

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

Ecole Nationale Polytechnique



Laboratoire de Commande des
Processus



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de :

MAGISTER

Spécialité : Automatique

Option : Commande et conduite des systèmes d'énergie électrique

Présenté par

GUICHI Omar

Ingénieur d'Etat en Electronique, de l'université de M'sila

Intitulé :

LA MISE EN PARALLELE DES ONDULEURS SELON LA TECHNIQUE MAITRE/ESCLAVE

Soutenue publiquement le 31/05/2009 devant le jury composé de :

M.O. MAHMOUDI
O. STIHI
T. ZEBBADJI
H.CHEKIREB
B.HEMICI
E.M. BERKOUK

Prof. ENP
C.C. ENP
C.C. ENP
Prof. ENP
M.C ENP
Prof. ENP

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Examinateur

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord ALLAH tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes mes années d'études.

Je transmets mes sincères remerciements à mes deux encadreurs Mr **Omar STIHI** et Mr **Taher ZEBBADJI** pour la qualité du sujet qu'ils m'ont proposé, leur patience et aussi leurs conseils qui m'ont aidé à terminer ce travail.

Je voudrais également exprimer ma sincère gratitude au professeur **Dr. Said BARKATI** pour leur aide, il m'a constamment encouragé et motivé.

Mes sincères remerciements vont aussi à **Mr. Djamel DJELLAL** pour ses encouragements et ses conseils lors de la réalisation pratique ont été précieux et m'ont apporté beaucoup.

Je veux remercier tout particulièrement **Mr. Salah KHANOUF** pour ses encouragements, son engagement qu'il a pris pour m'aider à continuer mes études. Pour son aide et encore ses conseils sur la vie en général.

J'aimerais ici remercier aussi tous les professeurs que j'ai eus depuis mon plus jeune âge.

Table de matières

Introduction Générale

CHAPITRE I

Le principe de base d'un onduleur MLI sinusoïdal

Introduction	5
I.1 Définition	5
I.2 Les alimentations de secours	6
I.3 Topologie de l'onduleur d'alimentation de secours	6
I.3.1 Onduleur en demi pont	7
I.3.2 Onduleur en pont	8
I.4 Commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM)	8
I.4.1 Principe de base de l'MLI	8
I.5 Différentes techniques de modulation en MLI	9
I.5.1 Modulation en boucle ouverte	9
I.5.1.1 Modulation d'échantillonnage naturelle	9
I.5.1.2 Modulation d'échantillonnage régulier	10
I.5.2 Modulation en boucle fermée	10
I.5.3 Commande analogique	10
I.5.4 Commande hybrides	11
I.5.5 Les différentes formes de modulation MLI	11
I.5.5.1 Modulation de type +V et -V (à deux niveaux)	11
I.5.5.2 Modulation de type +V, 0, -V (à trois niveaux)	12
I.5.6 Paramètres définissant l'onde en MLI	13
I.5.6.1 Indice de modulation MLI	13
I.5.6.2 Rapport de modulation	13
I.5.6.3 Facteur de distorsion	13
I.5.7 Analyse de Fourier de la commande PWM	14
I.6 Le modèle linéaire d'un onduleur sinusoïdal	16
Conclusion	19

CHAPITRE II

Les alimentations sans interruption

Introduction	20
II.1 Les ASI statiques	20
II.1.1 Les ASI on-line	21
II.1.1.1 Mode normal	21
II.1.1.2 Mode autonomie	22
II.1.1.3 Mode de déviation	22
II.1.1.4 Avantages	22
II.1.1.5 Inconvénients	22
II.1.1.6 Utilisation	23
II.1.1.7 Les topologies d'ASI on-line	23

II.1.2 Les ASI off-line	24
II.1.2.1 Mode normal	25
II.1.2.2 Mode autonomie.....	26
II.1.2.3 Avantages	26
II.1.2.4 Inconvénients.....	26
II.1.2.5 Utilisation	26
II.1.3 Ligne-interactif ASI	27
II.1.3.1 Mode normal	28
II.1.3.2 Mode autonomie	28
II.1.3.3 Avantages	29
II.1.3.4 Inconvénients.....	29
II.2 ASI rotative	29
II.2.1 Mode normal.....	29
II.2.2 Mode autonomie.....	29
II.2.3 Avantages.....	30
II.2.4 Inconvénients.....	30
II.3 L'ASI hybride (statique/rotative)	30
Conclusion	32

Chapitre III

Les différentes topologies de la mise en parallèle des onduleurs

Introduction	33
III.1 Méthode de partage du courant instantané avec Maître/Esclave Contrôle	33
III.2 La méthode de la différence de la moyenne des puissances active/réactive	37
III.3 La méthode d'abaissement de fréquence et d'amplitude	40
III.4 La méthode d'injection de signal pour partager la puissance réactive et l'harmonique de courant	43
Conclusion	44

CHAPITRE IV

Simulation de la mise en parallèle des onduleurs

Introduction	45
IV.1 L'onduleur maître.....	45
IV.2 L'onduleur esclave.....	47
IV.3 La mise en parallèle de deux onduleurs.....	48
Conclusion	49

CHAPITRE V

REALISATION PRATIQUE

Introduction	50
V.1 La réalisation de l'onduleur maître	51
V.1.1 Généralité sur l'alimentation à découpage (conversion DC/DC)	51
V.1.2 La réalisation de l'alimentation à découpage	54

V.1.2.1. Les caractéristiques de l'alimentation à découpage	54
V.1.2.2 Le synoptique de l'alimentation à découpage	54
V.1.2.2.1 Le circuit de commande	55
V.1.2.2.2 Le circuit de puissance	56
V.1.2.2.3 Le circuit de protection du transistor.....	57
V.1.3 La partie onduleur (conversion DC/AC).....	60
V.1.3.1 La génération de tension de référence	60
V.1.3.2 Le circuit de commande de l'onduleur	63
V.1.3.2.1 Représentation générale du PIC 18F458.....	63
V.1.3.2.2 Le module de capture.....	64
V.1.3.2.3 Le convertisseur analogique numérique.....	68
V.1.3.2.4 Les outils de développement.....	71
V.1.3.2.5 La génération des signaux de commande.....	71
V.1.3.2.6 Adaptation des niveaux logique.....	72
V.1.3.2.7 Le buffer de puissance.....	73
V.1.3.2.8 Le bloc de puissance.....	73
V.1.3.2.9 Le filtre LC.....	74
V.1.3.3 Le fonctionnement maître.....	75
V.1.3.3.1 Le capteur de tension.....	75
V.1.3.3.2 Le capteur de courant.....	75
V.1.3.4 La régulation de tension.....	77
V.1.3.4.1 Synthèse du régulateur.....	78
V.1.3.5 La programmation du PIC.....	79
V.2 La réalisation de l'onduleur esclave.....	82
V.2.2 L'alimentation à découpage.....	83
V.2.2.1 Le circuit de commande.....	83
V.2.2.2 L'inductance de filtrage du courant onduleur.....	83
V.2.2.3 La régulation de courant.....	83
V.2.2.4 La programmation du PIC.....	84
V.3 La mise en parallèle des deux onduleurs.....	85
V.3.1 La méthode de gestion des esclaves.....	85
V.3.1.1 La méthode de participation globale.....	85
V.3.1.2 La méthode de secours.....	86
V.4 Les résultats expérimentaux.....	89
V.4.1 Le signal de commande de l'alimentation à découpage.....	89
V.4.2 La tension de référence.....	89
V.4.3 Les signaux de commande du pont.....	90
V.4.4 La tension de sortie du maître.....	90
V.4.5 Courant de charge	91
V.4.6 Le courant de référence	91
Conclusion.....	92
Conclusion générale.....	93
REFERENCE BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE A	

Introduction Générale

L'énergie électrique est l'organe principal dans la révolution technologique. Elle est considérée comme l'élément indispensable lié à la vie moderne. Elle est utilisée sous différentes formes et dans tous les domaines de la vie ; dans l'industrie, la santé, l'agronomie, etc... Pour que cette modernisation continue à faire l'objet de la confiance des grandes sociétés, les équipements électriques et électroniques de ces dernières, qui ont un rôle primordial dans leur avancement, doivent fonctionner indépendamment du temps, de l'endroit ou de toutes autres conditions défavorables à leurs alimentations.

Traditionnellement, des générateurs de secours ont été utilisés pour satisfaire ce besoin, et continuent à être installés dans les hôpitaux, les centres informatiques, les véhicules de secours, les centres de transmission et dans plusieurs administrations et sociétés. Cependant, ces générateurs ont un retard inévitable de plusieurs secondes, entre la mise en marche et l'instant où le générateur commence à fournir de l'énergie, qui représente un dérangement mineur à l'époque. Aujourd'hui, il existe d'autres dispositifs (*les charges critiques*) qui exigent une alimentation non interrompue, par exemple :

- Les systèmes informatiques
- Les systèmes de sécurité
- Les systèmes de communication
- Les appareils médicaux

Comme solution, des onduleurs de puissance ont été développés pour donner une tension sinusoïdale à partir d'une source d'énergie de secours (les batteries par exemple) qui peuvent être déclenchés presque instantanément en cas d'absence de la source d'énergie principale et fournissent une tension alternative non interrompue. Ces onduleurs sont appelés : Alimentation Sans Interruption (ASI) ou en anglais "Uninterruptible Power Supply"(UPS). Les ASI peuvent aussi protéger leurs charges contre des perturbations qui parviennent de leurs alimentations principales. Ces perturbations peuvent être divisées en différentes catégories :

- Tension radiofréquence
- Les pics de tension
- Les harmoniques
- Les pannes

Comme une source de tension alternative, les ASI sont appelés à générer une tension sinusoïdale constante d'un rendement très élevé avec un régime transitoire très court, une bonne stabilité et une fiabilité élevée quelque soit le type de la charge utilisée (inductive ou capacitive, linéaire ou non linéaire).

Dans ces dernières années, les convertisseurs électriques sont largement utilisés, notamment les redresseurs à diode avec un condensateur de filtrage, qui sont considérés comme une charge non linéaire. Ceci exige que nos ASI soient d'une rigidité dynamique considérable avec une faible impédance de sortie. Cette exigence rend l'opération de régulation plus difficile (mais essentielle) pour générer une tension sinusoïdale aux charges non linéaires.

Mais le problème qui se pose, est que ces ASI peuvent aussi tomber en panne, ce qui présente leurs charges à un grand risque qui peut dépasser les systèmes et les appareils aux êtres humains (par exemple en cas des appareils médicaux). Afin d'arriver à une sécurité optimale, les chercheurs ont proposé de mettre ces ASI en parallèle. Cette technique vise à éviter les ruptures d'énergie, même pour des fractions de seconde, tout en mettant les équipements et les personnes à l'abri des graves conséquences (mort d'une personne, perte d'informations importantes, dégâts matériels, etc...). En plus de ce rôle important, nous pouvons aussi toucher le grand intérêt que joue cette technique dans le domaine d'énergie renouvelable. Cette énergie va nous aider à sauvegarder notre futur et créer un environnement sain pour que les générations à venir, ce qui démontre clairement l'importance de cette énergie comme nouvelle source de puissance à l'avenir.

Parmi les multiples sources de l'énergie renouvelable (les éoliennes, les piles à combustible, l'eau,...), on trouve les panneaux solaires. Ils génèrent généralement des basses tensions continues (12V, 24V,...), alors pour qu'ils nous fournissent une puissance alternative importante, des nombreux onduleurs doivent être interconnectés,

Avec le grand intérêt la mise en parallèle des onduleurs qui réside dans la continuité d'approvisionner les appareils alimentés par ces dernières, indépendamment du temps, de l'endroit ou d'autres conditions défavorables qui peuvent affronter ces onduleurs. Dès qu'on parle de la mise en parallèle, on comprend aussi qu'il y a un assemblage d'énergie, donc une augmentation de la puissance du système qui peut être obtenu simplement par l'ajout de modules. La fiabilité, la redondance et la modularité sont également améliorées par cette opération.

La technologie de la mise en parallèle des convertisseurs continues (dc/dc) est apparue depuis deux décennies. Quelques technologies réussies et des produits de nature commerciale ont données des méthodes convenables pour reliés les convertisseurs en parallèle.

Comme alimentation de secours, on trouve que les ASI ont une fiabilité et une redondance très remarquables, ce qui permet à l'opération de la mise en parallèle de donner une solution efficace pour l'amélioration de ces caractéristiques. Ceci a ouvert la porte pour une recherche approfondie sur cette méthode.

La progression de l'électronique de puissance depuis 1981, a laissé des traces positives au niveau des systèmes d'ASI. Cette progression a donné naissance aux plusieurs axes de recherche, soit sur le plan d'amélioration des techniques de commande des ASI, soit sur le plan de leur assemblage. Ceci nous a incité à participer dans ce domaine vital, qui reste peu exploré dans nos travaux de recherches. La compréhension des principes de fonctionnement des ASI, la réalisation d'un prototype commandé par un microcontrôleur et la mise en parallèle de deux ASI (maître et esclave) constituent les grands axes de ce modeste travail.

Ce travail a pour but la réalisation de deux alimentations sans interruption (ASI) et leur mise en parallèle en utilisant la topologie maître/esclave. Cette topologie a l'avantage de répartir rapidement le courant de charge, ce qui permet un réglage instantané du système, et elle n'exige pas un processeur plus rapide comme dans le cas des autres techniques. Cette technique requiert la réalisation d'un ASI principal appelé maître se comportant comme un générateur de tension sinusoïdale, et un ASI secondaire appelé esclave se comportant comme un générateur de courant qui doit fournir le courant imposé par le maître.

Afin d'avoir un travail complet et pratique, au lieu d'utiliser directement une tension continue de 160V pour alimenter le pont, on a commencé par la réalisation d'une alimentation à découpage pour la générer à partir d'une batterie 12V. De cette manière, on peut alimenter une charge indépendamment du réseau et par une ASI et non pas un simple onduleur.

D'après les tensions de sortie, les ASI sont classés en deux grandes catégories : dans la première, la tension de sortie est rapprochée vers une tension sinusoïdale par une série d'échelons, et dans la deuxième la tension est purement sinusoïdale. Cette dernière catégorie est la plus utilisée actuellement.

Pour réaliser notre ASI principale, qui fait partie de la deuxième catégorie, on a utilisé une commande MLI sinusoïdale, avec un filtre LC pour filtrer la tension de sortie dont sa taille est lié directement à la fréquence du MLI.

Pour la régulation, notre choix a été orienté vers un régulateur PI qui est largement utilisé pour ce type d'alimentation de secours, bien que ces performances sont loin d'être idéales pour une charge non linéaire.

Pour réaliser l'ASI secondaire, on a utilisé la même commande MLI sinusoïdale, avec une bobine de lien à la place d'un filtre LC au niveau du maître et un régulateur PI numérique pour réguler le courant.

Après la réalisation des deux ASI, on a testé le bon fonctionnement de chaque ASI séparément, puis on les a mis en parallèles en utilisant la technique maître/esclave. On a vu comment le premier onduleur fait appel au deuxième onduleur pour entrer en oeuvre et comment ils parviennent à partager le courant de charge.

Le travail réalisé est axé autour de cinq chapitres qui sont présentés comme suit :

Le premier chapitre donne le principe de base des onduleurs ASI (l'architecture, la commande,)

Dans le deuxième chapitre nous montrons les différents types d'alimentations sans interruptions.

Le troisième chapitre donne un aperçu sur les différentes techniques de la mise en parallèle des onduleurs.

Le quatrième chapitre est dédiée à la simulation des deux ASI (maître et esclave) séparément et de leur mise en parallèle en utilisant la topologie maître / esclave.

Enfin, le cinquième chapitre est consacré à la réalisation pratique, une présentation des différents modules de maître et ceux de l'esclave et on conclut par la mise en parallèle de ces deux ASI réalisés.

Une conclusion générale en fin de ce travail, retrace les différentes étapes réalisées.

CHAPITRE I

Le principe de base d'un onduleur MLI sinusoïdal

Introduction

Les onduleurs sont largement utilisés dans l'industrie moderne, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs à induction, les alimentations de secours (UPS : Uninterruptible Power Supply), les alimentations embarquées, les chauffages par induction.

Les trois principaux éléments qui constituent un onduleur sont :

- La source de tension continue.
- Le convertisseur **DC/AC**.
- Le filtre **LC**.

Le type d'onduleurs qui nous intéresse dans notre travail, c'est les onduleurs qui fonctionnent en alimentations de secours (ASI).

En générale, ce type d'onduleur est destiné à produire une tension purement sinusoïdale, de fréquence et d'amplitude fixe. La plupart de ce type d'onduleurs modernes sont conçu pour fonctionner au-dessus de la bande de fréquence audible ($\geq 18\text{kHz}$) afin d'abaisser les bruits sonores et aussi pour réduire la taille de filtre. Les harmoniques ont des fréquences bien au-dessus de celle de la fondamentale de la tension de sortie et elles sont filtrables.

Ce chapitre présente une étude théorique des onduleurs monophasés commandés par une MLI sinusoïdale à haute fréquence, leurs topologies, la commande MLI, et le filtrage de la tension de sortie à l'aide d'un filtre LC, ainsi que le modèle linéaire de ce type d'onduleur.

1.1 Définition

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de forme continue, en une énergie de forme alternative. La forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde dont le taux d'harmonique soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée.

1.2 Les alimentations de secours

Les alimentations de secours sont des alimentations qui peuvent remplacer rapidement et automatiquement un réseau principal défaillant ou une coupure d'électricité afin que toute panne ou baisse de tension affectant celui-ci reste sans conséquence pour l'utilisateur. Lorsqu'une anomalie affecte le fonctionnement d'un réseau principal, l'onduleur prend aussitôt la relève et fournit une tension sinusoïdale identique en amplitude et en fréquence à celle qui est appliquée aux bornes de ce réseau. Dans certains cas les coupures d'alimentation même de courte durée ne sont pas admissibles, dans ce cas il faut employer une alimentation permanente de sécurité, une telle alimentation mettant en œuvre un onduleur à fréquence fixe, comportant une batterie qui se charge au moyen d'un redresseur alimenté par le secteur. En cas de défaillance de courte durée du réseau, la batterie peut alimenter l'onduleur et il n'y a aucune répercussion sur le circuit d'utilisation (charge).

Ce type d'alimentation concerne plus particulièrement :

- Les ordinateurs de processus.
- Les ordinateurs d'informatiques.
- Certains équipements de télécommunication.
- Les équipements hospitaliers.

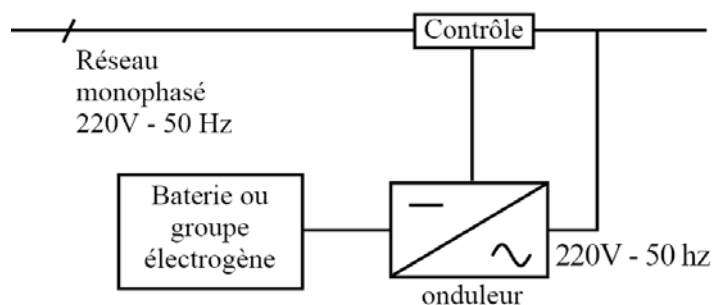


Fig.I.1 : Principe d'une alimentation de secours

1.3 Topologie de l'onduleur d'alimentation de secours

L'onduleur d'alimentation de secours est constitué principalement d'une source de tension continue, d'un onduleur MLI et d'un filtre LC, comme le montre la Figure (I.2) [1]. Comme l'onduleur est le cœur du système, il découpe la tension continue en une série des impulsions PWM selon le signal modulant U_m . Le rôle du filtre LC est de filtrer les composantes de haute fréquence de la tension hachée U_i , R_f représente la résistance de la bobine du filtre (La résistance série est négligée). La source continue doit fournir une tension continue idéale. En ce que concerne la charge, elle peut être résistive, capacitive, ou inductive.

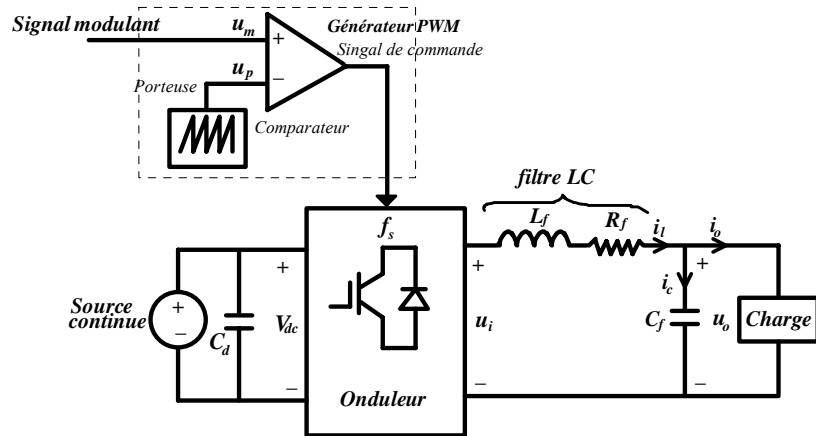


Fig.I.2 : Onduleur MLI sinusoïdal monophasé

Les configurations les plus évidentes et les plus utilisées des onduleurs, présentées dans la figure (I.2) sont celle en demi pont et en pont. On va les présenter dans les deux paragraphes qui suivent.

1.3.1 Onduleur en demi-pont

La figure (I.3) présente l'onduleur en demi-pont. A l'entrée, il y a deux condensateurs en série, de même valeurs, qui partagent la tension d'entrée continue, V_{dc} pour chacune. Des capacités suffisamment grandes devraient être utilisées pour garder la tension du point O constante par apport au point négative N . Les interrupteurs S_1 et S_2 sont commutés de telle manière quand l'un d'entre eux est fermé, l'autre soit ouvert. (Les interrupteurs ne peuvent jamais être fermés simultanément). Dans la pratique, et pour éviter le court circuit de l'entrée continue, ils peuvent être simultanément ouverts pendant un laps de temps très court (le temps mort). Il arrive alors que le courant i_1 ne circule pas à travers les interrupteurs, mais suivant le sens des diodes inverses, c'est pour cette raison, que ce type d'onduleur (la figure I.3) peut fonctionner dans les quatre quadrants et la puissance peut circuler dans les deux directions.

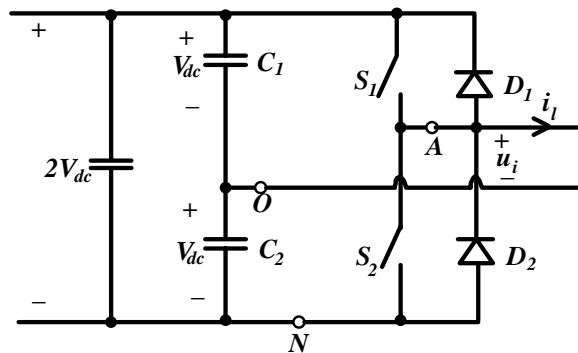


Fig.I.3 : Onduleur en demi-pont

1.3.2 Onduleur en pont

Comme il est présenté dans la figure (I.4), cet onduleur est formé de deux bras, A et B . Donc le nombre des interrupteurs est doublé. Cette structure est la plus utilisée dans les applications de haute puissance. Avec la même tension de sortie, on trouve que l'onduleur en pont utilise la moitié de tension continue que celle de l'onduleur en demi-pont. Ceci implique que pour la même puissance, les tensions appliquées sur les interrupteurs représentent la moitié de ceux d'un onduleur en demi-pont. C'est pourquoi qu'il est préférable d'utiliser des onduleurs en pont pour les applications de haute puissance.

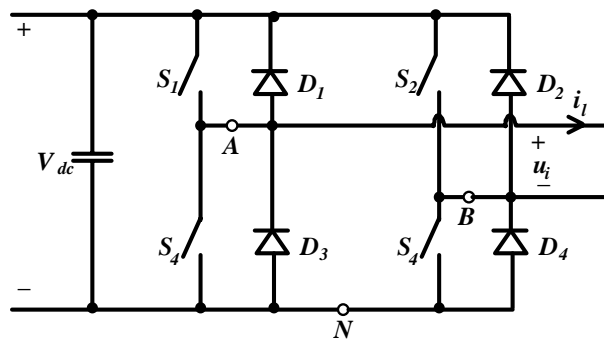


Fig.I.4 : Onduleur en pont

1.4 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend largement de la technique de commande utilisée pour commander les interrupteurs du circuit de puissance. Il existe plusieurs techniques de commande et le choix d'une technique donnée dépend essentiellement du type d'application auquel l'appareil est destiné. Dans notre application nous avons choisi la commande MLI sinusoïdale qui est la plus appropriée et la plus adéquate.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande qui permet de réduire les harmoniques du courant de charge en les repoussant vers les rangs les plus élevés, de faciliter leur filtrage et peut répondre facilement à l'exigence du THD (Total Harmonic Distortion).

1.4.1 Principe de base de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La commande MLI s'obtient par l'intermédiaire d'un comparateur auquel on place deux tensions d'entrées, figure (I .5) [12]:

- L'une en triangle ou en dents de scie U_p de fréquence f_p que l'on appelle la porteuse.

- L'autre est la tension fondamentale dont on désire favoriser le courant correspondant dans la charge (ceci dans le cas d'un onduleur de tension, dans le cas d'un onduleur de courant il faudrait retenir la proposition duale). Elle sera une tension $U_m = f(t)$ sinusoïdale de fréquence f et de pulsation ω .

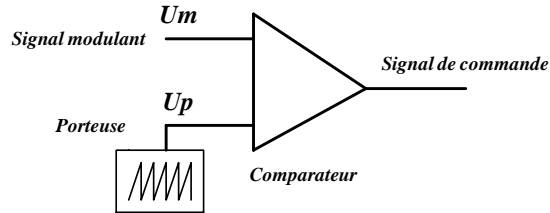


Fig.I.5 : Schéma du principe de l'MLI

La tension de sortie de ce comparateur sera la tension de commande, qui va agir sur l'onduleur afin qu'il produise une tension identique à cette dernière

1.5 Différentes techniques de modulation en MLI

Le principe de base pour la comparaison des deux ondes est d'utiliser un amplificateur fonctionnant en comparateur, le changement d'état du comparateur est obtenu après chaque créneau d'impulsions de largeurs variables.

Pour cela on distingue deux procédés pour l'obtention des ondes modulées :

- Fonctionnement en boucle ouverte.
- Fonctionnement en boucle fermée.

1.5.1 Modulation en boucle ouverte

Le fonctionnement en boucle ouverte est caractérisé deux types de modulations :

- Modulation naturelle.
- Modulation uniforme (régulière).

1.5.1.1 Modulation d'échantillonnage naturelle

Ce mode d'échantillonnage consiste à appliquer le principe général de la commande à modulation de largeur d'impulsion à savoir la comparaison d'un signal de référence (image de la forme de l'onde de sortie) avec un signal triangulaire de fréquence multiple de celle du signal de référence.

L'échantillonnage naturel comporte :

- Un échantillonnage naturel à un seul front, ou l'impulsion modulée est échantillonnée par un seul côté, figure (I.6.a).
- Un échantillonnage naturel à deux fronts, ou l'impulsion modulée est échantillonnée par les deux côtés, figure (I.6.b).

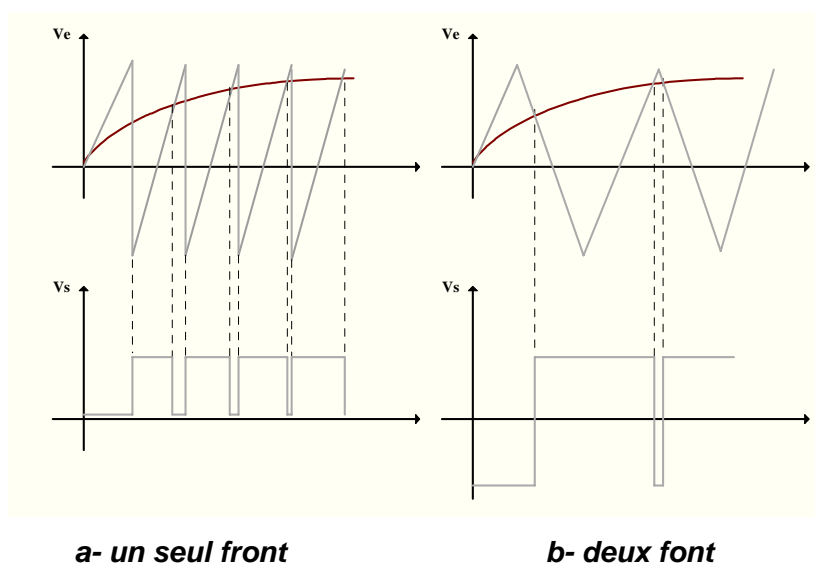


Fig1.6 : Technique d'échantillonnage naturel

1.5.1.2 Modulation d'échantillonnage régulier

La modulation régulière ou uniforme consiste à approximer le signal de modulation par une fonction en escalier synchrone, puis le comparer avec l'onde porteuse (triangulaire). Dans ce mode, l'intervalle entre deux points échantillonnés successifs est constant ainsi que l'amplitude du signal modulé reste constante sur tout l'intervalle.

1.5.2 Modulation en boucle fermée

La modulation en boucle fermée est une méthode basée sur la technique des asservissements. Elle consiste à comparer le signal de sortie et le signal de référence (onde modulatrice).

1.5.3 Commande analogique

Cette technique utilise le principe de comparaison de deux signaux pour déterminer les instants de blocage et d'amorçage des composants de puissance, figure (I.8). Ces deux signaux sont :

- L'onde porteuse : est un signal à haute fréquence, en générale une onde triangulaire.
- L'onde modulatrice : est un signal image de l'onde de sortie recherchée en général une onde sinusoïdale.

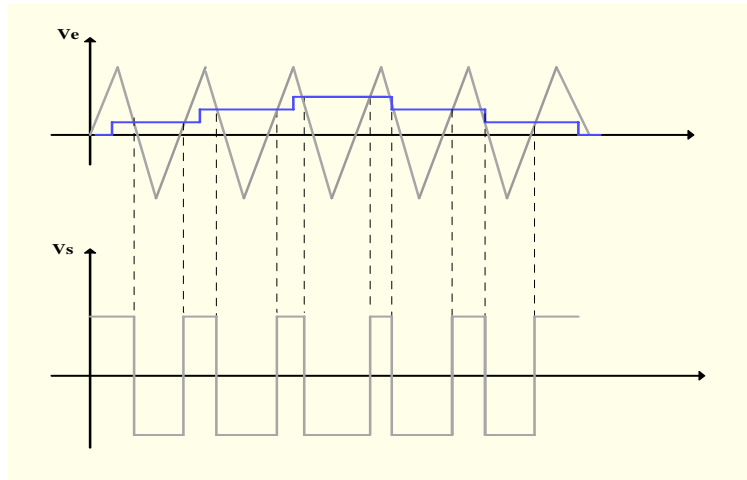


Fig1.7 : Tension de sortie de la modulation régulière

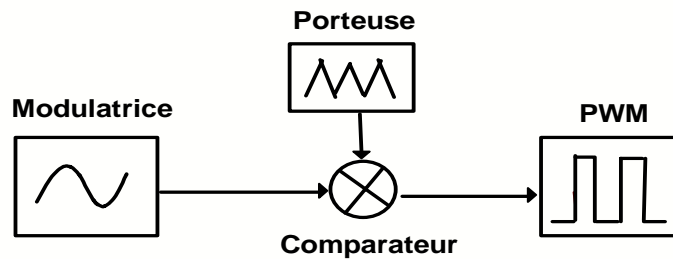


Fig1.8 : Schéma synoptique de la commande analogique

1.5.4 Commande hybrides

Cette technique est basée sur l'emploi des combinaisons de circuits analogiques et digitaux. Le principe de cette dernière est basé sur la comparaison de deux signaux dont l'un sinusoïdale généré par un processeur, et l'autre triangulaire par un circuit analogique.

1.5.5 Les différentes formes de modulation MLI

Un onduleur utilisant la technique de modulation en largeur d'impulsion, peut fournir deux formes de tension à savoir :

- Une tension de type $+V$ et $-V$.
- Une tension de type $+V, 0, -V$.

1.5.5.1 Modulation de type $+V$ et $-V$ (à deux niveaux)

Cette modulation consiste à délivrer une tension de sortie dont l'amplitude varie entre $(+V)$ et $(-V)$ et qui est formée par une succession d'impulsions de largeurs variables.

Chaque paire d'interrupteurs (S_1, S_4 et S_2, S_3) sont commandés simultanément.

La forme de la tension de sortie est représentée sur la figure (I.9). Ce type de tension est caractérisée par un taux de distorsion élevé ce qui engendre des difficultés pour le filtrage.

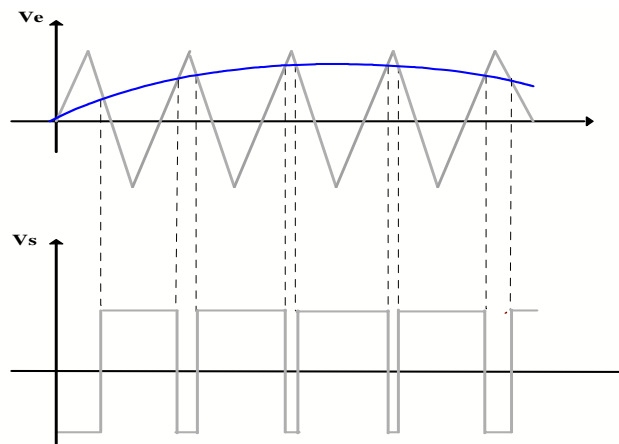


Fig1.9 : *Forme d'onde pour la MLI à deux niveaux*

1.5.5.2 Modulation de type +V, 0, -V (à trois niveaux)

Le principe de cette modulation consiste à assurer l'ouverture et la fermeture d'un seul interrupteur pendant une demi-période à des intervalles de temps variables suivant la loi de modulation.

La tension de sortie est représentée par la figure (I.10). Le taux de distorsion du signal de sortie est inférieur à celui de la modulation précédente, d'où un filtrage plus aisé de la tension de sortie.

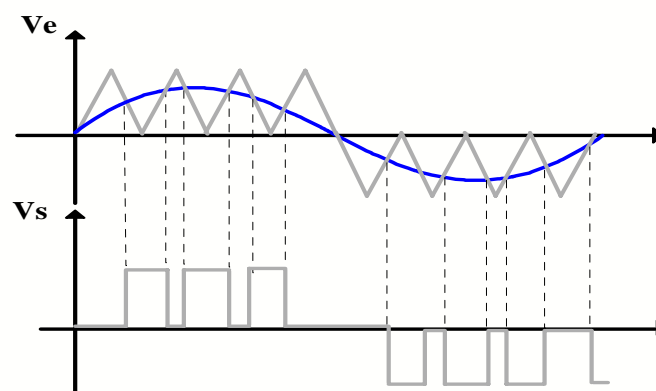


Fig1.10 : *Forme d'onde pour la MLI à trois niveaux*

1.5.6 Paramètres définissant l'onde en MLI

Il y a trois paramètres caractérisant la MLI :

1.5.6.1 Indice de modulation MLI

On appelle l'indice de modulation le rapport de l'amplitude maximale de l'onde modulatrice à celui de l'onde porteuse.

$$MI = \frac{\hat{U}_m}{\hat{U}_p} \quad (I.1)$$

1.5.6.2 Rapport de modulation

Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice.

$$MR = \frac{f_p}{f_m} = \frac{\omega_p}{\omega_m} = \frac{T_m}{T_p} \quad (I.2)$$

En fonction de ce rapport on peut noter que :

- Si **MR** est un nombre entier, le mode de modulation est appelé « **MLI SYNCHRONE** ».
- Si **MR** n'est pas un nombre entier, le mode de modulation est appelé « **MLI ASYNCHRONE** ».

1.5.6.3 Facteur de distorsion

On appelle facteur de distorsion le rapport :

$$\text{Pour la tension : } Q_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (I.3)$$

$$\text{Pour le courant : } Q_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (I.4)$$

Ou I_n et V_n : les amplitudes de courant et de la tension du n^{ieme} harmonique.

I_1 et V_1 : les amplitudes du courant et de la tension du fondamentale.

I.5.7 Analyse de Fourier de la commande PWM

On prend en exemple un signal périodique indiqué par la figure (I.11) qui peut être développé en série de Fourier comme suit :

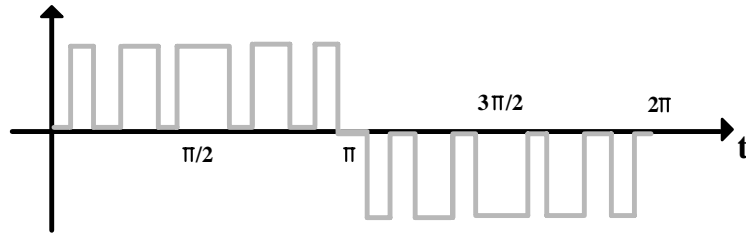


Fig1.11 : Signal de commande MLI pour une période

$$f(\omega t) = \sum_{n=0}^{+\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \tag{I.5}$$

Où :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

On remarque si la fonction reste impaire : $[f(\omega t) = f(-\omega t)]$ on a : $a_n = 0 \quad \forall n$

L'expression (I.5) s'écrit alors :

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\omega t) \tag{I.6}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \tag{I.7}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{1}{\pi} (I_1 + I_2) \tag{I.8}$$

$$I_1 = \int_0^{\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{2m-1}}^{\alpha_{2m}} f(\alpha) \sin(n\alpha) d(\alpha) \tag{I.9}$$

$$I_2 = \int_{\pi}^{2\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha = \int_{\alpha_{2m+1}}^{\alpha_{2m+2}} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{4m-1}}^{\alpha_{4m}} f(\alpha) \sin(n\alpha) d(\alpha) \tag{I.10}$$

Si nous considérons la symétrie par rapport à π nous avons :

$$\alpha_{2m+k} = \pi + \alpha_k \tag{I.11}$$

Considérons la transformation suivant :

$$\beta = \alpha - \pi \Rightarrow \begin{cases} \alpha = \alpha_{2m+k} \Rightarrow \beta = \alpha_k \\ d\beta = d\alpha \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

$$\int_{\alpha_{2m+1}}^{\alpha_{2m+2}} f(\alpha) \sin n\alpha d(\alpha) = E \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin[n(\beta + \pi) d\beta] = E \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\beta) \cos(n\pi) d\beta \quad (\text{I.13})$$

$$= \begin{cases} -E \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\beta) d\beta \text{ pour } n \text{ pair} \\ 0 \text{ pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Expression dans laquelle E représente l'amplitude de l'onde.

Nous avons donc l'équation (I.11) égale à l'équation (I.12).

Or d'après l'expression (I.8) on a :

$$b_n = \frac{1}{\pi} (I_1 + I_2)$$

Soit :

$$b_n = \frac{2E}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(n\alpha) d\alpha \quad (\text{I.15})$$

Si nous considérons en plus une symétrie par rapport à $(\pi/2)$:

$$b_n = \frac{2E}{\pi} \int_0^{\pi/2} \sin(n\alpha) d\alpha \quad (\text{I.16})$$

$$b_n = \frac{4E}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\alpha) d\alpha + \dots + \int_{\alpha_{m-1}}^{\alpha_m} \sin(n\alpha) d\alpha \right]$$

$$b_n = \left[\frac{-4E}{\pi} \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right]_{n \text{ impaire}} \quad (\text{I.17})$$

La série de Fourier s'écrit finalement :

$$f(\alpha) = \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin(n\alpha) \quad (I.18)$$

$$b_n = \left[\frac{-4E}{\pi} \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right]_{n \text{ impaire}}$$

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_m < \frac{\pi}{2}$$

I.6 Le modèle linéaire d'un onduleur sinusoïdal

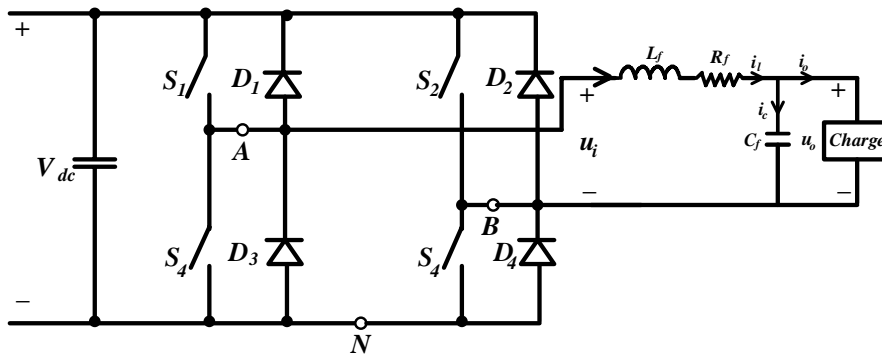


Fig1.12 : Onduleur en pont avec un filtre LC

La figure (I.12) présente un onduleur en pont avec un filtre LC. Supposant que la MLI bipolaire est employé, la tension de sortie u_i sera variée entre $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$, ce qui nous permet d'obtenir la fonction de commutation suivante [1] :

$$S^* = \begin{cases} 1 & u_m > u_p : S_1 \text{ et } S_3 \text{ sont fermés} \\ 0 & u_m < u_p : S_2 \text{ et } S_4 \text{ sont fermés} \end{cases}$$

Donc, la tension de sortie du pont est donnée comme suit :

$$u_i = V_{dc} (2S^* - 1) \quad (I.19)$$

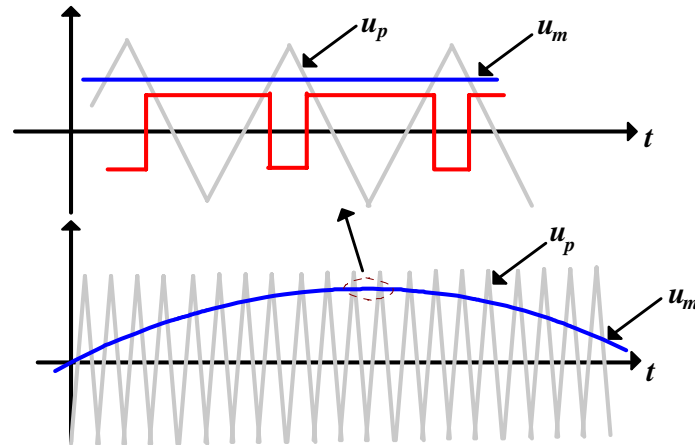


Fig1.13 : MLI sinusoïdale

Supposons que la fréquence de la porteuse f_p est très grande par rapport à la fréquence f_m de la modulante u_m , c'est-à-dire, le rapport de modulation MR est grand (la figure (I.13)) ce qui nous permet de considérer u_m constante sur une période de la porteuse.

Donc, pour $MI \leq 1$ ($\hat{U}_m \leq \hat{U}_p$), la fonction de commutation discontinu S^* peut être remplacée par son rapport cyclique $d(t)$, comme suit

$$d(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{u_m(t)}{u_p} + 1 \right) \quad (\text{I.20})$$

Avec \hat{U}_p est l'amplitude de la porteuse triangulaire.

En remplaçant S^* par (I.20) dans l'équation (I.19), on obtient le modèle moyen continu dans le temps de la MLI sinusoïdale :

$$u_i = V_{dc} \frac{u_m(t)}{\hat{U}_p} = M u_m(t) \quad (\text{I.21})$$

Avec $M = \frac{V_{dc}}{\hat{U}_p}$ est le gain de la modulation. Et donc, l'onduleur en pont de la figure (I.12)

peut être modulé par une source de tension réglable d'un gain égale à M .

Le circuit équivalent de l'onduleur MLI sinusoïdal avec le filtre LC est montré à la figure (I.14)

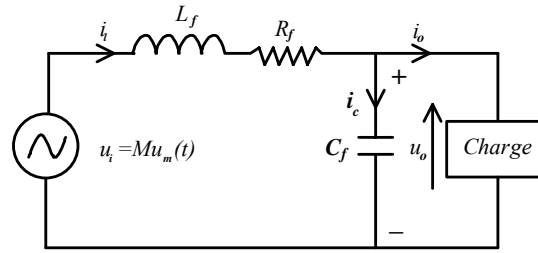


Fig1.14 : Circuit équivalent d'un onduleur MLI sinusoïdal avec un filtre LC

Pour décrire l'onduleur MLI sinusoïdal et trouver le modèle linéaire, on utilise la fonction d'espace d'état, tout en supposant que nous avons une charge purement résistive, représentée par R_L .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_l \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_L C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l \\ u_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u_m \quad (I.22)$$

En appliquant la transformation de Lapalce, on arrive au modèle linéaire représenté par la figure (I .15) [1].

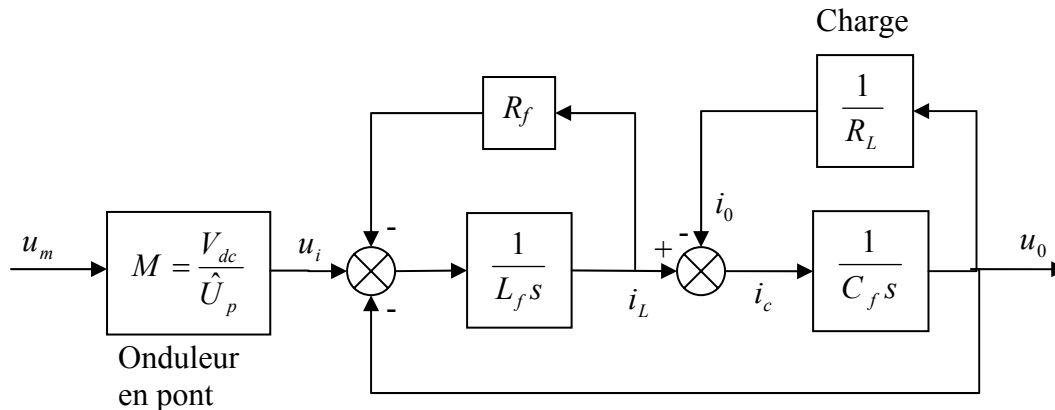


Fig1.15 : Le modèle linéaire d'un onduleur MLI sinusoïdal avec un filtre LC

Si on garde à la sortie de l'onduleur la bobine L_f , et on enlève le condensateur C , nous allons obtenir le montage suivant :

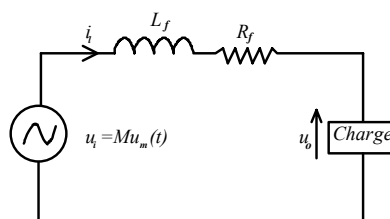


Fig1.16 : Circuit équivalent d'un onduleur MLI avec une bobine de lissage

Avec une charge purement résistive représentée par R_L , et en utilisant la fonction d'espace d'état, on donne le modèle linéaire de l'onduleur MLI avec une bobine de lissage comme suit [25]:

$$\begin{bmatrix} \frac{d(i_l)}{dt} \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ R_L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l \\ u_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{M}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u_m$$

En appliquant la transformation de Lapalce, on arrive au modèle linéaire représenté par la figure (I .17).

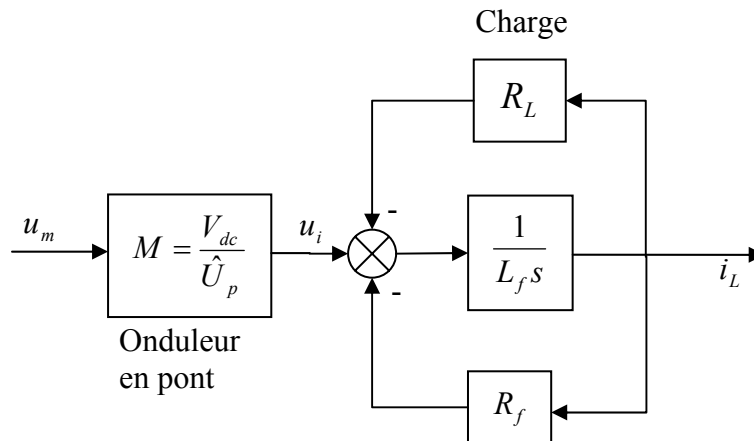


Fig1.17 : Le modèle linéaire d'un onduleur MLI avec une bobine de lissage

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu le principe de base d'un onduleur MLI sinusoïdal. L'étude est faite pour une MLI de haute fréquence, dont la fréquence de la porteuse est très grande par rapport à celle de la modulante. Nous avons aussi présenté les deux topologies de ce type d'onduleur, la commande MLI et le modèle linéaire de l'onduleur en pont, sur lequel portera notre choix dans la réalisation pratique vu ses avantages.

CHAPITRE II

Les alimentations sans interruption

Introduction

Après l'étude du principe de fonctionnement d'un ASI dans le chapitre précédent, le présent chapitre propose une analyse comparative des différents types d'ASI qui existent.

Après leur apparition sur le marché de façon industrielle dans les années 70 pour répondre au besoin d'alimentation électrique continue et de la qualité des gros ordinateurs, les ASI ont ensuite évolué pour s'adapter à la multiplication et à la diversification des charges sensibles, liées à l'explosion des technologies numériques. Cette évolution rapide a conduit à de multiples innovations techniques ainsi qu'à un élargissement des gammes en termes de puissance. Le développement s'est fait à la fois vers les faibles et fortes puissances et conduit à l'apparition de différents types d'ASI.

Les différents ASI sont divisés en trois types : les ASI statiques, rotatifs et hybrides (statiques/rotatifs) [2]. Dans les paragraphes qui suivent, nous allons montrer le principe de fonctionnement et les différentes caractéristiques de chaque type.

II.1 Les ASI statiques

Les ASI statiques sont généralement les plus utilisées. Leurs domaines d'application en faible puissance sont : les micros ordinateurs, les systèmes de télécommunication et les systèmes médicaux. On les trouve parfois aussi, dans les systèmes de moyenne et de forte puissance. Leurs principaux avantages sont :

- Le faible THD (Total Harmonic Distortion).
- Le rendement et la fiabilité sont élevés.

Les problèmes liés à ce type sont :

- Les faibles performances avec les charges non linéaires et non équilibrées et le coût élevé pour une fiabilité très élevée.

Les ASI statiques sont à leurs tours divisées en trois types aussi : on-line, off-line et interactif line.

II.1.1 Les ASI on-line

Dans les années 70, la terminologie d'ASI " on-line " a été couramment utilisée. Elle se réfère à une terminologie comportant principalement : un redresseur/chargeur, une batterie, un onduleur et un contacteur statique (bypass statique) [2] [23].

La figure (II.1) présente le schéma bloc d'un ASI on-line. Le redresseur fournit une tension continue à partir du réseau électrique qui sera utilisée pour alimenter la batterie et l'onduleur. Il doit couvrir les besoins en puissance de la charge et de la batterie aussi.

Comme l'onduleur doit alimenter la charge durant l'existence et aussi bien pendant l'absence de la source de tension alternative, il doit être toujours en marche. Par conséquent, le temps de passage du mode normal au mode autonomie est nul, C'est l'avantage majeur des systèmes d'ASI on-line. Le contacteur statique placé entre le réseau et la charge, bascule automatiquement et sans coupure d'alimentation. De ce fait, il permet de sécuriser l'approvisionnement en énergie dans le cas du défaut et dans le cas où les exigences dépassent les possibilités de l'ASI. Ceci est valable seulement si la tension de la source d'entrée sera en phase avec la tension de la charge. Ceci peut être réalisé facilement par la boucle du verrouillage de phase.

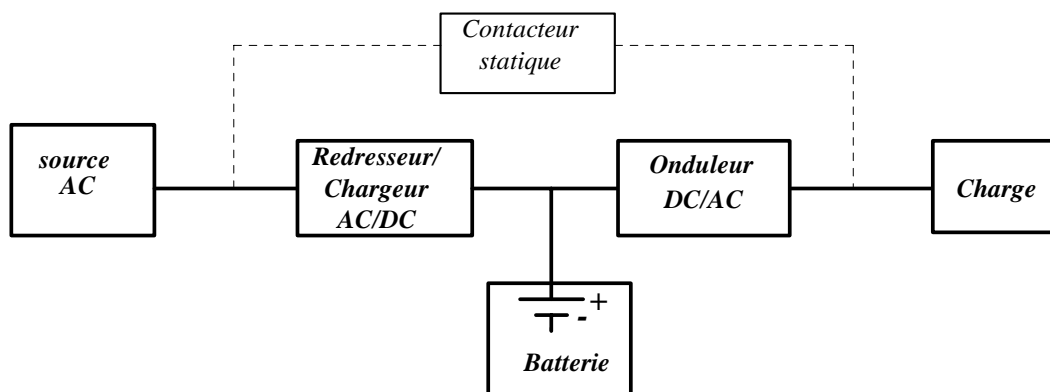


Fig.II.1 : Le schéma bloc d'un système d'ASI on-line

Cette topologie possède trois modes de fonctionnement: le mode normal, le mode autonomie, et mode de déviation.

II.1.1.1 Mode normal

Pendant le mode normal, la charge est alimentée directement via le redresseur et l'onduleur. En fait, une double conversion, AC/DC et DC/AC, aura lieu. Ce qui nous permettra d'avoir une tension bien conditionnée. Le convertisseur AC/DC charge la batterie et

fournit la puissance à la charge via l'onduleur. Pour cette raison, il doit être d'une grande puissance (topologie un peu coûteuse).

II.1.1.2 Mode autonomie

Lorsque la tension alternative du réseau est hors des tolérances spécifiées de l'ASI ou en cas de défaillance du réseau, on passe au deuxième mode, c'est le mode autonomie. L'onduleur et la batterie assurent la permanence de l'alimentation de la charge.

L'ASI continue à fonctionner sur batterie pendant la durée d'autonomie jusqu'à ce que le réseau revienne dans les tolérances spécifiées, ce qui entraîne le retour au mode normal.

II.1.1.3 Mode de déviation

L'ASI fonctionne en mode de déviation (ou mode bypass) dans les cas suivants :

- Défaillance de l'ASI
- Surcharge ou surintensité
- Fin d'autonomie de la batterie

Ce mode donne également l'occasion d'assurer la maintenance.

II.1.1.4 Avantages

Les principaux avantages des ASI on-line sont [24] :

- la possibilité de variation de la tension d'entrée et la régulation précise de la tension de sortie.
- le basculement du mode normal vers le mode autonomie se fait automatiquement (le temps de basculement est nul).
- La possibilité de réglage ou de changement de la fréquence de sortie.

II.1.1.5 Inconvénients

- L'inconvénient principal de cette topologie est le faible facteur de puissance, le THD d'entrée élevé, la faible efficacité et la déformation du courant d'entrée par le redresseur à moins qu'un circuit supplémentaire de la compensation de phase (PFC) soit ajouté (ceci s'ajoute au coût d'ASI).

II.1.1.6 Utilisation

A cause de son faible facteur de puissance d'entrée, l'ASI on-line ne peut pas assez bénéficier de la source alternative. La faible efficacité de cette topologie est liée à la double conversion utilisée dans cette ASI.

Malgré ses inconvénients, l'ASI double conversion est la topologie la plus adéquate du côté performance, conditionnement de puissance et protection de la charge. C'est la raison pour laquelle ils ont une très large application de quelques kVA à quelques MVA.

II.1.1.7 Les topologies d'ASI on-line

Les nombreuses applications de ce type d'ASI apportent une grande diversité dans leur topologie. Chaque topologie essaye de donner une solution aux problèmes trouvés suivant leur application particulière. Cependant, il y a deux principaux types de la topologie double conversion [2] [23] :

- Avec transformateur d'isolement basse fréquence, comme le montre la figure ci-dessous.

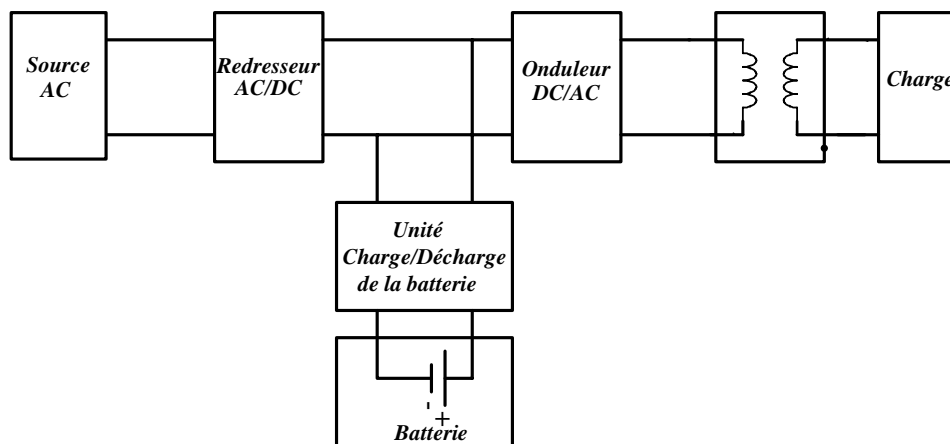


Fig.II.2 : Le schéma bloc d'un système d'ASI on-line avec un transformateur d'isolement basse fréquence

Dans cette configuration, il y a un grand transformateur d'isolement basse fréquence à la sortie. Ce qui conduit à utiliser cette topologie dans des applications de grande puissance (>20kVA), là où la fréquence de commutation est limitée à l'ordre de 2 kHz. En plus de la taille du transformateur d'isolement, l'inconvénient de cette topologie est le bruit acoustique du transformateur aussi bien que le réacteur du filtre de sortie et le faible temps de réponse.

Même si on peut régler le problème du bruit et du filtre tout en augmentant la fréquence de commutation, la taille du transformateur d'isolement reste le principal inconvénient de cette topologie.

Avec l'insertion d'un transformateur d'isolement haute fréquence entre l'étage d'entrée et l'étage de sortie, comme le montre la figure ci-dessous, on peut réduire d'une manière significative le poids et la taille du transformateur. Cela permettra aussi de réduire la taille du filtre de sortie.

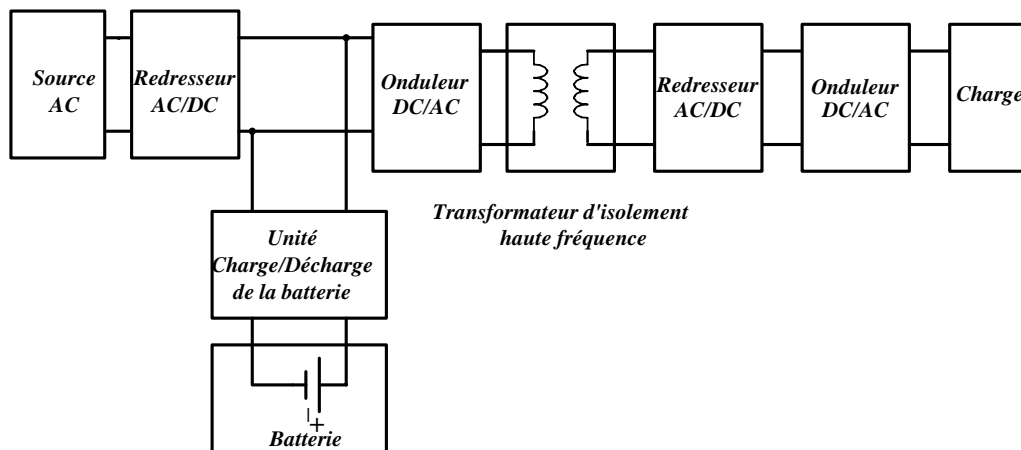


Fig.II.3 : Le schéma bloc d'un système d'ASI on-line avec un transformateur d'isolement haut fréquence

II.1.2 Les ASI off-line

Dans les années 80, avec la diversification des charges et des puissances, sont apparues les ASI " off-line ", par opposition à " on-line ". Cette configuration est également connue comme l'ASI de secours, cette dénomination se réfère à une topologie différente. L'onduleur n'est pas en série avec le réseau, mais en parallèle et en attente passive. La figure (II.4) donne son schéma bloc : il se compose d'un convertisseur AC/DC, d'une batterie, d'un autre convertisseur DC/AC et d'un contacteur statique. En Plus, un filtre peut être utilisé à la sortie de l'ASI ou de l'onduleur pour améliorer la qualité de la tension de sortie. Le contacteur statique est utilisé pour commuter vers le mode normal dans le cas de la présence de réseau. Ce qui conduit à alimenter la charge directement par le réseau sans aucun traitement ou vérification de la tension, la batterie se charge à travers le convertisseur AC/DC. Ce dernier est dimensionné sur une puissance beaucoup plus inférieure que celui d'une ASI on-line. Ceci, va permettre aux systèmes ASI off-line d'être plus bon marché que les systèmes d'ASI on-line.

L'onduleur est relié en parallèle à la charge et reste en attente pendant le mode normal. Il rentre en service seulement quand la puissance délivrée est insuffisante (le réseau est hors tolérance) ou inexistante. Pendant ce mode de fonctionnement, l'alimentation de la charge est assurée par la batterie via l'onduleur durant le temps où la puissance délivrée par le réseau est insuffisante ou jusqu'au retour du réseau. La durée de commutation dépend du temps de réponse de l'onduleur. Le temps de changement de mode est très court, il est assez suffisant pour la plupart des applications telles que les micro-ordinateurs [2].

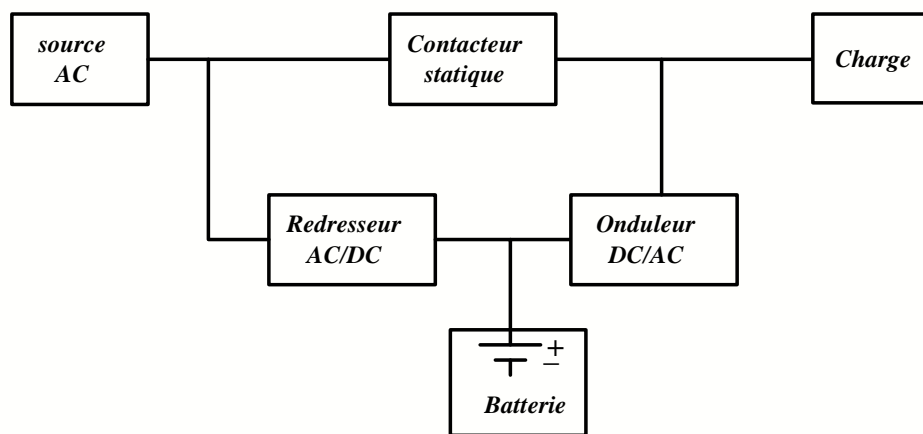


Fig.II.4 : Le schéma bloc d'un système d'ASI off-line

L'ASI off-line possède deux modes de fonctionnement : le mode normal et le mode autonomie

II.1.2.1 Mode normal

Pendant ce mode, la charge est alimentée par le réseau en général via un filtre/conditionneur qui élimine certaines perturbations. Il n'est pas recommandé mais il est souvent introduit pour des conditions particulières de la charge et de la qualité de la source alternative. Lorsque l'onduleur est en arrêt, ce dernier est en parallèle avec le réseau et en attente passive, ceci ne permet pas à une ASI off-line de corriger le facteur de puissance. Cependant, dans ce mode, l'onduleur peut être utilisé comme filtre actif pour réduire le taux d'harmonique ou pour améliorer le facteur de puissance de la charge.

En ce mode, le redresseur (AC/DC) charge la batterie afin de préserver la puissance pour le mode autonomie.

II.1.2.2 Mode autonomie

Les systèmes d'ASI off-line fonctionnent dans le mode autonomie quand la tension alternative du réseau d'entrée est hors de tolérances spécifiées de l'ASI ou en cas de défaillance de ce réseau. L'onduleur et la batterie assurent la permanence de l'alimentation de la charge après un temps de permutation très court (en général <10 ms). L'ASI continue à fonctionner sur la batterie pendant la durée d'autonomie jusqu'à ce que le réseau revienne dans les tolérances spécifiées.

II.1.2.3 Avantages

Les principaux avantages de cette topologie sont [24] [2] :

- Simplicité de conception
- le coût réduit
- la petite taille
- faible encombrement

II.1.2.4 Inconvénients

Les principaux désavantages de ce type d'ASI sont :

- L'absence d'un véritable isolement de la charge par rapport au réseau amont.
- Aucune régulation de la tension de sortie.
- Temps de commutation très long, ce temps est acceptable pour certaines applications, mais incompatibles avec les performances requises par des ensembles plus complexes et sensibles (gros centres informatiques, centres téléphoniques...).
- Pas de régulation de la fréquence de sortie.
- Les mauvaises performances avec les charges non linéaires.

II.1.2.5 Utilisation

Afin de donner un niveau acceptable à cette topologie, nous pouvons ajouter un étage pour la mise en forme de la tension, comme nous l'avons indiqué auparavant et faire un isolement éclectique à l'aide d'un transformateur de trois enroulements (figure (II.5)).

Cette technique est très fiable et avec un coût modéré, mais le transformateur va limiter la puissance de sortie. Et même, l'utilisation d'un transformateur (50/60 Hz) donne un ASI très lourd et moins efficace.

On trouve que cette configuration des systèmes d'ASI résulte d'un compromis entre un niveau acceptable de la protection contre les perturbations et le coût correspondant. Donc les inconvénients exposés font que, pratiquement, ce type d'ASI n'est utilisable qu'avec les faibles puissances (< 2 KVA), et excluent son utilisation en convertisseur de fréquence.

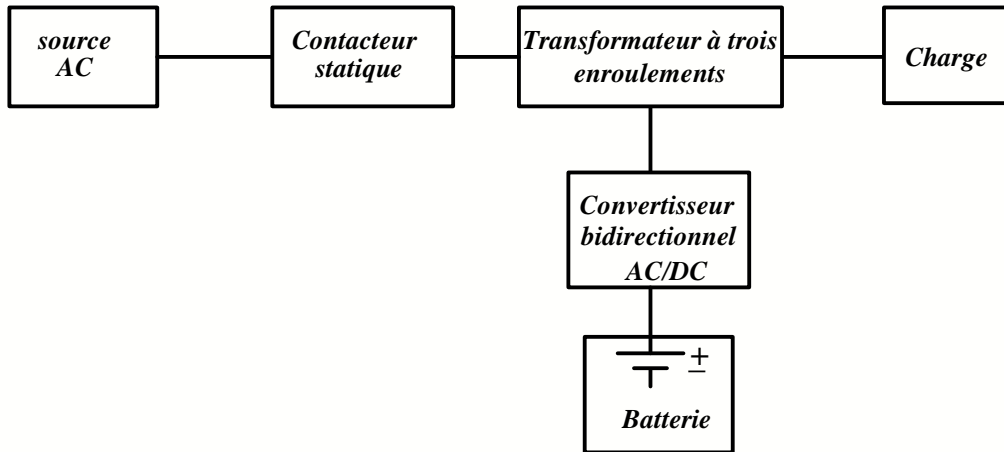


Fig.II.5 : Le schéma bloc d'un système d'ASI off-line utilisant un transformateur d'isolement à trois enroulements

II.1.3 ASI de type " line interactive "

Les systèmes d'ASI line interactive sont apparus dans les années 90. Comme ils sont représentés sur le schéma (II.6), un système d'ASI line interactive se compose d'un contacteur statique, d'une inductance en série, d'un convertisseur bidirectionnel, et d'une batterie [2].

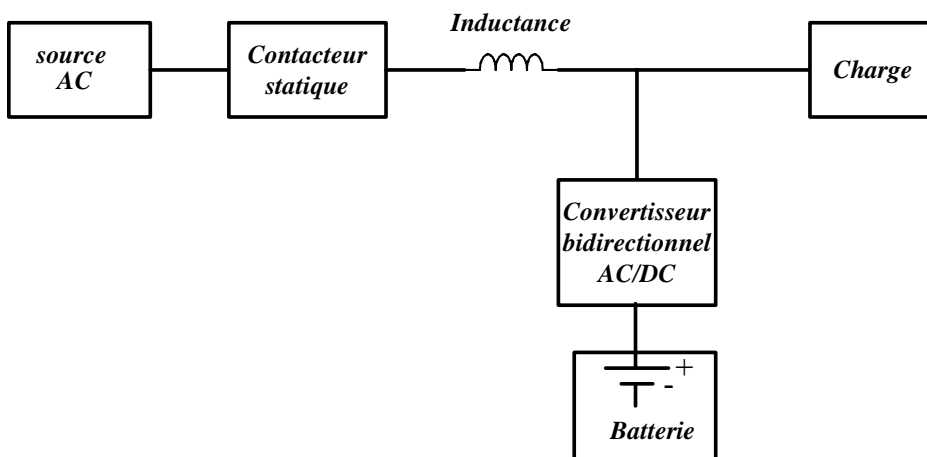


Fig.II.6 : Le schéma bloc d'un système d'ASI line interactive

Un système d'ASI line interactive peut fonctionner soit comme un ASI on-line ou un ASI off-line. Pour un ASI off-line, la présence de l'inductance n'est pas nécessaire. Cependant, la plupart des systèmes d'ASI line interactive fonctionnent en ASI on-line afin d'améliorer le facteur de puissance de la charge ou pour régler la tension de sortie.

La charge est alimentée directement par la tension d'entrée alternative si cette dernière est dans les tolérances spécifiées, dans ce cas là, l'onduleur est en parallèle avec la charge, il charge la batterie et il peut également assurer la puissance réactive exigée pour garder le facteur de puissance près de l'unité ou aussi pour régler la tension de sortie. Comme c'est mentionné un peu plus haut, on utilise cet onduleur pour la commande de puissance seulement dans les systèmes line interactives d'ASI on-line.

Il y a deux modes de fonctionnement pour un ASI line interactive : le mode normal et le mode autonomie.

II.1.3.1 Mode normal

Dans ce premier mode, l'énergie circule de la source alternative vers la charge et l'équation (II.1) nous donne la valeur de cette puissance en fonction δ (l'angle de déphasage entre la tension de source V_s et tension d'onduleur V_i).

$$P = \frac{V_s \times V_i \times \sin \delta}{j\omega L} \quad (II.1)$$

Le convertisseur bi-directionnel joue le rôle d'un chargeur de batterie. Il peut également maintenir la tension de sortie stable, sinusoïdale et améliore le facteur de puissance de la charge avec une commande MLI appropriée. Le courant fourni par la source est lui-même le courant consommé par la charge, donc pas d'harmonique injecté par l'ASI dans le réseau. C'est un avantage très important en comparant l'ASI on-line à double conversion.

II.1.3.2 Mode autonomie

Dans le mode autonomie, le convertisseur bi-directionnel fonctionne comme onduleur et alimente la charge en utilisant la batterie. Le contacteur statique débranche le réseau afin d'empêcher un retour du courant de l'onduleur.

II.1.3.3 Avantages

Les principaux avantages des systèmes d'ASI line interactives sont :

- La simplicité de conception
- La fiabilité élevée
- Le coût réduit en les comparant avec les d'ASI on-line.
- Ils sont également capables d'éliminer les harmoniques du courant d'entrée.

II.1.3.4 Inconvénients

L'inconvénient majeur est le manque d'isolement efficace de la charge par rapport au réseau, l'utilisation du transformateur à la sortie peut régler ce problème, mais cela augmente le coût, la taille, et le poids de l'ASI. Dans le mode normal, l'onduleur n'est pas relié en série à la charge, le réseau alimente la charge directement, à cet effet, on n'a pas la possibilité de régler la fréquence de la tension de sortie.

II.2 ASI rotative

Un système d'ASI rotative est montré sur le schéma (II.8). Il se compose d'un moteur à courant alternatif, d'une machine à courant continue, d'un générateur, et d'une batterie. Les machines électriques sont couplées mécaniquement. Cette topologie possède aussi deux modes de fonctionnement: mode normal et mode autonomie [2].

II.2.1 Mode normal

Pendant ce mode, le réseau d'entrée alimente le moteur à courant alternatif qui fait tourner la machine à courant continue. Cette dernière conduit le générateur qui va générer une tension alternative pour alimenter la charge.

II.2.2 Mode autonomie

Dans ce mode, c'est la batterie qui alimente directement la machine à courant continue. Pendant son fonctionnement, elle fait tourner le générateur afin de générer une tension alternative qui va alimenter la charge.

II.2.3 Avantages

Les systèmes d'ASI rotative ont beaucoup d'avantages ce qui les rendent largement utilisés dans des applications de forte puissance, parmi ces avantages on peut citer [23] [2]:

- Un système d'ASI rotative peut supporter la surcharge du régime transitoire qui peut atteindre 300-600% de la charge. Cependant, pour un système d'ASI statique la surcharge pendant le régime transitoire ne peut pas dépasser 150% de la charge.
- Les bonnes performances d'un système d'ASI rotative avec la charge non-linéaire à cause de la faible impédance de sortie. Le rendement est généralement ($> 85\%$).

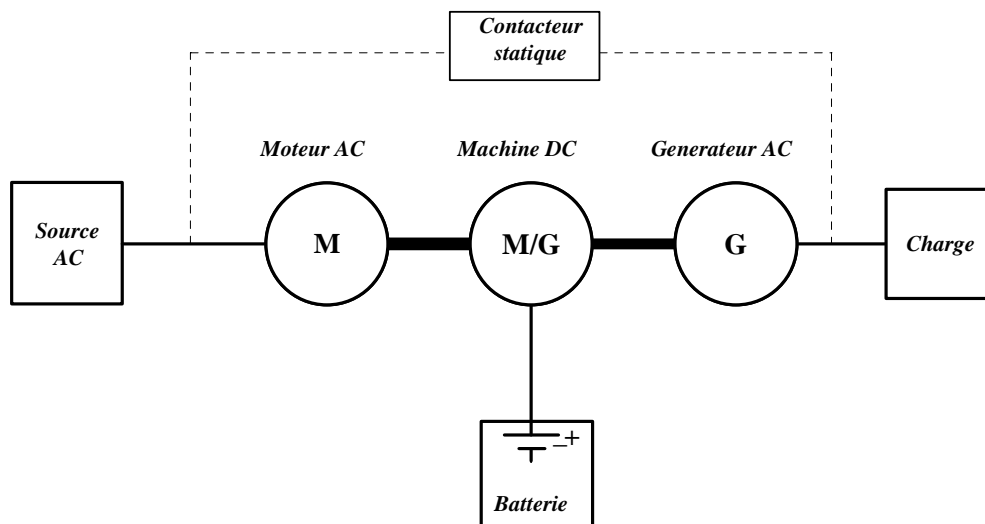


Fig.II.7 : Le schéma bloc d'un système d'ASI Rotative

II.2.4 Inconvénients

Même que ces systèmes d'ASI sont plus fiables que les systèmes d'ASI statiques, ils ont les inconvénients suivants :

- Ils sont volumineux
- Ils sont très lourds
- Ils exigent un bon entretien.

II.3 L'ASI hybride (statique/rotative)

Les systèmes d'ASI hybride (statique/rotative) combinent les principales caractéristiques des systèmes d'ASI statique et rotative. Ils ont une faible impédance de sortie, une fiabilité

élevée, une fréquence bien stable, et un faible coût d'entretien. Et tout cela à cause de l'absence du contacteur mécanique. Comme le montre le schéma (II.8), un ASI hybride se compose d'un convertisseur bi-directionnel AC/DC, d'un moteur à courant alternatif, d'un générateur, d'une batterie et d'un contacteur statique [2].

Pendant le mode de fonctionnement normal, le moteur à courant alternatif est alimenté par le réseau d'entrée, et fait tourner le générateur qui va alimenter la charge. Pour le convertisseur bidirectionnel, qui se comporte comme redresseur, il charge la batterie.

Pendant le mode autonomie, l'onduleur alimente le générateur de la batterie à travers le moteur à courant alternatif. En fait, le convertisseur bidirectionnel, qui se comporte comme onduleur conduit le moteur à courant alternatif. Quand un défaut de fonctionnement interne se produit, le contacteur statique (déviation) est mis en marche et la charge sera alimentée directement à partir du réseau. Cependant, quand la tension de réseau et la tension de sortie ne sont pas synchronisées, la transition ne se fait pas librement.

Les principaux avantages de cette ASI sont la faible impédance de sortie, le très petit THD avec les charges non linéaires, la fiabilité plus élevée, et le meilleur isolement. Les systèmes d'ASI hybrides sont habituellement employés dans les applications de puissance très élevée (plusieurs centaines de kVA).

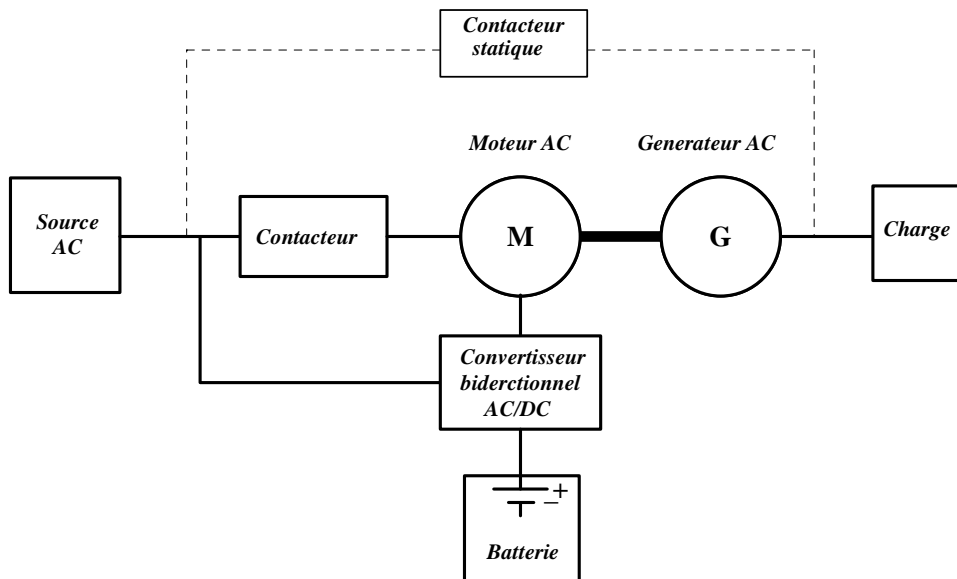


Fig.II.8 : Le schéma bloc d'un système d'ASI hybride (Statique /Rotative)

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre les différentes topologies d'ASI. Le principe de fonctionnement de chaque type a été discuté sans oublier de donner les modes le fonctionnement de chaque type, et les exigences de basculement entre eux. Les avantages et les inconvénients de chaque topologie sont donnés afin de bien connaître ces systèmes. On a terminé la présentation de chaque type en donnant leur domaine d'application et la plage de leur puissance.

Chapitre III

Les différentes topologies de la mise en parallèle des onduleurs

Introduction :

Etant donné que notre but est de relier deux onduleurs en parallèle, il est indispensable de savoir quelles sont les différentes stratégies de la mise en parallèle qui existent, ainsi que leurs différences, leurs avantages et leurs inconvénients.

Les topologies de la mise en parallèle des onduleurs ont été classées en quatre méthodes différentes [4] :

1. Méthode de partage du courant instantané avec maître/esclave contrôle
2. Méthode de différence de la moyenne des puissances active/réactive
3. Méthode d'abaissement de fréquence et d'amplitude.
4. Méthode d'injection du signal pour partager le courant harmonique et réactive.

Chaque méthode sera présentée avec ses avantages et ses inconvénients

III.1 Méthode de partage du courant instantané avec Maître/Esclave Contrôle

Le principe de cette technique est de partager la puissance demandée par la charge. Pour cette raison, on doit avoir le courant demandé par la charge, afin que les onduleurs en parallèle puissent partager ce courant demandé équitablement entre eux [4].

Dans cette technique, un des onduleurs agit en tant que maître qui a la responsabilité de générer la tension souhaité, tandis que les autres onduleurs agissent en tant qu'esclaves, qui ont le rôle d'assurer la génération du courant demandé par la charge. A cet effet, il y a un signal de retour qui précise à chaque instant et à chaque esclave, le courant qu'il doit être fournit.

Figure (III.1) présente le schéma fonctionnel de cette technique. Chaque unité se compose d'un onduleur MLI avec un filtre LC et un transformateur. Chaque onduleur a deux boucles de régulation, une boucle externe pour régler la tension du condensateur à l'aide d'un contrôleur de tension présenté par le bloc CT, et une boucle interne qui permet de régler le courant à travers le contrôleur de courant CC.

La première unité agit en tant que contrôleur principal. Elle a la responsabilité d'établir la tension de charge basée sur une tension de référence. Dans des applications typiques d'alimentation sans interruption (ASI), la tension de référence peut être, soit une tension synchronisée à une tension alternative externe, ou à un signal d'oscillateur interne.

Le maître a aussi une boucle externe pour la commande de la tension efficace qui permet de régler la tension de charge. Le courant de sortie du maître est distribué aux autres unités qui agissent en tant qu'esclaves.

Chacun des esclaves essaye de régler son courant de sortie pour assortir le courant de charge. Ceci est rendu possible par l'inclusion d'une boucle de courant externe pour chacune des unités esclaves.

Comme il est montré dans la figure (III.1), il faut que la même tension de référence doit être fournie à tous les onduleurs afin qu'ils puissent générer une tension synchronisée à ses sorties. Ceci signifie que chaque onduleur doit être équipé d'une boucle à verrouillage de phase pour la synchronisation de ce signal de référence. Cette condition est éliminée avec une autre méthode exige que les onduleurs MLI esclaves soient agir comme sources de courant au lieu d'agir comme sources de tension. La figure (III.2) montre le schéma fonctionnel modifié pour commander la répartition de la charge.

On remarque que le maître est un onduleur de tension avec une boucle de réglage de tension.

Pour mesurer le courant de charge, on utilise un autre bloc, appelé le centre de distribution parallèle qui envoie à chaque esclave sa portion du courant de charge suivant sa capacité. Chaque unité esclave contrôle son courant de sortie suivant le courant envoyé par le centre de distribution parallèle.

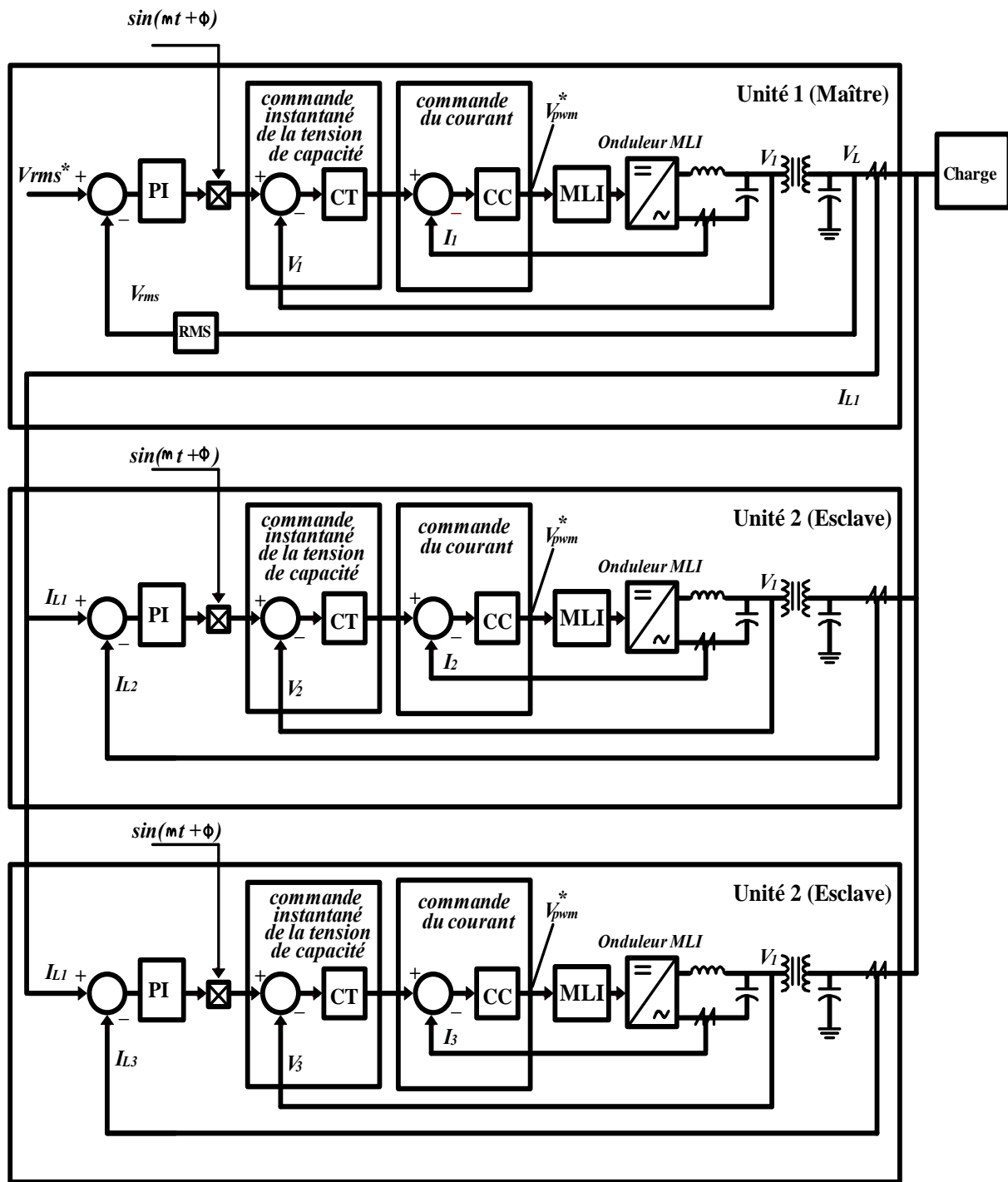


Fig.III.1 : Le schéma fonctionnel de la méthode maître /esclave (type 1)

L'avantage de cette technique est la répartition rapide du courant de charge, ce qui permet un réglage instantané du système. Cependant, l'exigence d'une unité maîtresse représente l'inconvénient majeur de cette méthode. L'apparition d'une panne au niveau de cette dernière conduit à un hors service et on risquera la destruction partielle ou totale du système.

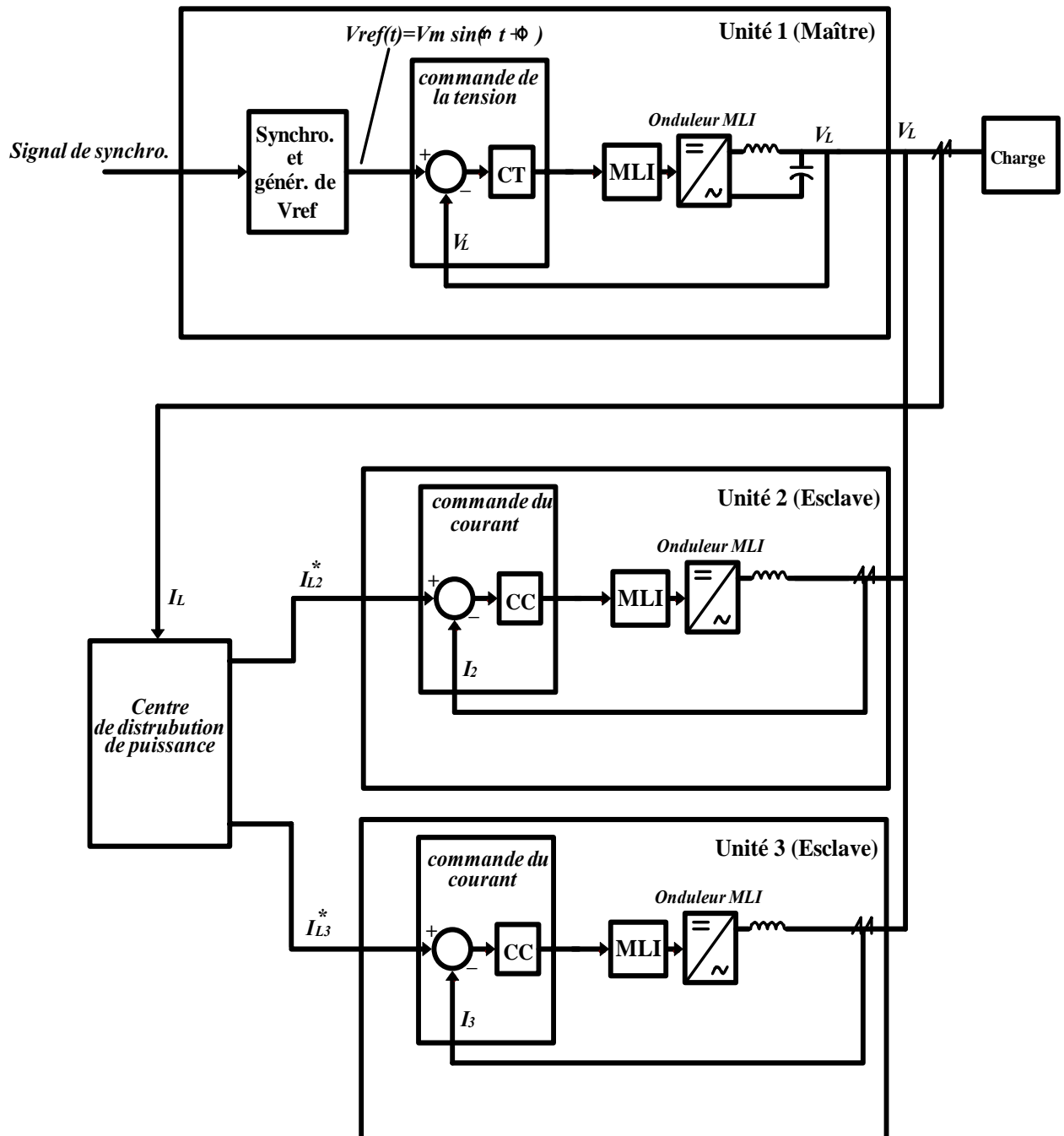


Fig.III.2 : Le schéma fonctionnel de la méthode maître /esclave (type 2)

III.2 La méthode de la différence de la moyenne des puissances active/réactive

Cette technique est basée sur la théorie de flux des puissances dans un système alternatif. Le flux des puissances *actif* (P) et *réactive* (Q) entre deux sources peut être commandé en ajustant l'angle de la puissance et les amplitudes des tensions. Il est montré que le flux de puissance actif P est principalement commandé par l'angle de déphasage de la puissance, tandis que la puissance réactive Q est principalement commandée par les amplitudes des tensions [4].

La figure (III.3) montre deux onduleurs représentés par deux sources de tension connectées à une charge à travers des impédances de ligne modélisés par deux inductances L_1 et L_2 pour simplifier l'analyse du système.

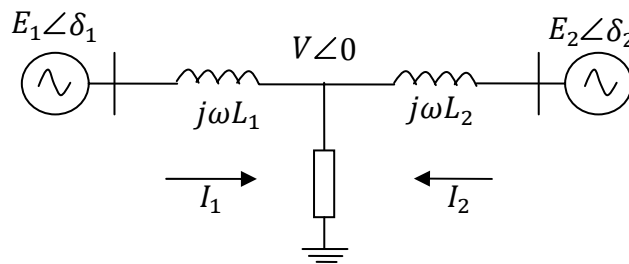


Fig.III.3 : Deux sources connectées à une charge

La puissance apparente du premier onduleur est donnée par la relation suivante :

$$S_1 = P_1 + jQ_1 = V.I_1^* \quad (3.1)$$

Tel que I_1^* est le conjugué du courant complexe du premier onduleur, il est donné par :

$$I_1^* = \left[\frac{E_1 \cos \delta_1 + jE_1 \sin \delta_1 - V}{j\omega L_1} \right]^* \quad (3.2)$$

$$\text{Donc } S_1 = V \left[\frac{E_1 \cos \delta_1 + jE_1 \sin \delta_1 - V}{j\omega L_1} \right]^* \quad (3.3)$$

A partir de cette dernière relation, les puissances actives et réactives qui circulent dans le premier onduleur sont données par :

$$P_1 = \frac{VE_1}{\omega L_1} \sin \delta_1 \quad (3.4)$$

$$Q_1 = \frac{VE_1 \cos \delta_1 - V^2}{\omega L_1} \quad (3.5)$$

De la même façon, on aura les puissances de deuxième onduleur

$$P_2 = \frac{VE_2}{\omega L_2} \sin \delta_2 \quad (3.6)$$

$$Q_2 = \frac{VE_2 \cos \delta_2 - V^2}{\omega L_2} \quad (3.7)$$

Les équations (3.4) au (3.7), montrent que si δ_1 et δ_2 sont petits, le flux de puissance active est fortement influencé par les angles de puissance δ_1 et δ_2 . Tandis que le flux de puissance réactive dépend principalement des tensions E_1 et E_2 . Ceci signifie que jusqu'à un certain degré, le flux de puissance actif et réactif peut être commandé indépendamment, et la commande de la fréquence va permettre directement la commande des angles de puissance, et réciproquement, la commande de la puissance active se fait par la commande de la fréquence.

La figure (III.4) présente le schéma fonctionnel de la technique des puissances pour deux onduleurs en parallèle.

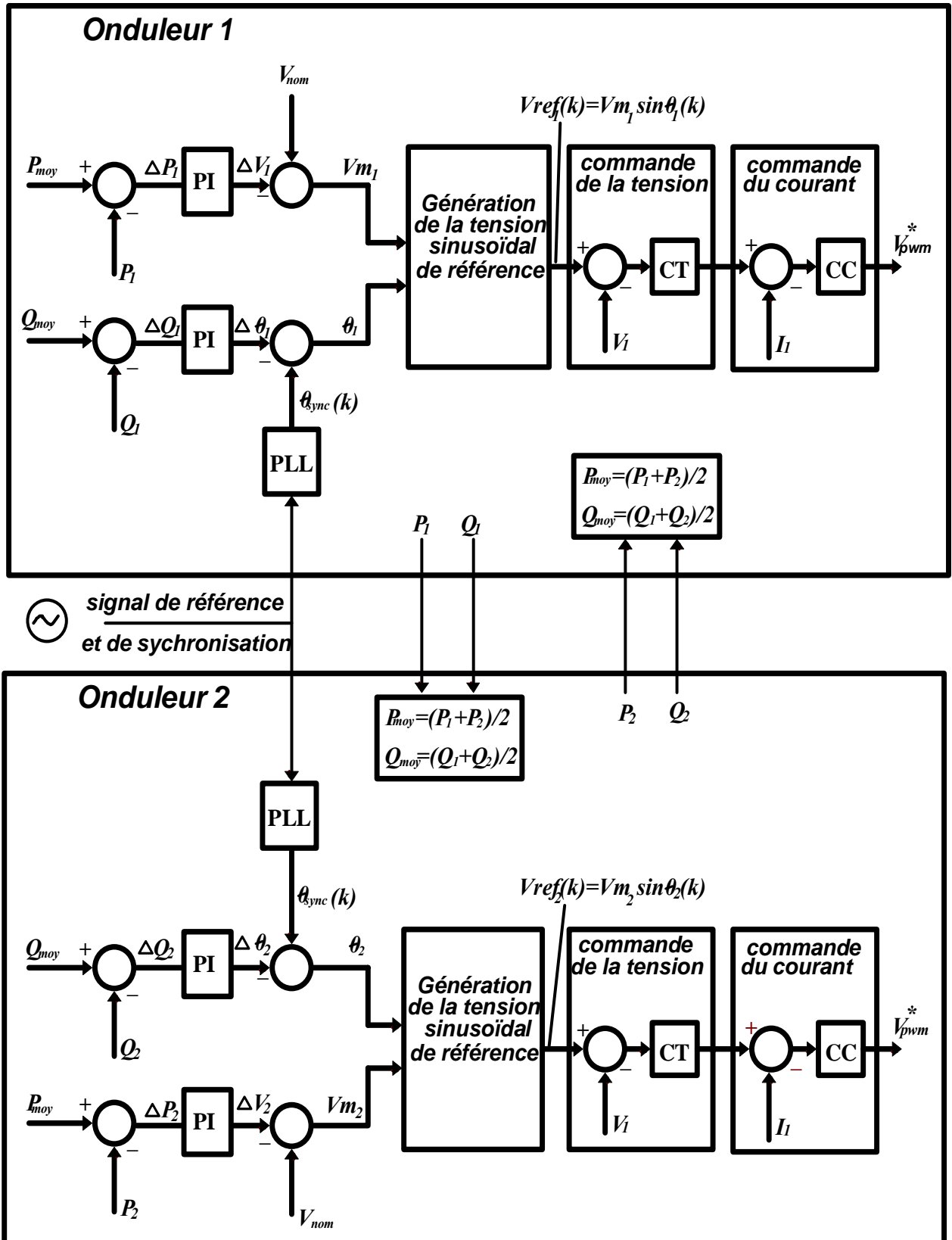


Fig.III.4 : la différence de la moyenne des puissances active/réactive

Chaque onduleur commande ses portions de puissance active et réactive pour partager la puissance moyenne correspondante en modifiant sa tension de référence interne.

Afin que chaque onduleur sache sa puissance moyenne, il faut que les onduleurs communiquent entre eux à travers les puissances actives et réactives. Pour ce faire, Il y a une méthode basée sur la décomposition du courant de charge de chaque ASI à ses composants actifs et réactifs pour calculer les deux puissances.

Comme le montre la figure (III.4), l'erreur en puissance active et réactive est obtenu en faisant la différence entre la puissance moyenne et la puissance fournie, tel que, l'erreur en puissance active exprime l'erreur en amplitude et celui de la réactive exprime celui de la phase. Un régulateur PI est utilisé pour forcer les puissances fournies d'être égales aux puissances moyennes

La figure montre aussi que la puissance active affecte l'amplitude de la tension de référence, alors que la puissance réactive affecte la phase ou la fréquence. Et chaque onduleur règle sa tension par rapport à la tension de référence variable.

Il faut noter que cette technique n'exige aucune unité d'agir en tant que maître ou esclave, ce qui évite l'échec du système.

Afin d'atteindre un contrôle efficace de la répartition des puissances active et réactive, il faut faire la mise à jour de commande à chaque cycle. Par conséquent, la liaison entre les unités doit être faite de manière digitale pour réaliser une meilleure immunité au bruit.

L'un des inconvénients de cette technique est le fait que la commande de la puissance moyenne concerne seulement la composante fondamentale du courant de charge. Il ne partage pas les harmoniques du courant de charge. Donc, dans le cas d'une charge non linéaire, les pertes sont augmentées à cause des fluctuations des courants d'harmonique qui circulent entre les onduleurs.

Un autre inconvénient de cette méthode est qu'elle exige la liaison entre les onduleurs pour la synchronisation et le partage d'information sur les puissances.

III.3 La méthode d'abaissement de fréquence et de amplitude

Cette technique est basée sur le même principe utilisé dans un système électrique de plusieurs générateurs. Les générateurs partagent la charge du système en comparant l'abaissement de la fréquence de chaque générateur en fonction de la puissance active P fournie par le générateur concerné. Ce qui permet à chaque générateur de prendre en charge les changements de la charge totale en se basant sur les caractéristiques de l'abaissement de la

fréquence, et utilise la fréquence du système comme liaison pour communiquer entre les systèmes de commande de générateur [4].

De la même façon, la comparaison de l'abaissement de l'amplitude de la tension V en fonction de la puissance réactive Q est employée pour assurer le partage de la puissance réactive.

Dans cette technique, les caractéristiques de la comparaison de l'abaissement entre P - f et Q - V de chaque onduleur en parallèle i peut être décrit par :

$$f_i = f_0 - m_i(P_{0i} - P_i) \quad (3.8)$$

$$V_i = V_0 - n_i(Q_{0i} - Q_i) \quad (3.9)$$

Tel que f_i et V_i sont la tension et la fréquence de l'onduleur i , et f_0 et V_0 représentent les valeurs nominales de la fréquence et de l'amplitude de la tension du système, et m_i et n_i sont les coefficients de comparaison.

La figure (III.5) donne le schéma fonctionnel de la technique de calcul des coefficients d'abaissement et la figure (III.6) montre les caractéristiques de la comparaison de cette méthode.

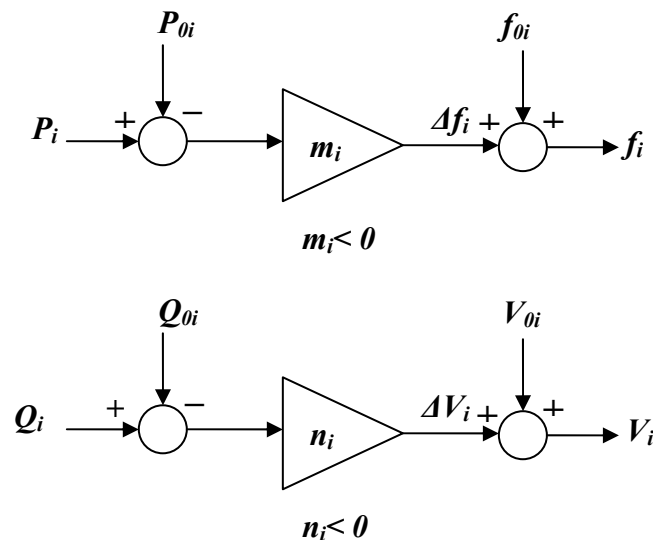


Fig.III.5: la technique de la comparaison de l'abaissement de l'amplitude et de la fréquence

La proportion de la charge partagée par chaque onduleur peut être ajustée en fonction de sa puissance apparente par le choix du coefficient d'abaissement comme suit:

$$m_1 \cdot S_1 = m_2 \cdot S_2 = \dots = m_n \cdot S_n \quad (3.10)$$

$$n_1 \cdot S_1 = n_2 \cdot S_2 = \dots = n_n \cdot S_n \quad (3.11)$$

Les deux graphes de la figure (III.6) montrent la technique de calcul des coefficients d'abaissement des puissances active et réactive de deux onduleurs.

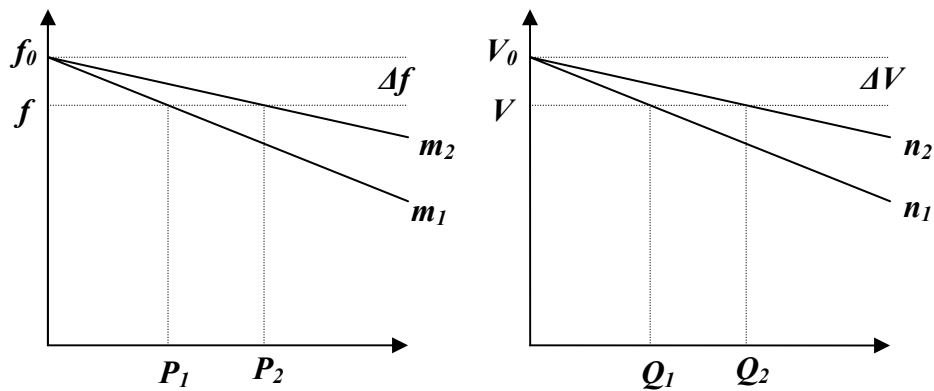


Fig.III.6 : les coefficients d'abaissement

L'avantage de la méthode d'abaissement est qu'elle n'exige pas des signaux de communication entre les onduleurs en parallèle, ce qui augmente la fiabilité du système. Cependant, à cause de coefficients d'abaissement, la chute de la fréquence et de l'amplitude de la tension du système obligera chaque unité de fonctionner avec une nouvelle fréquence plus basse et une tension différente de la valeur nominale. Il faut noter également que cette technique possède le même inconvénient de la technique précédente, de ce fait, elle donne des résultats satisfaisants pour les charges linéaires, puisqu'elle ne partage pas les harmoniques générés par les charges non linéaires.

Un autre inconvénient de cette méthode est le manque de robustesse lors de la mesure de l'erreur de tension. Une erreur dans le signal de retour de tension ou de courant peut de manière significative affectée le partage de puissance.

III.4 La méthode d'injection de signal pour partager la puissance réactive et l'harmonique de courant

Cette méthode d'injection de signal permet de partager la puissance réactive et l'harmonique de courant des onduleurs en parallèle. Avec cette méthode, deux signaux de fréquences différentes de celle du fondamental sont injectés dans la tension fondamentale de référence. L'un des ces signaux est utilisé pour commander le partage de puissance réactive et l'autre est employé pour le partage des harmoniques. En plus d'un signal fondamental dont l'abaissement de leur fréquence et amplitude sont utilisés pour le partage du fondamental de la puissance active [4].

Ceci implique que la tension de référence s'écrit comme suit :

$$v_{ref} = \sqrt{2} \left(V \cos \omega t + V_{h1} \cos \omega_q t + V_{h2} \cos \omega_d t \right) \quad (3.12)$$

Tel que (V, ω) sont la tension et la fréquence du fondamentale, (V_{h1}, ω_q) sont la tension et la fréquence du signal injecté pour partager la puissance réactive Q , et (V_{h2}, ω_d) sont la tension et la fréquence du signal injecté pour partager la puissance de déformation D .

V_{h1} et V_{h2} sont fixes, alors que ω_q et ω_d sont variables afin de partager la puissance réactive et la puissance de déformation.

Pour partager la puissance réactive, l'abaissement de la fréquence du signal (V_{h1}, ω_q) est donné comme suit :

$$\omega_q = \omega_{q0} - BQ \quad (3.13)$$

En outre, la puissance active minimale à la fréquence ω_q du signal injecté (p_q) est mesurée et utilisée pour calculer le coefficient d'abaissement de la tension fondamentale V comme suit :

$$V = V_0 - D_v p_q \quad (3.14)$$

De la même façon, pour partager la puissance de déformation, on calcule l'abaissement de la fréquence du deuxième signal injecté en utilisant le signal de déformation D .

$$\omega_d = \omega_{d0} - C.D \quad (3.15)$$

Tel que D est calculé en utilisant la puissance apparente S , la puissance active P , et la puissance réactive Q comme suit :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (3.16)$$

Dans le cas de la puissance de déformation, la faible puissance active à la fréquence ω_d du signal injecté (p_d) est mesurée et utilisé pour calculer le coefficient d'abaissement de la largeur de bande du signal de commande, comme le montre l'équation suivante :

$$BW = BW_0 - D_{bw}P_d \quad (3.17)$$

La figure (III.7) montre le diagramme fonctionnel de la méthode d'injection de signal.

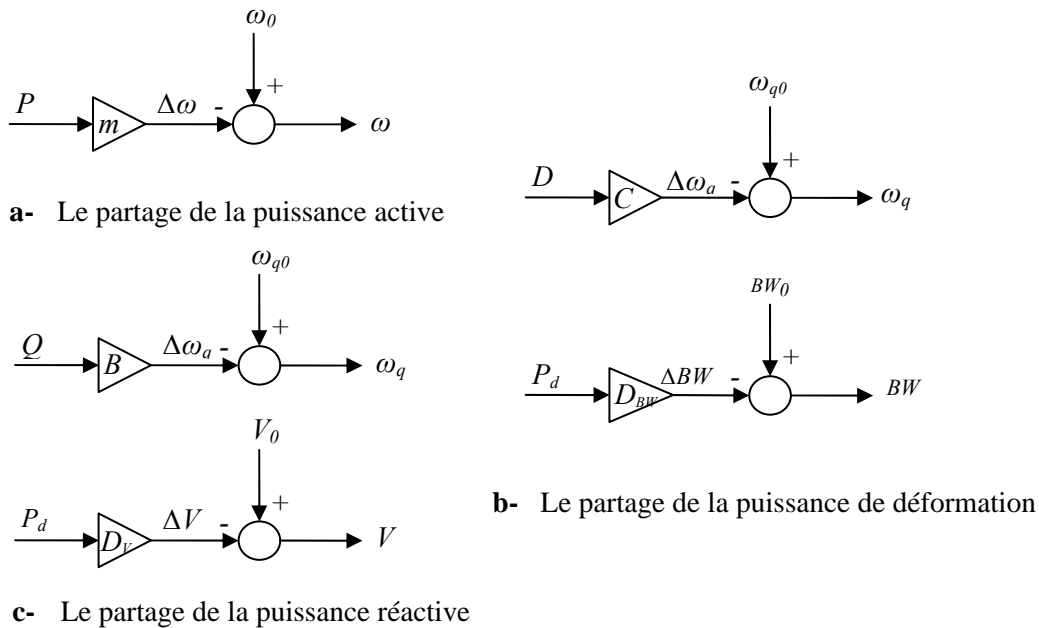


Fig III.7 : Partage de puissance en utilisant la méthode d'injection de signal

L'importance de la méthode d'injection de signal réside dans le fait qu'elle permet le partage de la puissance de déformation en plus du partage des puissances active et réactive. En outre, Elle n'exige pas la connexion entre les onduleurs pour réaliser le partage des puissances.

L'un des inconvénients de cette méthode est que les signaux injectés diminuent la fidélité de la forme d'onde des tensions de sortie. C'est indésirable pour les ASI de très bon rendement où le THD de la tension de sortie spécifique pour être moins de 5%.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons tenté de présenter une étude non exhaustive sur les topologies ou les méthodes de la mise en parallèle existantes. Un bref rappel du principe de chaque méthode a été donné. Les avantages et les inconvénients de chaque technique ont été aussi rappelés, dont l'efficacité de la technique réside dans la manière de commutation entre les unités, son temps de réponse en partageant le courant de charge et leur comportement avec les charges non linéaires.

CHAPITRE IV

Simulation de la mise en parallèle des onduleurs

Introduction

Ce chapitre sera consacré à la simulation de notre projet, et qui est effectuée par SIMULINK MATLAB de MathWorks. On va commencer par la simulation du maître puis de l'esclave et on terminera par la mise en parallèle des deux onduleurs avec la l'interprétation des résultats trouvés.

IV.1 L'onduleur maître

Nous avons vu la structure générale d'une alimentation de secours en premier chapitre, elle est composé d'un onduleur MLI sinusoïdal et d'un filtre passe bas (le filtre LC), le modèle linéaire trouvé sera exploité ici afin de simuler le fonctionnement d'un ASI. Premièrement, on va simuler le fonctionnement de l'onduleur MLI sinusoïdal en boucle ouverte, la tension de sortie va alimenter une charge résistive, puis on passe à leur simulation en boucle fermée en utilisant un régulateur PI.

La figure (IV.1) constituée de trois graphes qui résumant le fonctionnement de l'onduleur maître qui se comporte comme un générateur de tension. Le premier graphe est celui de la tension de référence sinusoïdale, elle varie entre 0.2 et 4.8 V, avec une fréquence de 50Hz. Le deuxième graphe montre la tension de sortie de l'onduleur, c'est une tension alternative sinusoïdale d'une amplitude de 110V crête à crête, le dernier graphe montre le courant de la charge résistive.

A $t=0.45s$, on a changé la charge pour voir le comportement du système à un changement inattendue de cette dernière. Donc avec ce changement, on remarque une augmentation de courant accompagné par une petite chute de tension. Mais le rôle adressé à notre onduleur l'oblige de réagir pour que la tension de sortie reste indépendante et non influencé par le changement de charge. A cet effet, on a besoin d'une régulation de tension de sortie pour garder cette tension à la valeur voulue. A cet effet, on a utilisé un régulateur PI numérique dont leur synthèse se fait par une méthode purement pratique (Annexe A)

La figure (IV.2) montre clairement l'effet de la régulation de tension de sortie. Avec le changement de charge, on remarque un petit décalage de la tension qui elle revient rapidement à prendre la valeur voulue. Ce qui présente clairement l'effet de la régulation de tension.

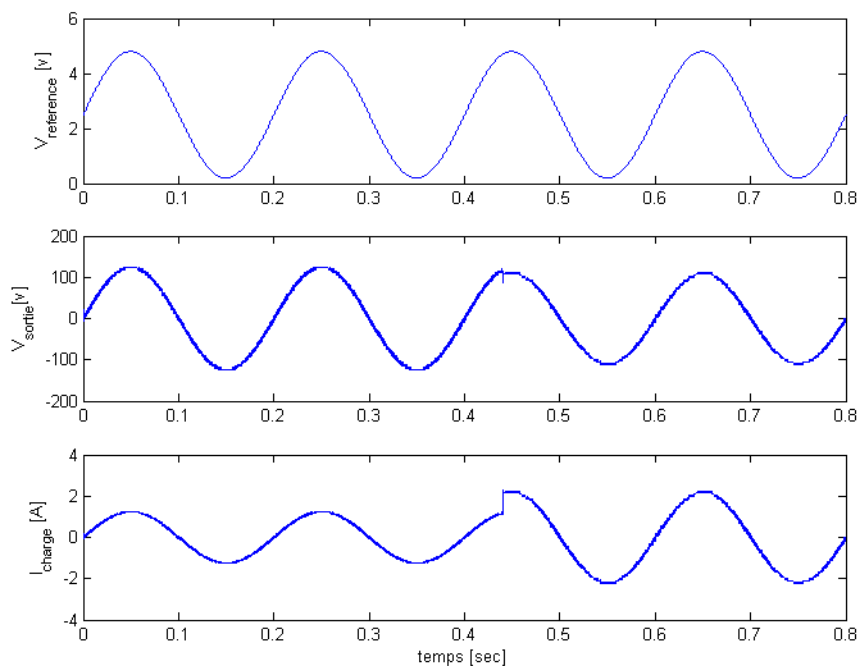


Fig.IV.1 : Tension de référence, la tension de sortie et le courant de charge du maître en boucle ouverte

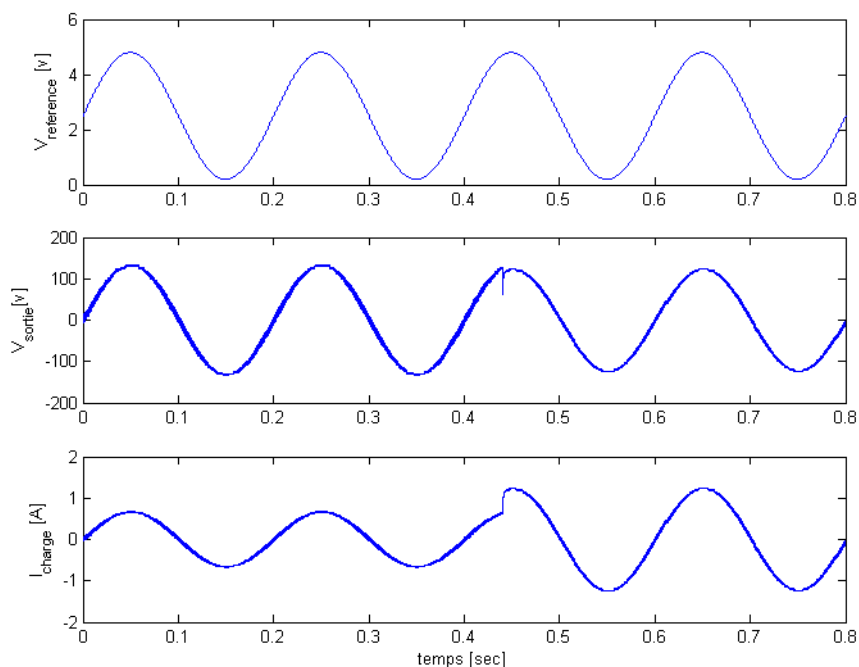


Fig.IV.2 : Tension de référence, la tension de sortie et le courant de charge du maître en boucle fermée

IV.2 L'onduleur esclave

Cet onduleur secondaire appelé esclave se comporte comme un générateur de courant et doit fournir le courant imposé par le maître. L'utilisation d'une bobine de lien à la place du filtre LC et la régulation de courant au lieu de la régulation de tension, sont les différences majeures entre l'esclave et le maître.

La figure (IV.3) montre la tension de référence qui impose le courant de charge, la tension de sortie et le courant de charge de l'onduleur esclave. Afin de démontrer clairement le fonctionnement de l'esclave, on a utilisé une charge résistive de faible valeur qui nous a permis d'avoir un courant de l'ordre de 5 à 6A avec une tension inférieure de 85V.

A $t=0.45s$, on remarque une augmentation de courant accompagné par une chute de tension suite au changement de la charge. Ceci montre clairement le comportement dynamique du système en boucle ouverte et exprime la nécessité de la régulation du courant de charge, qui va permettre à ce courant de rester indépendant et non influencé par le changement de charge. A cet effet, on a utilisé une boucle de régulation de courant, dont on a mis en œuvre un régulateur de type PI.

On voit clairement l'effet de la régulation sur le troisième graphe de la figure (IV.4) dont le courant de charge subie une petite variation avant qu'il revienne à la valeur demandée.

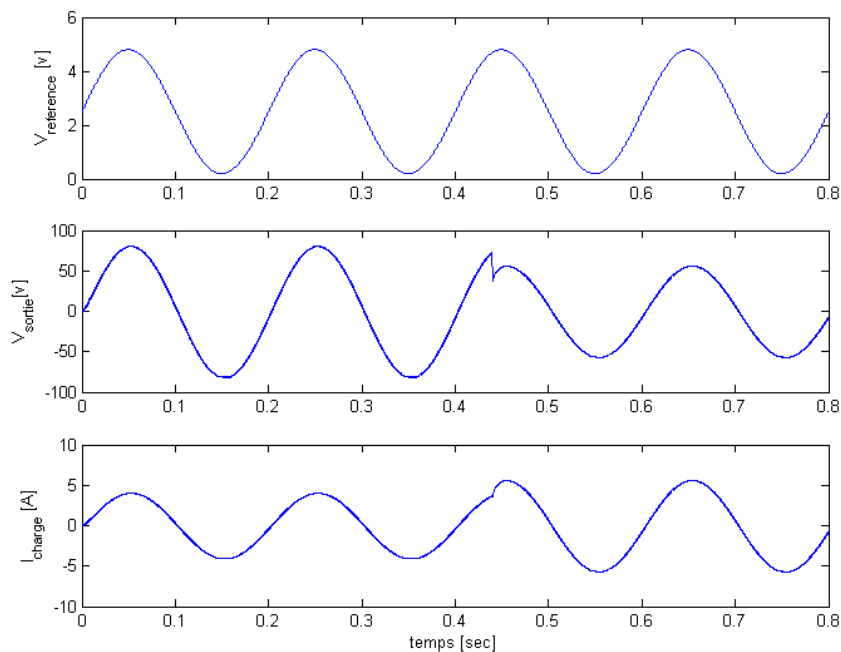


Fig.IV.3 : Tension de référence, la tension de sortie et le courant de charge de l'esclave en boucle ouverte

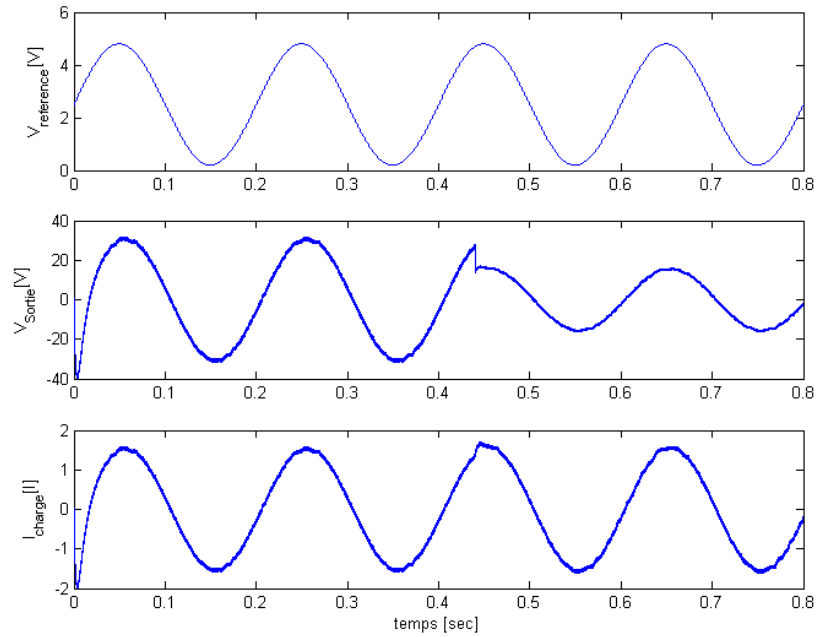


Fig.IV.4 : Tension de référence, la tension de sortie et le courant de charge de l'esclave en boucle fermée

IV.3 La mise en parallèle de deux onduleurs

Dans cette dernière partie de ce chapitre, on va mettre les deux onduleurs en parallèle en utilisant la technique maître/esclave. Cette technique a l'avantage de répartir rapidement le courant de charge, ce qui permet un réglage instantané du système, et elle n'exige pas un processeur plus rapide comme dans le cas des autres techniques vues au troisième chapitre. Les deux onduleurs (maître et esclave) sont utilisés en boucle fermée dont la régulation de tension au niveau du maître, et celle du courant au niveau de l'esclave se font via un régulateur PI, comme on l'a vu précédemment.

La figure (IV.5) récapitule le fonctionnement de deux onduleurs, dont le maître a généré une tension alternative sinusoïdale de 110V crête à crête avec une fréquence de 50Hz, et un courant qui a été ajouté à celui généré par l'esclave afin de couvrir le courant demandé par la charge. L'esclave a fourni le courant demandé par le maître, même au moment où on a changé la charge, ce dernier a continué de fournir le courant demandé.

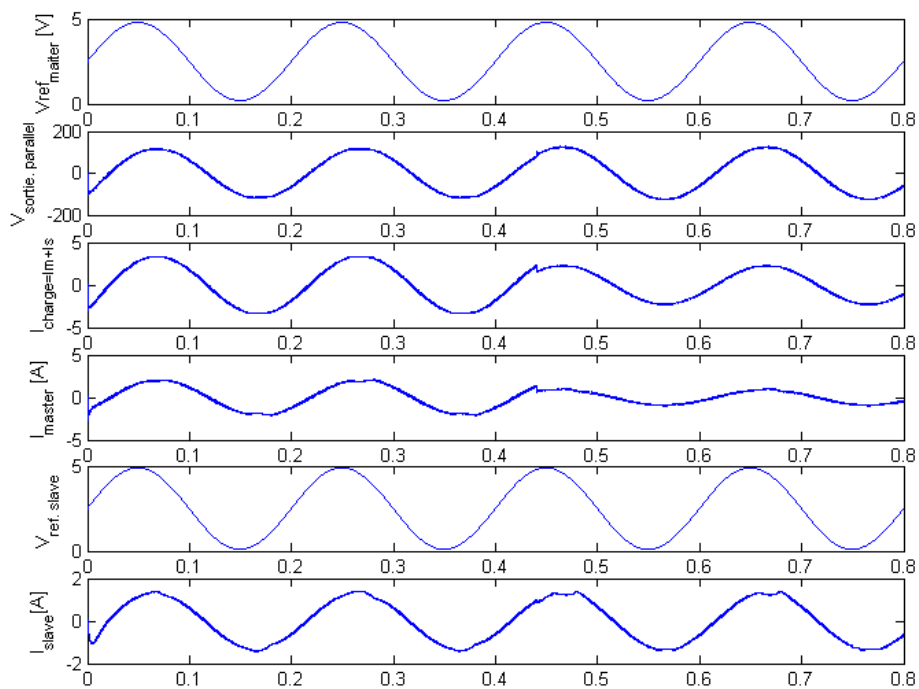


Fig.IV.5 : Tensions de références, la tension de sortie et les courants du maître et de l'esclave

Conclusion

Avec les résultats de simulation donnés dans ce chapitre, nous avons récapitulé le fonctionnement de l'onduleur maître, de l'esclave et nous avons vu les résultats de leur mise en parallèle. De cette manière nous pouvons passer à la réalisation de notre projet qui fera l'objet de notre prochain chapitre.

CHAPITRE V

REALISATION PRATIQUE

Introduction

Nous allons, au cours de ce dernier chapitre, présenter les différents modules constituant les deux ASI, ainsi que leur mise en parallèle en utilisant la topologie maître/esclave.

L'ASI principal appelé maître se comportant comme un générateur de tension va générer une tension 110V sinusoïdale, et l'ASI secondaire appelé esclave se comportant comme un générateur de courant fournira le courant imposé par le maître.

Pour la réalisation de deux ASI, nous allons commencer par la réalisation d'une alimentation à découpage qui va générer une tension continue de 160V à partir d'une batterie 12V. Puis on passe à la réalisation de l'ASI principal, où on va utiliser une commande MLI sinusoïdale générée par un microcontrôleur pour la commande de l'onduleur, un filtre LC pour filtrer la tension de sortie et un régulateur PI numérique pour la régulation de la tension de sortie pour éviter la chute de tension et produire la tension souhaitée.

La seconde partie de ce chapitre sera destinée à la réalisation de l'ASI secondaire. On va utiliser la même commande MLI sinusoïdale, avec une bobine de lien à la place d'un filtre LC au niveau du maître, et un régulateur PI numérique pour réguler le courant de sortie de l'esclave afin de garantir que le même courant demandé à son entrée, sera généré à sa sortie.

La réalisation de ce projet est divisée en quatre parties essentielles :

1. Partie puissance, où nous allons faire appel à deux types de conversion (DC/DC et DC/AC).
2. La partie commande, qui sera basée sur l'utilisation d'un microcontrôleur PIC18F458.
3. La troisième partie sera destinée à la régulation de la tension et du courant.
4. Cette dernière partie sera consacrée à la mise en parallèle des deux ASI en utilisant la topologie maître/esclave et la présentation des résultats pratiques obtenus.

V.1 La réalisation de l'onduleur maître

Le schéma bloc de la figure (V. 1) éclaire la structure générale du maître.

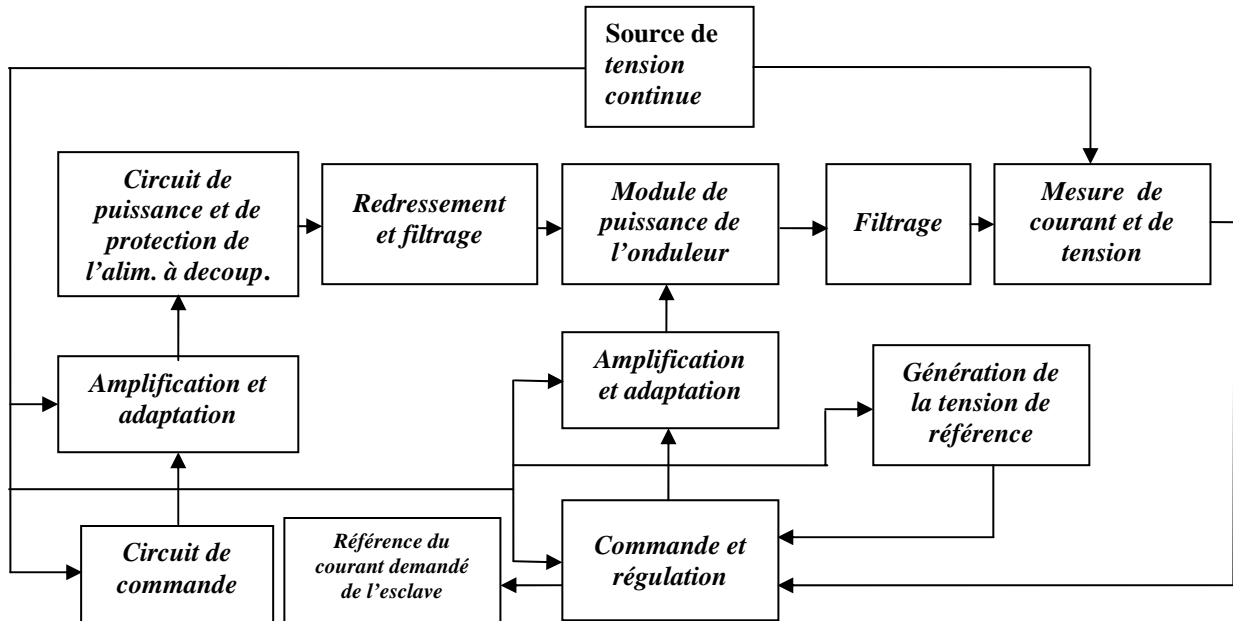


Fig.V.1 : Schéma bloc de la structure générale du maître

V.1.1 Généralité sur l'alimentation à découpage (conversion DC/DC)

L'amélioration du rapport puissance/poids dans les équipements à base d'électronique conduit à l'utilisation massive d'alimentations à découpage. Leur principe consiste à hacher la tension redressée et filtrée à une haute fréquence. Cette tension est appliquée au primaire d'un transformateur dont le secondaire délivre la tension nécessaire.

Pour faire la conversion DC/DC , qui sert à amplifier la tension d'une batterie afin d'obtenir la tension continue nécessaire à l'alimentation de notre onduleur, nous avons utilisé une alimentation à découpage de type flyback, ce choix a été justifié par les avantages de ces alimentations, qui sont :

- L'utilisation d'un transformateur à haute fréquence qui est léger, moins coûteux et moins volumineux.
- Le filtrage des tensions secondaires est plus facile, car ils possèdent des fréquences élevées, des condensateurs de faible valeur, moins encombrants et moins chers, sont suffisants.

Considérons le schéma représenté figure (V.2), qui démontre le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage. Nous avons un circuit composé d'un

générateur de courant E , d'un transformateur, d'une diode et une charge. T_1 représente le temps pendant lequel l'interrupteur P est fermé (de t_1 à t_2) et T_2 , le temps pendant lequel l'interrupteur P est ouvert (de t_2 à t_3).

On Supposera que $\frac{T_1}{T_2} = 1$ et les deux enroulements du transformateur L_P et L_S sont branchés dans le même sens.

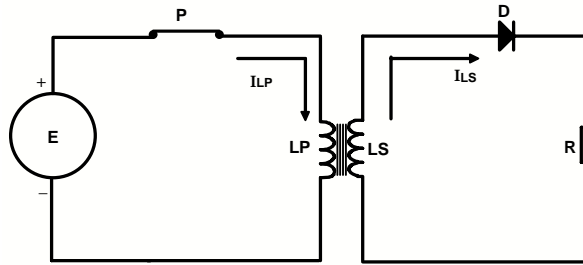


Fig.V.2 : Le transfert d'énergie à travers un transformateur

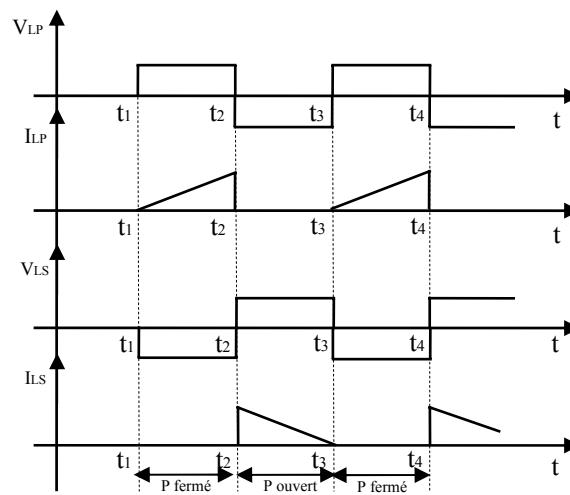


Fig.V.3 : Les oscillogrammes du montage de transfert d'énergie à travers un transformateur

De t_1 à t_2 :

P est fermé, le courant I_{LP} relatif à l'enroulement primaire croit linéairement, et lorsque $T_1=T_2$, nous avons donc :

$$V_{LP} = V_E$$

La tension et le courant, (V_{LP}, I_{LP}) de cette dernière prennent la forme indiquée figure(V.3)

Un flux magnétique ϕ proportionnel à la variation de I_{LP} engendre dans chaque spire du transformateur une force électromotrice 'e' égale à la différence par rapport au temps, changée de signe, de la fonction ϕ soit :

$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

Le signe (-) indique que, comme pour tout transformateur dont les enroulements sont branchés dans le même sens, le force électromotrice (f.é.m) induite est en opposition de phase avec la tension aux bornes du primaire.

Pendant l'intervalle du temps t_1 à t_2 , la f.é.m. présente aux bornes de L_s a des polarités telles que son potentiel négatif se trouve côté anode de la diode. Celle-ci est donc bloquée et aucun courant ne circule dans le circuit secondaire.

La valeur de la f.é.m. dépend du nombre de spire de L_s et se calcule avec la formule :

$$e = - N \frac{d\phi}{dt}$$

Dans laquelle N = nombre de spire de L_s

De t_2 à t_3 :

P s'ouvre, la croissance du courant I_{LP} est stoppée et la tension V_{LP} s'inverse. La f.é.m. V_{LS} , en opposition de phase avec V_{LP} , et induite sur L_s rend la diode D passante (conductrice) et le courant I_{LS} circule dans le circuit secondaire.

La tension et le courant, (V_{LS} , I_{LS}) relatif à l'enroulement secondaire prennent la forme indiquée figure(IV.3)

De t_3 à t_4 :

P se ferme, la f.é.m. V_{LS} induite s'inverse, ce qui bloque la diode D. le courant I_{LS} devient donc nul car le circuit est ouvert. Le courant I_{LP} croit jusqu'en t_4 . On se trouve dans les mêmes conditions qu'en t_2 et le processus continu.

Nous constatons donc que le transformateur opère un simple transfert d'énergie entre le générateur E et la charge R.

V.1.2 La réalisation de l'alimentation à découpage

V.1.2.1. Les caractéristiques de l'alimentation à découpage

L'alimentation à découpage réalisée possède les informations techniques suivantes :

- ❖ Tension d'entrée : 12V
- ❖ Tension de sortie : 160V
- ❖ Puissance : $160 \times 0.3 \text{ A} = 48\text{W}$

Dans notre réalisation, nous allons utiliser une batterie pour obtenir le 12V, mais il existe une autre source que leur exploitation est l'un des objectifs de ce sujet, celle de panneaux solaire.

Nous avons dimensionné l'alimentation à découpage pour qu'elle fournisse une tension de sortie continue de 160V, cette valeur va nous permettre d'avoir une tension alternative sinusoïdale de 110V crête à crête à la sortie de l'onduleur.

$$V_s = V_{\max} \times \sqrt{2}$$

V_{\max} : c'est la valeur maximale de la tension alternative souhaitée.

On a :
$$V_s = 110 \times \sqrt{2} = 155V$$

Il reste 5V qui couvre la chute de tension au niveau de la bobine, dont nous parlerons dans les paragraphes qui vont suivre.

V.1.2.2 Le synoptique de l'alimentation à découpage

La figure ci-dessous illustre le synoptique de l'alimentation à découpage qu'on a réalisé

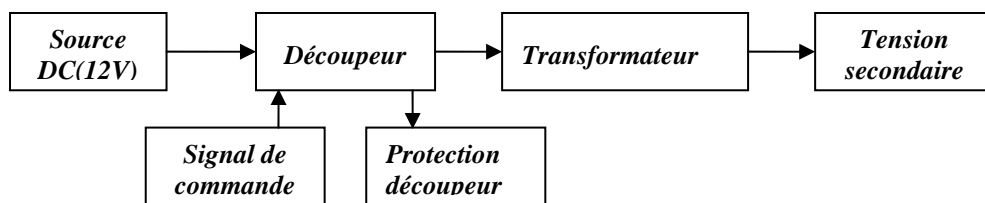


Fig.V.4 : Synoptique de l'alimentation à découpage

Cette alimentation à découpage se compose de trois parties principales :

- le circuit de commande
- le circuit de puissance
- le circuit de protection du transistor

V.1.2.2.1 Le circuit de commande

Le circuit de commande est constitué lui-même de deux autres étages, l'étage qui génère le signal de commande, et l'étage d'amplification.

a) Génération de signal de commande

Pour générer le signal de commande, on a profité de la richesse de ressource du microcontrôleur PIC16F876, destiné à la génération de la tension de référence sinusoïdale utilisé dans la commande de l'onduleur. Donc, nous allons générer notre signal sans introduire aucun retard dans le déroulement du programme principal. Nous avons profité du module CCP1 (Capture, Compare, et PWM) du PIC16F876.

On ne se préoccupe pas à ce niveau par le principe de fonctionnement de ce module car nous allons voir toute la théorie de celui-ci dans la partie destinée à la génération des signaux de commande de l'onduleur, il suffit de savoir qu'il s'agit tout simplement de configuration des registres pour avoir un signal rectangulaire.

On a configuré le module CCP1 pour qu'il donne à la sortie du pin RC2/CCP1 du pic, un signal rectangulaire, d'une amplitude de 5V et d'une fréquence de 15kHz, dont le rapport cyclique D est fixé selon l'expression suivante :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{D}{1-D}$$

Tel que n_2 et n_1 sont les nombres de spire des enroulements du secondaire et du primaire de transformateur.

$$\text{On a } D = \frac{T_1}{T_2} = 0.36.$$

On va voir l'organigramme complet du programme du 16F876 dans le paragraphe qui présente la génération de la tension de référence.

Le signal provenant du microcontrôleur étant en logique TTL, c'est-à-dire 0V-5V, on doit l'adapter aux niveaux CMOS, puisque le buffer de puissance dédié à la commande du MOSFET étant basé sur la technologie CMOS.

b) Circuit d'amplification

Pour amplifier le signal de commande, on a utilisé le transistor 2N2222 travaillant en commutation, il donne un signal de 12V, qui va attaquer le driver (IR2111) du MOSFET.

Ce driver est un buffer de puissance dédié à la commande des transistors MOSFET ou IGBT, nous le verrons aussi en détail dans les paragraphes qui suivent.

Le schéma électrique du circuit de commande est présenté sur la figure (V.5)

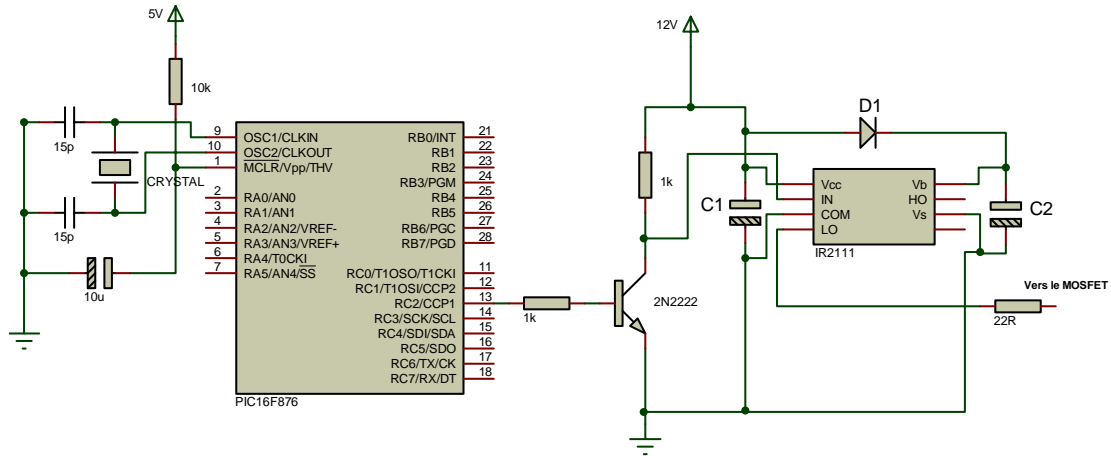


Fig.V.5 : Schéma électrique du circuit de commande de l'alimentation à découpage

Remarque :

A ce niveau, il y a une question très importante qui se pose : Où est le circuit de régulation qui permet de fixer la tension de sortie de l'alimentation ? Et pourquoi nous avons fixé la fréquence et le temps de conduction du signal de commande ?

Tant que l'objectif de notre travail n'est pas la réalisation d'une alimentation à découpage très performante et robuste, donc nous avons ignoré la partie de régulation puisque le microcontrôleur destiné à la commande de l'onduleur n'est pas capable de gérer deux boucles de régulation en même temps, et les circuits de commande des alimentations à découpages qu'on a trouvé sur le marché comme le UC3842 n'arrive pas à commander ce type d'alimentation puisque il y a un fort courant qui traverse le découpeur. Ce dernier exige l'utilisation d'une résistance shunt de grande valeur et de grande puissance en série avec le découpeur. Cela va augmenter les pertes de puissance et même influencer la durée de vie du montage. Donc, la solution réside dans la régulation numérique, qu'on a ignorée pour les raisons citées auparavant.

V.1.2.2.2 Le circuit de puissance

Il se compose du transistor (IRF) découpeur fonctionnant en régime bloqué/saturé, de l'enroulement primaire du transformateur et de la source de tension continue 12V.

- **Transistor IRF** : c'est un transistor Mosfet commandable à la fermeture et à l'ouverture par une tension de 12v appliquée sur sa gâchette, il supporte un courant de 35A.

- **Le transformateur** : c'est un transformateur ferromagnétique qui travaille à une fréquence de 15KHz, et dont son enroulement primaire supporte un courant de l'ordre de dizaine d'ampères.

- **La source de tension** : on a utilisé une batterie de 12V, qui fournit un courant de l'ordre de dizaine d'ampères aussi.

V.1.2.2.3 Le circuit de protection du transistor

Le transistor de puissance utilisé comme découpeur n'est pas un interrupteur parfait, et différentes précautions doivent être prises pour lui assurer un fonctionnement normal. Il convient donc d'évoquer le rôle de ce circuit de protection, le circuit retardateur. Son premier rôle est de réduire l'intervalle séparant la phase de saturation de la phase de blocage, intervalle durant lequel le transistor fonctionne avec un courant I_c et une tension V_{ce} importants.

La puissance dissipée est alors donnée par la formule :

$$P \text{ (watt)} = V_{ce} \text{ (tension émetteur-collecteur)} \times I_c \text{ (courant collecteur)}$$

Nous rencontrons un problème dans le passage de l'état bloqué à l'état saturé qui se fait avec I_c important et V_{ce} non négligeable. La puissance dissipée doit être limitée.

La deuxième fonction de ce circuit est de limiter la pointe de tension apparaissant aux bornes de l'enroulement primaire lors de la commutation du transistor. Si cette surtension de l'ordre de centaine de volts, se produisait, elle pourrait endommager le transistor. Examinons le principe de ce circuit qui se compose, comme le montre la figure (V.6), d'un condensateur C_R , d'une diode D_R et d'une résistance R_R . L'élément principal de ce circuit est le condensateur C_R dont la charge et la décharge permettent la protection du transistor.

Charge de C_R

Le blocage du transistor n'est pas instantané. Le courant qui le traverse décroît rapidement durant un temps t_r . La décroissance du courant provoque une f.é.m. induite dans l'enroulement primaire (L_p) d'autant plus importante que le temps de décroissance est petit ; ceci se traduit par la formule :

$$E = -L \left(\frac{di}{dt} \right)$$

Les polarités de la bobine L_P à cet instant sont représentés sur la figure ci dessous, L_P est générateur et son potentiel positif est du coté collecteur de transistor. A ce point, la tension est la somme de la tension induite et de la tension d'alimentation, lorsque le courant I_{LP} devient nul, la tension induite étant maximum, le collecteur du transistor est au potentiel de plus de 1000 volts. Le but du circuit de protection est d'allonger le temps de décroissance du courant I_{LP} pour que la f.e.m. induite soit moins importante et que le transistor ne soit pas détruit par claquage.

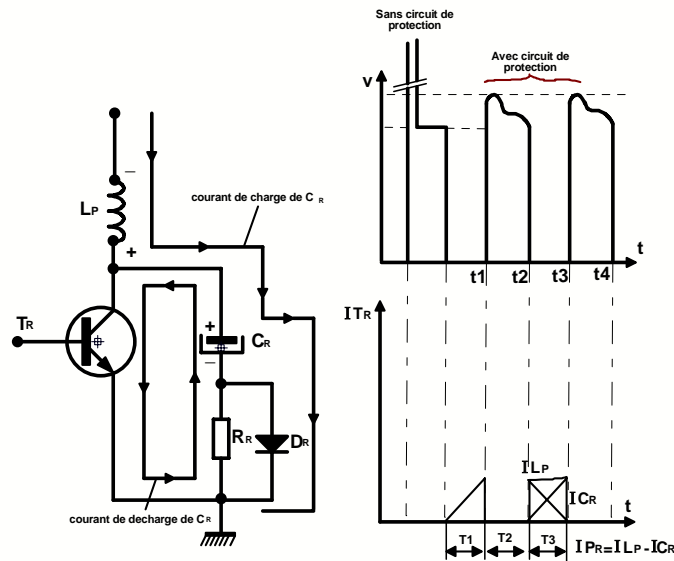


Fig.V.6 : Fonctionnement du circuit de protection

Le condensateur C_R et l'enroulement L_P forment un circuit oscillant dont la fréquence est choisie pour que le transfert d'énergie de la bobine sur le condensateur se fasse en un temps t_r plus long que le temps de fermeture du transistor ($t_r = 1.5 t_f$).

Ainsi, dans l'expression :

$$E = -L \left(\frac{di}{dt} \right)$$

dt devient plus grand, E devient donc plus petit et la tension V_{CR} aux bornes de C_R est limitée à une valeur comprise couramment entre 500 et 600 volts.

Durant toute la phase de blocage, C_R ne peut se décharger, la tension d'alimentation étant en opposition avec le courant de décharge et le transistor n'étant pas conducteur.

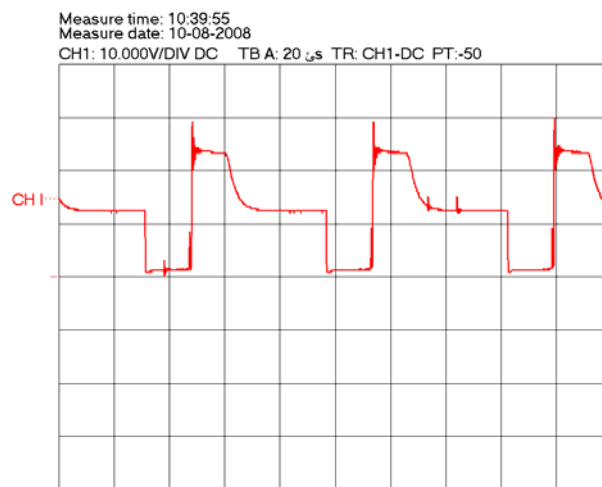
Décharge de C_R

Lors de la remise en conduction du transistor, la tension V_{CR} décroît rapidement, le courant I_{TR} dans le transistor est alors la superposition d'un courant I_{LP} à croissance linéaire dans l'enroulement L_P et du courant de décharge exponentielle du condensateur C_R (I_{CR}) qui

traverse T_R et R_R . Ce courant I_{CR} permet au courant traversant le transistor, d'avoir dès la remise en conduction de celui-ci, une valeur assez importante.

Nous avons vu le circuit de commande et le circuit de puissance y compris le circuit de protection, il nous reste de savoir comment l'énergie passe de l'entrée à la sortie, et quel est le rôle de la diode ?

Comme nous avons vu auparavant, le principe de fonctionnement de l'alimentation est simple, pendant le temps où le transistor est fermé, la tension d'entrée est placée à travers l'enroulement primaire du transformateur, où le courant croît linéairement dans la bobine avec une pente de $+V_{in} / L_p$ cette variation de courant a été accompagné par un flux magnétique qui va engendrer dans chaque spire du transformateur une force électro-motrice « e ». Pendant cet intervalle de temps, cette f.é.m présente aux bornes de l'enroulement primaire a des polarités telles que son potentiel négatif se trouve côté anode de la diode. Donc celle-ci est bloquée et aucun courant ne circule dans le circuit secondaire. Dans ce moment la tension mesurée aux bornes du transistor est égale à la somme de la tension d'entrée plus la tension de sortie multipliée par l'inverse du rapport de transformation (N_1 / N_2) comme le montre la figure ci-dessous.



Dès que le transistor s'ouvre, la croissance du courant au niveau du primaire est stoppée et la tension à ses bornes s'inverse, la diode devient passante, il permet donc le transfert de l'énergie stockée dans la bobine vers la capacité et la charge. Le courant qui circule dans le circuit secondaire décroît linéairement avec une pente de $-V_{out} / L_s$. Le filtrage se fait par la capacité de sortie.

De cette manière, nous avons produit la tension dont on a besoin pour alimenter le pont. Et voici ci-après (figure V.7) le schéma électrique du reste de montage (partie de puissance)

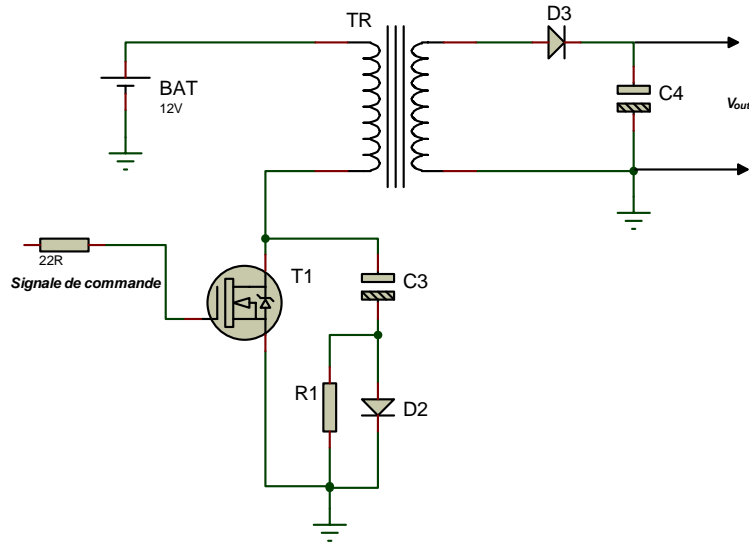


Fig.V.7 : Schéma électrique du circuit de puissance de l'alimentation à découpage

V.1.3 La partie onduleur (conversion DC/AC):

V.1.3.1 La génération de tension de référence

Comme nous avons déclaré dans l'étude théorique, la commande sera la SPWM (MLI sinusoïdale), et comme son nom l'indique, la tension de référence doit être sinusoïdale, et d'une fréquence de 50Hz, la fréquence du réseau électrique, car les onduleurs utilisés comme des alimentations de secours.

Au début, pour générer cette tension, on a essayé d'utiliser le générateur de signaux (ICL8038), mais on a remarqué que la tension générée est influencée par les bruits du circuit magnétique de l'alimentation à découpage, et comme cette tension est l'image de la tension que l'on veut avoir à la sortie de l'onduleur, il faut qu'elle ait une forme précise. Donc, pour surmonter ce problème de perturbation, nous avons opté pour la solution d'une tension de référence numérique, qui en plus de son immunité au bruit, est modifiable, simple à générer et moins coûteuse. Afin de générer cette dernière, on a utilisé le PIC 16f876, qu'on a exploité auparavant pour commander l'alimentation à découpage.

Il y a différentes méthodes pour produire un signal sinusoïdal numérique, mais comme la tension qu'on veut produire a une fréquence et une amplitude fixes, et comme aussi le PIC est limité à une vitesse correspond à un cycle d'instruction $T_i = 0.2\mu s$, nous avons choisi une méthode très simple qui consiste à prendre une période de la tension qu'on veut générer

($U_m=4.6V$ (0.2V-4.8V, $MI=0.9$), $f_m=50Hz$), nous la numérisons suivant les caractéristiques suivantes :

- Echantillonnage sur 8 bits, soit 256 valeurs numériques.
- Fréquence d'échantillonnage égale à la fréquence du signal de référence multiplié par la somme des nombres de valeurs numériques

$$f_{ech} = 50 \times 256 = 12,8KHz$$

Nous allons aussi profiter d'une option intéressante du PIC16F876, qui est l'écriture en mémoire de programme, la mémoire FLASH. Puisque ces valeurs sont fixes, il suffit de les écrire une seule fois, puis nous allons les lire successivement, on les envoie sur le PORTB, et on va attendre 78 μ s entre deux transmissions.

Au début, nous allons pointer sur le premier octet de ces valeurs, mais il nous faut aussi déterminer quand nous arrivons à la dernière valeur. Lorsque la mémoire FLASH est formée de mots de 14 bits, nous allons positionner le huitième bit de la dernière valeur à 1, pour qu'il nous indique la fin de la zone de données, afin de recommencer la lecture.

Nous voyons donc que nous aurons besoin tout simplement d'une routine pour lire en FLASH, d'une routine de temporisation, et de l'envoi sur le PORTB. Pour savoir si la temporisation est terminée, on a utilisé l'interruption du module CCP2, qui positionne le flag CCP2IF à la fin de la temporisation.

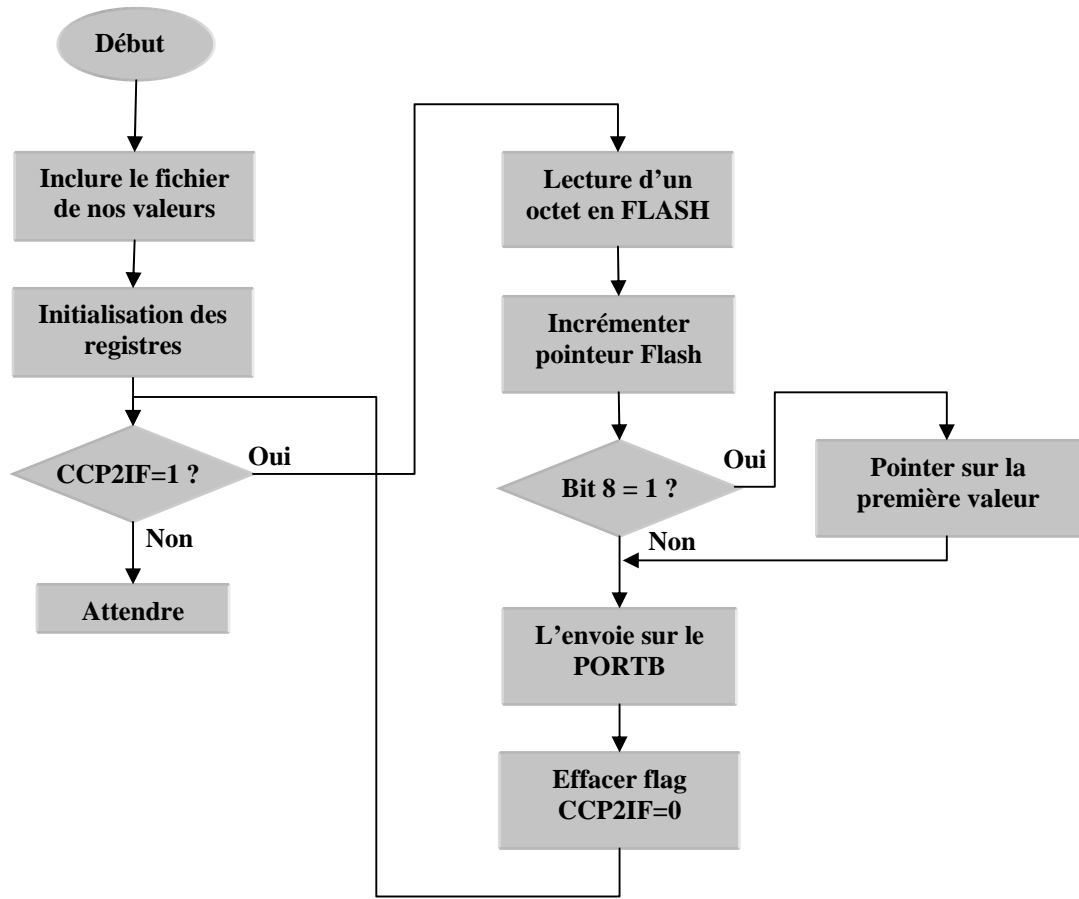


Fig.V. 8 : Organigramme du programme de génération de la tension de référence

À la sortie du PORTB nous allons avoir des valeurs numériques, il est plus pratique de les utiliser sous cette forme, il suffit d'interfacer ce PIC avec celui qui va faire la commande de l'onduleur. Mais à cause de la limitation en vitesse de ce dernier, par rapport aux tâches qui lui sont confiées (la génération de signaux de commande, la régulation de tension, et la génération du courant de référence de l'esclave). Donc, pour éviter un retard de lecture qui peut survenir au moment où le PIC exécute la boucle de régulation, on a choisi de convertir cette référence numérique en analogique. Ceci est obtenu en utilisant le convertisseur numérique/analogique R/2R qui est très simple et efficace.

La figure ci-dessous représente le schéma électrique du PIC16F876 relié au convertisseur A/N utilisé.

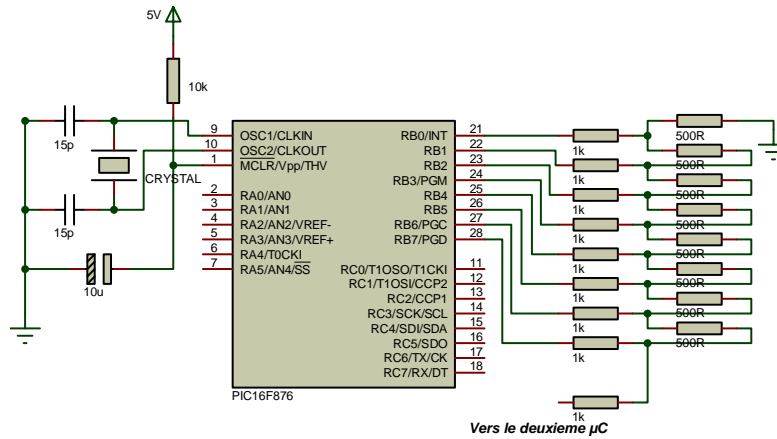


Fig.V. 9 : Schéma électrique du générateur de la tension de référence

V.1.3.2 Le circuit de commande de l'onduleur

Après la production de la tension continue qui va alimenter l'onduleur, et la génération de la tension de référence, il nous reste maintenant la commande du pont H. dans ce but, nous avons choisi le μC 18F458 qui convient bien à ce travail. Le choix de ce microcontrôleur est particulièrement justifié en raison de sa fréquence de 40 Mhz et de son multiplicateur hardware 8x8, qui nous facilite l'implantation du régulateur PI numérique.

Nous allons lui faire un aperçu général, et nous verrons en détail les modules liés à notre application.

V.1.3.2.1 Représentation générale du PIC 18F458

Le PIC18F458 est un microcontrôleur à mémoire FLASH avec module CAN, fabriqué par Microchip, il fait partie de la gamme high-end de ce constructeur. C'est un μC 8bit, avec un bus d'instruction de 16bits, les instructions sont codées sur 14 bits, et il dispose de 32Ko de mémoire programme [21] [22] [26].

Les caractéristiques de base de ce μC sont les suivantes :

- 77 instructions,
- Mémoire de programme adressable jusqu'à 2Mbytes,
- Mémoire de données adressable jusqu'à 4Kbytes,
- Fréquence max de 40MHz,
- Hardware multiplicateur 8 x 8,
- Interruptions hiérarchisées (prioritaires),
- Jusqu'à deux timers de 8 bits,
- Jusqu'à trois timers de 16 bits,
- Deux modules de capture/compare/PWM,

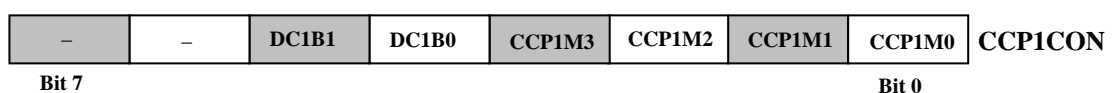
- Le module MSSP (Maitre Synchronous Serial Port) en mode SPI et I²C,
- Le module USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter),
- Le mode PSP (Parallel Slave Port),
- Convertisseur analogique/numérique 10 bits rapide,
- Module de la détection de la basse tension (LVD),
- Programmation en circuit,
- Interfaçage directe du bus CAN 2.0.

V.1.3.2.2 Le module de capture, comparaison et modulation de largeur d'impulsions

Le PIC 18F458 dispose d'un module de capture, comparaison et génération de modulation de largeur d'impulsion (PWM) appelé CCP, et d'un autre module appelé ECCP (enhanced compare and capture). Ces deux modules fonctionnent de la même façon à deux exceptions près. Le module CCP déclenche un spécial événement pour le module de capture, cependant, le module ECCP améliore le fonctionnement de la PWM avec la possibilité de l'arrêt automatique. Donc, on se limite à la présentation du premier module CCP1 du fait qu'il n'y a pas une grande différence entre les deux.

Ce module est constitué d'un registre 16 bits accessible en lecture et écriture sous forme de deux registres 8 bits successifs CCPR1L pour le poids faible et CCPR1H pour le poids fort.

Le registre de contrôle des modules CCP1



Il dispose d'un registre de contrôle appelé CCP1CON, dont chaque bit à la fonction que voici :

Les bits 0 à 3 (ou bits CCP1M0 à CCP1M3) permettent de sélectionner le mode de fonctionnement en capture, comparaison ou PWM selon les indications du tableau V.1

CCP1M3	CCP1M2	CCP1M1	CCP1M0	Mode
0	0	0	0	Arrêt tous modes
0	1	0	0	Capture tous les fronts descendants
0	1	0	1	Capture tous les fronts montants
0	1	1	0	Capture tous les 4 fronts montants
0	1	1	1	Capture tous les 16 fronts montants
1	0	0	0	Mode compare, place la sortie à 1 sur débordement (+ CCP1IF=1)
1	0	0	1	Mode compare, place la sortie à 0 sur débordement (+ CCP1IF=1)
1	0	1	0	Mode compare, positionne CCP1IF sans affecter la sortie
1	0	1	1	Mode compare, génère le trigger (CCP1IF=1, remet TMR1 ou TMR3 à 0 et lancer la conversion si le module A/D est en service)
1	1	X	X	Mode PWM

Les bits 4 et 5 (ou bits DC1B0 et DC1B1) ne sont utilisés qu'en mode PWM. Ils constituent les deux bits de poids faibles lorsque l'on veut travailler en mode résolution sur 10 bits.

Les bits 6 et 7 sont non utilisés et lus comme étant à 0.

Le mode capture

Dans ce mode, le registre CCPR1H :CCPR1L capture les 16 bits du registre TMR1 ou TMR3 lorsque l'une des conditions suivantes se produit sur la broche RC2/CCP1 :

- Un front descendant
- Un front montant
- Une capture tous les quatre fronts montants
- Une capture tous les seize fronts montants

Lorsqu'une capture a eu lieu, le flag CCP1IF de l'interruption est positionné sous réserve qu'il soit autorisé par le bit approprié du registre PIE.

La figure (V.10) montre de façon très visuelle le fonctionnement de ce mode de capture, la présence du prédiviseur permet de capturer tous les fronts, tous les quatre fronts ou tous les seize fronts.

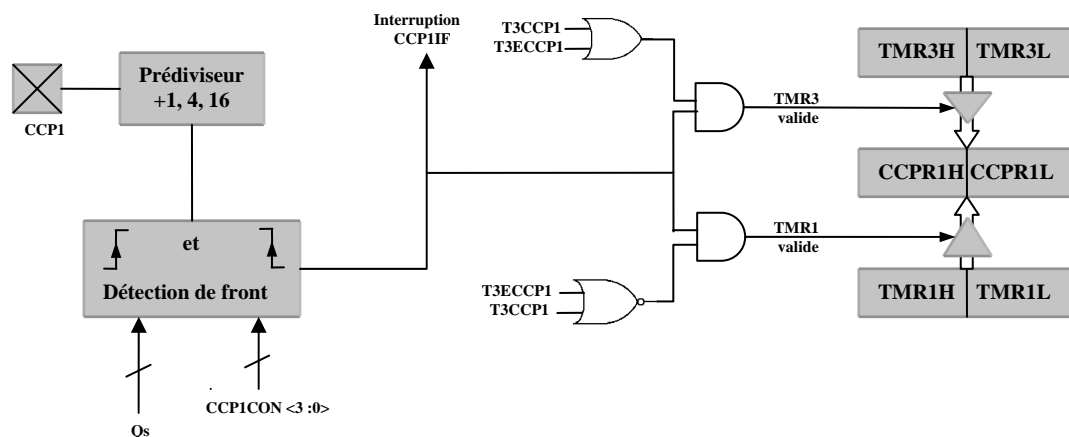


Fig.V. 10 : Synoptique d'un module CCP1 en mode capture

Le mode comparaison

Dans ce mode, le contenu du registre CCPR1 est comparé en permanence avec le contenu du TMR1 ou TMR3. Lorsque l'égalité a eu lieu, la broche CCP1 produit l'une des actions suivantes :

- Passe au niveau haut
- Passe au niveau bas
- Basculer entre l'état haut et l'état bas
- Aucun changement d'état

Avec le positionnement du flag CCP1IF dès le cycle suivant. Donc une interruption a éventuellement lieu si elle a été préalablement configurée. Il faut également que TMR1 et/ou TMR3 soient configurés en mode timer ou en mode compteur synchronisé.

Un mode supplémentaire est disponible et s'appelle mode déclenchement spécial qui génère un trigger, ce dernier provoque le reset automatique du TMR1 ou TMR3.

La figure (V.11) montre de façon très visuelle le principe de fonctionnement de ce mode de comparaison.

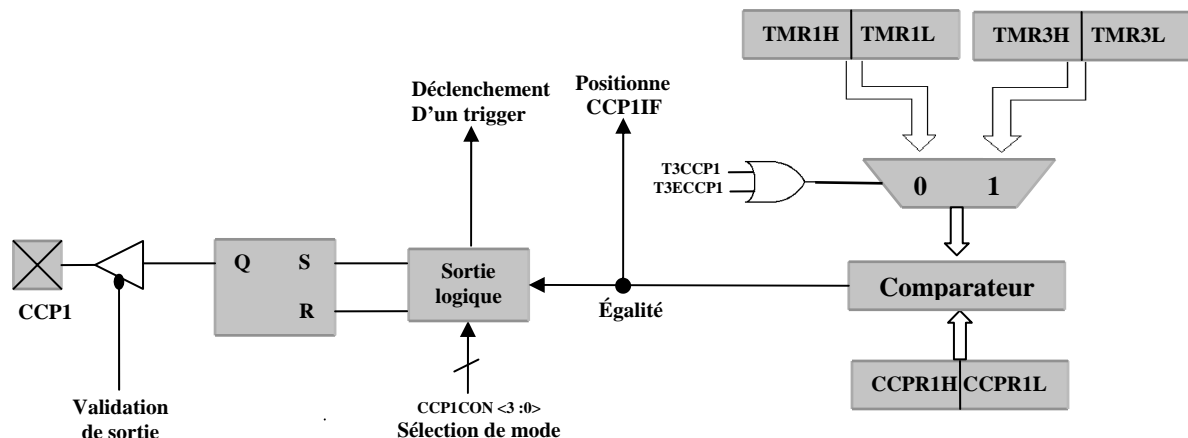


Fig.V. 11 : Synoptique d'un module CCP1 en mode comparaison

Le mode modulation de largeur d'impulsion ou mode PWM

Dans ce mode, la broche RC2/CCP1 dispose d'une sortie de signal modulé en largeur d'impulsion avec une résolution pouvant aller jusqu'à 10 bits.

Comme le montre la figure (V. 12), le principe de ce mode de fonctionnement est le suivant : l'utilisateur écrit dans le registre CCPR1L le rapport cyclique désiré, codé sur 8 bits. Le registre CCPR1H est utilisé comme esclave de CCPR1L et ne peut donc être écrit par vos soins.

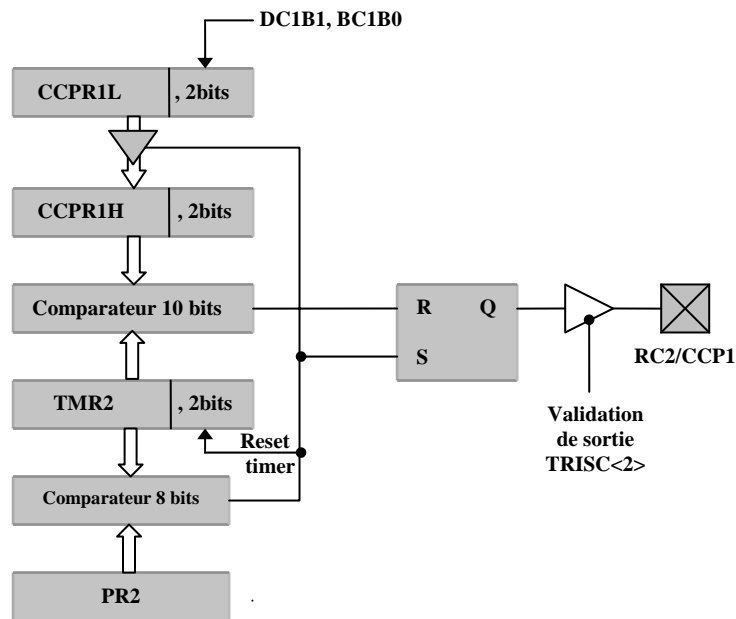


Fig.V. 12 : Synoptique d'un module CCP1 en mode PWM

La période du signal généré est déterminée par le contenu du registre PR2. Cette période est calculée en utilisant la relation suivante :

$$\text{période du signal} = (PR2 + 1) \cdot 4 \cdot T_{OSC} \cdot (\text{prédiviseur de TMR2}) \quad (\text{V.1})$$

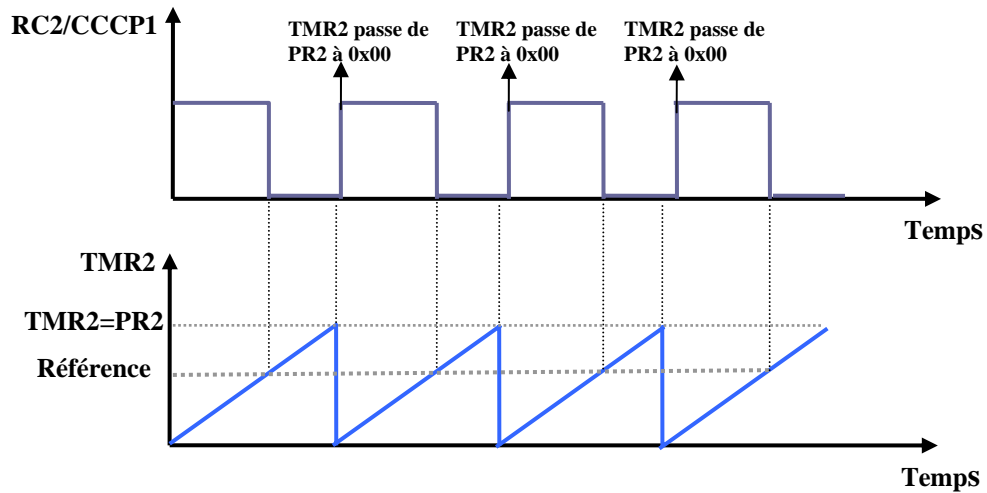
Où T_{OSC} est la période du signal d'horloge du PIC.

Le rapport cyclique est calculé en utilisant la relation suivante :

$$\text{rapport cyclique} = (CCPR1L : CCP1CON < 5 : 4 >) \cdot T_{OSC} \cdot (\text{prédiviseur de TMR2}) \quad (\text{V.2})$$

La résolution de ce mode PWM est donc bien programmable jusqu'à pouvoir atteindre 10 bits si les bits 4 et 5 du CCP1CON sont différents de 0. La résolution devient sur 9 bits si le bit 5 égale à 0 et sur 8 bits si les deux derniers bits sont nuls.

Voici un graphique qui résume et représente la façon dont nous allons obtenir le signal PWM à partir de la comparaison d'une référence avec le contenu des registres utilisés.



V.1.3.2.3 Le convertisseur analogique numérique

Le PIC 18F458 possède un convertisseur analogique numérique de 10 bits, précédé par un multiplexeur à huit entrées. Le nombre d'entrée peut être défini par programme au moyen de bits appropriés. Les tensions de référence peuvent également être définies comme étant les tensions d'alimentation (V_{DD} et V_{SS}), ou les tensions appliquées sur les broches RA3/AN3/ V_{REF+} et RA2/AN2/ V_{REF-} . En outre ce convertisseur offre la particularité de pouvoir fonctionner même en mode SLEEP.

Il a aussi quatre registres, deux registres de contrôle ADC00 et ADCON1 et deux registres de résultat ADRESH et ADRESL.

Son synoptique interne est présenté par la figure (V.13)

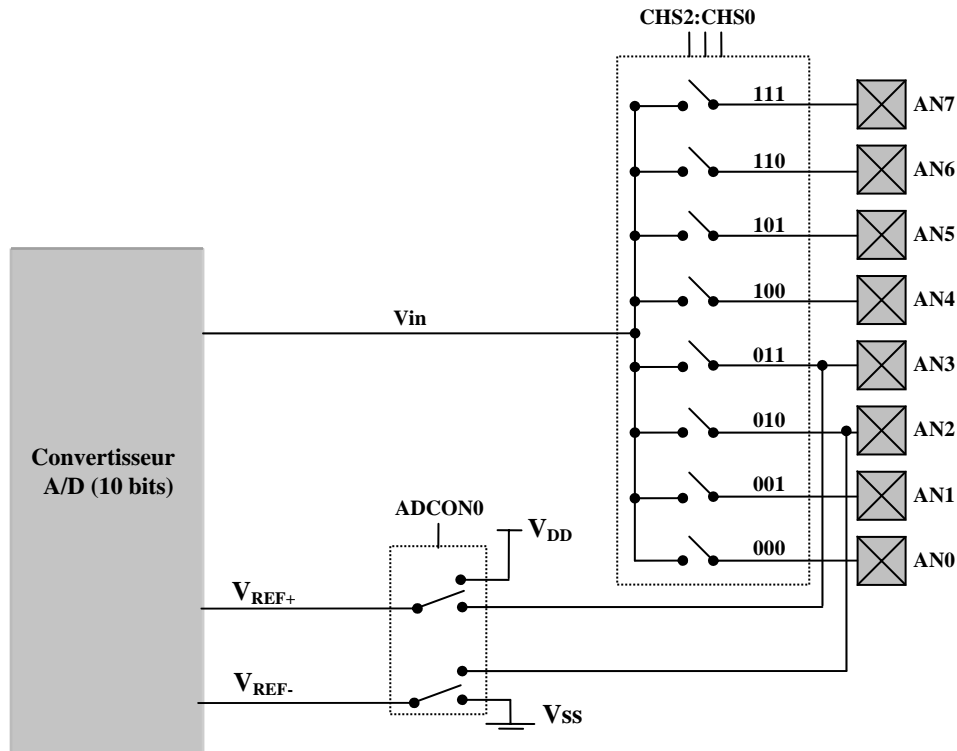


Fig.V.13 : Synoptique du convertisseur analogique numérique

Le registre ADCON0 comporte les bits suivants:

ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	-	ADON	ADCON0
Bit 7							Bit 0	Bit 0 ou bit

Le bit 0 (ADON pour **AD ON**) doit être mis à 1 pour valider le convertisseur.

Le bit 1 est non utilisé.

Le bit 2 (ou bit DO/DONE) démarre une conversion en le mettant à 1, la conversion se poursuit jusqu'au passage de ce bit à 0.

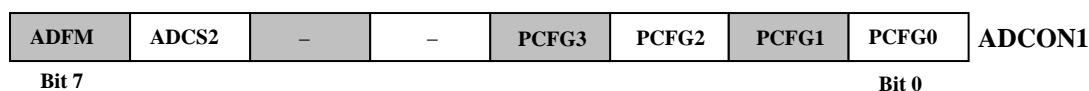
Les bits 3 à 5 (ou bits CHS0 à CHS2 pour **Channel Select**) permettent de choisir l'entrée à convertir selon les indications suivantes :

000 = canal 0 (AN0)	100 = canal 4 (AN4)
001 = canal 1 (AN1)	101 = canal 5 (AN5)
010 = canal 2 (AN2)	110 = canal 6 (AN6)
011 = canal 3 (AN3)	111 = canal 7 (AN7)

Les bits 6 à 7 (ou bits ADCS0 et ADCS1 pour **AD Clock Select**) permettent en combinaison avec le bit ADCS2 (le bit 6 du registre ADCON1) de définir la fréquence de l'horloge de conversion selon les indications du tableau ci dessous.

ADCON1 <ADCS2>	ADCON0 <ADCS1 :ADCS0>	Horloge de conversion
0	00	$F_{OSC} / 2$
0	01	$F_{OSC} / 8$
0	10	$F_{OSC} / 32$
0	11	F_{RC} (Horloge R-C interne)
1	00	$F_{OSC} / 4$
1	01	$F_{OSC} / 16$
1	10	$F_{OSC} / 64$
1	11	F_{RC} (Horloge R-C interne)

Voici le deuxième registre de contrôle c'est le ADCON1



Les bits 0 à 3 (ou bits PCFG0 à PCFG3 pour **Port ConFiGuration**) permettent de déterminer le rôle de chaque broche, c'est une broche analogique ou numérique, ou utilisé comme tension de référence pour les deux broches RA2/AN2 et RA3/AN3, nous aurons donc pratiquement 15 combinaisons possibles.

Les bits 4 et 5 sont non utilisés.

Le bit 6 (ou bit ADCS2 est présenté ci-dessus.

Le bit 7 (ou bit ADFM) permet de déterminer si le résultat de conversion sera justifié à droite (1) ou à gauche (0).

Après la présentation des registres de convertisseur, leur principe de fonctionnement devient très simple à comprendre. Il suffit en effet de procéder de la façon suivante :

- 1) Configurez ADCON1 en fonction des pins utilisés en mode analogique, ainsi que les registres TRISA et TRISE si nécessaire,
- 2) Validez, si souhaitée, l'interruption du convertisseur,
- 3) Paramétrez sur ADCON0 le diviseur utilisé,
- 4) Choisissez le canal en cours de digitalisation sur ADCON0,
- 5) Positionnez, si ce n'est pas déjà fait, le bit ADON du registre ADCON0,
- 6) Attendez le temps T_{acq} (typiquement $12,86\mu s$ sous 5V),
- 7) Démarrez la conversion en positionnant le bit GO du registre ADCON0,
- 8) Attendez la fin de la conversion,
- 9) Lisez les registres ADRESH et si nécessaire ADRESL,
- 10) Attendez un temps équivalent à $2T_{ad}$ (typiquement $3,2\mu s$),
- 11) Recommencez au point 4.

Tel que :

T_{acq} est le temps qu'il faut pour que le condensateur interne atteigne une tension proche de la tension à convertir.

T_{ad} est le temps minimal à convertir un bit. Ce temps est dérivé par division de l'horloge principale. Le diviseur peut prendre une valeur de 2,4, 8, 16, 32 ou 64.

V.1.3.2.4 Les outils de développement

Pour développer une application autour d'un microcontrôleur on a besoin de leur langage assembleur ou d'un compilateur adapté au langage évolué selon le besoin de l'application à réaliser. Lors de notre projet, nous avons utilisé l'environnement de développement MPLAB (v 7.51), c'est un environnement très interactif, il dispose aussi d'un simulateur intégré, et il est fourni gratuitement sur le site de MICROCHIP.

V.1.3.2.5 la génération des signaux de commande

Lors de l'étude théorique, dans le premier chapitre on a expliqué la stratégie de commande MLI sinusoïdale, il nous reste de savoir comment générer cette commande numériquement.

En effet, nous avons présenté ci-dessus tout ce dont on a besoin afin de générer le signal de commande en temps réel. Donc, nous allons mettre en œuvre :

- Le module CCP1 en mode PWM, au fait, le signal est obtenu via la broche RC2/CCP1
- Le convertisseur A/D

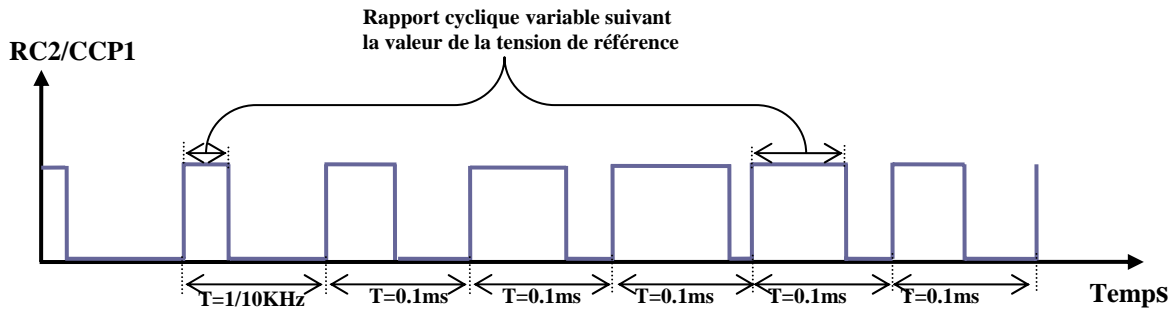
La sortie du convertisseur R/2R (paragraphe V.2.2.1) représente la tension de référence sinusoïdale ou la modulante. Elle est reliée à l'entrée AN0/RA0 comme pin d'entrée analogique. Elle est convertie à une valeur numérique sur 8 bits. A chaque conversion les 8 bits obtenus sont chargés dans le registre ADRESL et lorsque ces derniers sont celles qui expriment le rapport cyclique suivant l'équation (V.2), ils sont copiés dans le registre CCPR1L.

Premièrement, il faut trouver la valeur du registre PR2 qui permet d'avoir le signal PWM de fréquence 10KHz.

$$\text{D'après l'équation (V.2)} \quad PR2 = \frac{\text{Période du signal}}{4.T_{osc} \cdot (\text{prédiviseur de TMR2})} - 1 \quad (\text{V.3})$$

On a $T_{osc} = 1/40\text{Mhz}$, et on choisi un prédiviseur égale à 4, donc de (V.3) on trouve $PR2=255$.

De cette manière, et en configurant les registres ADCON0 et ADCON1 suivant nos besoin, nous allons obtenir un signal comme celui là :



Le pont dont on veut commander est constitué de quatre interrupteurs, il nécessite également quatre signaux qui seront appliqués aux bases des transistors. Du fait que la commande est complémentaire, on a besoin en réalité de deux signaux complémentaires, il faut donc générer le complément du signal de la pin RC2/CCP1. Pour ce faire, on a utilisé un déphaseur multiple, qui donne deux signaux rectangulaires de même amplitude mais en opposition de phase, comme il est montré sur la figure (V.14).

V.1.3.2.6 Adaptation des niveaux logique

Nous allons utiliser deux drivers IR2111 pour commander les transistors, comme l'IR2111 étant basé sur la technologie CMOS, les entrées doivent être commandées par les niveaux suivants :

- Tension minimum de 9,5V pour '1' logique
- Tension maximum de 6V pour '0' logique

Les signaux provenant du microcontrôleur étant en logique TTL, c'est-à-dire 0V-5V, il est nécessaire de les adapter aux niveaux CMOS. De ce fait, il faut amplifier les deux signaux MLI complémentaires du déphaseur multiple. Ceci est obtenu en utilisant deux transistors 2N2222 qui travaillent en commutation. Ce qui nous a permis d'avoir deux signaux d'amplitude 12V, qui vont attaquer les drivers (IR2111).

Le transistor Q3 donne le signal adapté qui sera appliqué au driver du bras A du pont, et le transistor Q4 donne le signal adapté qui sera appliqué au driver du bras B.

La figure (V.14) illustre le schéma électrique du circuit de commande de l'onduleur

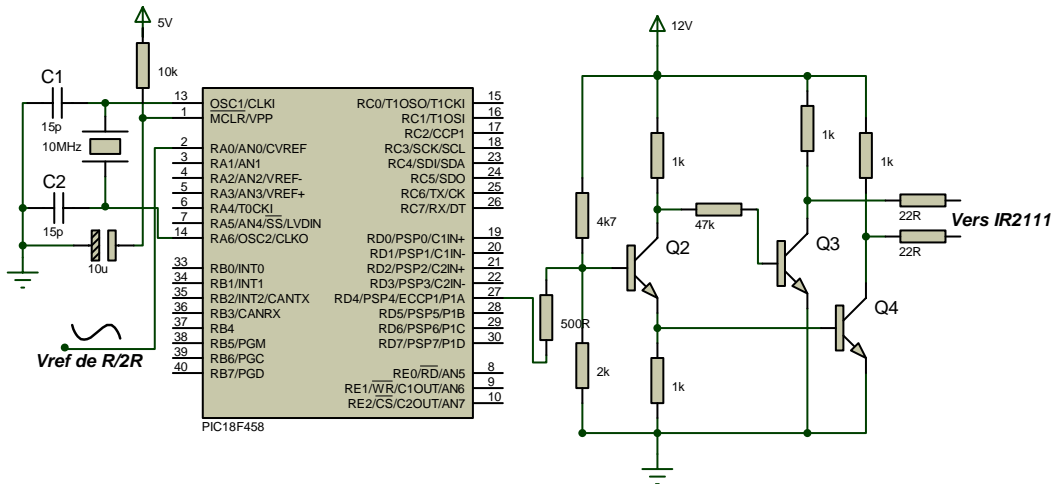


Fig.V.14 : Circuit électrique de commande de l'onduleur

V.1.3.2.7 Le buffer de puissance

Pour commander les transistors, nous avons utilisé un circuit intégré adapté, l'IR2111, dédié à la commande des transistors de type MOSFET ou IGBT. Ce composant permet de commander les transistors haut et bas d'un demi-pont. La figure ci-dessous indique le brochage de ce circuit.

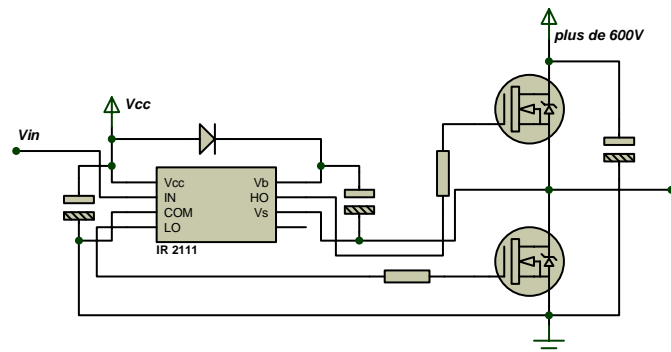


Fig.V.15 : Brochage de l'IR 2111

Le fonctionnement de ce circuit est très simple. Le signal PWM provenant du circuit de commande, arrive sur l'entrée IN, il est ensuite recopié vers la sortie HO, mais il est amplifié jusqu'à ce qu'il soit égale à la tension trouvée dans le point de connexion de deux transistors Vs plus la tension d'entrée. Il génère aussi le complémentaire du signal d'entrée en lui insérant un temps mort afin d'éviter de court-circuiter la tension d'alimentation du pont, ce dernier est donnée via la broche LO.

V.1.3.2.8 Le bloc de puissance

Le bloc de puissance de l'onduleur monophasé est constitué de quatre interrupteurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant formant un pont H. C'est à lui qui est

dédié la génération de la tension alternative, de ce fait il faut le dimensionner suivant la tension et le courant de la charge qu'il doit alimenter.

Pour les différents avantages qui présente un transistor MOSFET, comme

- La commande en tension
- Simplicité de commande (il nécessite une faible puissance de commande)
- Une forte impédance d'entrée
- Commutation rapide
- Faible perte de commutation

Nous avons utilisé le MOSFET IRF 740 ($V_{DS}=400V$, $ID=10A$) [27].

V.1.3.2.9 Le filtre LC

A la sortie du pont H, nous avons obtenu une tension alternative, carrée de 160V crête à crête, cette tension a une infinité de composantes fréquentiels, il faut filtrer les hautes fréquences pour récupérer la tension résultante de la tension de référence sinusoïdale. De ce fait, un filtre passe bas doit être placé à la sortie du pont.

Pour les principaux avantages qui caractérisent un filtre passif, (il ne demande pas une alimentation, simple à utiliser, et moins chère) on a choisi d'utiliser un filtre LC de faible impédance pour les hautes fréquences, donc moins de perte d'énergie.

Afin d'éliminer les harmoniques de haute fréquence de la tension de sortie, la fréquence de coupure du filtre est choisie autour 1Khz. les valeurs des composants de ce dernier sont choisis en utilisant la relation suivante :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

On choisit un condensateur non polarisé ($C3=2.2\mu F$, 400V), la valeur de bobine résultante est $L1=12mH$.

La figure (V.16) présente le schéma électrique de la partie de puissance, y compris le filtre LC.

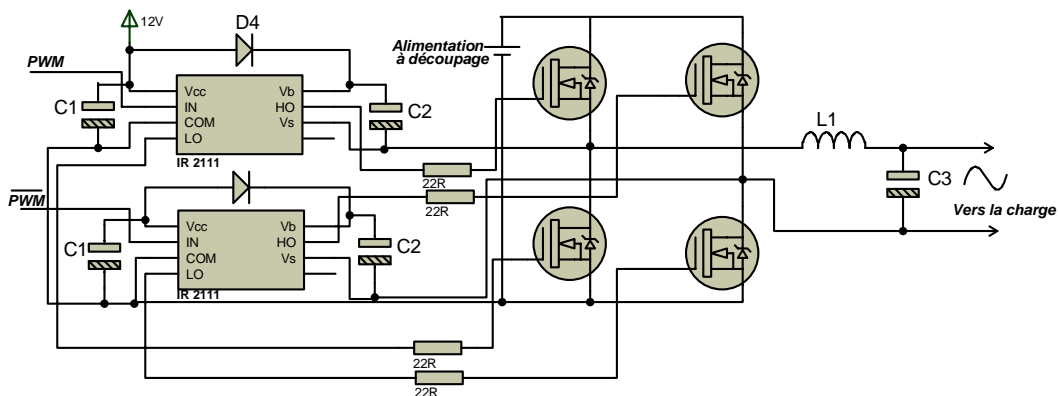


Fig.V.16 : Schéma électrique de la partie de puissance de l'onduleur

V.1.3.3 le fonctionnement maître

A la sortie du filtre LC, on a obtenue une tension sinusoïdale, d'une amplitude de 110V et d'une fréquence de 50 Hz. Mais pour que cet onduleur joue le rôle d'un maître, il doit:

1. Assurer la continuité de génération d'une tension de fréquence et d'amplitude fixes (50Hz, 110V) indépendamment des perturbations pouvant l'affectée (la variation de la tension d'entrée, la variation de la charge...).
2. partager le courant de charge équitablement sur les esclaves.

La première tâche est assurée par la régulation de la tension de sortie, et la deuxième tâche est assurée en captant le courant de charge, puis en le divisant équitablement sur les différents esclaves.

La figure (V.17) illustre le schéma de principe de la régulation de tension, et la répartition du courant de charge. Où $V_c(t)$ est la tension instantanée aux bornes du condensateur, $I_{ch}(t)$ est le courant instantané consommé par la charge et $I_{ref}(t)$ représente le courant de référence que doit fournir chaque esclave.

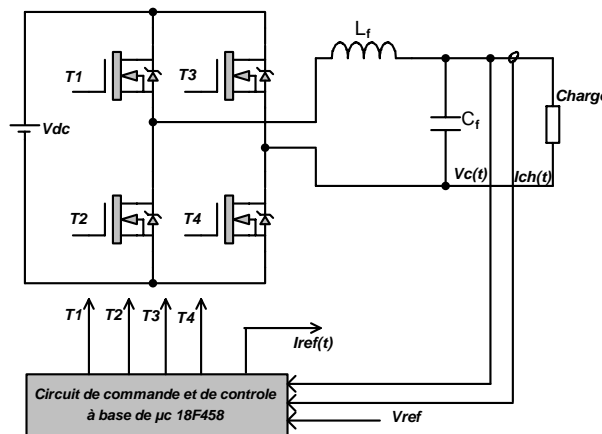


Fig.V.17 : Schéma du principe du maître

V.1.3.3.1 Le capteur de tension

Nous avons mesuré la tension de sortie au moyen d'un capteur LV 25P (figure V.18.a) de la société LEM. Leur alimentation est assurée soit par une alimentation stabilisée externe qui fournira une tension ($\pm 12V$) ou soit par deux batteries de 12V [28].

V.1.3.3.2 Le capteur de courant

La mesure du courant de charge est obtenue à l'aide d'un capteur à effet Hall à flux compensé. Celui-ci assure l'isolation galvanique entre la mesure et le circuit de puissance,

c'est le cas du circuit LA 55P de la société LEM où son brochage est présenté à la figure(V.18.b).

Les caractéristiques techniques du LA 55P sont les suivantes [28]:

- Tension d'alimentation $\pm 12 \dots 15V$
- Courant nominal efficace $50 A_{rms}$
- Courant secondaire efficace $50mA_{rms}$
- Rapport de transformation $K_N=1 : 1000$
- Résistance de mesure $R_{m \min}=10\Omega / R_{m \max}=100\Omega$

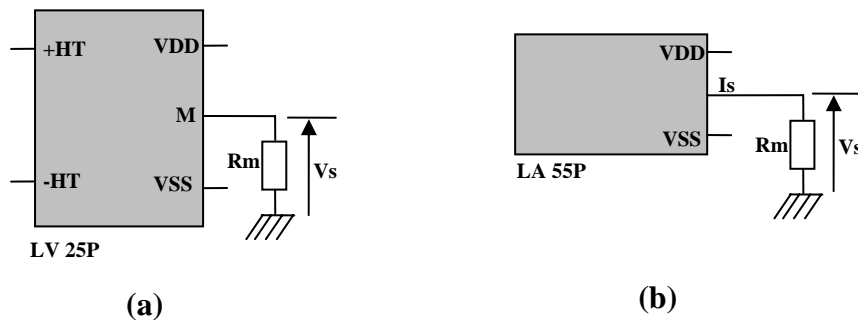


Fig.V.18 : Schéma du brochage du capteur de tension et du courant

On a
$$R_m = \frac{V_s \max}{I_s \max}$$

Le courant consommé par la charge peut atteindre $I_{ch}=300mA$ et avec le rapport K_N , on trouve $I_{s \max}=0.3mA$, et puisque on a choisi $R_m=R_{m \max}$, on va avoir $V_{s \max}=30mV$. La tension ainsi obtenue à la sortie est alternative et très faible. Cette tension va être appliquée directement à l'entrée du convertisseur A/N du PIC. Il nous faudra de la mise en forme pour qu'elle varie dans la plage d'entrée du convertisseur A/N du PIC $[V_{ss} \text{ à } V_{dd}] = [0 V \text{ à } 5,00 V]$ et aussi pour conserver une précision maximale de la tension numérisée. Donc, on va amplifier cette tension pour qu'elle couvre la quasi-totalité de la tension de référence.

En utilisant l'amplificateur opérationnel TL084 en montage amplificateur inverseur, on a amplifié la tension image du courant 150 fois, on obtient en sortie une tension alternative de 4.6V. Pour qu'elle soit positive, en la décalant par 2.5V, de ce fait, on utilise le TL082 en montage sommateur, on fait la somme de la tension de sortie avec la tension offset (2.5V) provenant d'un diviseur de tension. Puis, on fait passer la tension résultante par un filtre passe-bas RC du 1^{er} ordre afin d'éliminer les bruits qui accompagne le signal.

De cette manière, on aura une tension positive de 4.6V, prête à l'appliquer à l'entrée AN1 du convertisseur A/N du PIC 18F458. La figure (V.19) montre le schéma électrique du capteur de courant.

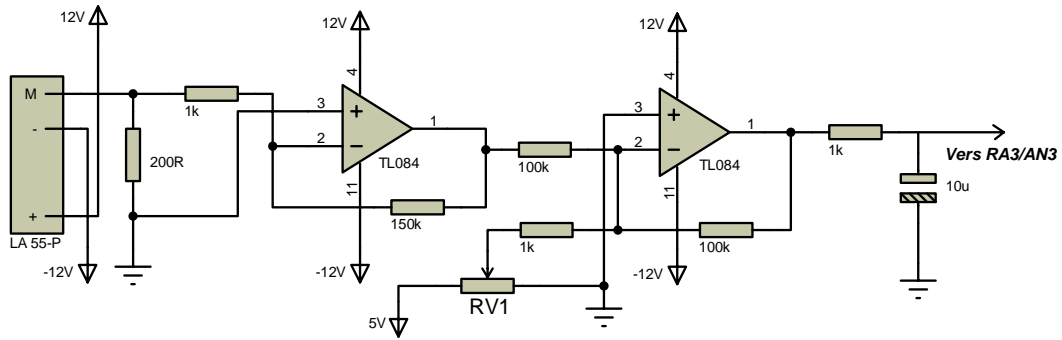


Fig.V.19 : Schéma électrique du circuit de capteur de courant

V.1.3.4 La régulation de tension

La régulation de tension nous permet de forcer la tension de sortie d’être égale à la tension souhaitée à chaque période d’échantillonnage. Le schéma de la figure (V.20) représente le régulateur type PI appliqué à notre onduleur.

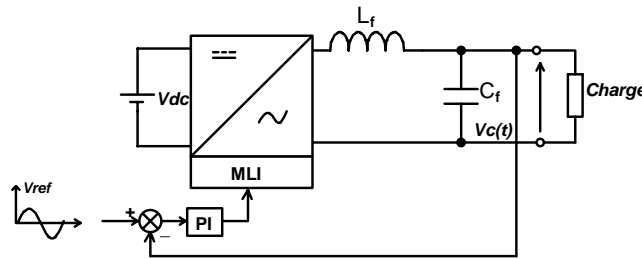


Fig.V.20 : Schéma de principe de régulation de tension

Nous avons donné le modèle linéaire de l’onduleur MLI sinusoïdal dans le premier chapitre. La fonction de transfert résultante de ce modèle est comme suit :

$$\frac{u_0}{u_i} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \tag{V.4}$$

La figure (IV.21) présente le schéma-bloc de la boucle de régulation de la tension de l’onduleur.

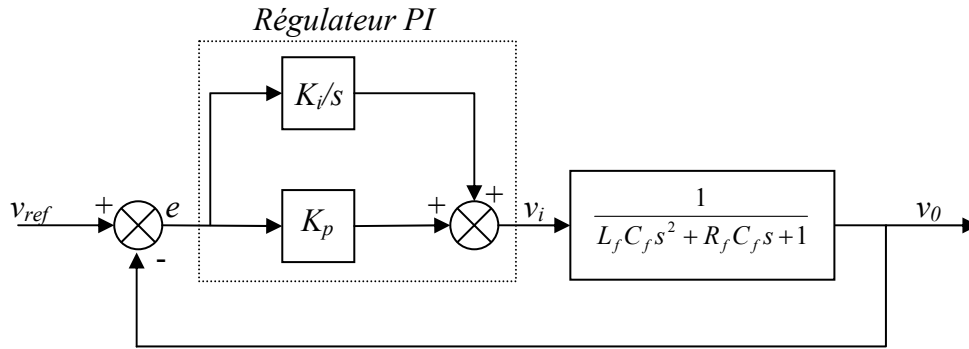


Fig.V.21 : Schéma bloc de la boucle de régulation de tension

V.1.3.4.1 Synthèse du régulateur

Le régulateur choisi est un PI numérique, et le traitement de l'asservissement s'effectue par le microcontrôleur PIC18F458. Mais à cause des difficultés qui caractérisent la synthèse fréquentielle d'un système de régulation numérique, on a choisi une autre méthode de synthèse très utilisée en pratique, et simple à appliquer. Cette méthode consiste à remplacer un système de régulation numérique par un système analogique équivalent avec l'insertion d'un retard pur dans la boucle, ce retard est approximé par une simple constante de temps ou par une autre approximation, celle du Padé [15] [16].

La figure (V.22) montre le système de régulation avec le retard approximé par une constante de temps.

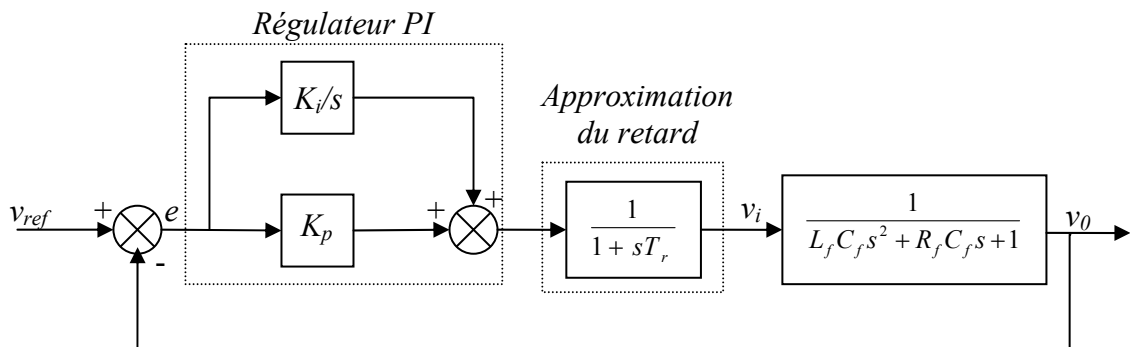


Fig.V.22 : Schéma bloc équivalent de la boucle de régulation numérique

La fonction de transfert du régulateur PI est la suivante :

$$G_r(s) = K \cdot \frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \quad (V.5)$$

Donc la fonction de transfert de la chaîne directe est comme suit :

$$G(s) = K \cdot \frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + T_r \cdot s} \cdot \frac{1}{L_f C_f \cdot s^2 + R_f C_f \cdot s + 1} \quad (V.6)$$

On constate qu'avec la compensation de l'un des pôles, il nous reste une équation caractéristique de troisième ordre, dont la fonction de transfert du système a deux pôles complexe. Pour éviter la complexité de la synthèse par les méthodes connues, on a utilisé une méthode purement pratique. Cette méthode permet de trouver les paramètres du régulateur PID (K_p , K_i , et K_D) expérimentalement en suivant les étapes suivantes :

1. On élimine la partie intégrale et dérivé, puis on augmente le K_p au maximum jusqu'à que le système commence à osciller.
2. Ensuite, on divise K_p sur 2.
3. On augmente K_D et fait varier la référence de $\pm 5\%$. On observe le comportement du système et on choisit la valeur de K_D qui donne une réponse amortie.
4. On fait augmenter K_i légèrement jusqu'à avoir des oscillations. On divise la valeur de K_i par 2 ou par 3.

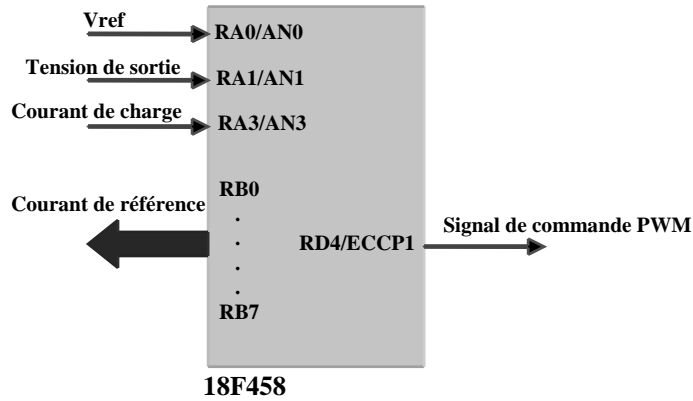
Dans notre cas, on a besoin uniquement de K_p et K_i . En utilisant SIMULINK de MatLab, on peut trouver les valeurs de ses deux paramètres qui vont être utilisé pour obtenir les paramètres du PI numérique (b_0 et b_1).

V.1.3.5 La programmation du PIC

Le microcontrôleur 18F458 gère la partie de commande et de régulation du maître et donne le signal de référence à l'esclave. Pour qu'il fasse tout cela, il devra posséder les fonctionnalités suivantes :

- Utiliser le convertisseur A/N pour l'acquisition de la tension de référence
- Utiliser le convertisseur A/N pour l'acquisition de la tension de sortie
- Utiliser le convertisseur A/N pour l'acquisition du courant de charge
- Exécute la fonction de régulateur PI numérique
- délivrer le signal PWM à la carte de puissance
- calculer le courant qui doit être généré par l'esclave
- délivrer le courant de référence au maître

Voici ci-après un schéma qui donne les entrées et les sorties utilisés de ce microcontrôleur



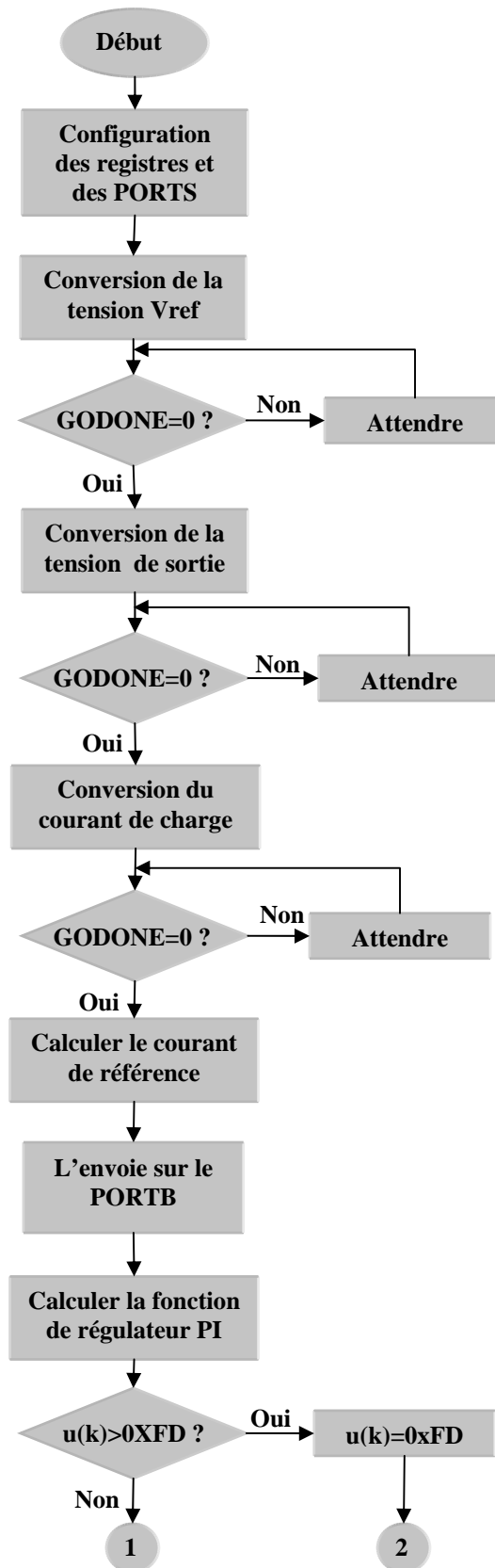
On commence notre programme par la conversion des trois entrées analogiques à des grandeurs numériques, et cela se fait tout simplement par la configuration du registre ADCON1 afin de déterminer le nombre d'entrée analogique, et à chaque fois que la conversion d'une entrée est terminée, on sélectionne l'entrée suivante à l'aide de registre ADCON0. Après la conversion, on passe au calcul de la valeur de comparaison qui est indispensable à la génération du signal de commande PWM, cette valeur est la valeur résultante de l'exécution de la fonction de régulateur PI numérique suivante :

$$u(k) = u(k-1) + b_0 \cdot e(k) + b_1 \cdot e(k-1) \quad (V.7)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} b_0 = K_p \\ b_1 = K_p \left(\frac{h}{T_i} - 1 \right) \end{cases} \text{ et } h \text{ c'est la période d'échantillonnage}$$

$e(k)$ est l'erreur : la différence entre la tension de référence et la tension de sortie fournie par le capteur de tension.

La méthode de génération du signal PWM a été déjà expliquée au paragraphe (V.1.3.2.5). L'étape suivante est la génération de courant de référence de l'esclave, cela se fait à chaque période d'échantillonnage. Cette opération consiste à diviser la valeur numérique du courant de charge donné par le capteur sur le nombre d'onduleurs. Cette valeur sera envoyée par le PORTB puis converti à une valeur analogique par un autre convertisseur N/A (R/2R). La valeur analogique résultante représente la tension de référence de l'esclave, qui est en réalité l'image du courant fourni par l'esclave à la suite. Voici un organigramme qui résume toute les opérations exécutées dans le PIC.



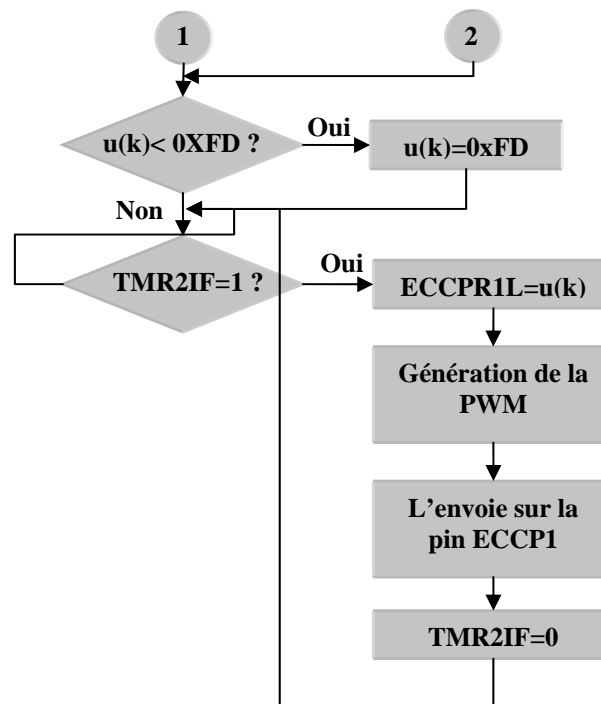


Fig.V.23 : Organigramme du programme du PIC 18F458

La figure (V.24) montre le prototype de l'onduleur maître réalisé.

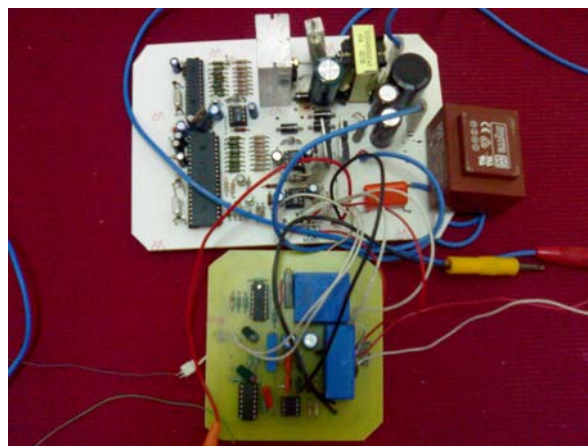


Fig.V.24 : Prototype de l'onduleur maître

De cette manière, on termine la partie de réalisation du maître, et on passe à celui de l'esclave

V.2 La réalisation de l'onduleur esclave

L'esclave se comporte comme un générateur de courant, il assure à tout moment la livraison du courant demandé par le maître, soit en forme ou en amplitude. La différence entre les deux ASI est résumée dans les points suivants :

- Pour commander l'alimentation à découpage, on utilise un oscillateur à base de NE555 à la place du PIC 16F876.
- La tension de référence étant fournie par le maître, aucun convertisseur N/A n'est utilisé.
- A la sortie du pont, on utilise une bobine de lien à la place d'un filtre LC.
- On a une régulation de courant à la place d'une régulation de tension

V.2.2 L'alimentation à découpage

On a réalisé la même alimentation à découpage que celle du maître, avec une légère différence dans le circuit de commande.

V.2.2.1 Le circuit de commande

La génération du même signal de commande délivré par le 16F876 dans le maître, est faite ici par un oscillateur monostable à base du NE555. La figure (V.25) montre le schéma électrique de cet oscillateur.

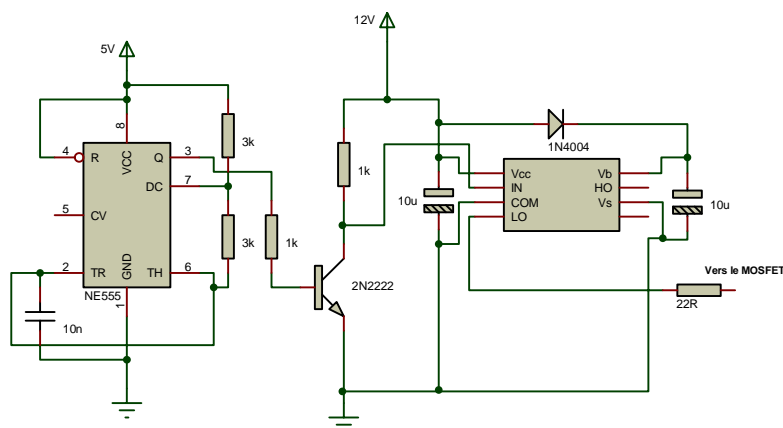


Fig.V.25 : Le schéma électrique du circuit de commande de l'alimentation à découpage de l'esclave

V.2.2.2 L'inductance de filtrage du courant onduleur

On place une inductance à la sortie du pont, cette inductance transforme l'onduleur en source de courant et réalise aussi le lissage du courant onduleur. Cette inductance L doit être dimensionnée pour que la chute de tension $L\omega I_{eff}$, pour le courant maximal soit inférieure à 20% de la tension du maître.

V.2.2.3 La régulation de courant

Pour s'assurer que le courant fourni à la sortie de l'esclave est celui demandé, on utilise une boucle de régulation de courant qui va agir sur le coefficient de la MLI, et donc sur

la tension de sortie de l'onduleur. La figure (V.26) présente la boucle de régulation, dont on a mis en œuvre un régulateur de type P.I

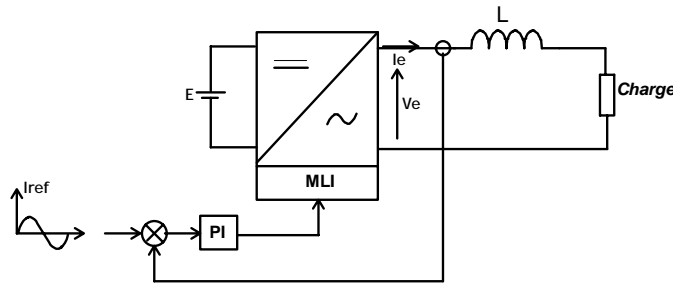


Fig.V.26 : Le schéma de principe de régulation de courant

A partir de la modélisation de l'esclave vue au premier chapitre, et à l'aide de l'approximation qui permet de remplacer un système de régulation numérique par un système analogique équivalent vue dans la régulation de tension, on obtient le schéma bloc de la boucle de régulation ci-dessous.

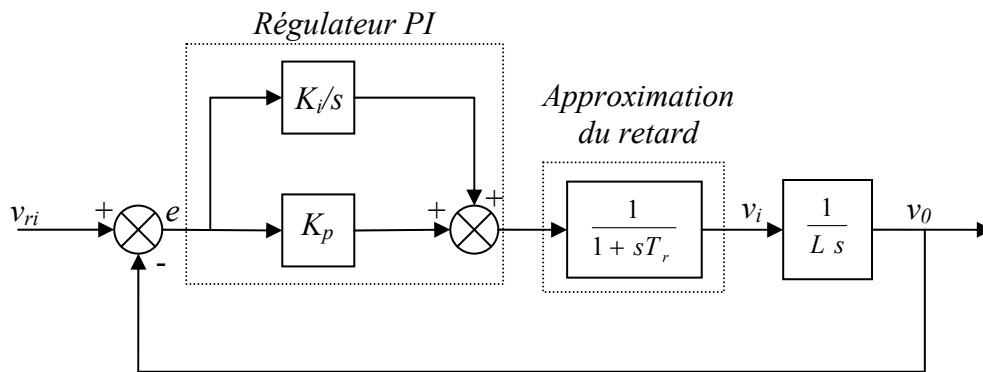


Fig.V.27 : Le schéma bloc de la boucle de régulation du courant

C'est avec la même méthode du régulateur de tension, on trouve les paramètres du régulateur PI numérique.

V.2.2.4 La programmation du PIC

Nous avons choisi le même microcontrôleur qui a été utilisé pour la commande, le 18F458, mais cette fois-ci, il va accomplir seulement les tâches suivantes :

- Utiliser le convertisseur A/N pour l'acquisition de la tension de référence
- Utiliser le convertisseur A/N pour l'acquisition du courant de sortie
- Exécuter la fonction de régulateur PI numérique
- Délivrer le signal PWM à la carte de puissance

On utilise le canal 0 (AN0) pour l'acquisition du courant de référence et le canal 1 (AN1) pour le courant de sortie. Le signal PWM sera délivré à travers la broche ECCP1. On constate qu'il n'y a aucun intérêt dans la répétition des étapes du déroulement du programme et même de l'organigramme puisque on a vu tous ces détails avec le maître.

On conclut cette partie par cette photo qui représente le prototype de l'onduleur esclave réalisé.

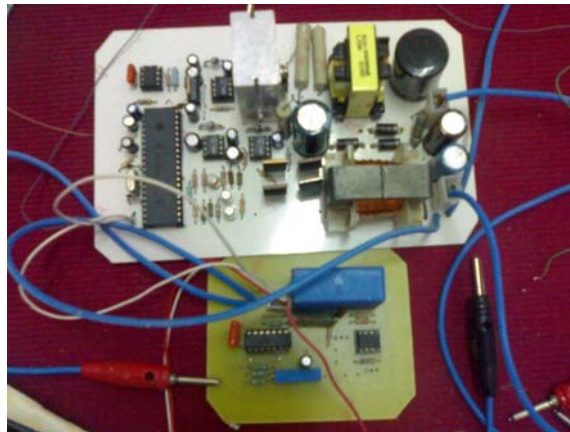


Fig.V.28 : Prototype de l'onduleur esclave

V.3 La mise en parallèle des deux onduleurs

Après la réalisation du maître et de l'esclave, nous pouvons maintenant relier les deux ASI, de telle manière que le maître génère la tension d'alimentation (110V, 50Hz), et gère l'esclave à travers leur courant de référence qu'il génère continuellement. Comme la mise en parallèle des onduleurs est basé sur la manière dont ces derniers partagent le courant de charge. Soit entre le maître et les esclaves, ou en particulier entre le maître et l'esclave. Il reste de savoir comment le maître gère ses esclaves ou comment il partage le courant de charge avec eux ? Pour répondre à cette question, on a proposé deux méthodes liées à la topologie maître/esclaves :

V.3.1 La méthode de gestion des esclaves

Le microcontrôleur du maître reçoit continuellement ou à chaque période d'échantillonnage la valeur du courant de charge, et suivant les méthodes qu'on va citer, il génère le courant de référence des esclaves.

V.3.1.1 La méthode de participation globale

Le principe de cette méthode consiste à faire participer tous les esclaves, à travers le partage équitable du courant de charge, dans l'approvisionnement de cette dernière. Explicitement, après l'acquisition et la conversion du courant de charge, le microcontrôleur

divise ce courant sur le nombre des esclaves, et ça se fait à chaque période d'échantillonnage, comme l'indique la relation suivante :

$$V_{ri} = \frac{\text{courant de charge instantné}}{\text{le nombre des esclaves}}$$

Tel que V_{ri} est le courant de référence

La figure (V.29) donne le schéma fonctionnel de cette méthode

V.3.1.2 La méthode de secours

Dans cette méthode, on fait appel aux esclaves suivant la croissance de la demande. Au démarrage, le maître travaille seul. Dans le cas où la demande croît et dépasse la capacité du maître, ce dernier fait appel au premier esclave. Si la demande croît et dépasse d'avantage la capacité des deux ASI (le maître et le premier esclave), le maître fait appel au deuxième esclave et ainsi de suite.

On peut aussi dès le début, lancer le maître avec un ou deux esclaves, si on prévoit que le maître ne peut pas couvrir la demande en solitaire. Les autres esclaves sont sollicités pour fonctionner dans le cas où la charge dépasse la capacité des onduleurs en fonctionnement.

Cette méthode est applicable dans les cas des charges de faible puissance, où la demande ne monte pas rapidement.

Il faut préciser ici que ces deux méthodes ont des limites, c'est-à-dire que l'utilisateur est obligé de savoir la puissance maximale de son système et la puissance de chaque unité. De cette manière, on arrive à estimer la plage de puissance et prévoir le nombre d'unité qu'on a besoin. En effet, la responsabilité de la topologie de commande consiste en continuité de service de la charge même dans le cas où l'une ou plus d'unité tombera en panne, donc le système redimensionnera la puissance manquante sur les unités restantes ou fera intégrer d'autres si sont déjà connectés.

La figure (V.30) donne le schéma fonctionnel de la méthode de secours

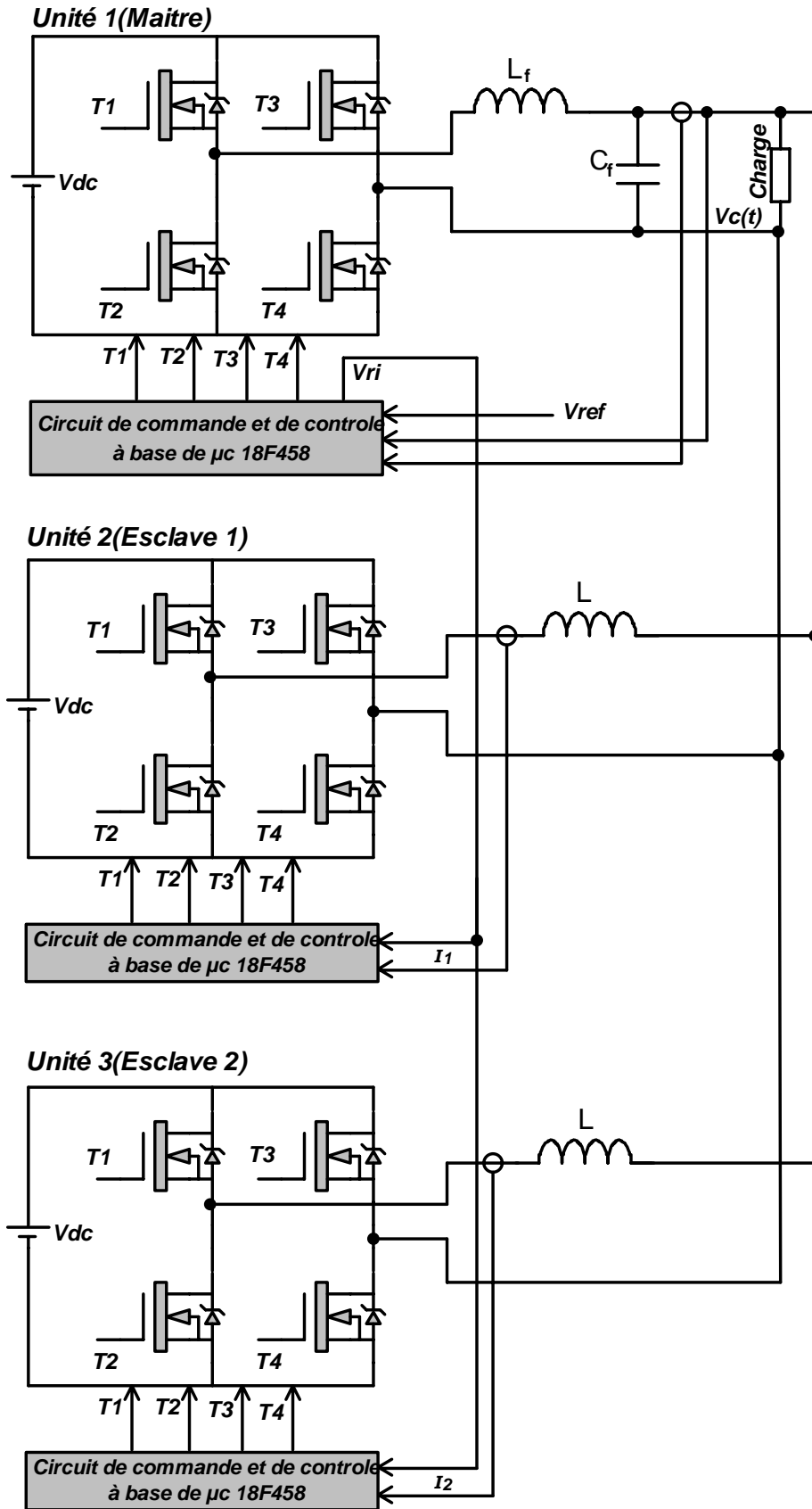


Fig.V.29 : Le schéma fonctionnel de la méthode participation globale

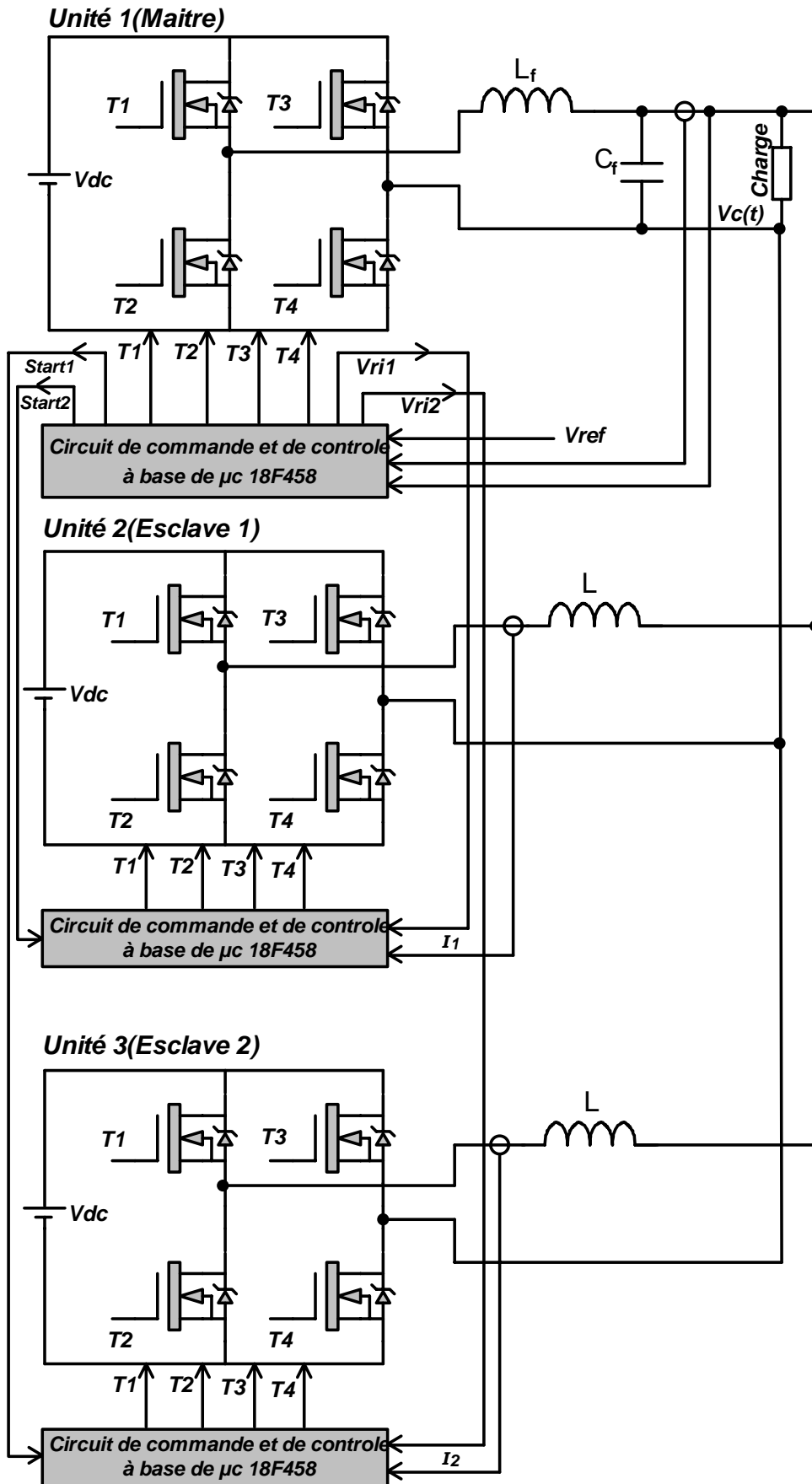


Fig.V.30 : Le schéma fonctionnel de la méthode de secours

V.4 Les résultats expérimentaux

Les signaux de sortie de chaque étage et les signaux de sortie après la mise en parallèle des deux onduleurs sont récapitulés dans les résultats expérimentaux suivants.

V.4.1 Le signal de commande de l'alimentation à découpage

La figure ci-dessous montre le signal de commande du transistor de l'alimentation à découpage

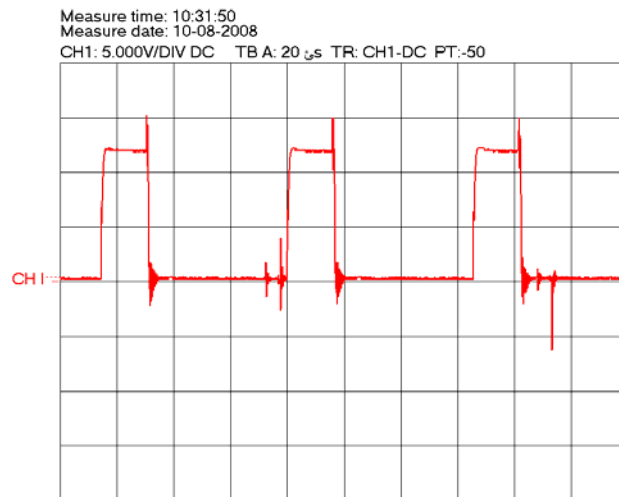


Fig.V.31 : Le signal de commande de l'alimentation à découpage

V.4.2 La tension de référence

La figure (IV.32) représente la tension de référence du maître, c'est une tension de 4.6V et d'une fréquence de 50Hz, décalé par 2.5V

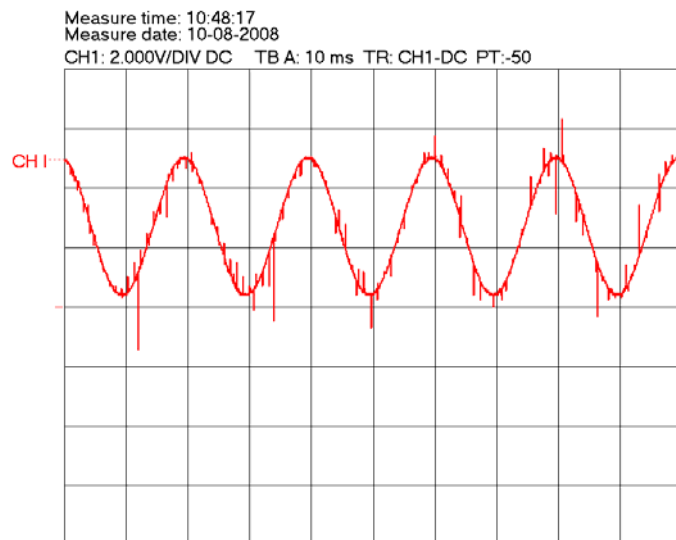


Fig.V.32 : La tension de référence

V.4.3 Les signaux de commande du pont

Les deux signaux complémentaires qui commandent le pont de l'onduleur sont illustrés ci-dessous :

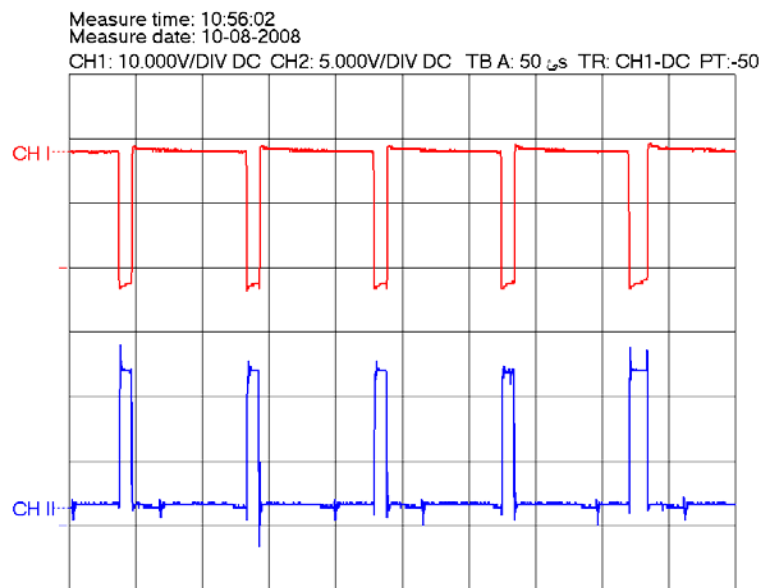


Fig.V.33 : Les signaux de commande du pont

V.4.4 La tension de sortie du maître

La figure (V.34) représente la tension de référence donnée par le canal1 et la tension de sortie donnée par le canal2. Cette dernière représente l'image de la tension sinusoïdale d'une amplitude de 110V.

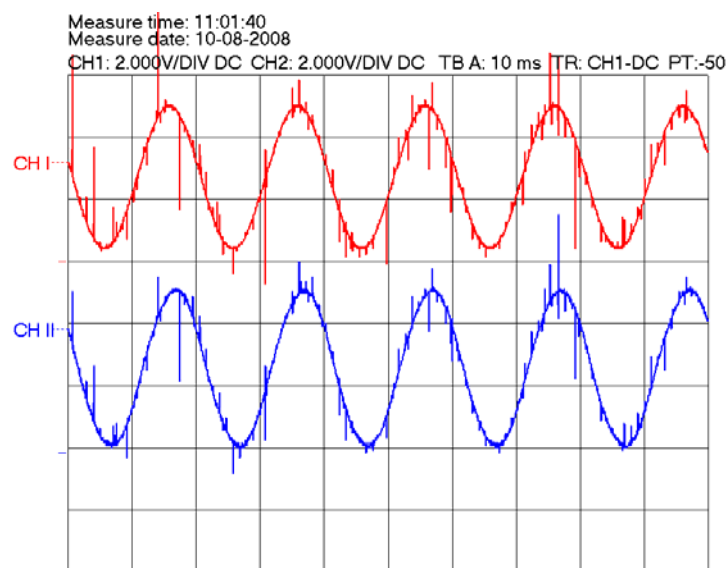


Fig.V.34 : La tension de sortie du maître (CH II)

V.4.5 Courant de charge

Le courant consommé par une charge placée à la sortie du maître (lampe de 70W), est donné dans la figure 26. Ce courant est égal à 300mA, et la tension de sortie du maître égale 110V.

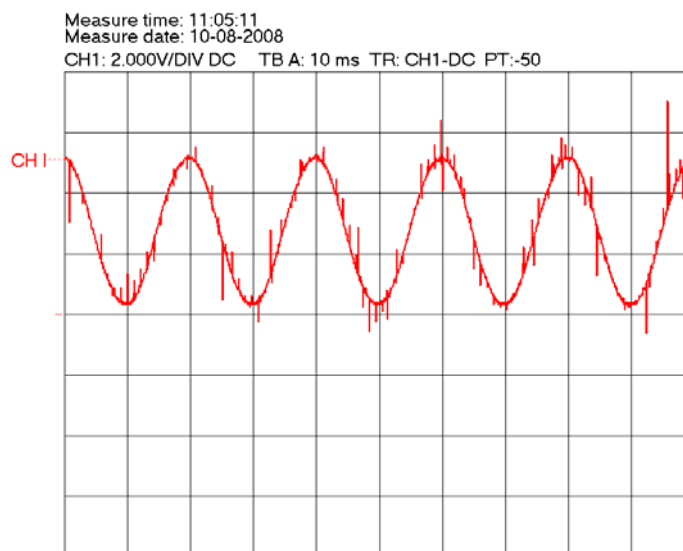


Fig.V.35 : Le courant de charge

V.4.6 Le courant de référence

Pour la même charge, on demande de l'esclave à travers le courant de référence délivré par le maître, de produire la moitié du courant de charge (150mA). Dans la figure ci-dessous, on a le courant de référence donné par la canal1 et le courant de sortie de l'esclave donné par le canal2.

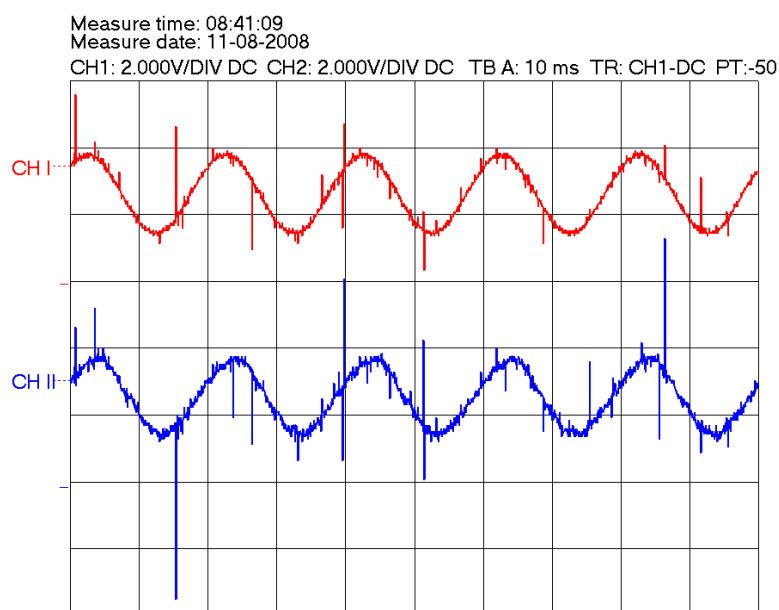


Fig.V.36 : Le courant de référence et le courant de l'esclave

Il est à noter que les pics dans tous les signaux obtenus, sont dus aux bruits électromagnétiques de l'alimentation à découpage, L'utilisation des condensateurs de découplage n'a pas supprimé tous ces pics.

Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté en détail les modules qui constituent les deux ASI réalisés, on a commencé par le module de puissance qui comporte deux parties, l'alimentation à découpage, et le pont H avec le filtre LC, puis nous avons donné le circuit de génération de la tension de référence. La partie commande a été basé sur l'utilisation d'un microcontrôleur PIC18F458. Dans cette partie, nous avons expliquée les modules du microcontrôleur qu'on a utilisé, les circuits de captage de courant et de tension sont aussi donnés en détail, et on a terminé par les méthodes de liaison de deux ASI et les résultats expérimentaux.

Conclusion générale

Le but visé dans ce travail est la réalisation de deux alimentations sans interruption (ASI) et leur mise en parallèle en utilisant la topologie maître/esclave.

Après une description sommaire du principe de base d'un ASI (Alimentation Sans Interruption) et de son modèle linéaire, ainsi que la commande SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) utilisée pour commander l'onduleur ; une étude qui met en valeur les avantages, les inconvénients et les domaines d'application des différentes topologies qui existent actuellement et des techniques utilisées pour la mise en parallèle des ASI a été effectuée.

La réalisation d'un ASI a vécu par quatre étapes. La première étape consiste à réaliser un module qui fait la conversion DC/DC. Il s'agit d'une alimentation à découpage de type flyback, qui permet d'élever la tension de la batterie à une tension suffisante pour alimenter l'onduleur. La deuxième étape est dédiée à la réalisation d'un module qui assure la conversion DC/AC. C'est un onduleur en pont avec un filtre LC à sa sortie. Un module capteurs, à base d'un capteur de tension (LV25-P) et d'un capteur de courant (LA55-P) de la société LEM, a fait l'objet réaliser dans la troisième étape. Dans la dernière étape, on a réalisé un module qui assure la commande de l'onduleur, la régulation de tension, la génération du référence et le pilotage de l'esclave.

La commande SPWM utilisé et la régulation de tension à l'aide d'un régulateur PI numérique sont implémentées sur un microcontrôleur (PIC18F458) de Microchip qui est très utilisé dans la commande des systèmes d'électronique de puissance, car il dispose de deux modules très intéressants ; le convertisseur A/D à 10 bits rapide et le module qui génère le signal PWM.

Le premier ASI réaliser était le maître, qui fournit une tension sinusoïdale et qui pilote le deuxième ASI (esclave). La procédure de réalisation était la même pour le deuxième ASI, en remplaçant uniquement le filtre LC par une bobine de lien et la régulation de tension par une régulation de courant.

L'ASI esclave se comporte comme un générateur de courant qui délivre le courant demandé par une tension de référence appliqué à son entrée. Après la réalisation, chaque ASI a été testé séparément, en boucle ouverte puis en boucle fermée.

La dernière étape était la connexion des deux ASI en parallèle, en appliquant la technique maître/esclave, où nous avons utilisé le même circuit (PIC18F458) à l'implémentation de cette technique.

REFERENCES BIBIOLGRAPHIQUES

- [1] Xiao Sun “Advanced Control of SPWM dc/ac Inverter ”, PhD, Hong Kong Polytechnic University, June 2003
- [2] Stoyan Borissov Bekiarov “Reduced parts uninterruptible power supplies ” PhD, Graduate College of the Illinois Institute of Technology/ Chicago, Illinois, May 2004.
- [3] ANIL Tuladhar “Advanced control techniques for parallel inverter operation without control interconnections ” PhD, The University of British Columbia, April 2000
- [4] Mohammad Nanda R. Marwali, M.S.E.E “Digital control of pulse width modulation inverters for high performance uninterruptible power supplies” PhD, Graduate School of the Ohio State University, 2004
- [5] Christopher L. Smith “Modeling and control of a Six-Switch Single-Phase Inverter ” Master's thesis, faculty of the Virginia Polytechnique, August 2005.
- [6] K. De Brabander, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen and R. Belmans “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters” *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, 2004.
- [7] Heinz van der Broeck, Ulrich Boeke “A Simple Method for Parallel Operation of Inverter” *Philips Research Laboratories Aachen, Weissshausstr.* Aachen, Germany, 1998
- [8] Ying-Yu Tzou “DSP-Based Fully Digital Control of a PWM DC-AC Converter for AC Voltage Regulation” *Power Electronics and Motion Control Lab., Institute on Control Engineering, National Chiao Tung University*, Taiwan, 1995
- [9] S. J. Chiang and J. M. Chang “Parallel Control of the UPS Inverters With Frequency-dependent Droop Scheme” *Department of Electrical Engineering, National Lien-Ho Institute of Technology, Miao-Li, Taiwan, R.O.C.*
- [10] Xiao Sun, Yim-Shu Lee and Dehong Xu “Modeling, Analysis, and Implementation of Parallel Multi-Inverter Systems With Instantaneous Average-Current-Sharing Scheme” *IEEE Transactions on power electronics*, May 2003.
- [11] Naser M. Abdel-Rahim and John E. Quaicoe “Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters” *IEEE Transactions on power electronics*, July 1996.
- [12] Jean-Paul LOUIS et Claude BERGMANN “Commande numérique des ensembles convertisseur-machines” *Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique* Doc. D 3 648-1.
- [13] Wolfgang Altmann “Practical Process Control for Engineering and Technicians” *IDC Technologies*, 2005.
- [14] Thomas Branal “Embedded Robotics” *Springer*, 2006.
- [15] Michel ETIQUE “Régulation automatique” *Yverdon-les-Bains*, février 2008.
- [16] Michel ETIQUE “Régulation numérique ” *Yverdon-les-Bains*, décembre 2004.
- [17] Freddy Mudry “Introduction à MATLAB ” *Ecole d'ingénieur du Canton de Vaud*.
- [18] Marty Broun “Practical Switching Power Supply Design” *Academic Press, INC.* 1990.
- [19] Nigel Gardner “An Introduction to programming the Microchip PIC in C” *Character Press Limited* 1998.
- [20] Jin-Woo Jung “How to Use Simulink” *Department of Electrical and Computer Engineering The Ohio State University*, 2005.
- [21] Dogan Ibrahim “Advanced PIC Microcontroller Projects in C” *Elsevier, Ltd.* 2008.
- [22] Claude Bigonoff “La programmation des PICS, La gamme Mid-Range”.

[23] Jean-Noel FIORINA “Utilisation des IGBT dans les ASI” *MGE UPS systems*” *MGE UPS system*.

[24] J.P. BEAUDET - J.N. FIORINA - O. PINON “Topologies d’ASI et normalisation” *MGE UPS system*.

[25] P. LADOUX – G. OLLE “Compensateur d’harmoniques et de puissance réactive” *Publication RESELEC 2002*.

Sites d’internet :

[26] www.microchip.com

[27] www.irf.com

[28] www.lem.com

[29] www.datasheetcatalog.com

ANNEXE A

Le synthèse du régulateur PI

Cette annexe présente les différentes étapes de l'estimation des paramètres du régulateur PI numérique, la figure (A.1) donne le modèle SIMULINK de l'onduleur maître dont on a utilisé S-fonction pour simuler le modèle de l'onduleur MLI, et l'exécution du régulateur PI.

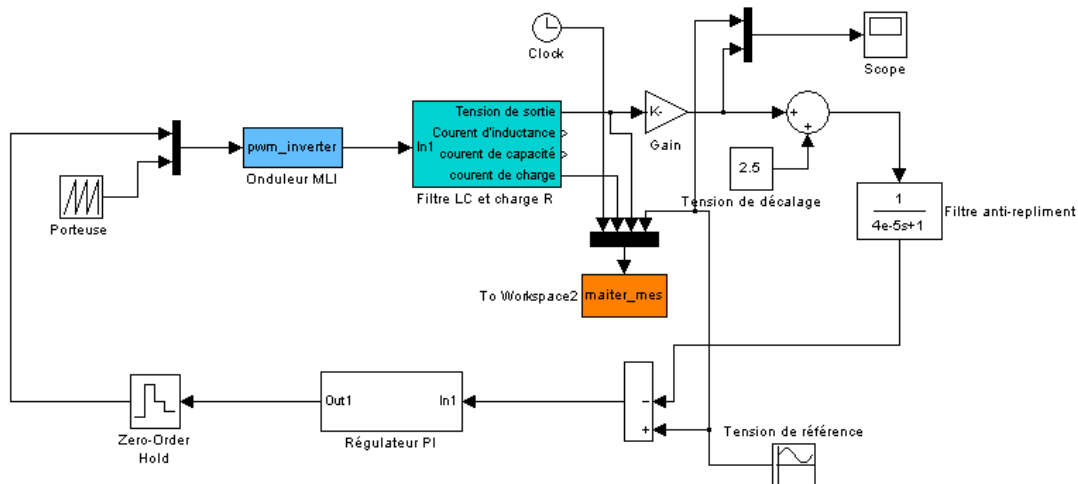


Fig.A.1 : Le modèle SIMULINK de l'onduleur maître

La figure (A.2) montre le modèle du filtre LC avec la charge résistive R inclut dans le bloc sous-system.

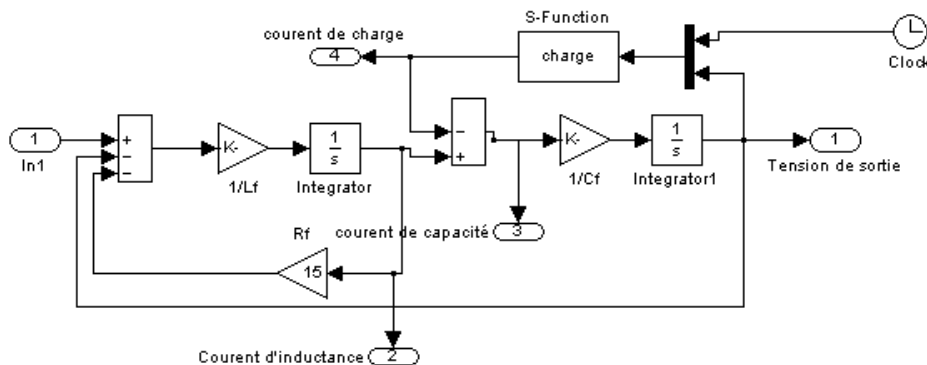


Fig.A.2 : Le modèle SIMULINK du filtre LC avec une charge résistive

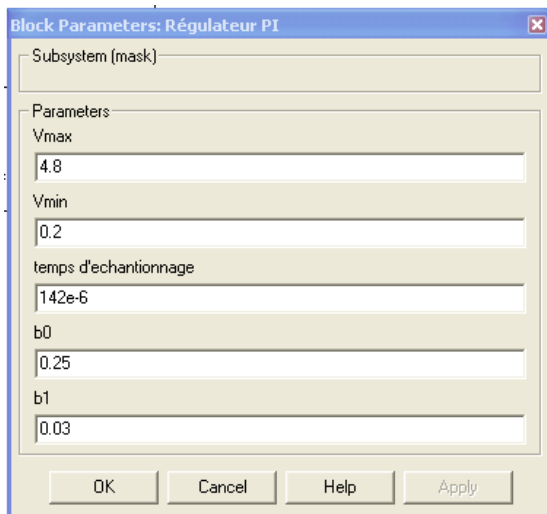
Voici la fonction du régulateur PI numérique qu'on a vu au paragraphe (V.1.3.5) :

$$u(k) = u(k-1) + b_0 \cdot e(k) + b_1 \cdot e(k-1)$$

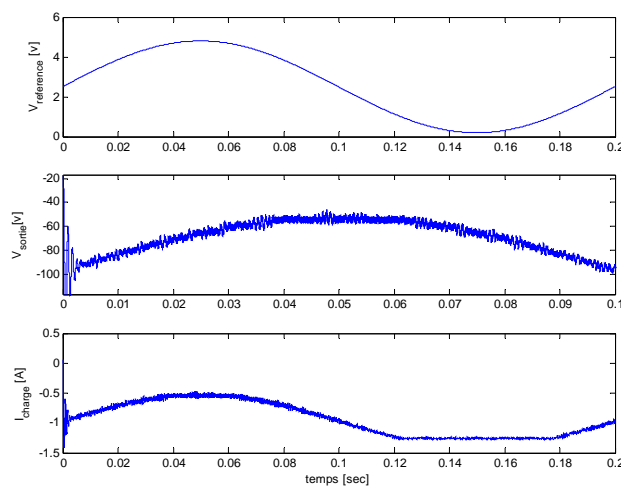
$$\begin{cases} b_0 = K_p \\ b_1 = K_p \left(\frac{h}{T_i} - 1 \right) \end{cases}$$

Pour trouver les paramètres du régulateur (b_0 et b_1) convenables, nous allons utiliser la méthode présentée au paragraphe (V.1.3.4.1).

La figure ci-dessous présente le bloc qu'on va l'utiliser pour introduire les paramètres du régulateur (V_{max} , V_{min} , temps d'échantionnage, b_0 , b_1) qui seront utilisés par S-fonction du bloc du Régulateur PI.

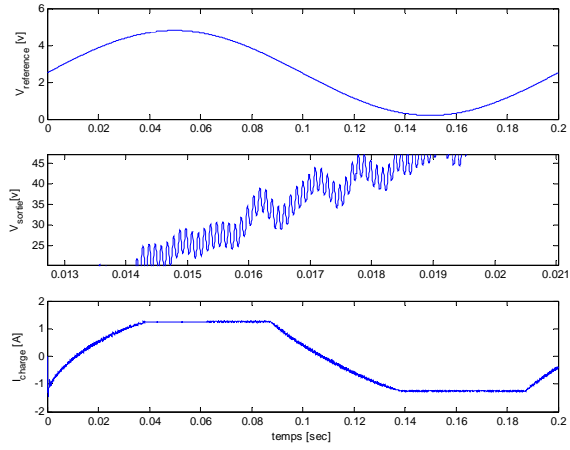


➤ Pour trouver b_0 , on met b_1 égale à 0, et on augmente b_0 au maximum jusqu'à que le système commence à osciller, comme indiqué dans la figure ci-dessous :

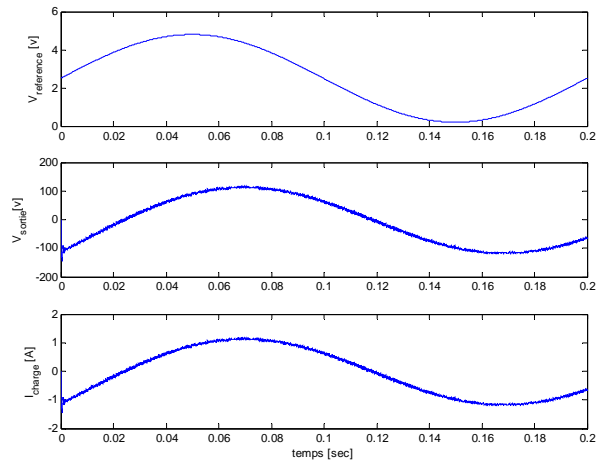


Puis, on divise la dernière valeur introduite qui donne le résultat ci-dessus par 2. La valeur résultante est celle de b_0 cherchée.

➤ On passe maintenant au deuxième paramètre (b_1). Pour trouver la valeur approximative ou convenable de ce dernier, On va l'augmenter légèrement jusqu'à avoir des oscillations, comme indiqué dans la figure ci-dessous, puis on divise la dernière valeur introduite par 2 ou par 3. La valeur résultante est la valeur de b_1 cherchée.



Les valeurs de b_0 et b_1 trouvées nous donnent le résultat montré par la figure suivante :



ملخص:

الهدف من هذا العمل هو إنجاز وحدتين من إمدادات الطاقة و العمل على ربطهما بالتوازي، بشكل يجعل الأولى تتحكم في الثانية. بعد إعطاء مبدأ عمل إمدادات الطاقة واستخراج النموذج الخطي لها وكذا عرض طريقة التحكم فيها، قدمنا الطرق المستعملة لربطها بالتوازي. في المرحلة الثانية قمنا بإجراء محاكاة ثم إنجاز لهاتين الوحدتين، حيث أن الوحدة الأولى هي عبارة عن وحدة رئيسة تؤدي دور مولد التوتر المتموج، أما الوحدة الثانية فهي وحدة ثانوية تؤدي دور مولد كهرباء يقوم بإنتاج التيار الكهربائي الذي تطلبه منها الوحدة الرئيسية. حتى تؤدي كلتا الوحدتين الدور المطلوب منها، قمنا باستعمال مراقب رقمي لهذا الغرض. في الأخير وبعد التحقق من عمل كل وحدة على حدا قمنا بربطهما بالتوازي باستعمال طريقة الرئيس والمرؤوس.

كلمات مفتاحية: إمدادات الطاقة, طريقة التحكم (SPWM), المراقب الرقمي (PI), طريقة الرئيس و المرؤوس

Résumé :

Ce travail a pour but la réalisation de deux alimentations sans interruption (ASI) et leur mise en parallèle en utilisant la topologie maître/esclave. Après une description sommaire du principe de base d'un ASI et de son modèle linéaire, ainsi que la commande SPWM ; une étude des différentes topologies et des techniques utilisées pour la mise en parallèle des ASI a été effectuée. La deuxième étape est dédiée à la simulation et la réalisation de deux ASI, un principal appelé maître se comportant comme un générateur de tension sinusoïdale, et un secondaire appelé esclave se comportant comme un générateur de courant qui doit fournir le courant imposé par le maître. La régulation de tension au niveau du maître, et la régulation du courant au niveau de l'esclave ont été assurées par un régulateur PI numérique. Dans un but de validation, le test de bon fonctionnement de chaque ASI a été mené séparément, avant la mise en parallèle des deux ASI en utilisant la technique maître/esclave.

Mots clés : alimentation sans interruption (ASI), la commande SPWM, le régulateur PI numérique, la topologie maître/esclave.

Abstract:

The aim of this work is the realisation of two Uninterrupted Power Supplies (UPS) and their parallel connection using master/slave topology. After a brief description of the basic principle of an UPS and its linear model, and the SPWM control technique, a study of different topologies and techniques used for the parallel connection of the UPS has been done. The second step is dedicated to the simulation and the conception of two UPSs, one principal called Master behaving like a sinusoidal voltage generator and a second called Slave behaving like a current generator that must provide the current imposed by the Master. The regulation of the voltage in the Master, and the regulation of the current in the Slave have been carried out by a digital PI controller. In the aim of validation, a performance test of was conducted for each UPS separately, before the parallel connection of both UPS using master / slave topology.

Key words: Uninterrupted Power Supplies (UPS), SPWM control technique, digital PI controller, master / slave topology.