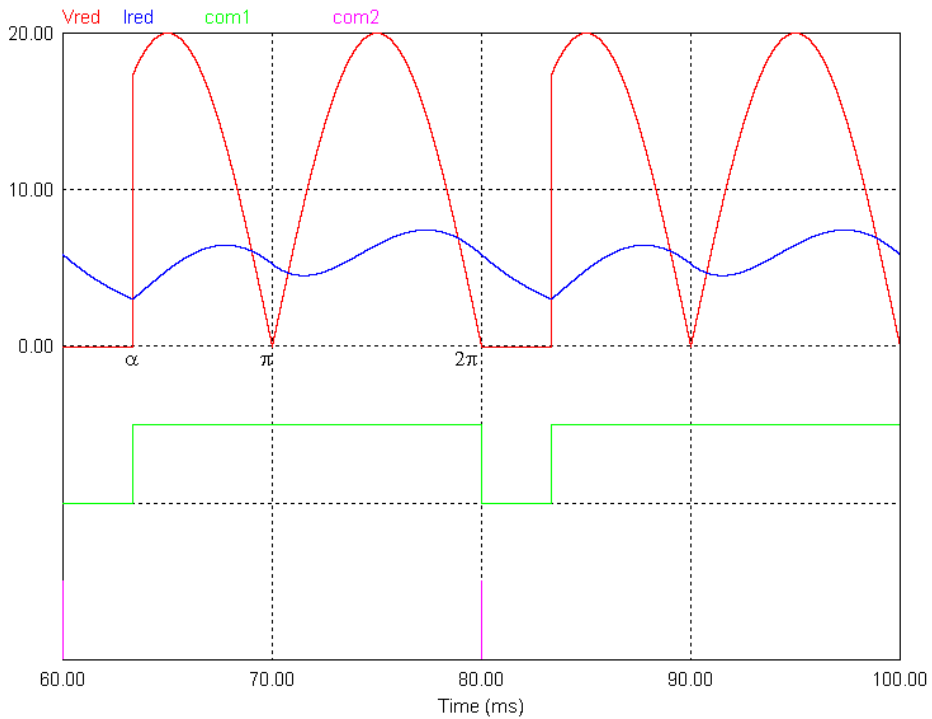


Fig.2.13. Courbes de simulation du pont conçu en mode redresseur

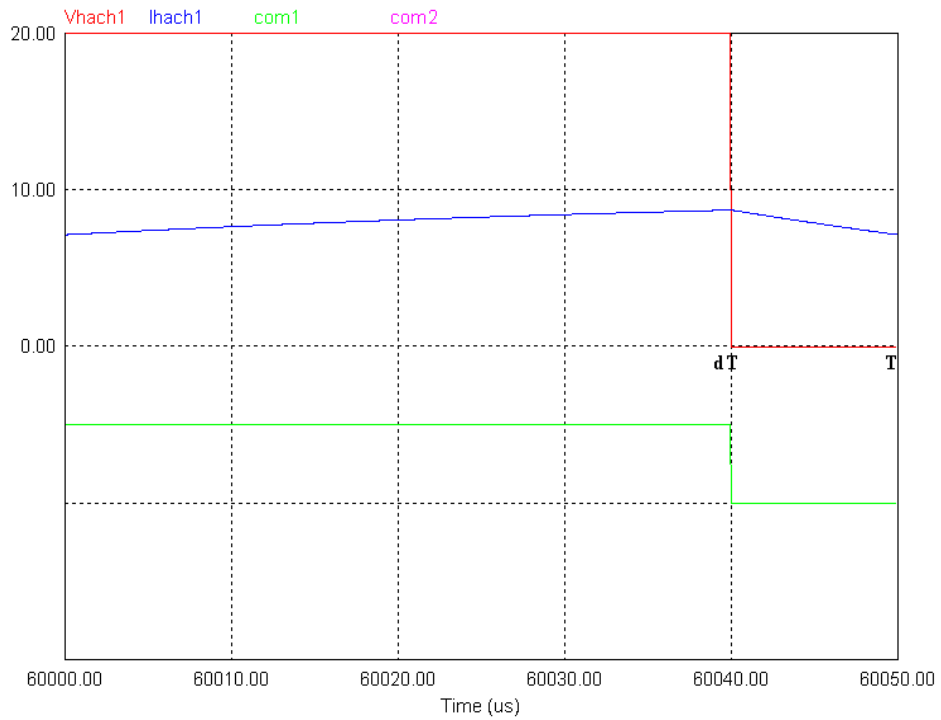


Fig.2.14. Courbes de simulation du pont conçu en mode hacheur sens 1

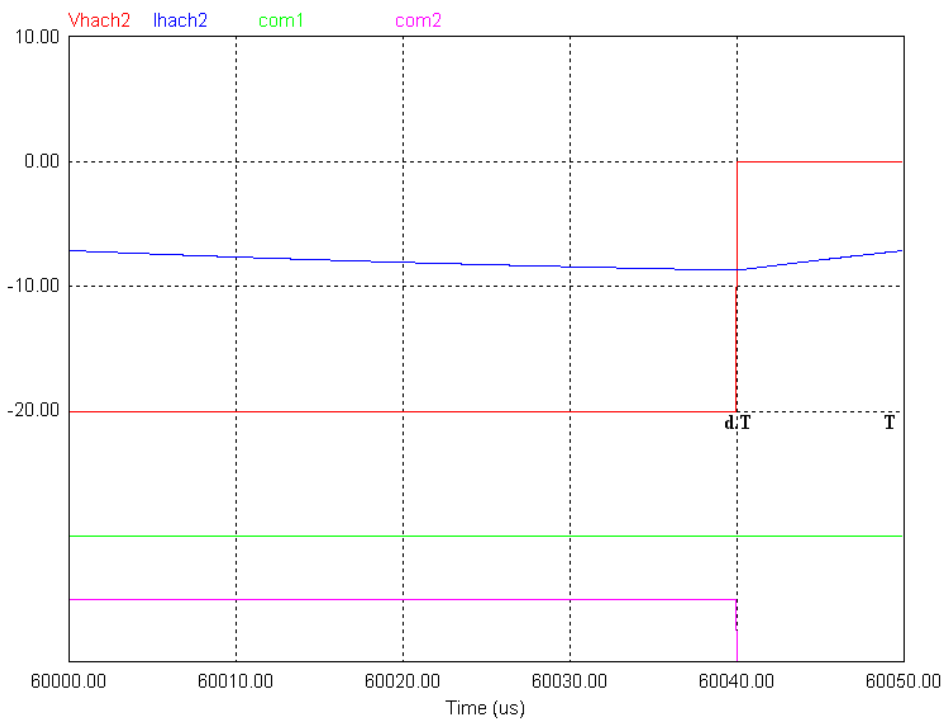


Fig.2.15. Courbes de simulation du pont conçu en mode hacheur sens 2

5. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons mené une étude de synthèse d'un convertisseur en pont contenant huit interrupteurs bidirectionnels afin d'arriver à la conception d'un pont multifonction (onduleur, redresseur et hacheur). Le convertisseur réduit porte cinq semi-conducteurs avec leurs diodes antiparallèles et deux bus de commande.

L'analyse de ce nouveau pont a montré une grande étude avec les ponts classiques mono fonction. Ainsi, les courbes obtenues de la simulation sont très satisfaisantes et elles permettent de nous d'accéder à la simulation dans le chapitre qui suit.

Chapitre 3 :
Application.

1. Introduction:

Dans les chapitres précédents, nous avons analysé et développé les outils de synthèse, d'analyse et de dimensionnement du convertisseur en pont multifonction. Composé de cinq interrupteurs commandables à la fermeture et à l'ouverture, cette topologie conçue nous a permis de basculer entre trois modes de fonctionnement (redresseur, onduleur et hacheur) tout en agissant seulement sur les valeurs de commande.

Les sources d'alimentation du convertisseur peuvent être continue (batterie ou alimentation stabilisée) ou bien alternative (tension du secteur avec transformateur réducteur). Pour la charge, nous avons présenté dans le chapitre précédent l'étude du pont avec une charge inducto-résistive. Mais dans nos essais pratiques, nous avons restreint la validation expérimentale à une charge purement résistive pour raison de simplicité et de maîtriser le temps et l'effort.

L'analyse théorique et la simulation du convertisseur en pont menées dans le chapitre précédent nous a relativement confirmé la possibilité de valider expérimentalement ce circuit de puissance associé à son système de commande.

La validation par simulation du circuit de puissance a été faite sous le logiciel Psim® version 9 or l'implantation du système de commande a été réalisée sous le logiciel Proteus® version 8,6.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le schéma complet à réaliser bloc par bloc en passant par le circuit de puissance (le pont), le système de commande puis le circuit de pilotage des interrupteurs. Après, nous allons montrer les courbes du courant et de la tension prélevées de cette simulation de chaque mode (onduleur, hacheur & redresseur).

2. Schéma de réalisation:

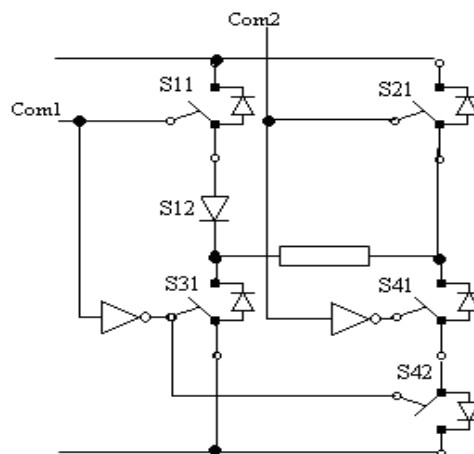


Fig.3.1 :Schéma théorique du pont multifonction.

Le convertisseur en pont conçu est composé de deux bras non symétriques (Fig3.1). Le premier porte deux interrupteurs bidirectionnels semi commandés complémentaires. Le deuxième bras porte trois interrupteurs bidirectionnels semi commandés aussi. La différence c'est que les deux interrupteurs en haut du deuxième bras reçoivent comme dans le premier bras des commandes complémentaires or le troisième interrupteur de ce même bras reçoit sa commande du premier bras. Cette architecture permet de fournir une richesse de mode de fonctionnement (réversibilités de tensions et de courant, multitude des structures variables,...etc). En plus, nous n'avons qu'un minimum de bus de commande (deux bus seulement au lieu de cinq).

Suivant des données de dimensionnement de ce convertisseur telles que la tension maximale d'alimentation ($V_{inMax}=20V$), le courant maximal de charge ($I_{oMax}=2A$) et la fréquence de commutation imposée ($f_{sMax}=20kHz$), nous pouvons choisir l'interrupteur convenable pour commuter dans ce pont. Cet interrupteur bidirectionnel semi commandé est un transistor unipolaire en méta oxyde MOSFET commandée par la tension (grille isolée du drain et de la source). Cette dernière propriété a été favorisée depuis des décennies pour des raisons de protection de la partie de commande de celle de puissance. Une diode de réversibilité est montée en antiparallèle pour fournir à cet interrupteur la bidirectionnalité. Ce composant est dimensionné dans les mêmes circonstances que celles du MOSFET.

La source du convertisseur en continu est une alimentation stabilisée fixée à une tension de 20V. L'alimentation alternative est la source du secteur munie d'un autotransformateur de réglage de tension qui est réglé à une tension efficace de 20V.

L'élément de charge est une résistance de puissance (courant maximal 2,5A) de valeur 100Ω.

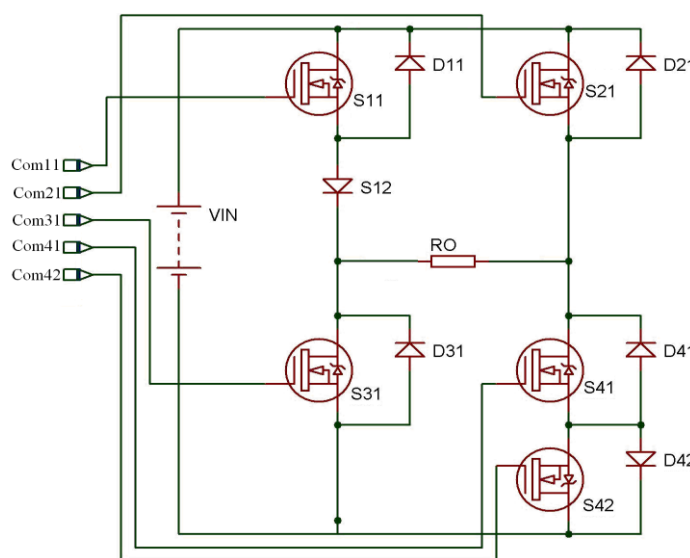


Fig.3.2: Schéma réaliste du pont multifonction

Notre circuit de puissance a été choisi pour être validé sous une tension d'alimentation réduite (20V). Nous avons commencé par ce niveau faible de tension car notre priorité au début du travail était la faisabilité du pont et son fonctionnement correct. Alors, les questions du rendement et les pertes de tout genre étaient écartés en raison de la faible tension et par conséquent du faible courant de charge. En outre, l'ajout des éléments d'aide à la commutation (CALC) n'était pas notre priorité.

2.2. Circuit de commande:

Le système de commande est composé d'une plateforme numérique avancée destinée à implémenter les stratégies de la commande du pont. C'est un Arduino uno.

Il peut supporter dans sa mémoire interne un programme informatique écrit en langage C++, compilé avec avr-g++ 8, et lié à la bibliothèque de développement Arduino, permettant l'utilisation de la carte et de ses entrées/sorties., les différentes pattes de ce circuit peuvent en servir comme des bornes de sortie pour générer les signaux de commande et les signaux d'état. S'elles sont configurées comme des bornes d'entrée, elles peuvent recevoir des signaux externes destinés à acquérir une mesure physique ou bien à déclencher des interruptions de sauts du programme.

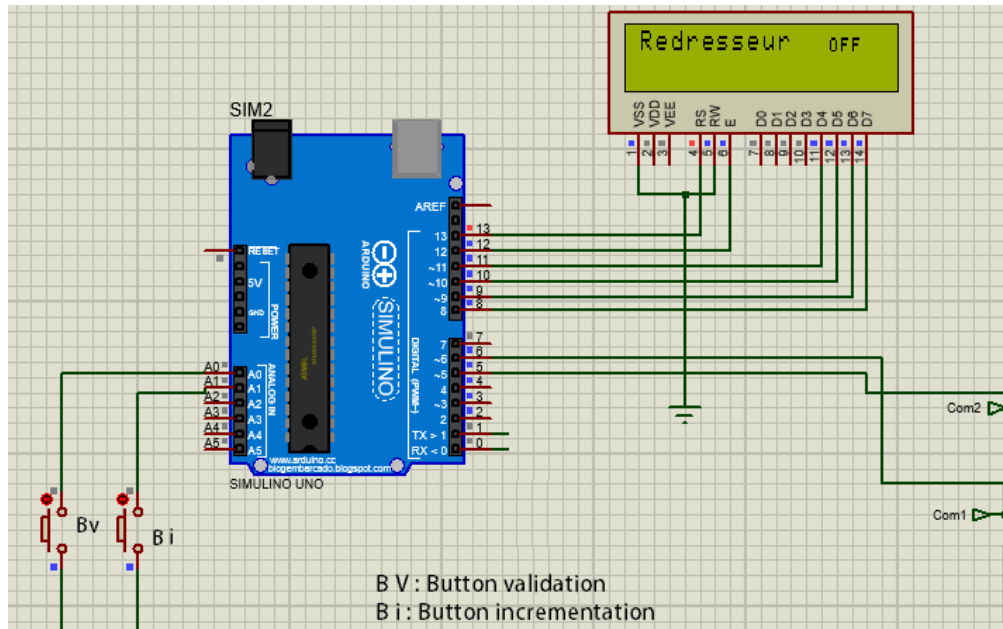


Fig.3.3: Schéma de principe du système de commande

Dans notre projet, la partie de commande permet alors d'injecter les signaux logiques destinés à commander les interrupteurs du pont à base d'un mode de fonctionnement sélectionné. Ce choix se fait en envoyant au Arduino une requête binaire équivalente au mode voulu (redresseur, onduleur, hacheur sens 1 ou hacheur sens 2).

Chaque mode du convertisseur est implémenté dans le programme d'Arduino sous forme d'un sous programme. Le programme principal affiche sur une console graphique (écran) le premier mode à choisir (Redresseur). Si l'opérateur valide ce choix (action sur "Valider"), l'Arduino exécute le sous programme associé à ce mode et génère les signaux de commande "Com1" et "Com2" correspondants. Si l'opérateur ne veut pas ce mode, il utilise l'action "Changer" pour basculer vers le mode suivant (Onduleur) et générer les signaux de commande correspondants. De la même pour le mode hacheur sens1 et hacheur sens 2 et ainsi de suite. Ce processus est une suite répétitive de basculements entre modes.

Un module Arduino est généralement construit autour d'un microcontrôleur Atmel AVR (ATmega328, ATmega32u4 ou ATmega2560 pour les versions récentes, ATmega168, ATmega1280 ou ATmega8 pour les plus anciennes), et de composants complémentaires qui facilitent la programmation et l'interfaçage avec d'autres circuits. Chaque module possède au moins un régulateur linéaire 5 V et un oscillateur à quartz 16 MHz (ou un résonateur céramique dans certains modèles).

L'Arduino utilise la plupart des entrées/sorties du microcontrôleur pour l'interfaçage avec les autres circuits. Le modèle Diecimila par exemple, possède quatorze entrées/sorties numériques, dont six peuvent produire des signaux PWM, et 6 entrées analogiques. Les connexions sont établies au travers de connecteurs femelles HE14 situés sur le dessus de la carte, les modules d'extension venant s'empiler sur l'Arduino. Plusieurs sortes d'extensions sont disponibles dans le commerce.

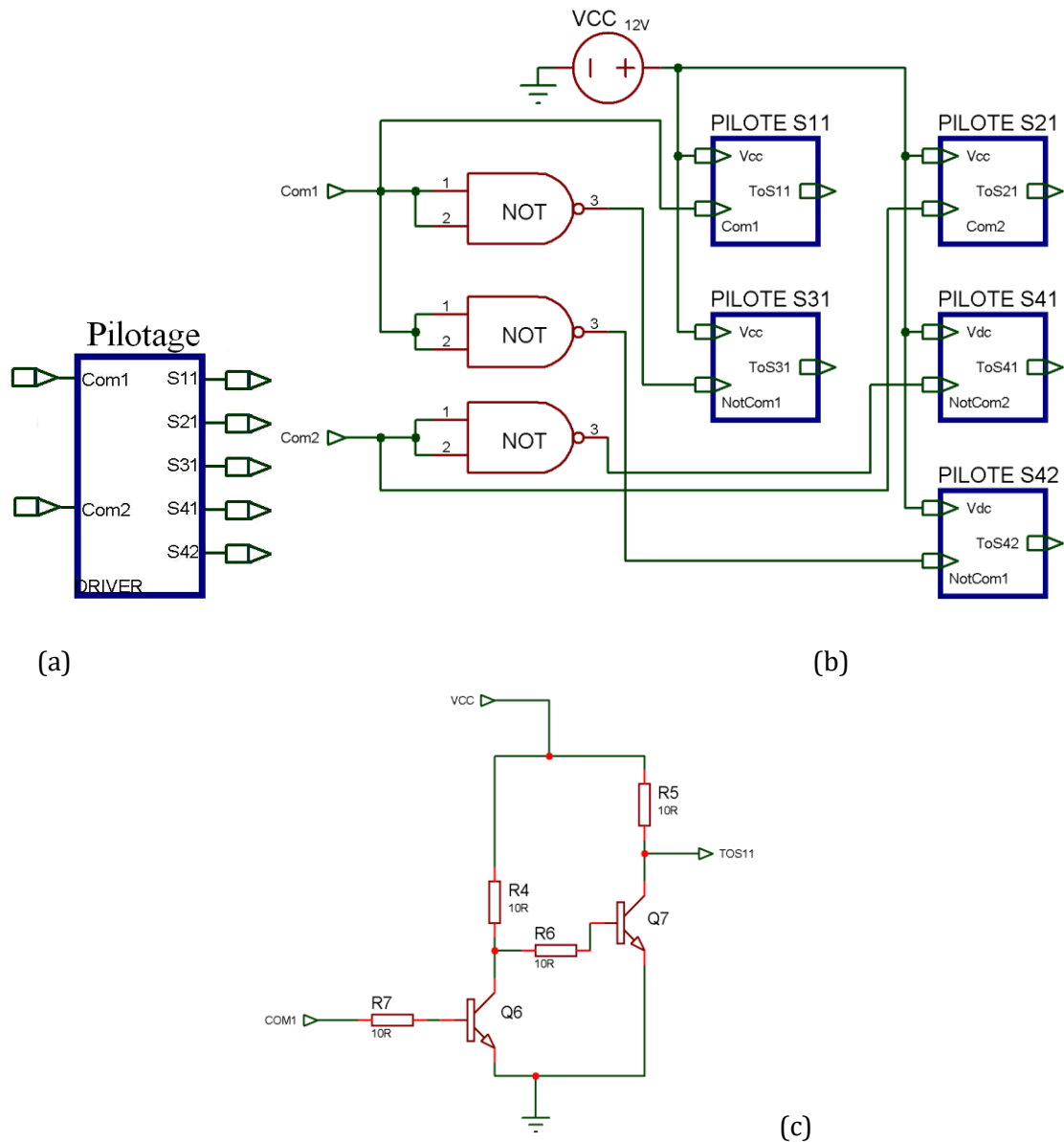
Le logiciel de programmation des modules Arduino est une application Java, libre et multi-plateforme, servant d'éditeur de code et de compilateur, et qui peut transférer le firmware et le programme au travers de la liaison série (RS-232, Bluetooth ou USB selon le module). Il est également possible de se passer de l'interface Arduino, et de compiler et uploader les programmes via l'interface en ligne de commande⁷.

2.3. Circuit de pilotage des interrupteurs commandables:

L'interrupteur de puissance de notre convertisseur qui sert à la commutation est un transistor de type MOSFET. La commande de ce composant nécessite l'injection des signaux logiques de tension (Exemple: basculement entre 0V et 10V) à sa grille. Si la tension entre sa grille et sa source est supérieure à un certain seuil V_{TH} (extraite du datasheet de MOSFET), le transistor MOSFET commence à conduire du courant Drain. Plus la tension V_{GS} est grande plus le courant Drain est élevé. C'est la zone de

linéarité de ce semi-conducteur. A partir d'une certaine tension généralement égale à $2V_{TH}$ [8], le MOSFET se sature en courant Drain et fonctionne en mode de commutation (non linéaire).

L'unité de base pour notre système de commande est l'Arduino qui ne peut générer que des signaux logiques de la technologie TTL (0V, 5V). Pour cela, nous avons besoin d'un circuit d'adaptation (pilotage ou driver) qui sert à garder les mêmes états logiques de la commande issus du microcontrôleur et ne modifier que les niveaux de tensions qui attaquent les MOSFET (Fig.3.5 a).



(a) Circuit encapsulant les différents pilotes
 (b) Schéma des circuits pilotes avec les fonctions NOT
 (c) Circuit pilote à base de transistor bipolaire NPN

Fig.3.4: Système de pilotage des MOSFET

Dans notre étude, nous avons choisi un circuit de pilotage (driver) [5] à base de transistor bipolaire (Fig.3.5 c). Cette structure de deux transistors de type NPN sert à transférer la valeur logique TTL commutée d'Arduino vers la grille du MOSFET avec le niveau V_{cc} de tension. L'avantage de ce pilote est la simplicité du montage et du dimensionnement. Or, son utilisation est limitée aux petites et moyennes tensions Drain-Source du MOSFET (prouvée pendant nos expériences). Pour les cinq MOSFET, nous aurons cinq pilotes à part (Fig.3.5 b) avec la même alimentation V_{cc} . Les trois fonctions logiques d'inversion NOT peuvent être réalisées par l'Arduino lui-même, par un circuit intégré logique SN74LS04DR ou bien par un simple transistor bipolaire.

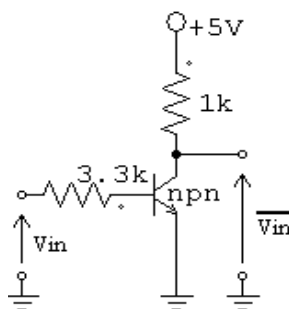


Fig.3.5: Circuit de la fonction logique NOT à base NPN

Dans notre cas, nous avons réalisé cette fonction par un simple transistor afin d'éviter une utilisation des autres bornes du Arduino et de ne pas augmenter la taille de son programme.

2.4. Schéma global réalisé:

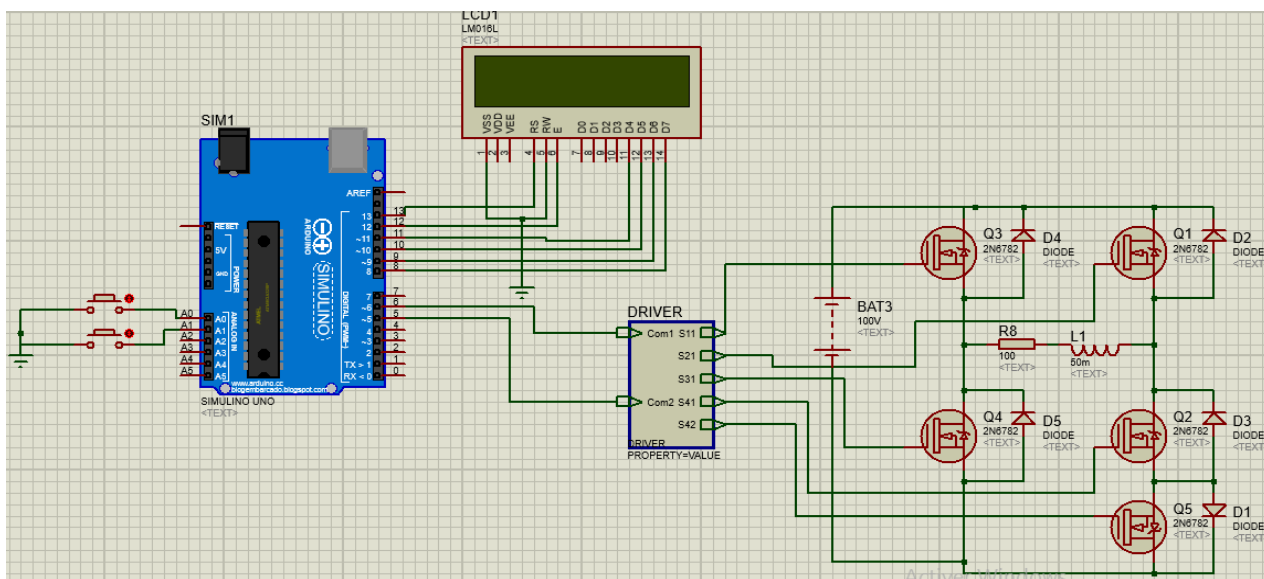


Fig.3.6: Schéma global à réaliser

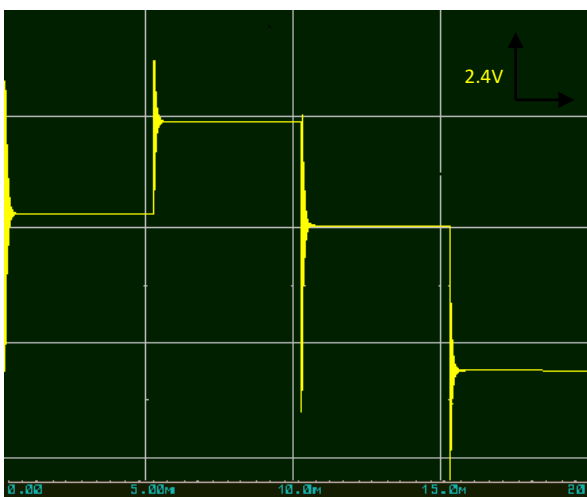
3. Résultats de réalisation:

Les configurations adoptées pour valider expérimentalement la structure conçue sont la suivantes:

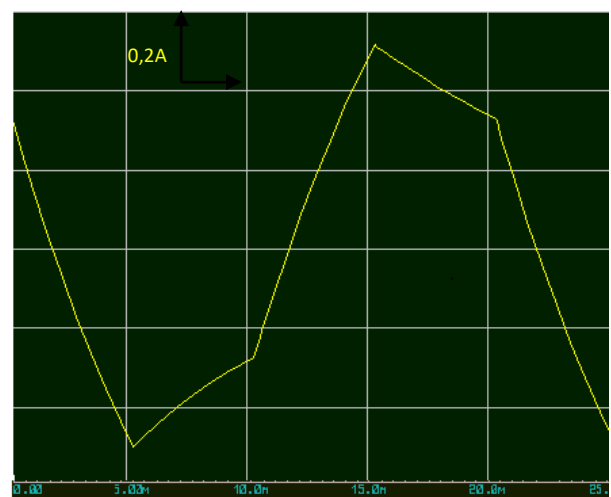
- Pour le mode onduleur, nous avons choisi la commande décalée avec une fréquence $f_0=50\text{Hz}$ ($T_0=20\text{ms}$), un angle de décalage $\beta=43,2^\circ$ (2,4ms) et une amplitude $V_0=20\text{V}$.
- Pour le mode redresseur, nous avons choisi la commande classique avec un angle de sécurité de $\beta=22,5^\circ$ (1,25ms), un angle d'amorçage $\alpha=0^\circ$, $f_0=50\text{Hz}$ ($T_0=20\text{ms}$) et une amplitude $V_0=20\text{V}$.
- Pour le mode hacheur sens 1 et 2, nous avons une fréquence $f_0=20\text{kHz}$ ($T_0=50\mu\text{s}$), un rapport cyclique $d=0,6$ (ton=35 μs et t off=15 μs) et une amplitude $V_0=20\text{V}$.

Pour valider le fonctionnement de ce pont multifonction, nous avons prélevé les courbes de tension et du courant pour chaque mode.

3.1. Mode onduleur:



(a)



(b)

Fig.3.7: Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode onduleur

La tension de charge prend l'allure alternative avec une forme rectangulaire pour les deux alternances portant un décalage entre alternances de 2,4ms. L'amplitude est de 20V avec une fréquence de 50Hz (20ms). Pour le courant de charge, on voit la même allure que celle de la tension. L'amplitude du courant est de 0,2A avec une fréquence de 50Hz (20ms).

3.2. Mode redresseur:

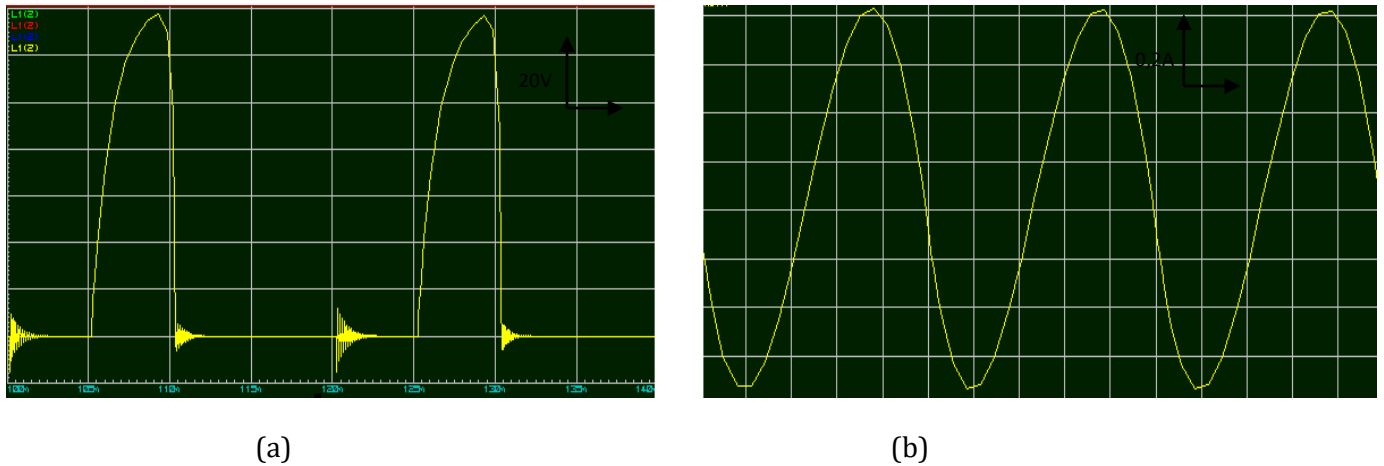
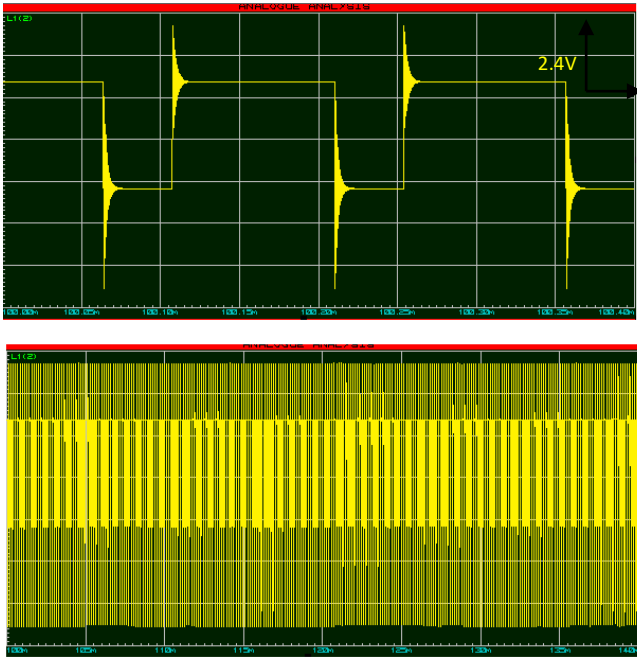


Fig.3.10: Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode redresseur

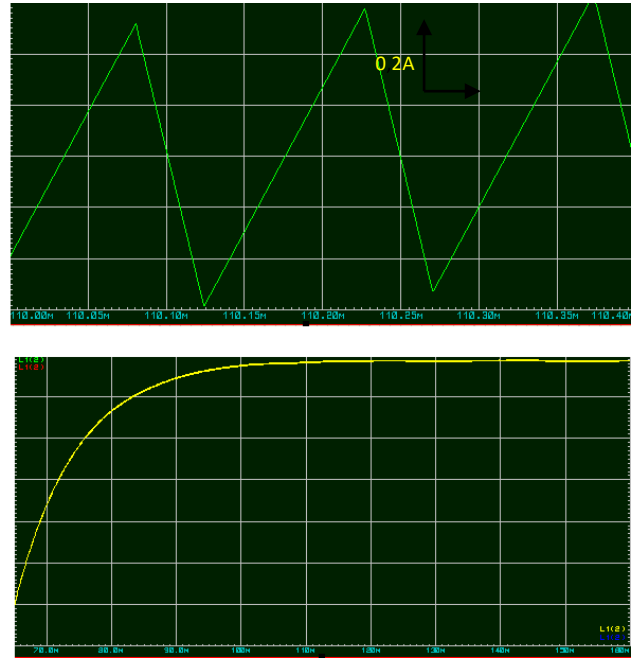
La tension de charge prend l'allure d'une sinusoïde redressée mono alternance avec une amplitude de 12V et une fréquence de 50Hz (20ms). Pour ce mode, nous avons heurté à un problème des signaux qui ne coïncident pas bien avec la simulation ni avec l'analyse théorique. A chaque sélection de ce mode, nous découvrons un claquage d'au moins un MOSFET qui sert à inverser l'alternance négative de la source. L'idée qui vient à nos esprits pour ce problème et qui reste à prouver c'est que le circuit de pilote (driver) ne convient pas pour ce mode de fonctionnement choisi. Cette idée prend un temps supplémentaire et considérable pour la concrétiser. Nous optons pour la perspective de ce travail qui peut résoudre ce problème. La même remarque peut être faite sur la courbe du courant de charge. Nous observons un redressement mono alternance et nous mesurons une amplitude de 0,13A et une fréquence de 50Hz.

3.3. Mode hacheur sens 1:

La tension de charge est découpée "hachée" positivement avec un rapport cyclique de 0,6, une amplitude de 24V et une fréquence de 20kHz (50 μ s). Pour le courant de charge, on voit la même allure que celle de la tension. L'amplitude du courant est de 0,23A, le rapport cyclique est de 0,6 et la fréquence est de 20kHz (50 μ s).



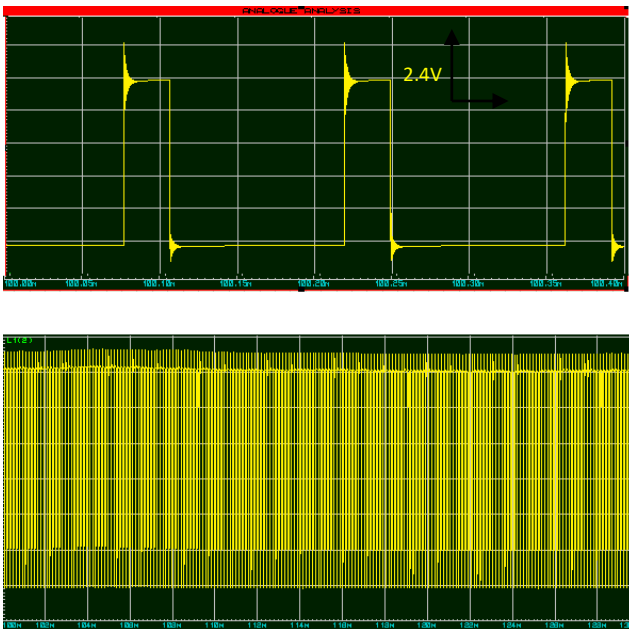
(a)



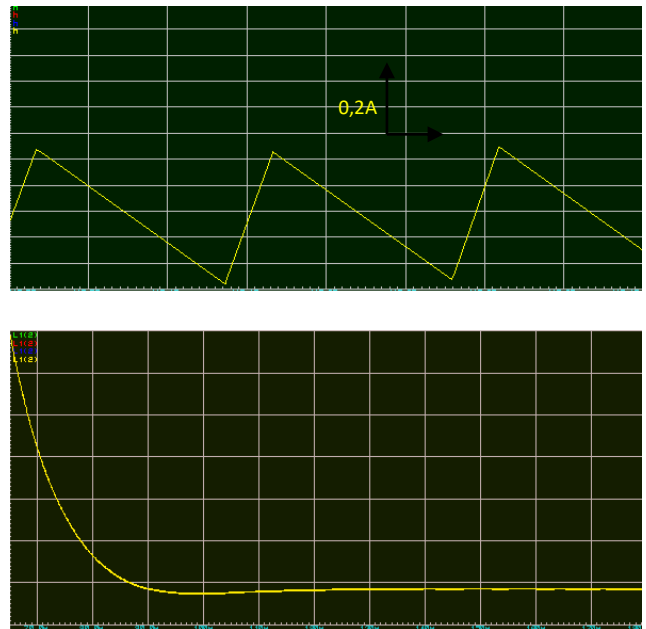
(b)

Fig.3.11: Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode hacheur sens 1

3.4. Mode hacheur sens 2:



(b)



(b)

Fig.3.12: Tension (a) et courant (b) de charge pour le mode hacheur sens 2

La tension de charge est découpée "hachée" négativement avec un rapport cyclique de 0,6, une amplitude de 20V et une fréquence de 20kHz (50µs). Pour le courant de charge, on voit la même allure que celle de la tension. L'amplitude du courant est de 0,20A, le rapport cyclique est de 0,6 et la fréquence est de 20kHz (50µs).

4. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons abordé la validation expérimentale du convertisseur en pont multifonction. Le schéma global est composé d'un pont de cinq MOSFET avec leurs diodes en antiparallèle. Cependant, nous ne fournissons que deux signaux de commande.

Le système de commande est basé sur l'implémentation d'un programme informatique chargé dans un Arduino muni d'un afficheur LCD et deux interrupteurs servant au changement et à la validation du mode choisi.

Les courbes du courant et de la tension obtenues de cette manipulation présentent une similitude relativement grande avec les courbes de simulation et nous mène à juger validée cette structure de puissance.

Comme déduction, sans changer de la topologie, il suffit d'agir sur la commande des MOSFET pour obtenir le mode de fonctionnement voulu avec ses propres paramètres de réglage (angle d'amorçage, angle de décalage, fréquence, rapport cyclique,...etc.).

Conclusion général :

Conclusion général :

Le travail qu'on a présenté porte sur l'analyse d'une modélisation et simulation du fonctionnement électrique des convertisseurs classiques adapté par différentes techniques de commande assurant une réponse rapide et précise. Dans un premier temps, on a donné des généralités sur les convertisseurs de puissances classiques, telles que le principe de fonctionnement (*redresseur, onduleur et hacheur*).

Nous avons étudié, dans un deuxième temps, les différents types des convertisseurs (Onduleur décaler, Redresseur, Hacheur sens 1, et hacheur sens 2), avec la nouvelle structure en pont monophasé qui peut supporter cette multitude de fonction (topologie).

On a étudié la modélisation et la commande du convertisseur de cette nouvelle structure en pont monophasé commandé par un Arduino uno avec logiciel Proteus 8.6.

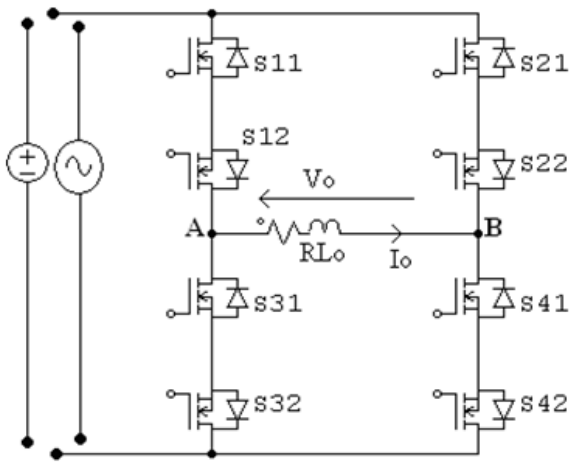
Finalement, on a présenté et interprété les résultats de simulation et les résultats expérimentaux.

D'après les résultats de la simulation obtenus, on conclut que :

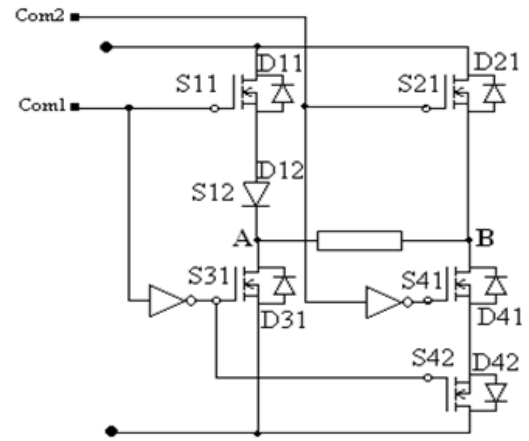
- Les performances des techniques de commande utilisées dont on a remarqué les différentes réponses avec succès.
- Les convertisseurs et les commandes ont effectué correctement leurs rôles.
- Ces résultats, forts intéressants, montrent que l'utilisation d'une commande permet d'améliorer, d'une manière considérable, le rendement.
- Comme perspective, nous proposons de développer notre système pour des puissances assez élevées.

Ainsi, l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle comme les Microprocesseurs et Arduino, pour la commande du convertisseur.

Annexes :

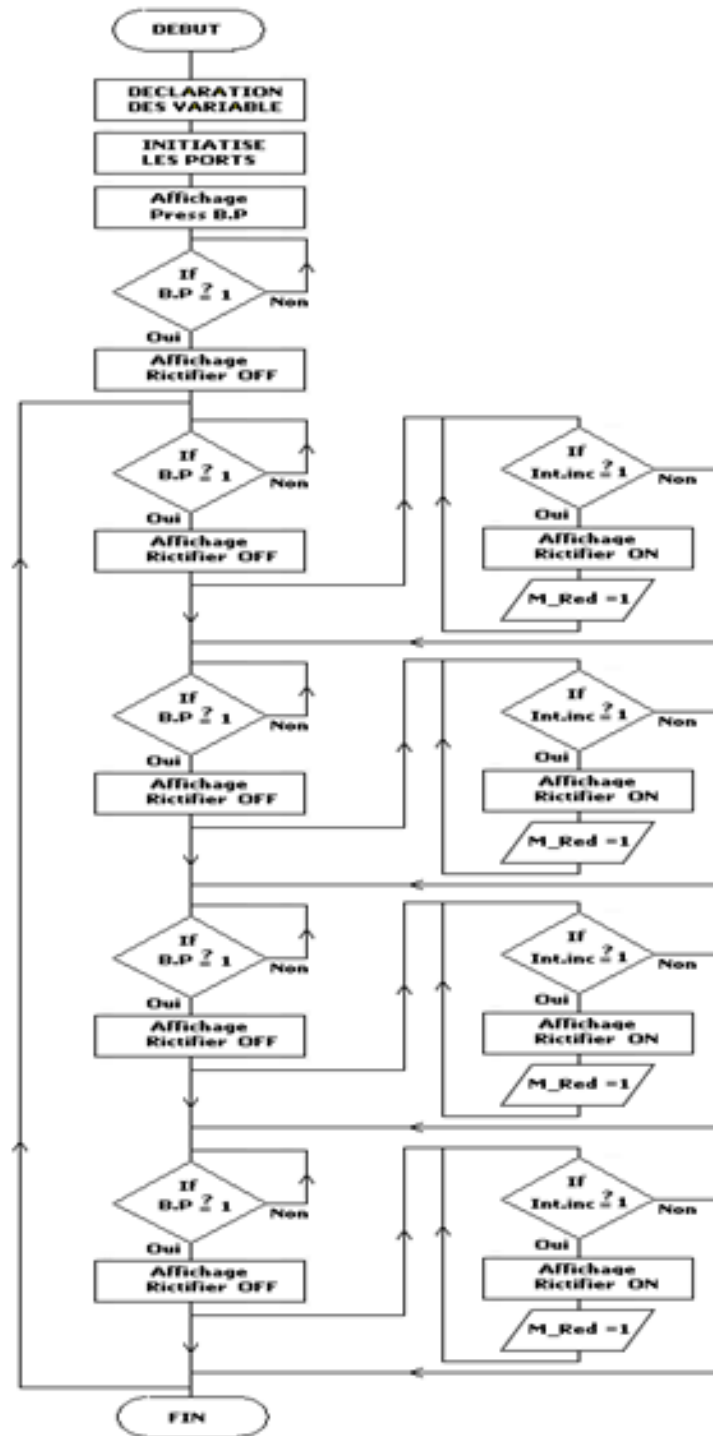


structure générale

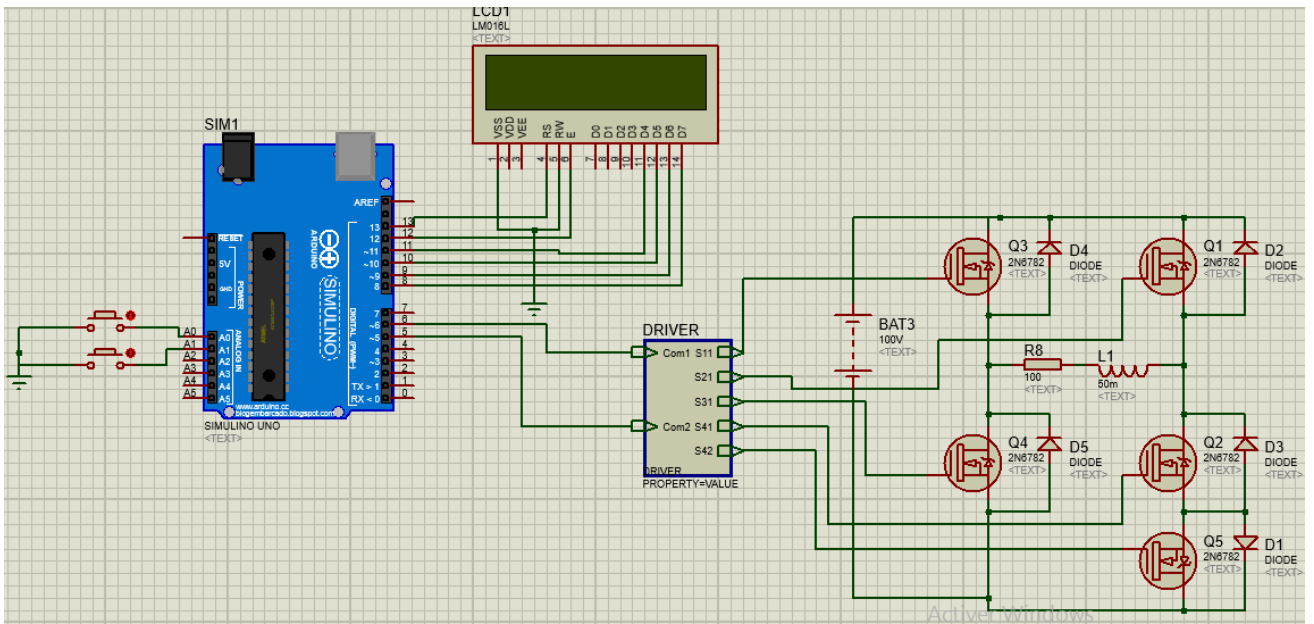


Résultat d'analyse

		S11	S12	S21	S22	S31	S32	S41	S42
Onduleur	Alt +	1	0	0	1	0	1	1	0
	Alt -	0	0	1	1	1	1	0	1
Redresseur	Alt +	1	0	0	1	0	1	1	0
	Alt -	1	0	0	1	0	1	1	0
Hacheur1	Active	1	0	0	1	0	1	1	0
	Passive	0	0	0	1	1	1	1	1
Hacheur2	Active	0	0	1	1	1	1	0	1
	Passive	0	0	0	1	1	1	1	1



Organigramme de l'algorithme de commande Nous avons implémenté la routine de commande dans un microcontrôleur PIC 16F84A, à démarrer la conversion automatique.



Bibliographies:

- [1] G. Gay, "Intersections: Les perturbations électromagnétiques basse et haute fréquence", Revue technique de Schneider Electric, juin 200.
- [2] M. H. RASHID, "Power Electronics Handbook", Academic Press, 2001.
- [3] F. L. L. Hong Ye, "ADVANCED DC/DC CONVERTERS", CRC Press, 2004.
- [4] S. Zaamta, "réalisation d'un régulateur solaire a base de microcontrôleur pour le contrôle de l'état de charge et la protection des accumulateurs", mémoire de Magister Electrotechnique option "Commande", 2007, Centre universitaire Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi.
- [5] M. Yahiaoui, "Régulateur suiveur du point de puissance maximale d'un panneau photovoltaïque Application a l'éclairage solaire publique ", mémoire de Magister Electrotechnique option "Commande", 2008, Centre universitaire Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi.
- [6] C. Galup-Montoro, M. Sherem Schneider, "Mosfet Modeling For Circuit Analysis And Design", ASSET serie Ed. World Scientific, 2007
- [7] F. Belkacem, "contribution à la commande des convertisseurs dc-ac alimentes par un panneau photovoltaïque", thèse de doctorat en génie électrique, 2006, Université de Picardie Jules Verne, Amiens, France.
- [8] R. Boylestad, L. Nashelsky, "Electronic devices and circuit theory", 7th edition, Prentice hall, Upper saddle river, new jersey columbus, ohio.
- [9] NF EN 61000 - Compatibilité électromagnétique (CEM) (annexe A chap. 3.2)
- [10] A. Terras, "Précis de physique et électricité appliquées en productique", Ed. Bréal, 2004.
- [11] Génie électrique: du réseau au convertisseur : apprendre par l'exemple Par Jean-Louis Cocquerelle
- [12] P Brenders,L Douchet,M Sauzeix, "Electrotechnique", Ed. PSI, 2002.
- [13] J. P. Caron, J. Paul, "Systèmes électrotechniques: applications industrielles : problèmes et solutions", Ed. Ellipse, 2002.
- [14] T. Wildi, G. Sybille, "Electrotechnique", 4^e éd. De Boeck, 2005.

- [15] Christian Glaize, « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance », Université de Montpellier 2, 2002.
- [16] A. Rufer, P. Barrade, « Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC », , octobre 2001, EPFL, 90 pages. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [17] Michel Pinard « Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description et mise en oeuvre» Edition Dunod, Paris, 2007.
- [18] Hebert t Sir a- Ramirez, Romeo Ortega, « Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters », in IEEE, 34th Conference on Decision & Control, New Orleans, LA - December 1995.
- [19] « Electrotechnique & Electronique de Puissance : Les Hacheurs
<http://elearn.univ-ouargla.dz/2013-2014/courses/TPELECTRONIQUEDEPUIS/document/Cour3Hacheur.pdf>

Resume:

Avec le développement de l'automatique, de l'électronique et de l'informatique, on peut remplacer les « machines » par des convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques en commutation. Les avantages de ces convertisseurs sont nombreux :

- contrôle et même régulation électronique possible du transfert de puissance.
- système moins lourd et moins encombrant.
- Excellent rendement.
- facilité de mise en œuvre grâce à l'automatisation.
- Protections de plus en plus efficaces.
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

Dans ce travail, nous allons donner des généralités et le domaine d'application des différents types de convertisseurs de puissance (*redresseur, onduleur et hacheur*).

Etude de synthèse sur la nouvelle structure en pont monophasé qui peut supporter cette multitude de fonction (topologies) pour supporter les différentes.

Simulation de cette nouvelle structure pour différents topologie et le comparé avec les études classique.

Les mots clés :

Convertisseur Hacheur, Convertisseur Redresseur, Convertisseur Onduleur, Arduino, convertisseur statique.