

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد – تلمسان –

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : M hamed Benali GOUAL & Mohammed ABBAS

Sujet

**Réalisation d'un onduleur comme un
banc d'essai pour le laboratoire
pédagogique d'électronique de puissance**

Soutenu en visioconférence, le 26/ 08 / 2020 devant le jury composé de :

Président :	L. BAGHLI	Professeur	Univ. Tlemcen
Examineur :	A. MECHERNENE	M.C.A	Univ. Tlemcen
Encadreur :	S.M. MELIANI	M.C.A	Univ. Tlemcen
Co-Encadreur :	M.C. BENHABIB	M.C.A	Univ. Tlemcen

Année universitaire 2019/2020

SOMMAIRE

I.1	HISTORIQUE	3
I.2	VARIATEUR DE VITESSE À BASSE D'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE	7
I.2.1	Structures du variateur de vitesse	7
I.2.2	Commande scalaire	23
I.2.3	Exemples pratiques	28
I.2.4	Harmoniques	33
I.2.5	Utilisations et avantages du variateur de vitesse	34
I.3	CONCLUSION	36

I.1 Historique

Lorsque le légendaire inventeur Nikola Tesla a obtenu des brevets pour le premier moteur à induction à courant alternatif (*CA*) triphasé en 1888, il savait que son invention était plus efficace et plus fiable que le moteur à courant continu (*CC*) de Thomas Edison[42], et a la caractéristique attachante qu'il peut être exécuté par connexion directe à une source d'alimentation triphasée.

Peu de temps après le développement du moteur *CA*, l'idée de varier la vitesse a été envisagée et la seule façon pratique de le faire à l'époque était de fournir au moteur une fréquence variable obtenue en utilisant un moteur *CC* qui fait tourner un alternateur *CA* qui génère une tension à fréquence variable pour alimenter le moteur *CA* [7], comme indiqué dans la figure (I.1) et par conséquent cette fréquence est proportionnelle à la vitesse du moteur *CA* comme indiqué dans la relation suivante :

$$N_s = \frac{f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Cela a été fait sur un large éventail d'applications dans les années 50, 60 et 70. Comme le système Ward-Leonard beaucoup plus simple existait pour les moteurs à courant continu en 1891, cependant, l'utilisation principale de ces lignes était dans les lignes multimoteurs à commande de précision où des moteurs à courant alternatif synchrones étaient utilisés pour chaque section et lorsque la fréquence de l'alternateur maître était variée, tous les moteurs suivaient ensemble avec une précision synchrone. De tels systèmes étaient encore en cours d'installation sur de nouvelles machines au milieu des années 80, lorsque les commandes à fréquence variable statiques sont devenues largement utilisées. Les variateurs de vitesse statiques à courant alternatif qui étaient facilement disponibles étaient de conception à tension variable en six étapes. Toutefois, le contrôle de la vitesse du moteur en courant alternatif n'est pas un processus simple et trop cher, et même des décennies après la mise en œuvre généralisée des moteurs à induction en courant alternatif, le contrôle de leur vitesse demeurait une tâche difficile. Par conséquent, les moteurs à courant continu étaient toujours nécessaires dans les applications qui nécessitaient un contrôle précis et une puissance de sortie importante dans cette époque.[34]

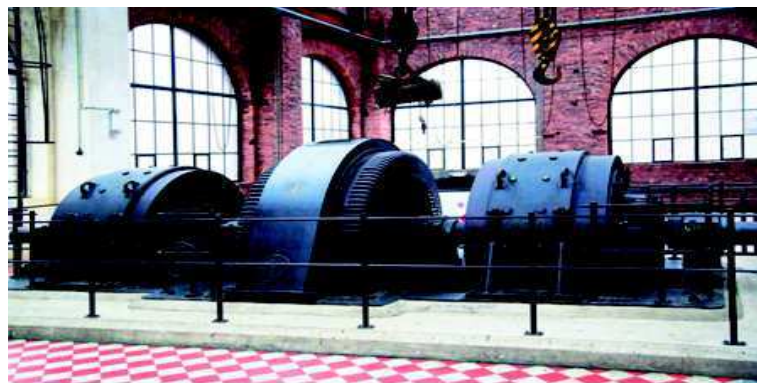


FIGURE I.1 – Variateur de vitesse d'un *MAS* à l'ancien époque [26]

En plus de la méthode précédente une autre méthode utilisée pour changer le régime du moteur entre 1900 et 1925 était d'utiliser le moteur Schrage, et dit aussi moteur à décalage de balais [11], comme l'indique la figure (I.2). Bien qu'il ait été conçu pour fonctionner à partir d'un système d'alimentation électrique triphasé.



FIGURE I.2 – Moteur Schrage [23]

Le moteur Schrage est un moteur à collecteur de courant alternatif dont l'enroulement primaire se trouve sur le rotor comme l'indique la figure (I.3).

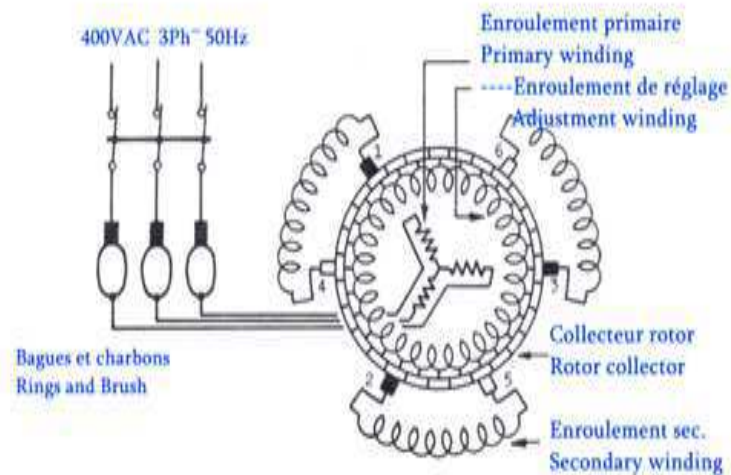


FIGURE I.3 – Structure d'un moteur Schrage [35]

La vitesse est modifiée en contrôlant la position des balais mobiles au moyen d'un volant à main ou d'un servomoteur. Bien qu'il ait été très populaire à l'époque, ce type de moteur est aujourd'hui trop coûteux à fabriquer et à entretenir et est rarement utilisé.

La vitesse du moteur Schrage peut être contrôlée en faisant varier le champ électromagnétique injecté dans le moteur. Les balais sont connectés à des collecteurs, la figure (I.4) montre la connexion des balais au collecteur.

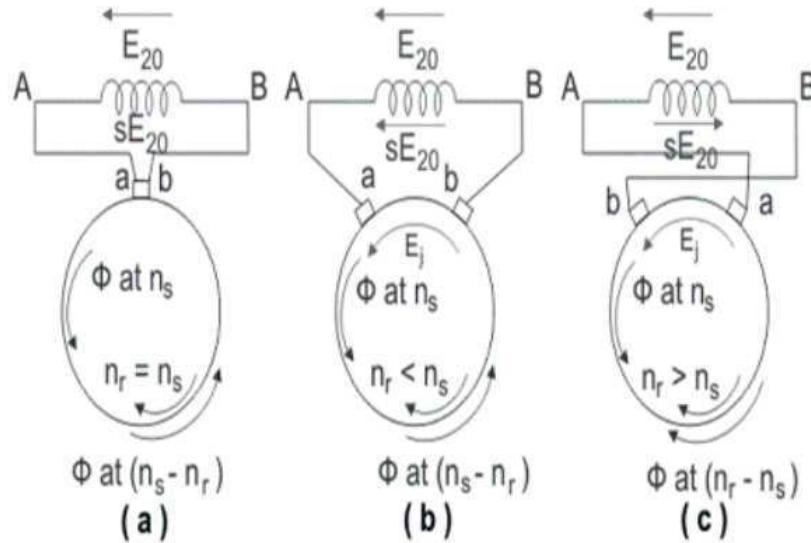


FIGURE I.4 – Connexion des balais au collecteur [19]

Dans la figure (I.4)(a), les balais A et B sont tous les deux connectés à un seul collecteur ou au même collecteur. Le champ électromagnétique injecté est nul et le nr est égal à ns ($nr = ns$) dans ce cas.[19]

Dans la figure (I.4)(b), le balai "A" est connecté à la borne "a" et le balai "B" est connecté à la borne "b". Dans ce cas, le nr est inférieur à ns ($nr < ns$).[19]

Dans la figure (I.4)(c), les positions des brosses sont échangées dans ce cas, et le nr est supérieur à ns ($nr > ns$).[19]

Avec l'arrivée des semi-conducteurs à l'état solide dans les années 1960, des progrès considérables ont été réalisés pour améliorer l'efficacité des commandes de moteurs à courant continu. Les commandes de vitesse *CA* à semi-conducteurs étaient, pour la plupart, peu fiables et très coûteuses.[41]

L'apparition de semi-conducteur à l'état solide a grandement aidé les recherches sur le domaine de commande des moteurs, ce qui a conduit à l'invention du premier variateur de fréquence *PWM* par Martti Harmoinene au début des années 1960 à <Stromberg Finland> et la première percée commerciale été par métro d'helsinki en 1972 mais il utilisait dans les industries lourds au cours de cette période.[24]

Plus tard, Phillips/Signetics a sortie les *PWM* codé en sinus [34], les lecteurs *PWM* codés en sinus sont devenus la norme pour commander les variateurs de vitesses. Et grâce aux progrès réalisés dans la commutation des semi-conducteurs, les topologies d'entraînement, les techniques de simulation et de contrôle, le matériel de contrôle et les logiciels dans les années 1980 et 1990 [42], rendant les variateurs des vitesses plus fiables et assez peu coûteux en matière commander les moteurs *CA* et sont devenus plus utilisé dans les différentes domaines.

Au début des années 1990, les microprocesseurs, tels que les 8080, 8031, 8098, 80196 d'Intel et le 68000 de Motorola, étaient principalement utilisés dans les applications de commande de moteurs, puis sont venus les microcontrôleurs qui ont été utili-

sés pour les applications d'entraînement variable jusqu'à la fin du XX^{eme} siècle. Au début du XXI^{eme} siècle, les processeurs de signaux numériques (DSP) ont été introduits pour les applications d'entraînement à vitesse variable et ils ont régi l'industrie du contrôle pendant plus de dix ans. Récemment, les microcontrôleurs ainsi que les processeurs de signaux numériques (DSP) sont largement utilisés dans les applications de contrôle des moteurs. En raison des progrès technologiques, les contrôleurs de signaux numériques (DSC) ont vu le jour, qui présentent les caractéristiques des microcontrôleurs et des processeurs de signaux numériques. Le $DSC dsPIC$ possède le "cœur" d'une MCU 16 bits avec des périphériques robustes et une capacité de traitement rapide des interruptions et le "cerveau" d'un DSP qui gère des activités de calcul élevées, créant ainsi la solution mono puce optimale pour la conception de systèmes embarqués.[2]

Depuis le début des années 90 jusqu'à aujourd'hui, les variateurs de vitesse subissent encore plusieurs améliorations du côté des éléments de puissance sélectionnée et du côté des techniques de commande des variateurs de vitesse et c'est ce dont nous discuterons plus tard.



FIGURE I.5 – Variateur de vitesse horizontal-NEO-WIFI-11 [12]

I.2 Variateur de vitesse à basse d'électronique de puissance

Un variateur de vitesse est un dispositif électronique qui contrôle la vitesse et le couple du moteur CA, en faisant varier la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation de ce moteur.

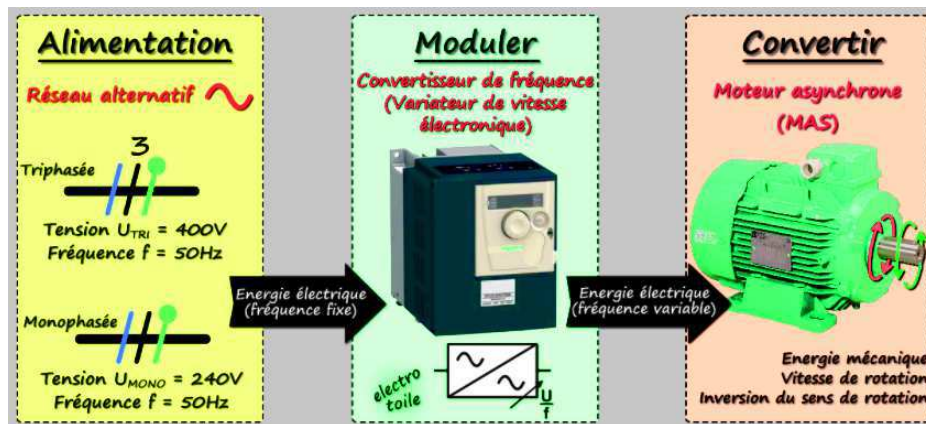


FIGURE I.6 – Variateur de vitesse avec l'alimentation du réseau et moteur asynchrone [18]

I.2.1 Structures du variateur de vitesse

Les composants d'un variateur de vitesse se composent de deux sections principales : circuit de puissance et circuit de commande.

I.2.1-a Circuit de puissance

Le circuit de puissance du variateur de vitesse se compose d'un redresseur, d'un circuit intermédiaire, d'un onduleur et d'un driver

Premièrement : Redresseur

Le redresseur est un convertisseur CA/CC qui convertit la tension d'alimentation du variateur de vitesse en tension continue à ondulation résiduelle n'est pas parfaitement continu, il ya deux type de redresseur, un redresseur non commandé et un redresseur commandé.

- Redresseur non commandé

Le premier type est un redresseur non commandé à diode qui se compose de trois bras pour le triphasé comme le montre la figure (I.7) et deux bras pour le monophasé comme le montre la figure (I.8), chaque bras contient deux diodes fonctionnent en mode complémentaire, qui fournit une tension continue constante à ondulation résiduelle.

La structure du redresseur triphasé non commandé :

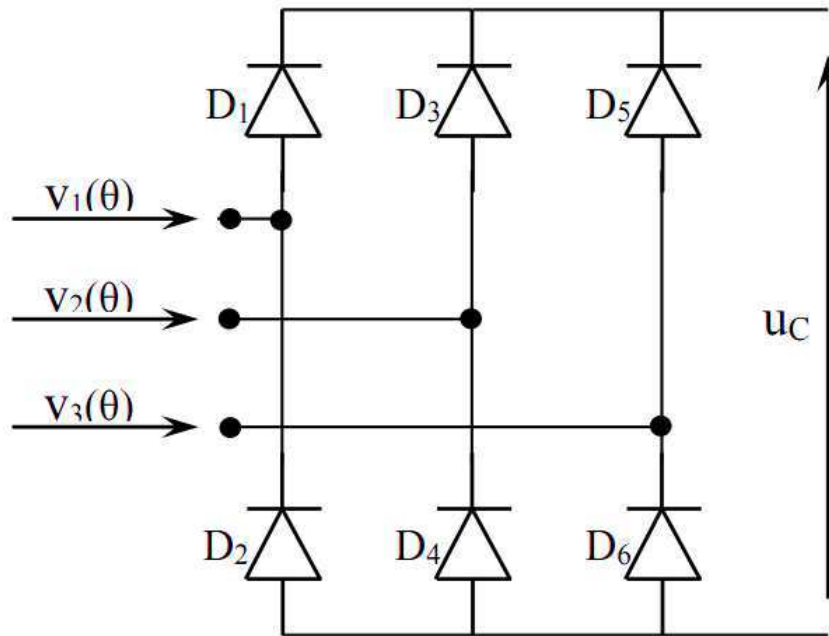


FIGURE I.7 – Schéma global d'un redresseur triphasé non commandé [27]

Et la valeur moyenne de ce type est calculée par la formule suivante :

$$U_{c_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (I.2)$$

Avec :

La tension d'alimentation est :

$$V(\theta) = V_{max} \sin(\theta) \quad (I.3)$$

Avec :

$$\theta = 2\pi ft \quad (I.4)$$

La structure de redresseur monophasé non commandé :

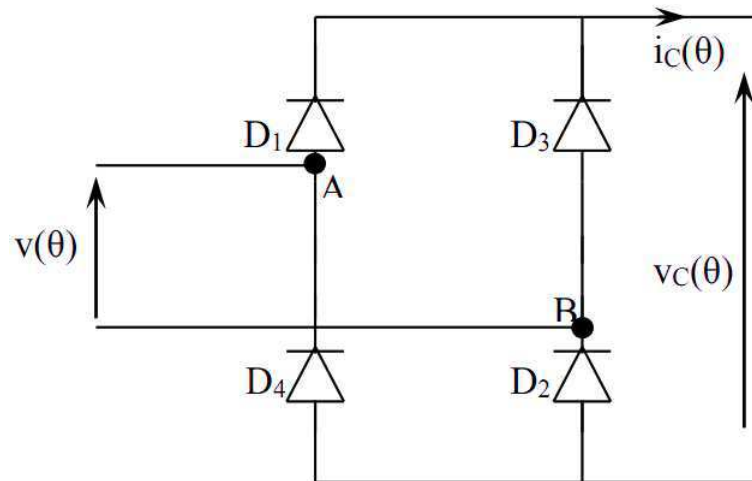


FIGURE I.8 – Schéma global d'un redresseur monophasé non commandé [27]

Et la valeur moyenne de ce type est calculée par la formule suivante :

$$V_{c_{moy}} = \frac{2}{\pi} V_{max} \quad (I.5)$$

- Redresseur commandé

L'autre type est un redresseur commandé à thyristor qui se compose de trois bras pour le triphasé comme le montre la figure (I.9) et deux bras pour le monophasé comme le montre la figure (I.10), chaque bras contient deux thyristor qui fonctionnent en mode complémentaire, qui fournit une tension continue variable à ondulation résiduelle.

La structure de redresseur triphasé commandé :

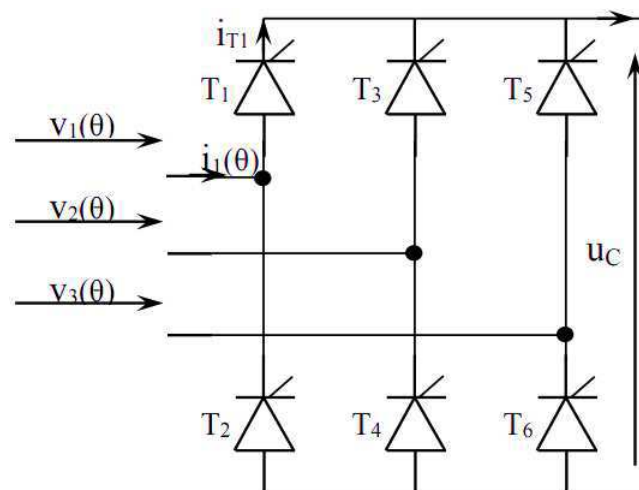


FIGURE I.9 – Schéma global d'un redresseur triphasé commandé [27]

Et la valeur moyenne de ce type est calculée par la formule suivante :

$$U_{c_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \cos(\theta) \quad (I.6)$$

La structure de redresseur monophasé commandé :

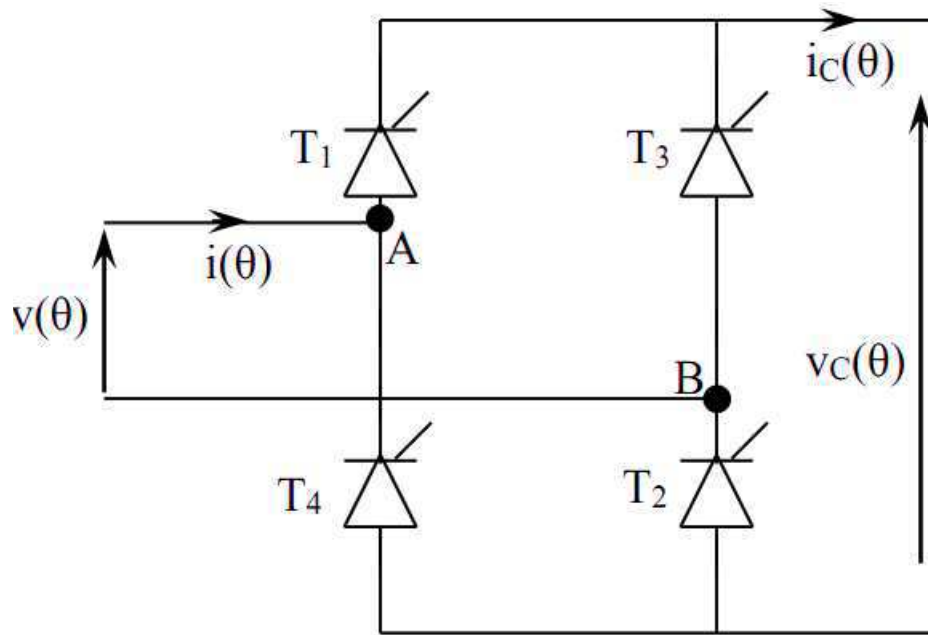


FIGURE I.10 – Schéma global d'un redresseur monophasé commandé [27]

Et la valeur moyenne de ce type est calculée par la formule suivante :

$$V_{c_{moy}} = \frac{2}{\pi} V_{max} \cos(\theta) \quad (I.7)$$

Deuxièmement : Circuit intermédiaire

C'est un circuit électronique situé entre le redresseur et l'onduleur, qui lisse la tension continue, il peut également contrôler les niveaux de tension continue qui alimentent l'onduleur, ils offrent les avantages suivants :

- Découpler le redresseur de l'onduleur.
- Réduit les harmoniques.
- Stocker l'énergie due aux pointes intermittentes de charge.

Il sert surtout comme hacheur de freinage pour éliminer les surtensions lors des phases régénératives.

Le type de circuit intermédiaire utilisé est déterminé par la nature du redresseur et de l'onduleur avec lesquels il doit être combiné.

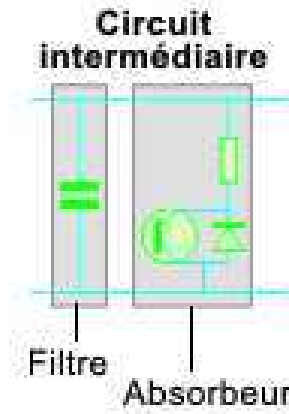


FIGURE I.11 – Circuit intermédiaire [20]

Les différences fondamentales entre les différents types de circuits intermédiaires sont expliquées comme suit :

- Circuit intermédiaire à tension continue constante ou variable

Le circuit intermédiaire à tension continue constante ou variable est constitué d'un filtre comprenant d'un condensateur et d'une inductance comme le montre la figure (I.12), cette structure réduit les ondulations résiduelles de la tension continue à l'entrée de l'onduleur. La forme du circuit intermédiaire peut être combinée avec différents types de redresseurs :

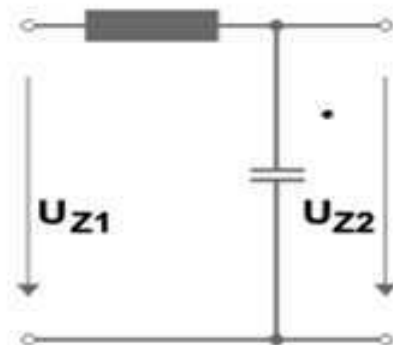


FIGURE I.12 – Structure du circuit intermédiaire à tension continue constante ou variable [20]

Dans le cas des redresseurs non commandés, la tension à l'entrée de l'onduleur est une tension continue pure d'amplitude constante comme le montre sur la figure (I.13).

Par contre, dans le cas des redresseurs commandés, la tension à l'entrée de l'onduleur est une tension continue pure d'amplitude variable comme la montre sur la figure (I.13).

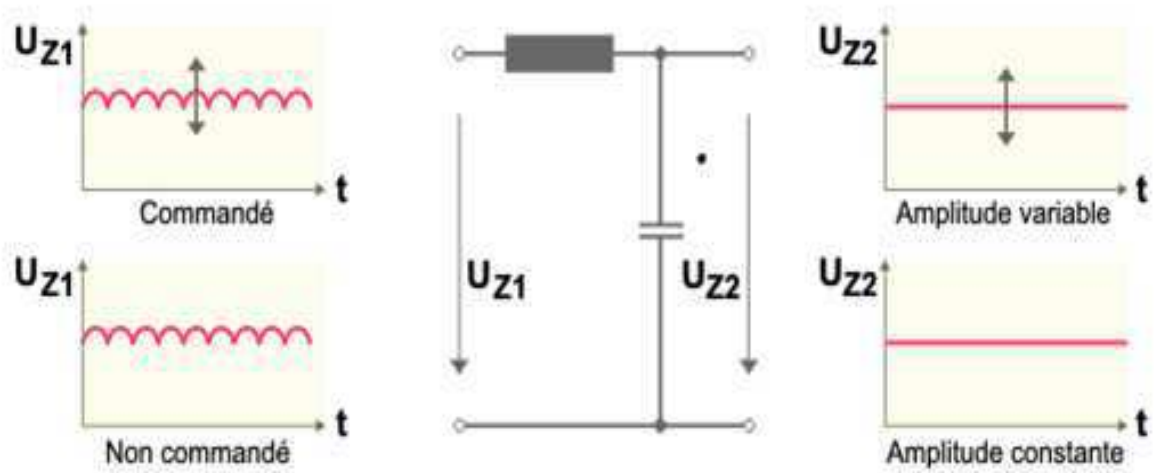


FIGURE I.13 – Circuit intermédiaire à tension continue constante ou variable[20]

- Circuit intermédiaire à tension variable

Le circuit intermédiaire à tension continue variable est constitué d'un filtre LC et d'un hacheur qui se compose d'une diode de roue libre et d'un transistor comme la montre sur la figure (I.14), pour faire varier l'amplitude de la tension redressée.

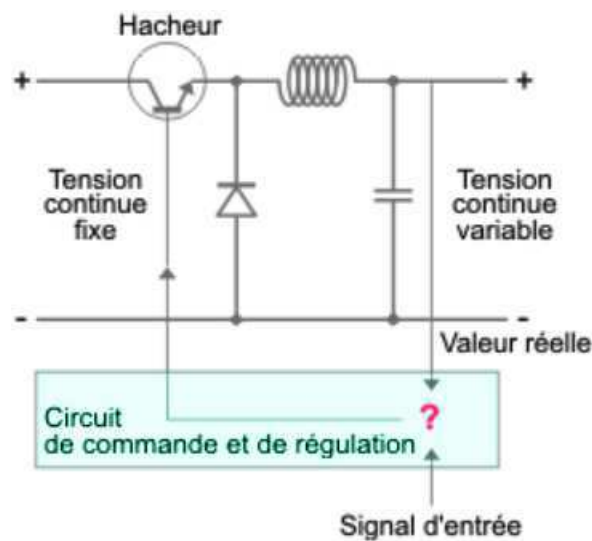


FIGURE I.14 – Structure du circuit intermédiaire à tension continue variable[20]

Et à la sortie du filtre LC on obtient une tension continue pure d'amplitude variable comme la montre sur la figure (I.15).

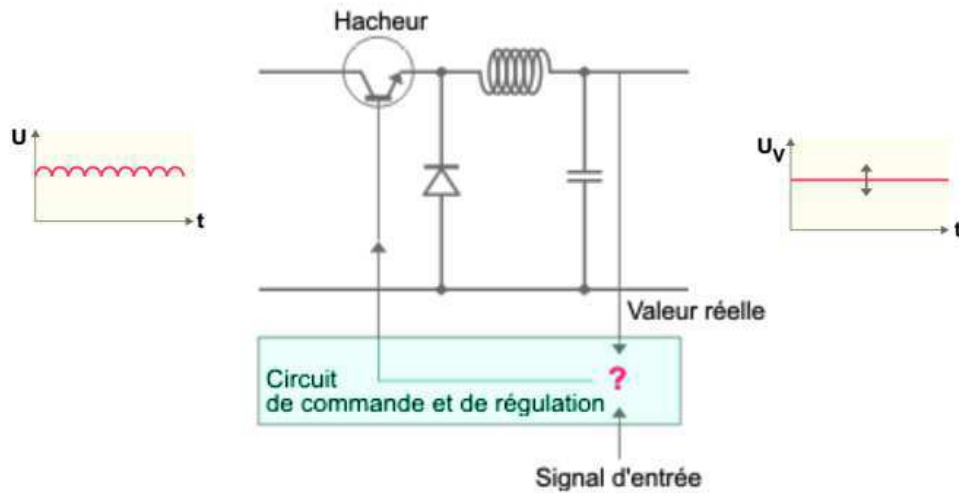


FIGURE I.15 – Circuit intermédiaire à tension variable[20]

Troisièmement : Onduleur

L'onduleur de tension c'est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions alternatives à partir d'une source de tension continue, il modifie de façons périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir une tension alternatif à la sortie.

Choix d'un onduleur

Le choix d'un onduleur est en fonction des paramètres suivants :

- **Puissance nominale** : il faut connaître la puissance totale nécessaire des appareils utilisant.
- **Tension d'entrée** : cette tension correspond à la tension de la source d'alimentation continue.
- **Valeur et la forme de la tension de sortie** : doivent correspondre à la tension des appareils qui doivent utilisés.

Caractéristique d'un onduleur

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance utilisés (*MOSFET*, *BJT*, ou *IGBT*) pour la conception de l'onduleur. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commuté.

La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation des interrupteurs et par le temps mort. Le temps mort sert à prévenir les risques de court-circuit sur un bras.

La plupart des concepteurs utilisent l'*IGBT* pour concevoir l'onduleur par ce qu'il combine les avantages de *MOSFET* et de *BJT*. La rapidité de la commutation et la facilité de la commande en tension comme *MOSFET*, en plus il est puissant comme *BJT* et les pertes de conduction de l'*IGBT* sont moindres par rapport au *MOSFET*.

Types d'onduleur

Il y a deux types d'onduleur de tension, un onduleur monophasé et un onduleur triphasé.

- Onduleur monophasé

Il existe de nombreux types tels que : l'onduleur à point milieu, l'onduleur en demi pont, l'onduleur à pont complet, et d'autres types. Parmi ces types, le plus largement utilisé est l'onduleur à pont complet.

L'onduleur à pont complet se compose de deux bras, chacune contient deux interrupteurs commandés qui peuvent être des *BJT*, des *MOSFET*, ou des *IGBT* à semi-conducteurs avec deux diodes de roue libre antiparallèles qui permettent d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci comme le montre la figure (I.16).

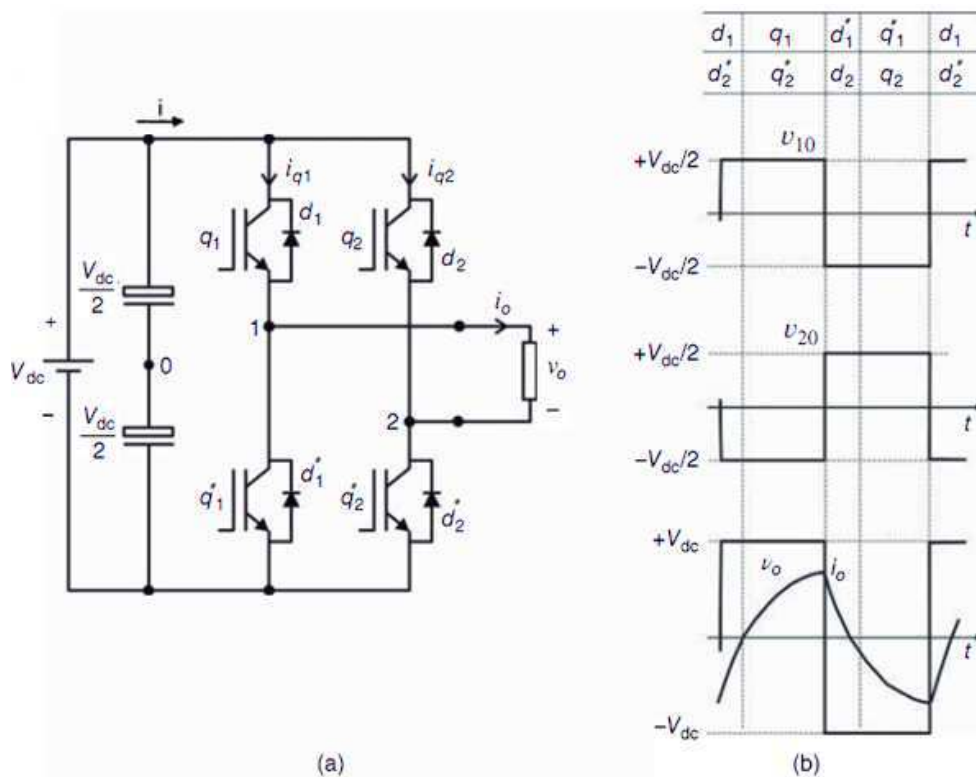


FIGURE I.16 – (a) Onduleur monophasé à pont complet. (b) Formes d'onde principales[14]

Les transistors q_1 et q'_1 comme q_2 et q'_2 sont complémentaires en théorie, c'est-à-dire lorsqu'un interrupteur est à l'état ouvert l'autre est à l'état fermé et inversement, ce qui signifie que $q_1 = 1 - q'_1$ et $q_2 = 1 - q'_2$. Donc, l'état de conduction de tous les commutateurs peut être représenté par la variable binaire avec $q_x = 1$ indiquant un commutateur fermé et $q_x = 0$ indiquant un commutateur ouvert (avec $x = 1$ ou 2). [14]

Les tensions entre le point de sortie des branches et le potentiel médian du bus continu (v_{10} et v_{20}) sont appelés « tensions polaires » par rapport au potentiel médian du bus continu. [14]

Les tensions polaires v_{10} et v_{20} peuvent être définies en fonction des états de commutation, comme suit :

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{v_{dc}}{2} \quad (\text{I.8})$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{v_{dc}}{2} \quad (\text{I.9})$$

La tension de sortie est donnée par :

$$v_0 = v_{12} = v_{10} - v_{20} \quad (\text{I.10})$$

Ou bien :

$$v_0 = (q_1 - q_2)v_{dc} \quad (\text{I.11})$$

À l'aide de cette configuration on obtient les formes d'onde principales du convertisseur qui sont représentées sur la figure (I.16) (b). Dans ce cas, les tensions polaires v_{10} et v_{20} sont déphasées de 180 degrés électriques avec un rapport cyclique égal à 50 %. [14]

Lorsque les tensions des pôles sont déphasées de θ degrés, comme illustré sur la figure (I.17) (a), quatre des huit modes de fonctionnement sont indiqués sur la figure (I.17) (b)–(I.17)(e). En mode 1, les commutateurs q_1 et q'_2 conduisent l'augmentation du courant de charge positif $t_0 < t < t_1$, puis q'_2 est désactivé forçant q_1 à conduire le courant de charge avec d_2 en mode roue libre (mode 2, $t_1 < t < t_2$) jusqu'à ce que q_1 soit désactivé (t_2). À partir de ce moment, le mode 3 commence avec d_2 et d'_1 conduisant ensemble ; la tension de charge devient négative et le courant de charge est alors forcé à zéro ($t_2 < t < t_3$). Le passage par zéro détermine le début du mode 4 dans lequel q'_1 et q_2 sont activés ($t_3 < t < t_4$), dans lequel le courant augmente dans le sens négatif. Puis q_2 est désactivé forçant q'_1 à conduire le courant de charge avec d'_2 en mode roue libre (mode 5, $t_4 < t < t_5$) jusqu'à ce que q'_1 soit désactivé (t_5). À ce moment, le mode 6 commence avec d_1 et d'_2 conduisant ensemble ; la tension de charge devient positive et le courant de charge est alors forcé à zéro ($t_5 < t < t_6$). Et ainsi de suite, jusqu'à la fin du cycle.[14]

La stratégie d'ajout de l'angle de déphasage θ modifie l'amplitude des fondamentaux et des harmoniques de la tension de charge.

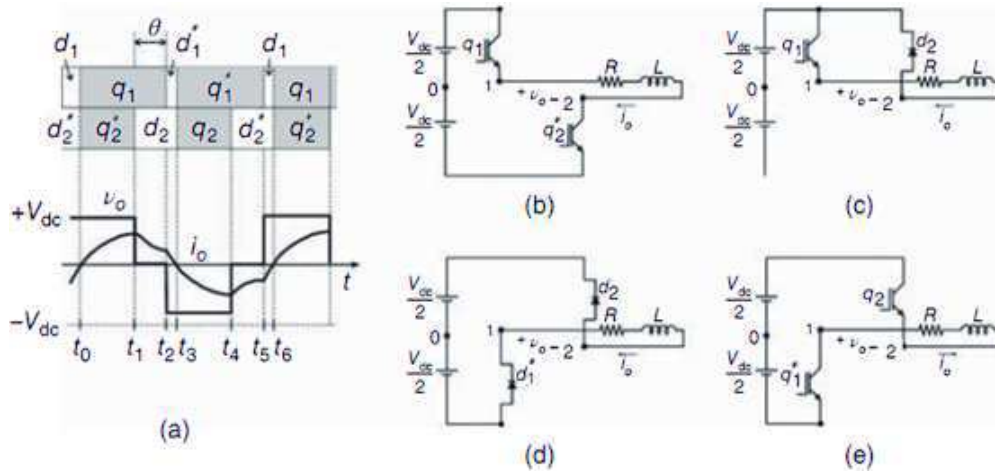


FIGURE I.17 – Onduleur monophasé à pont complet. (a) Signaux de déclenchement et formes d'onde principales. (b) Mode 1. (c) Mode 2. (d) Mode 3. (e) Mode 4 [14]

Calcul des valeurs de v_s et I_s [37] $V_s = U$: définit comme la tension d'entrée de l'onduleur.

$I_s = I$: définit comme le courant d'entrée de l'onduleur.

$V_c = V_0 = V_{12}$: définit comme la tension de sortie de l'onduleur.

$I_c = I_0$: définit comme le courant de sortie de l'onduleur.

Donc en fonction de l'allure de $v_s = f(\omega t)$:

$$V_{s_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{cm} \sin(\omega t - \theta) d\omega t = \frac{2}{\pi} V_{cm} \cos \theta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_c \cos \theta \quad (I.12)$$

À pertes minimales : $P_s = P_c \Rightarrow I_s V_{s_{moy}} = V_c I_c \cos \theta$

$$I_s = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_c \quad (I.13)$$

Avec V_c et I_c : Valeurs efficaces de v_c et i_0 respectivement.

- Onduleur triphasé

Un onduleur de tension triphasé peut être obtenu en regroupant trois demi-points monophasés et en utilisant un diviseur capacitif commun qui est utilisé particulièrement pour une charge déséquilibré (figure(I.18)).

Pour que les courants de sortie alternatifs i'_A , i'_B et i'_C restent continus, les signaux de commande des interrupteurs K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaires par paires.[44]

Pour que les tensions de sortie v'_A , v'_B et v'_C soient identiques à un tiers du cycle T de leur fondamental, chaque demi-pont doit être contrôlé avec un retard de $T/3$ par rapport au précédent.[44]

Les signaux de mise en marche sont donc appliqués à :

$$\begin{aligned} K_1 \text{ pour } \omega t = 0 &\Rightarrow K'_1 \text{ pour } \omega t = \pi \\ K_2 \text{ pour } \omega t = \frac{2\pi}{3} &\Rightarrow K'_2 \text{ pour } \omega t = \pi + \frac{2\pi}{3} \\ K_3 \text{ pour } \omega t = \frac{4\pi}{3} &\Rightarrow K'_3 \text{ pour } \omega t = \pi + \frac{4\pi}{3} \end{aligned}$$

Si les courants i'_A , i'_B et i'_C sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré :

$$i'_A = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \quad (\text{I.14})$$

$$i'_B = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \quad (\text{I.15})$$

$$i'_C = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \quad (\text{I.16})$$

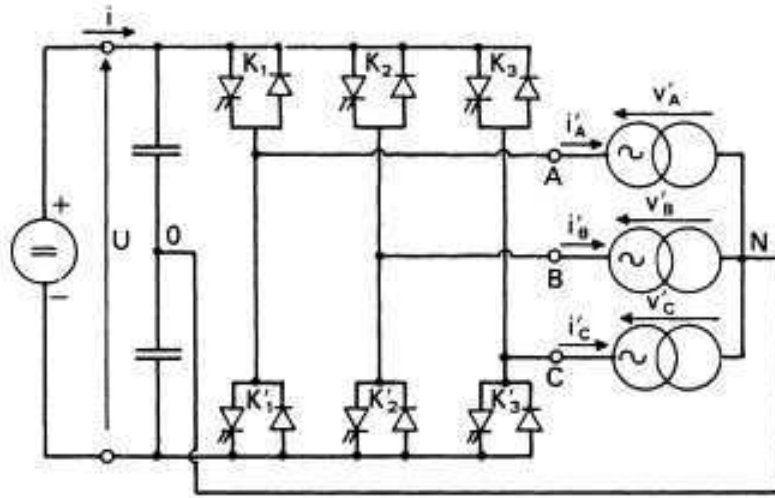


FIGURE I.18 – Onduleur de tension triphasé à diviseur capacitif [44]

Leur somme instantanée est de zéro. Aucun courant ne passe par la connexion entre le point neutre N et le point milieu O du diviseur capacitif : cette connexion peut être éliminée et donc le diviseur, sans modifier les tensions et les courants de sortie. On obtient ainsi la configuration standard de l'onduleur à six interrupteurs de la source de tension illustrée à la figure (I.19).[44]

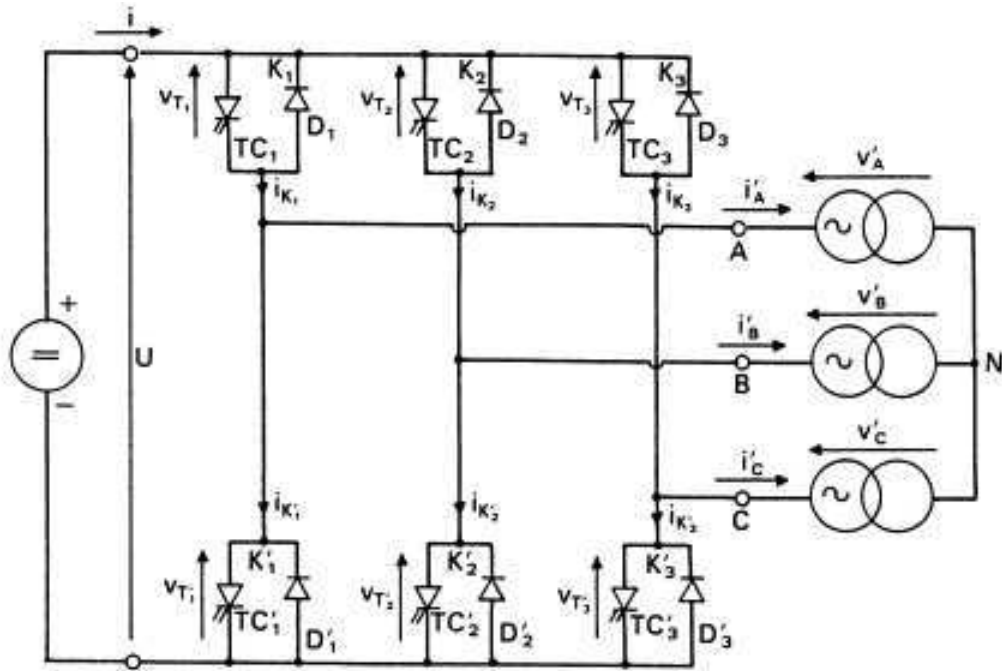


FIGURE I.19 – Onduleur de tension triphasé [44]

On montrera que, dans les cas où les courants sont équilibrés mais non sinusoïdaux, il est non seulement possible mais un avantage positif de supprimer la connexion $O - N$. [44]

Fonctionnement

Quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A , B , C et le point milieu (fictif) O de la source de tension continue :

$v_A - v_0 = +U/2$ Pour K_1 fermé et donc K'_1 ouvert, ou $-U/2$ Pour K_1 ouvert et donc K'_1 fermé.

$v_B - v_0 = +U/2$ Pour K_2 fermé et donc K'_2 ouvert, ou $-U/2$ Pour K_2 ouvert et donc K'_2 fermé.

$v_C - v_0 = +U/2$ Pour K_3 fermé et donc K'_3 ouvert, ou $-U/2$ Pour K_3 ouvert et donc K'_3 fermé.

Les interrupteurs imposent les tensions composées à la sortie de l'onduleur. Donc pour la première de ces tensions :

$$\begin{aligned} v'_A - v'_B &= (v_A - v_0) - (v_B - v_0) = +U, \text{ si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert.} \\ v'_A - v'_B &= (v_A - v_0) - (v_B - v_0) = 0, \text{ si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés ou si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts.} \\ v'_A - v'_B &= (v_A - v_0) - (v_B - v_0) = -U, \text{ si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé.} \end{aligned}$$

Pour un système équilibré on a :

$$i'_A + i'_B + i'_C = 0 \Rightarrow v'_A + v'_B + v'_C = 0$$

On peut donc écrire :

$$\frac{1}{3}(v'_A - v'_B) - \frac{1}{3}(v'_C - v'_A) = \frac{2v'_A}{3} - \frac{v'_B}{3} - \frac{v'_C}{3} = v'_A \quad (I.17)$$

Et de même :

$$v'_B = -\frac{v'_A}{3} + \frac{2v'_B}{3} - \frac{v'_C}{3} \quad (I.18)$$

$$v'_C = -\frac{v'_A}{3} - \frac{v'_B}{3} + \frac{2v'_C}{3} \quad (I.19)$$

Pour généraliser notre étude, le tableau (I.1) donne les huit configurations que peut prendre le montage pour l'état fermé (F) ou ouvert (O) des trois interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 :

TABLE I.1 – Configurations des interrupteurs [44]

K_1	K_2	K_3	$v'_A - v'_B$	$v'_B - v'_C$	$v'_C - v'_A$	v'_A	v'_B	v'_C	i'_{K_1}	i'_{K_2}	i'_{K_3}	i
F	F	F	0	0	0	0	0	0	i'_A	i'_B	i'_C	0
F	0	F	U	$-U$	0	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	i'_A	0	i'_C	$-i'_B$
F	F	0	0	U	$-U$	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	i'_A	i'_B	0	$-i'_C$
F	0	0	U	0	$-U$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	i'_A	0	0	i'_A
0	F	F	$-U$	0	U	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	0	i'_B	i'_C	$-i'_A$
0	0	F	0	$-U$	U	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	0	0	i'_C	i'_C
0	F	0	$-U$	U	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	0	i'_B	0	i'_B
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Calcul des valeurs de U et i [37]

En fonction de l'allure de $i = f(\omega t)$ pour $0 < \omega t < \pi/3$:

$$i = i'_B - I'_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta) \quad (I.20)$$

Sa valeur moyenne est comme suit :

$$I_{moy} = -\frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_0^{\frac{\pi}{3}} I'_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I' \cos \theta \quad (I.21)$$

On pose $V'_A = V'_B = V'_C = V'$ (valeurs efficaces).

À pertes minimales : $P = P' \Rightarrow UI_{moy} = 3V'I' \cos \theta$

$$U = \frac{\pi}{\sqrt{2}} V' \quad (I.22)$$

Quatrièmement : Driver

Un driver ou un pilote est un dispositif qui adapte la fonction de connexion aux exigences des semi-conducteurs. Comme la fonction de connexion n'oscille qu'entre deux valeurs, il est parfois nécessaire de modifier le signal afin de ne pas endommager les semi-conducteurs.

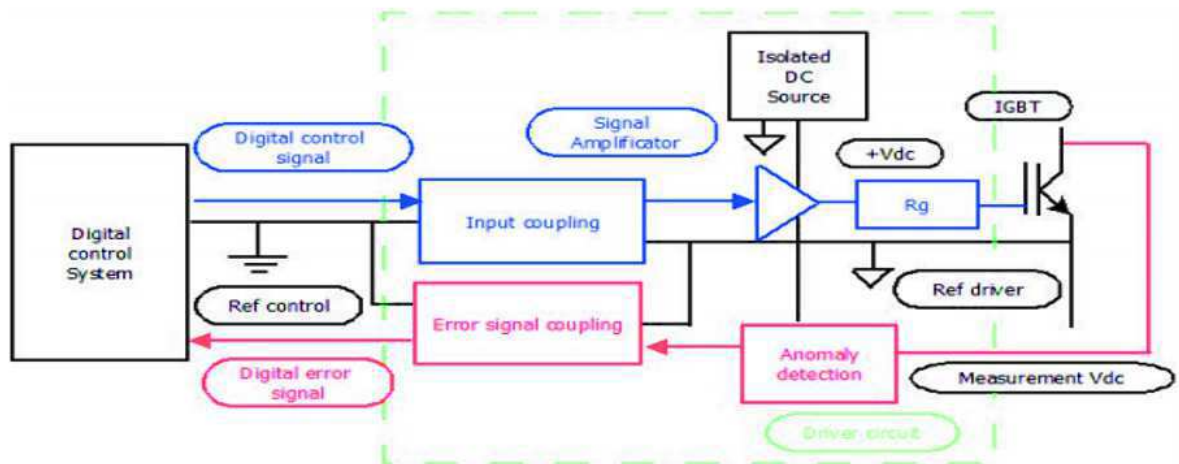


FIGURE I.20 – Schéma fonctionnel d'un driver [6]

Fonctions principales

- Amplification du signal de commande afin de l'adapter aux niveaux de tension et de courant souhaités.
- Isolation galvanique : pour éviter le contact électrique entre deux parties du circuit.
- Protection contre les basses tensions d'alimentation ou les courants qui pourraient endommager les semi-conducteurs.

I.2.1-b Circuit de commande

C'est le cerveau du variateur de vitesse, qui commande tous les semi-conducteurs du variateur, et qui révèle les défauts et protège tous les équipements du variateur et du moteur, et qui envoie et reçoit toutes les informations de contrôle et de régulation avec les périphériques. Tout ceci est principalement basé sur le microcontrôleur qui contient des algorithmes de commande et de régulation du variateur de vitesse. Il existe deux techniques de commande différentes pour contrôler le variateur : la commande scalaire et la commande vectorielle.

Les deux méthodes présentent des avantages en fonction des exigences spécifiques des performances (couple, vitesse, ...) et de la précision de l'entraînement. Il existe deux types fondamentaux de principes de modulation pour générer des tensions de fréquence et d'amplitude variables à la sortie du variateur de vitesse, qui dépend tous deux de la nature du circuit intermédiaire du variateur de vitesse.

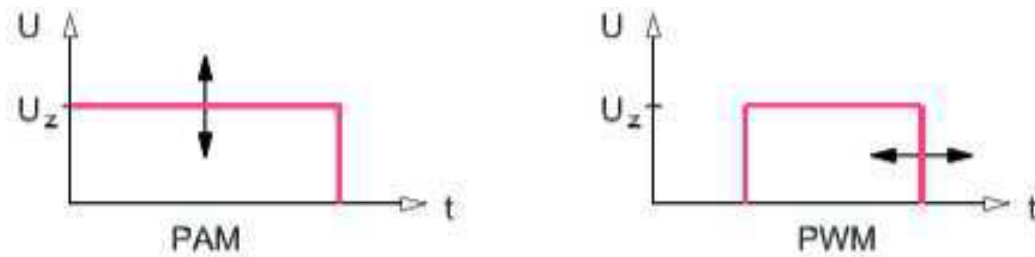


FIGURE I.21 – Modulation de l'amplitude et de la largeur d'impulsion [5]

1-*PAM* (Pulse Amplitude Modulation)

Le *PAM* est utilisée dans les onduleurs avec un circuit intermédiaire à tension de bus continu constante. Cela signifie que la tension de sortie du variateur de vitesse est mise à disposition dans le circuit intermédiaire.

Les intervalles pendant lesquels les différents semi-conducteurs doivent être allumés ou éteints sont mémorisés dans un tableau, et ce tableau est lu à un rythme dépendant de la fréquence de sortie souhaitée. Ce tableau de commutation des semi-conducteurs est commandé par l'amplitude de la tension du circuit intermédiaire. Si un oscillateur commandé par la tension est utilisé, la fréquence suit toujours l'amplitude de la tension. L'utilisation de *PAM* peut se traduire par un bruit de moteur plus faible et des avantages d'efficacité très mineurs dans des applications spéciales comme les moteurs à grande vitesse (10000 à 100000 *tr/min*). Cependant, cela ne permet pas toujours de surmonter les inconvénients tels que les coûts plus élevés pour le matériel plus sophistiqué et les problèmes de contrôle comme les ondulations de couple plus élevées à basse vitesse. [5]

2-*PWM* (Pulse width Modulation)

La *PWM* est utilisé dans les onduleurs avec un circuit intermédiaire à tension de bus continu constante. C'est la méthode la plus largement établie et la mieux développée par rapport au *PAM* et l'équipement utilisé avec cette méthode est moins cher que l'équipement *PAM*. La *PWM* est une technique qui fait varier la largeur d'un signal fixe en modulant la durée de l'impulsion pour représenter un signal analogique variable pour piloter les transistors d'un onduleur. La différence entre les méthodes de commande *PWM* réside dans les techniques utilisées pour calculer la tension dont le moteur a besoin à un moment donné. La différence entre les méthodes. Les deux méthodes les plus courantes sont :

2-1-*SPWM* (Sine Pulse width Modulation)

La *SPWM* est une méthode facile à mettre en œuvre, et pour générer des instants de commutation par cette méthode, il faut comparer une onde de référence

ou modulante généralement sinusoïdale d'amplitude de référence V_r et de fréquence de référence f_r qui constituent l'énergie du signal collecté à la sortie de l'onduleur avec signal porteuse triangulaire symétrique ou non-symétrique d'amplitude V_p et de fréquence très élevées f_p , comme indiqué ci-dessous. (figure I.22)

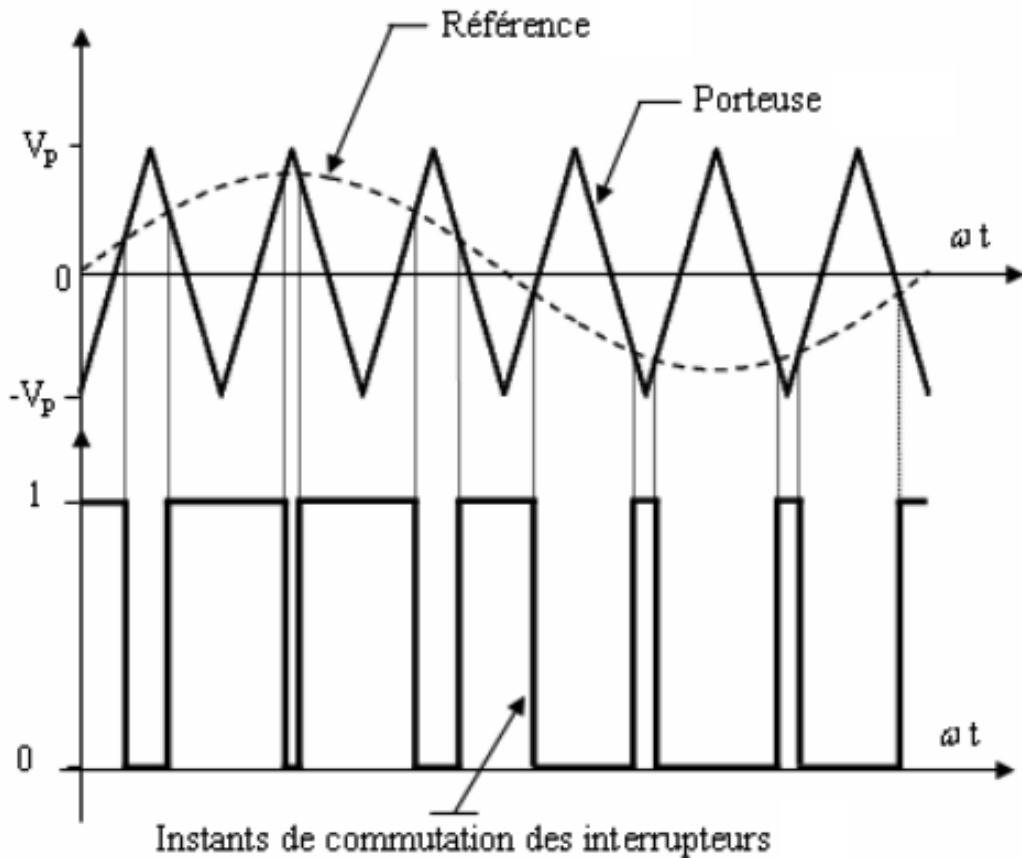
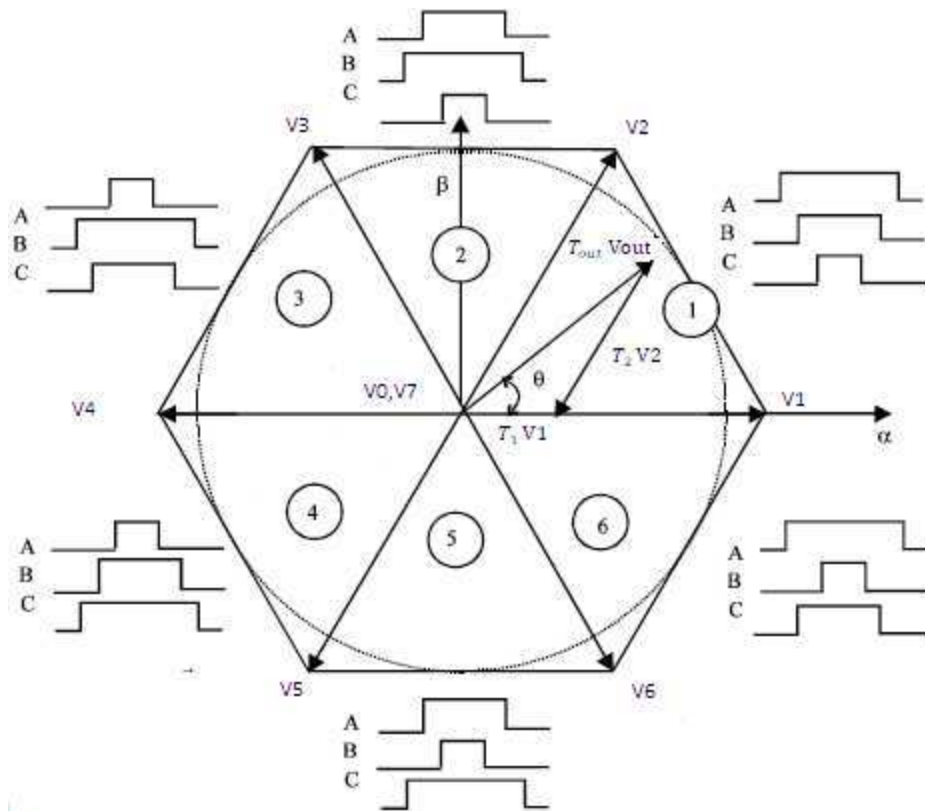


FIGURE I.22 – Principe de la modulation sinusoïdale [1]

2-2-SVPWM (Space Vector Pulse width Modulation)

L'objectif de la *SVPWM* est de produire un vecteur moyen V_{out} pendant la période *PWM* qui est égal au vecteur tension souhaité.

La technique *SVPWM* traite l'onduleur comme une seule unité avec huit états de commutation possibles, chaque état peut être représenté par un vecteur d'état dans un espace à deux axes, les huit vecteurs d'état ont formé une forme hexagonale qui contient six vecteurs (V_k avec k varie entre 0 et 6) plus deux vecteurs nuls (V_0 et V_7), tout cela formait six secteurs comme le montre la figure I.23, et dans chaque secteur le vecteur V_{out} est représenté par deux vecteurs V_k et V_{k+1} [38].

FIGURE I.23 – Principe de la *SVPWM*

I.2.2 Commande scalaire

La commande scalaire, également appelée la commande V/f , est une méthode qui a été souvent utilisées dans les applications industrielles, (la plus utilisée aujourd'hui est la commande vectorielle)

I.2.2-a Principe de la commande scalaire

La vitesse de synchronisme n_s dépend de la fréquence f_s des courants statoriques, donc pour varier la vitesse du moteur il faut jouer sur la fréquence du courant statorique. Donc la vitesse peut être modifiée en augmentant ou en diminuant la fréquence d'alimentation, mais cela entraîne une modification des impédances, le changement d'impédances entraîne l'augmentation ou la diminution du courant. Si la fréquence diminue ou la tension augmente, les bobines peuvent être brûlées à cause d'augmentation du courant ou une saturation peut se produire dans le fer des bobines. Pour éviter ces problèmes, il est nécessaire de faire varier la fréquence et la tension en même temps c'est à dire garder le rapport V/f constant. De cette façon, les inconvénients liés à la modification de la fréquence et de la tension peuvent être compensés. Selon l'équation ci-dessus de la tension induite, le contrôle V/f constant donne un flux constant dans le stator. [33]

$$\frac{V_s}{f} = 4.44N\psi_s\xi \quad (I.23)$$

Avec :

V_s : la tension induite dans le stator.

f : la fréquence de la tension fournie.

N : le nombre de spire de l'enroulement.

ψ_s : liaison de flux magnétique dans le stator.

ξ : constante de la bobine.

Ainsi, dans le contrôle V/f , la tension d'alimentation V_s et la fréquence d'alimentation f de l'onduleur *PWM* sont augmentées proportionnellement c'est à dire en mettre le rapport V/f constant.

Le contrôle de couple se fait par l'action de glissement, en effet d'après le modèle établie en régime permanent le couple maximum s'écrit [4] :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (I.24)$$

Avec :

p : Nombre de paires de pôles.

$N_r'\omega_s$: Les fuites magnétiques totalisées au rotor ramenées au stator.

V_s : Tension au stator.

ω_s : Pulsation électrique au stator.

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique en déplace la courbe électromagnétique de la *MAS*. [4]

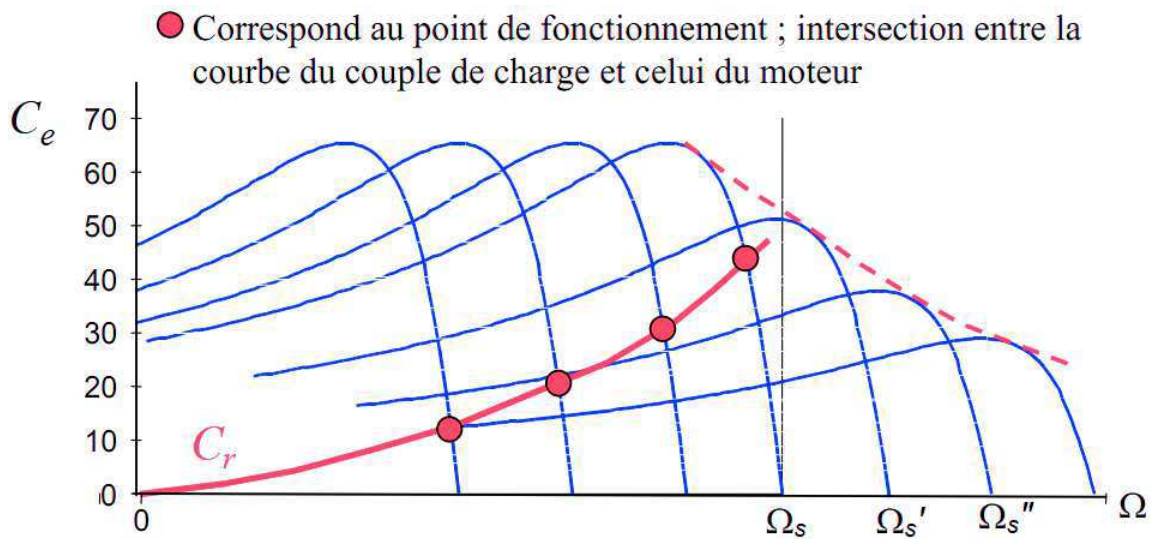


FIGURE I.24 – Déplacement de la caractéristique couple vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation [4]

Il y a deux façons de la commande scalaire soit en boucle ouvert soit en boucle fermé est basée sur le principe V/f constant, ce que nous expliquerons ci-dessous.

1-Commande scalaire en boucle ouverte

Le contrôle V/f en boucle ouverte des moteurs à induction est largement utilisé dans l'industrie (figure (I.25)). Pour cette stratégie, les signaux de la tachymétrie ne sont pas nécessaires. Ce type de commande motorisée présente certains avantages : faible coût, simplicité et immunité aux erreurs de signaux de rétroaction.[33]

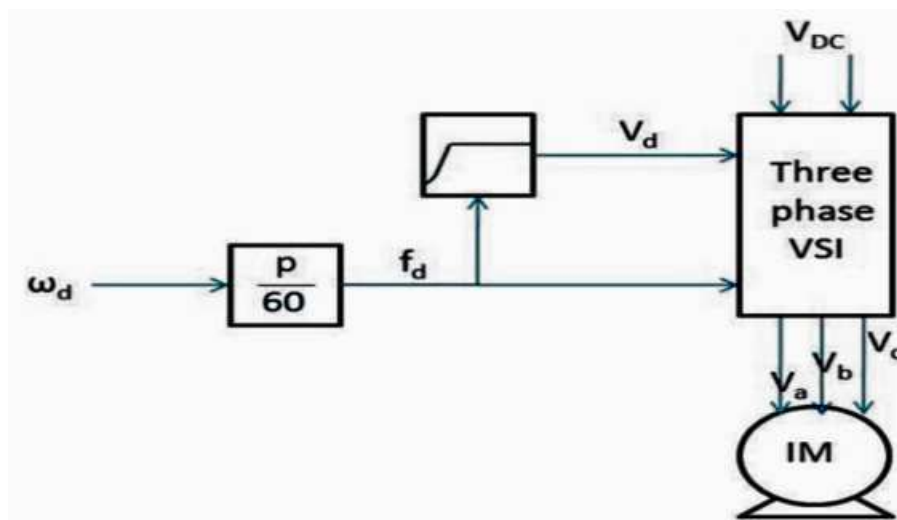


FIGURE I.25 – Commande scalaire en boucle ouverte [33]

L'inconvénient majeur de la méthode de contrôle en boucle ouverte est que cette

technique ne contrôle pas le couple, de sorte que le couple souhaité n'est accessible qu'au point de fonctionnement nominal. Si le couple de charge change, le régime du moteur changera également.

2-Commande scalaire en boucle fermée

La méthode en boucle fermée contient une boucle de contrôle du glissement, car le glissement est proportionnel au couple. Le signal de retour de vitesse de la tachymétrie est comparé à la valeur de vitesse désirée. La différence est réduite à zéro par le contrôleur *PI*, de sorte que le moteur atteindra la vitesse désirée.[33]

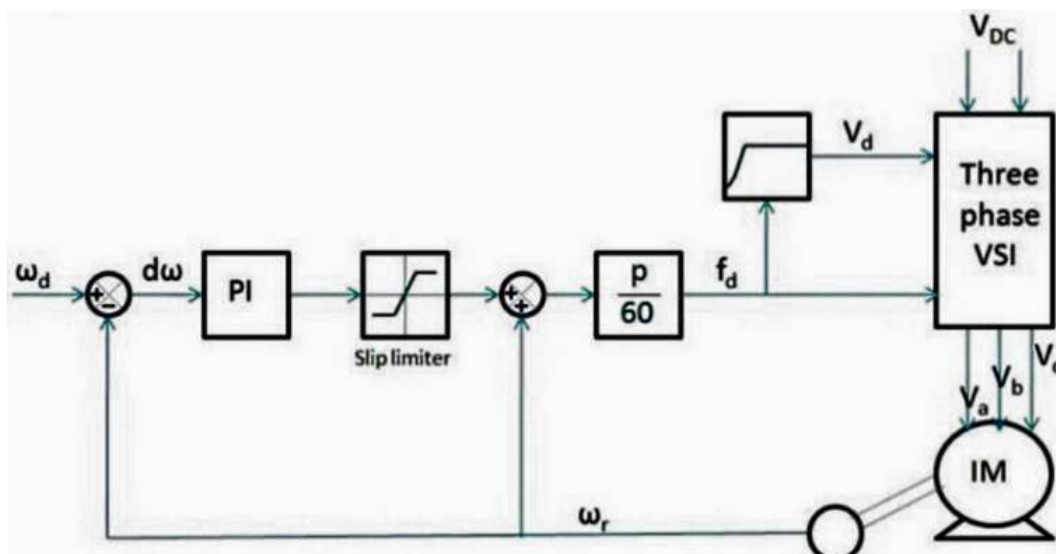


FIGURE I.26 – Commande scalaire en boucle fermée [33]

La méthode en boucle fermée offre une solution plus précise pour contrôler la vitesse que la méthode en boucle ouverte. De plus, la technique en boucle fermée contrôle également le couple par ce que le couple est proportionnelle à la pulsation rotorique à flux constant, comme le montre la relation suivante :

$$C_e \simeq 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{2R'_r} g\omega_s = ag\omega_s = a\omega_r \quad (I.25)$$

Avec :

R'_r : Résistance au rotor ramenée au stator.

g : Glissement .

ω_r : Pulsation rotorique.

I.2.2-b Plages de la vitesse de la commande V/f

Le rapport entre la tension du stator V_s et la fréquence f_s est normalement basée sur les valeurs nominales, ou les puissances du moteur. Le profil V/f typique peut être représenté sur la figure (I.27).

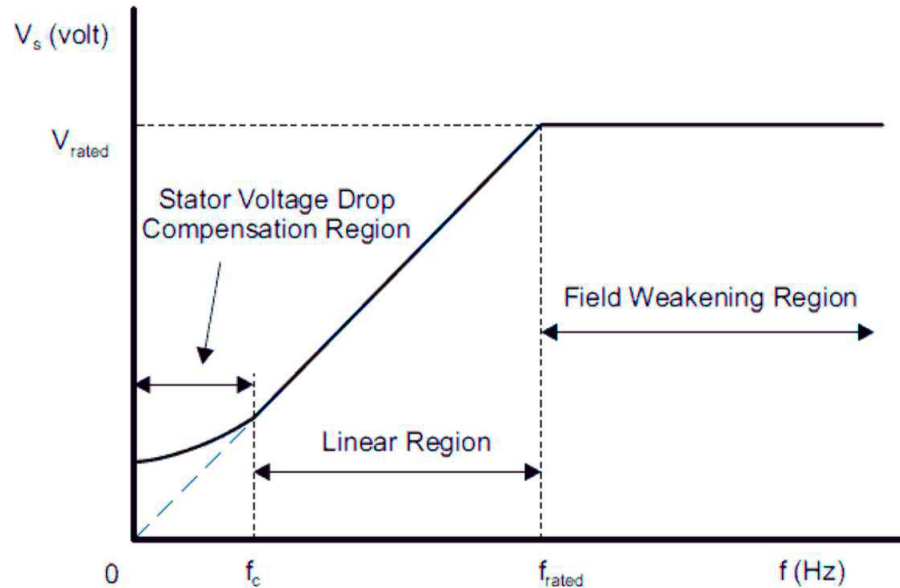


FIGURE I.27 – Plages de la vitesse de la commande V/f [8]

Il y a trois plages de vitesse dans la commande V/f qui sont les suivantes :

- À $f < f_c$: Lorsque le moteur fonctionne à basse vitesse, la chute de tension au niveau de la résistance du stator ne peut être ignorée. Comme cette chute doit être compensée, le profil V/f n'est pas linéaire dans cette région. On dit que cette région est la région de compensation. La fréquence de coupure (f_c) et la tension statorique appropriée requise pour annuler la chute de tension peuvent être théoriquement calculées à partir du circuit équivalent en régime permanent avec $R_s \neq 0$. [8]
- $f_c < f < f_{rated}$: Dans cette région, le profil V/f maintient une relation constante. La tension statorique est augmentée proportionnellement à la fréquence. La pente correspond à la quantité de flux d'entrefer dans la machine. On dit que cette région est une région linéaire. [8]
- À $f > f_{rated}$ (f nominale) : Dans cette région, le rapport V/f ne peut être maintenu constant car les tensions statoriques ne peuvent être dépassées au-delà des valeurs nominales afin d'éviter la rupture d'isolation des enroulements statorique. Ainsi, le flux d'entrefer résultant serait réduit, et le couple développé diminuerait également en conséquence. Cette région est donc dite "région de defluxage ". Pour éviter cela, le principe de la constante V/f est désobéi à de telles fréquences.[8]

I.2.3 Exemples pratiques

Nous allons maintenant parler de deux exemples de deux manières différentes sur la façon de concevoir un variateur de fréquence basé sur la commande scalaire V/f constant, et plus tard, nous les comparerons avec notre méthode utilisée dans la réalisation de notre projet.

I.2.3-a Premier exemple [30]

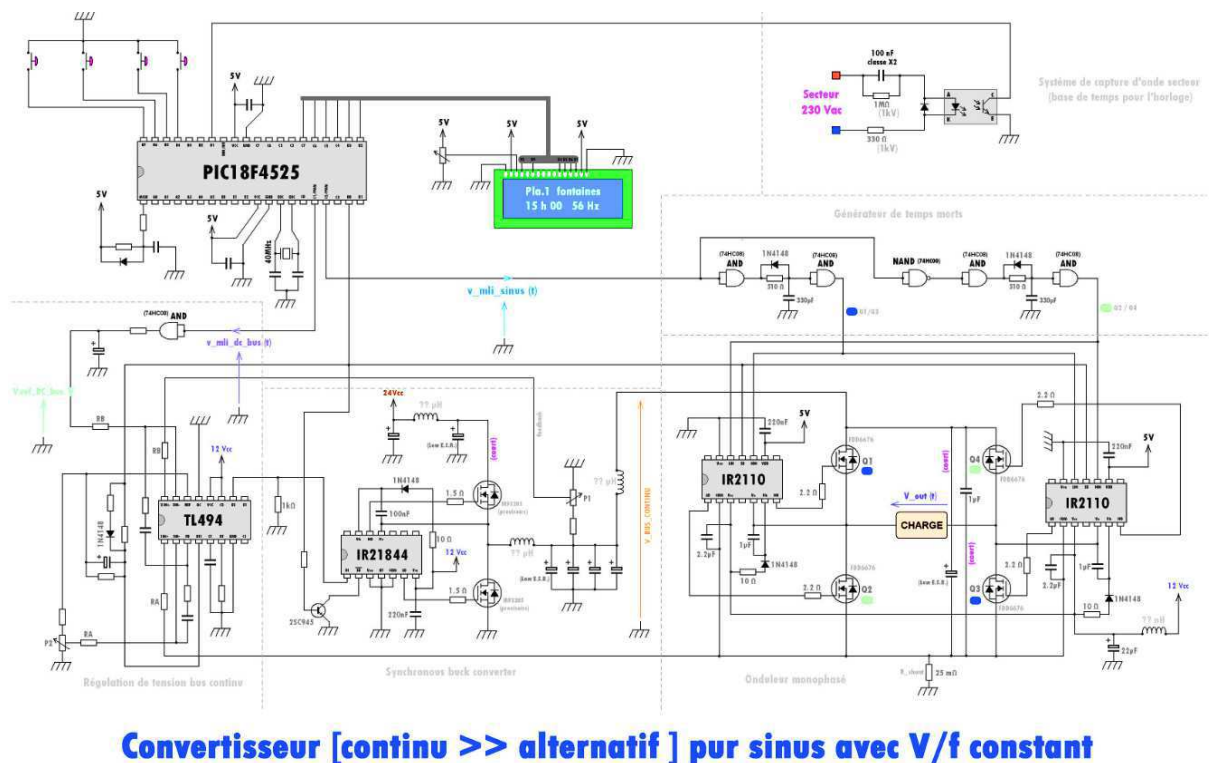


FIGURE I.28 – Schéma du variateur de vitesse pour moteur synchrone monophasé [30]

La première est celui d'un jeune qui a construit un variateur de vitesse pour commander une pompe monophasée, donc il a utilisé un *PIC* qui sert notamment à gérer entièrement la partie commande du variateur de fréquence, donc deux sorties *PWM* est utilisée : l'une pour produire un signal *PWM* permettant de reconstruire une sinusoïde et l'autre pour ordonner au convertisseur *DC/DC* de produire telle ou telle valeur de tension de bus continu.

La valeur de la tension de bus continu de la sortie d'hacheur qui alimente le pont complet doit être en fonction de la fréquence de sortie désirée de manière à conserver un rapport V/f constant quel que soit la fréquence utilisée.

Signal *PWM* pour génération sinus $[v_mli_sinus(t)]$

Une routine de service et d'interruption est nécessaire dans lequel le module *PWM* est contrôlé par un programme pour pouvoir faire changer le rapport cyclique à chaque fois qu'on entre dans l'interruption de manière à reconstituer un signal qui pourra devenir sinusoïdal après filtrage. C'est pourquoi le jeune homme a créé un tableau pour calculer assez rapidement les valeurs de rapport cycliques nécessaires à chaque "micro période *HF*", Dans son cas il y en a 400 valeurs par période *CA*. [30]

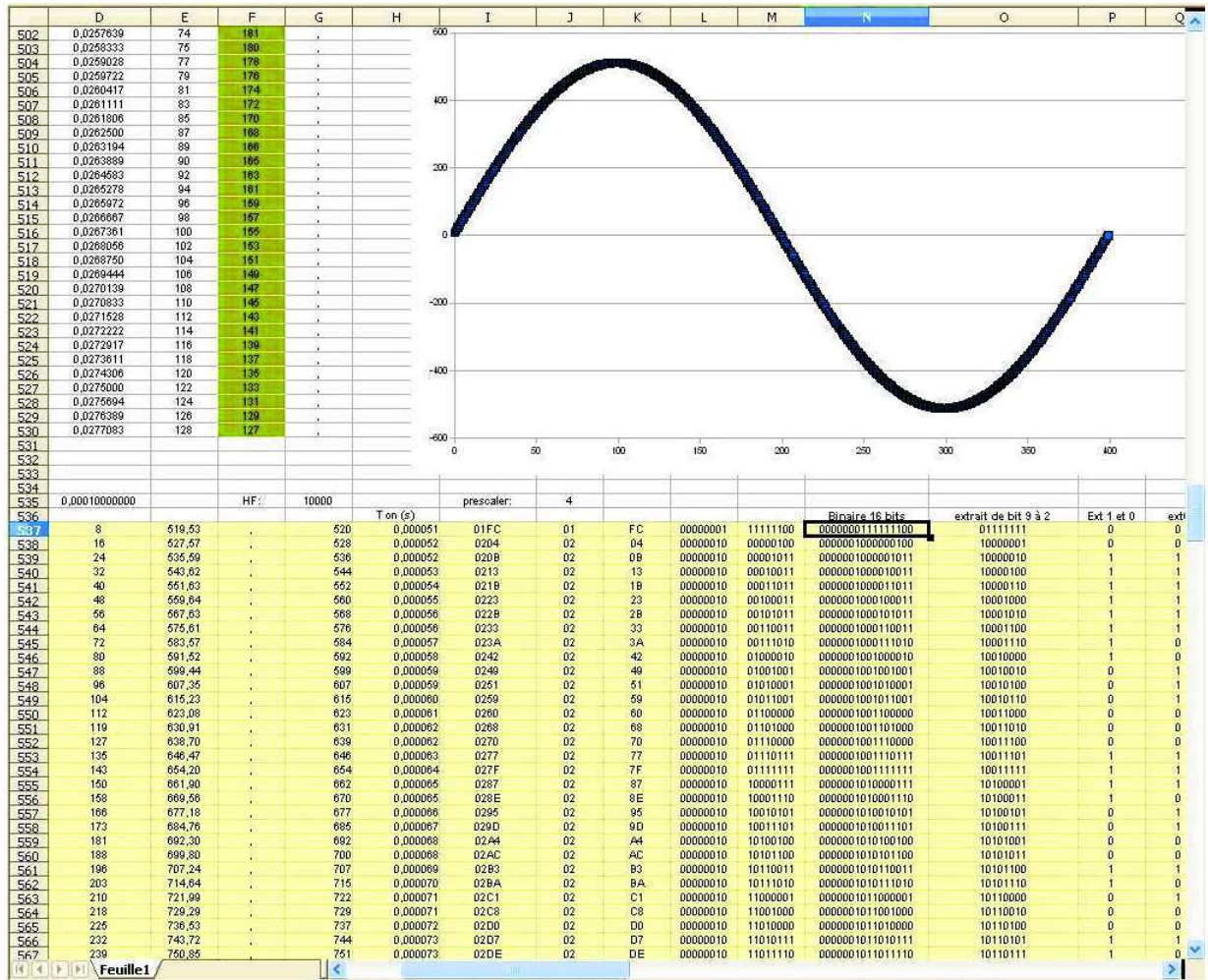


FIGURE I.29 – Temps de conduction et leurs conversions en binaire [30]

Ces valeurs de rapports cycliques sont calculées à partir de l'équation horaire d'une tension sinusoïdale :

$$u(t) = V_{\max} \sin(\omega t + \varphi) \tag{I.26}$$

Il a fait en sorte que le tableur calcule automatiquement les temps de conduction nécessaire et les convertisse en binaire, il est ensuite possible de faire un copier-coller de ce qu'a produit le tableur dans la page de programmation du μC pour qu'il puisse l'utiliser directement.

Le programme est à la base fait pour contrôler directement la fréquence HF du module PWM qui produit le signal $v_mli_sinus(t)$ et non pas la fréquence CA de sortie. Comme il y a toujours un facteur 400 entre la première fréquence HF , et la deuxième BF , piloter la première engendre un effet sur l'autre sachant que signal servant à reproduire le sinus et toujours reconstitué en utilisant 400 commutations.[30]

Signal PWM pour référence de tension sinus [$v_mli_dc_bus(t)$]

Une deuxième sortie PWM sous forme d'un signal carré est utilisée pour fournir une tension avec un rapport cyclique pouvant varier en fonction de la fréquence BF : Elle est utilisée pour piloter le convertisseur DC/DC , pour en fait lui demander de produire une certaine valeur de tension en sortie :[30]

Les 2 canaux PWM tournent obligatoirement à la même fréquence.[30]

Ainsi en modifiant le rapport cyclique du signal $v_mli_dc_bus(t)$ on fait changer sa valeur de tension moyenne, le filtre passe bas ajouter sert à extraire cette valeur car le régulateur $TL494$ a besoin d'une tension de référence qui soit continue pour fonctionner normalement.[30]

On obtient en sortie de ce filtre une tension continue, appelée $V.ref_DC_bus$

La haute résolution des moules PWM permet une fois de plus de faire une commande très précise de la valeur de tension de bus continu.[30]

Bloc convertisseur DC/DC abaisseur (hacheur)

La régulation de la tension constante à la sortie de l'hacheur se fait au moyen d'un régulateur $TL494$, mais ce régulateur a besoin de deux signaux continus pour faire varier le rapport cyclique du transistor et pour garantir que les deux valeurs de tension mentionnées à l'heure actuelle sont toujours égales. Le premier est un signal de référence carré qui indique la valeur de la tension produite, ce signal de référence est généré par $v_mli_dc_bus(t)$ mais pour transformer ce signal carré en une tension continue compréhensible par le $TL494$ il est nécessaire de trouver la valeur moyenne, donc ce signal doit passer à travers un filtre passe-bas. Et le second signal est une image réelle de la tension de sortie qui est mesurée au moyen du diviseur de tension. Et les deux signaux simples sont alimentés dans le régulateur $TL494$ qui produit des rapports cycliques pour commander le transistor à hacheur.[30]

I.2.3-b Deuxième exemple [8]

Cet exemple montre la mise en œuvre de la commande V/f pour contrôler un moteur à induction, qui utilise la méthode PWM à onde sinusoïdale, mais il diffère du premier exemple dans la manière de créer la PWM . Cette commande est mise en œuvre par la carte $TMS320F28027$.

Principe de la commande V/f de cette méthode

L'alimentation alternative est d'abord redressée pour obtenir la tension de la liaison en courant continu. Dans le mode de commande scalaire, l'algorithme obtient le vecteur de tension de commande basé sur la fréquence de référence. Le vecteur de tension de commande est réalisé par modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (*SPWM*). L'onduleur de la source de tension triphasée convertit la tension de la liaison *CC* en courant alternatif triphasé en utilisant les signaux de commande. La commande scalaire maintient le rapport V/f constant.

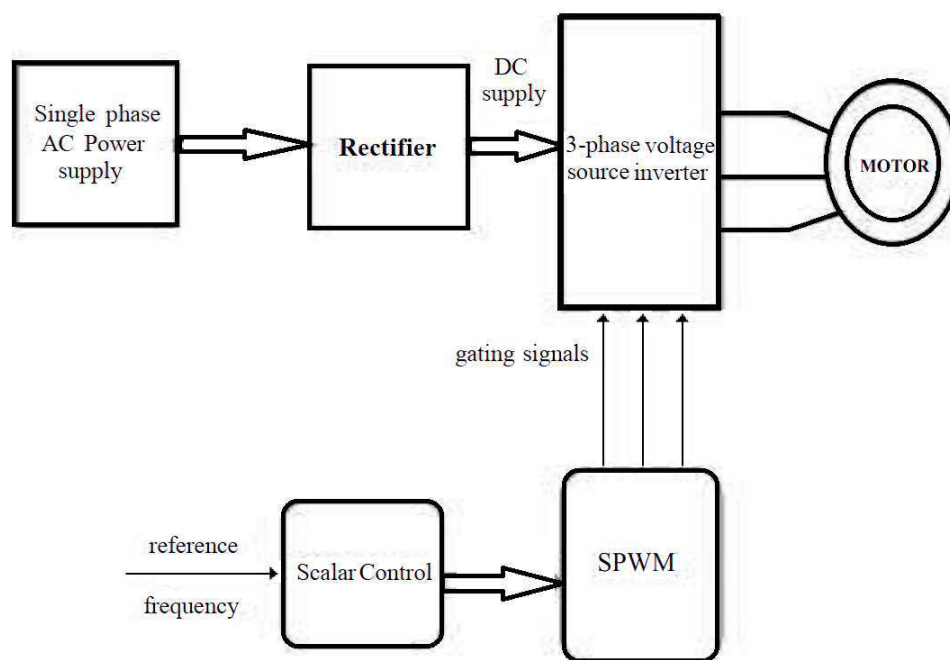


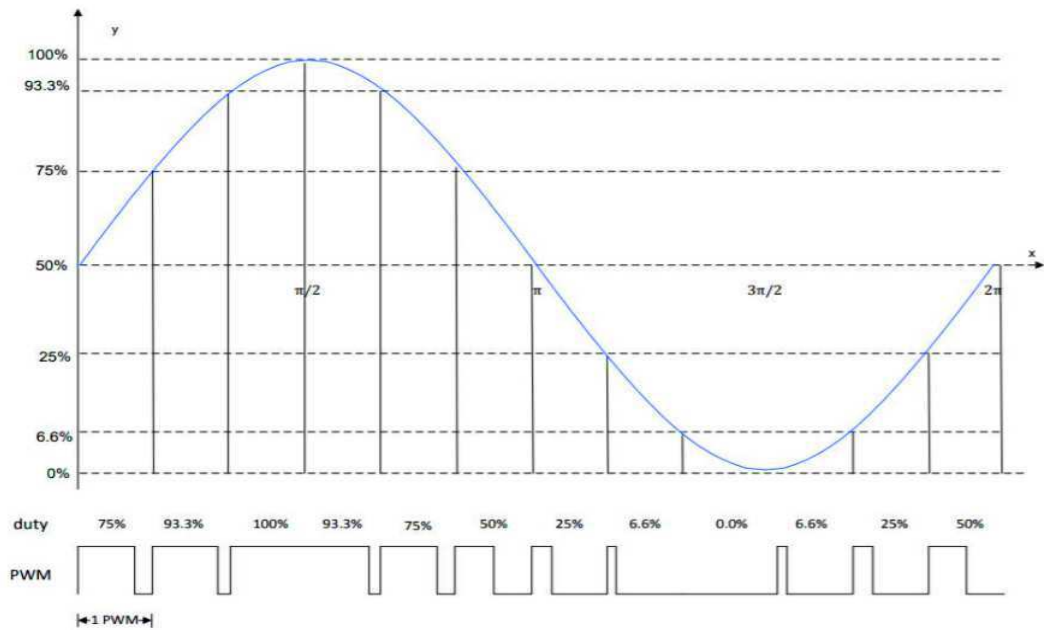
FIGURE I.30 – Schéma principal de la commande V/f [8]

Implémentation numérique de *SPWM*

L'idée de base de la génération d'une onde sinusoïdale à l'aide de la technique *PWM* est de numériser d'abord l'onde sinusoïdale et de coder le rapport cyclique correspondant à chaque point d'échantillonnage. Le nombre d'échantillons peut être calculé comme suit $\text{Nombre total d'échantillons} = F_c/F$. Où F_c est la fréquence du signal porteur et F est la fréquence du signal modulant, c'est-à-dire l'onde sinusoïdale. Voir la figure (I.31). Par exemple, si la fréquence de l'onde porteuse est de 600 Hz et la fréquence de l'onde sinusoïdale de 50 Hz , le nombre total d'échantillons sera de 12 selon l'équation précédente.

Points d'échantillonnage signifie cque l'échantillon est prélevé à un pas angulaire de 30° d'un cercle. La valeur sinusoïdale de chaque échantillon et son rapport cyclique correspondant sont indiqués dans le tableau 4(I.2). [8]

Ainsi, nous pouvons générer l'onde sinusoïdale avec cette méthode et différentes va-

FIGURE I.31 – Point d'onde sinusoïdale avec le correspondant *PWM* modulé [8]

leurs de la fréquence porteuse peuvent être prises. Plus la fréquence porteuse est élevée, plus le nombre d'échantillons est élevé et moins l'erreur de quantification est importante.

TABLE I.2 – Exemple de table sinusoïdal numérisée [8]

<i>Degree</i>	<i>Radian</i>	<i>sine(Radian)</i>	<i>Normalize to 0</i>	<i>%</i>
0	0.0000	0.0000	1.0000	0.50
30	0.5233	0.4998	1.4998	0.75
60	1.0467	0.8658	1.8658	0.93
90	1.5700	1.0000	2.0000	1.00
120	2.0933	0.8666	1.8666	0.93
150	2.6167	0.5011	1.5011	0.75
180	3.1400	0.0016	1.0016	0.50
210	3.6633	-0.4984	0.5016	0.25
240	4.1867	-0.8650	0.1350	0.07
270	4.7100	-1.0000	0.0000	0.00
300	5.2333	-0.8673	0.1327	0.07
330	5.7567	-0.5025	0.4975	0.25

L'onde sinusoïdale numérisée est ensuite comparée à l'onde triangulaire pour obtenir les signaux *PWM*. Ces signaux sont utilisés pour commuter les appareils de puissance qui donnent la sortie *CA* souhaitée ayant la fréquence fondamentale.[8]

I.2.4 Harmoniques

Non seulement la quantité d'énergie obtenue après la conversion est importante, mais aussi sa qualité. Les harmoniques provoquent une distorsion de la forme d'onde électrique qui peut perturber le bon fonctionnement de la charge de sortie, et sa source c'est la commutation du semi-conducteur qui génère des différentes fréquences d'alimentation.

Les harmoniques sont des multiples du courant d'alimentation fondamental de 50 Hz . Et par conséquent, le deuxième harmonique a une fréquence égale à 100 Hz et le troisième a une fréquence égale à 150 Hz etc., ce qui produit une déformation de la forme sinusoïdale, comme le montre la figure suivante(I.32).

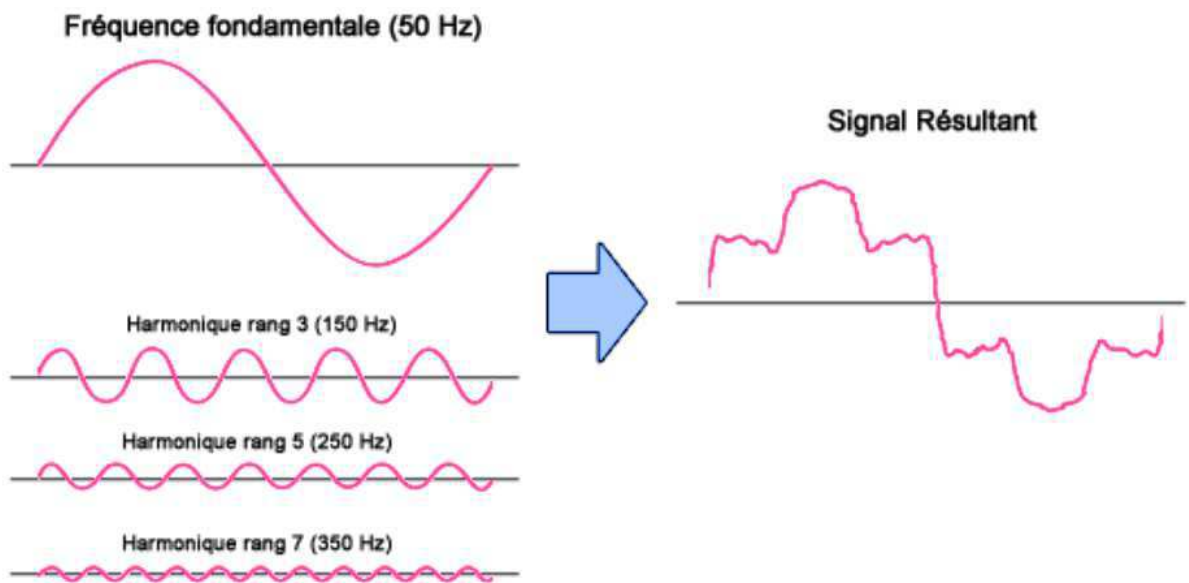


FIGURE I.32 – Effet des harmoniques sur le fondamentale

Les autres problèmes liés aux harmoniques sont les bruits, les dommages éventuels aux circuits électroniques ou la surcharge des capacités.

La tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde carrée, qui contient un grand nombre d'harmoniques, donc il faut filtrer la sortie d'un onduleur par un filtre pour obtenir une tension sinusoïdale pure. Le filtre est essentiellement un circuit qui modifie les composantes de fréquence entre son entrée et sa sortie, Il peut être analogique ou numérique. Dans notre projet, nous avons choisi un filtre de type passe-bas LC pour atténuer les harmoniques.

Pour sélectionner les composants de filtre LC il est nécessaire de déterminer le courant d'ondulation maximum et la tension d'ondulation et la fréquence de coupure f_c ci-dessus :

$$f_c = \frac{f_{sw}}{10} \quad (I.27)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (I.28)$$

Avec :

f_{sw} : fréquence de découpage

Remarque :

Dans le cas du moteur *CA*, l'inductance de moteur propre de stator suffit généralement à effectuer un filtrage convenable.

Enfin, pour mesurer la qualité de la forme d'onde à la sortie de l'onduleur, nous utilisons la technique *THD*, qui est définie comme le rapport entre la valeur efficace de l'harmonique y_n au rang n et la valeur efficace de la fondamentale y_1 .

La valeur moyenne de *THD* est calculée par la formule suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} y_n^2}}{y_1} \quad (I.29)$$

I.2.5 Utilisations et avantages du variateur de vitesse

Il existe de nombreuses et diverses raisons d'utiliser des variateurs de vitesse. Certaines applications, telles que les machines à papier, ne peuvent pas fonctionner sans elles tandis que d'autres, comme les pompes centrifuges, peuvent bénéficier d'économies d'énergie.

En général, les variateurs de vitesse sont utilisés pour :

- Adapter la vitesse aux exigences du processus.
- Adapter le couple d'un entraînement aux exigences du processus.
- Économiser de l'énergie et améliorer l'efficacité.

Les besoins en contrôle de vitesse et de couple sont généralement assez évidents. Les entraînements électriques à vitesse variable (*VSD*) modernes peuvent être utilisés pour maintenir avec précision la vitesse d'une machine entraînée à $\pm 0.1\%$, indépendamment de la charge, par rapport à la régulation de vitesse possible avec un moteur à induction à cage d'écureuil à vitesse fixe conventionnelle, où la vitesse peut varier de 3% entre la charge nulle et la pleine charge.

Les avantages des économies d'énergie ne sont pas toujours pleinement appréciés par de nombreux utilisateurs. Ces économies sont particulièrement évidentes avec les

pompes centrifuges et les ventilateurs, où le couple de charge augmente comme le carré de la vitesse et la consommation d'énergie comme le cube de la vitesse. Des économies de coûts substantielles peuvent être réalisées dans certaines applications.

Il existe d'autres avantages à utiliser le contrôle de vitesse variable pour les applications de pompe :

- Démarrage en douceur, accélération / décélération en douceur pour réduire l'usure mécanique et les coups de bélier.
- Pas de surtension dans le système d'alimentation.
- Des économies d'énergie sont possibles. Celles-ci sont les plus importantes avec les charges centrifuges telles que les pompes et les ventilateurs car la consommation électrique / énergétique augmente / diminue avec le cube de la vitesse.
- La vitesse peut être contrôlée pour répondre aux besoins de l'application. Cela signifie que la vitesse, le débit ou la pression peuvent être contrôlés avec précision en réponse aux changements de la demande de processus.
- Le contrôle automatique de la variable de processus est possible, par exemple pour maintenir un débit constant, une pression constante, etc. Le dispositif de contrôle de vitesse peut être lié à un ordinateur de contrôle de processus tel qu'un *API* ou un système de contrôle distribué, un ordinateur de contrôle industriel généralement utilisé. Pour les applications de contrôle de processus.

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur les variateurs de vitesse en termes de description et de composition, en mentionnant tous les éléments qu'ils contiennent. En plus de cela les différentes techniques de contrôle fournies par ces appareils, et nous avons également parlé des différents domaines de son utilisation, en indiquant les avantages qu'ils apportent. Enfin nous avons parlé de certains des projets conçus de différentes manières dans le même contexte de notre projet. Et avec cela, tout ce qui précède nous aidera à atteindre notre objectif principal de ce travail, qui vise à concevoir un onduleur pour l'enseignement qui comprend la partie commande et la partie puissance. Ce n'est pas seulement une répétition de ce que d'autre ont fait, ce sera une étude approfondie qui conduira à l'amélioration des performances de l'appareil et aussi au moindre cout et tout cela sera discuté dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Conception de l'onduleur (triphase/monophasé) par MATLAB

SOMMAIRE

II.1	INTRODUCTION	38
II.2	COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ	38
II.2.1	Description sur la commande de l'onduleur triphasé [3]	39
II.2.2	Création de l'angle θ_s [3]	41
II.2.3	Calculs de Sinhêtas et Costhêtas [3]	42
II.2.4	Limitation de la valeur de la tension numérique V_{dsnum}	43
II.2.5	Tensions de référence V_{as}, V_{bs}, V_{cs} [3]	44
II.2.6	Création des rapports cycliques PDC_x [3]	44
II.2.7	Générations des signaux $PWM_{1H}, PWM_{2H}, PWM_{3H}$	45
II.3	COMMANDE DE L'ONDULEUR MONOPHASÉ	47
II.4	RÉSULTATS DE SIMULATION POUR L'ONDULEUR TRIPHASÉ	53
II.4.1	Essais pour $f_s = 50Hz$	53
II.4.2	Essai pour $f_s = 25Hz$:	65
II.4.3	Essai pour $f_s = 60Hz$	71
II.5	RÉSULTATS DE SIMULATION POUR L'ONDULER MONOPHASÉ	77
II.5.1	Essais pour $f_s = 50Hz$	77
II.5.2	Essai pour $f_s = 25Hz$	88
II.5.3	Essai pour $f_s = 60Hz$	93
II.6	PROBLÈMES RENCONTRÉS	98
II.7	CONCLUSION	99

II.1 Introduction

L'objectif principal de ce projet est la conception/simulation et la réalisation d'un onduleur monophasé et triphasé à des fins éducatives. Afin que ce projet soit une mesure globale de tout ce que nous avons appris au cours de notre parcours académique et de toute l'expérience que nous avons acquise dans la programmation d'un microcontrôleur et la façon d'appliquer les technologies de contrôle automatique aux moteurs électriques que nous avons appliquée dans les travaux pratiques, grâce à notre honorable professeur BAGHLI, c'est pourquoi la conception de l'onduleur triphasé sera la clé du démarrage de notre travail.

Mais ce sera cette fois que nous apprendrons à penser en tant qu'ingénieur en conception de matériel. Nous allons donc utiliser *Matlab* non seulement comme un outil de calcul mais aussi comme méthode explicative qui nous permet de faire fonctionner tous les détails du microcontrôleur afin de le faciliter et de comprendre comment il fonctionne en interne, c'est-à-dire que nous avons construit des blocs sur *Matlab* comme *ADC*, *TABLESINUS*...etc qui calculent et fonctionnent comme un contrôleur *dsPIC*, tout cela pour voir les calculs qui sont effectués en interne, et pour identifier et corriger les erreurs de conception. Nous allons donc mener de nombreuses expériences différentes sur notre système pour analyser les résultats obtenus et tout cela pour améliorer la qualité de notre produit.

La conception de ce produit sera limitée par les conditions imposées, selon les outils disponibles au laboratoire. Ces conditions sont mentionnées dans le cahier des charges suivant :

- Vu que le réseau électrique de notre pays fournit une tension oscillante entre 230 *V* et 240 *V*. Nous avons fixé la valeur de la tension à 240 *V*. Et nous la considérons comme une tension disponible en laboratoire.
- La tension de bus continue est la tension d'entrée de l'onduleur, qui sera fournie par un redresseur triphasé double alternance de valeur moyenne 580 *V* filtrée pour l'onduleur triphasé, ou par un redresseur monophasé d'une valeur moyenne de 336 *V* filtrée pour l'onduleur monophasé.
- La plage de variation de la fréquence de référence est établie entre 0 et 100 *Hz*, afin de calculer de manière précise l'angle *thtas*.
- La fréquence de commutation des interrupteurs électroniques (*IGBT*) dépend de la fréquence de la *PWM* fournie par le *dsPIC*, qui est fixée à 16 *KHz* pour minimiser le bruit, donc la fréquence de *ISR* doit être égale à la moitié de la fréquence de la *PWM*.

II.2 Commande de l'onduleur triphasé

La commande de l'onduleur triphasé est basée sur le principe de la commande scalaire.

II.2.1 Description sur la commande de l'onduleur triphasé [3]

La vitesse du champ magnétique et donc la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone dépend directement de la fréquence de la tension d'alimentation, c'est sur ce paramètre que le variateur va agir.

Pour atteindre notre objectif, nous allons essayer de créer un vecteur tournant dans l'espace (le repère dq) tel que :

$$\vec{V}_s = \vec{V}_{ds} + \vec{V}_{qs} \quad (\text{II.1})$$

Une des manières pour faire ça, c'est de prendre un vecteur \vec{V}_s d'amplitude V_{ds} ($V_{qs}=0$) et de le faire tourner. Nous avons choisi de fixer ce vecteur sur l'axe d pour faciliter les calculs.

Alors la détermination de la valeur de V_{ds} dépend de la fréquence choisie et de la constante $\frac{v}{f}$ selon les caractéristiques du moteur sélectionné (principe de la commande scalaire=).

$$\frac{V_{ds}}{f_s} = kvf \quad (\text{II.2})$$

Puisque la plupart des moteurs du laboratoire fonctionnent sous une tension nominale de 230 V à une fréquence de 50 Hz, alors :

$$kvf = \frac{230\sqrt{2}}{50} \quad (\text{II.3})$$

Donc après avoir fixé la valeur de la constante kvf , il reste maintenant à imposer la fréquence voulue correspondant à la vitesse du moteur souhaité. Cette fréquence choisie doit être injectée dans le circuit de commande du système au moyen d'un potentiomètre qui se connecte à l'entrée analogique du microcontrôleur *dsPIC*, pour que la valeur de la fréquence sélectionnée soit convertie en valeur numérique par le bloc du convertisseur analogique-numérique (*ADC*) qui contient 10 bits cela signifie une variation de 0 jusqu'à 1023.

Le potentiomètre nous permet de changer la valeur de la fréquence souhaitée qui est limitée dans une plage spécifique. Cette valeur peut donc être de nature fractionnaire, cela signifie que le microcontrôleur reçoit une valeur de type flottante et par conséquent, le calcul nécessite plus qu'un cycle horloge et donc le *dsPIC* devient lent.

Pour éviter ce problème, on va convertir la fréquence et la tension en unités réduites (*per unit*) pour pouvoir faire l'implémentation des multiplications fractionnaires en notation 4.12 sur *dsPIC*.

La notation 4.12 signifie que nous allons réserver les 12 plus petit bit pour représenter la virgule et les 4 plus grand pour représenter la partie entière comme le montre la figure(II.1).

Le bit 15 s'appelle le bit de signe (il vaut 0 pour les nombres positif et 1 pour les nombres négatif).



FIGURE II.1 – Schéma explicatif du principe de notation 4.12.

Le format numérique utilisé est de 4 bits pour le nombre entier et de 12 bits pour le nombre fractionnaire. Le format numérique est noté par 4.12 formats et la résolution de ce format est :

$$\frac{1}{2^{12}} = 0.00024414 \quad (\text{II.4})$$

Lorsque le mode d'extension de signe est défini, le lien entre la quantité réelle et sa représentation 4.12 est illustré par le graphique suivant (II.2) :

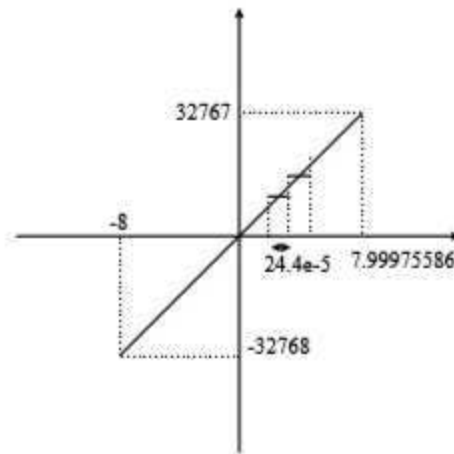


FIGURE II.2 – Diagramme de correspondance des formats [29]

La raison du choix de ce format particulier est que les grandeurs de contrôle du variateur ne sont (pour la plupart) pas supérieures à quatre fois leurs valeurs nominales (en d'autres termes, pas plus de quatre lorsque l'on considère le modèle *pu*). La sélection d'une plage de démonstration de $[-8; 7.99]$ garantit que les valeurs du logiciel peuvent traiter chaque grandeur de contrôle du variateur, non seulement en régime permanent, mais aussi en régime transitoire. [29]

Etant donné que la conversion de la fréquence désirée se fait sur 10 bits, nous allons donc la décaler par 2 bits à gauche pour la mettre en forme 4.12 c'est-à-dire en multipliant par $4 = 2^2$.

Après avoir calculé l'amplitude du vecteur V_{ds} à partir de $f_s \times kvf$, nous devons le faire tourner en changeant l'angle θ_s , et à chaque fois on calcule les projections sur α, β puis sur a, b, c à partir de la transformation de *Park* inverse et de *Clark* inverse comme le montre la figure (II.3). Ensuite, nous utilisons ces tensions pour créer un signal de référence qui est comparé avec un signal porteuse triangulaire de haute fréquence afin de générer les signaux *PWM* qui permettent de piloter les *IGBT* de l'onduleur.

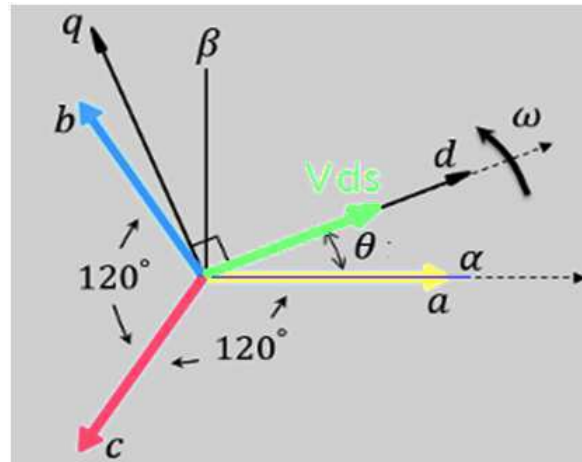


FIGURE II.3 – Schéma explicatif de la transformation de Park et de Clark [36]

Comme toutes ces opérations se produisent à chaque fois, elles doivent être contenues dans la routine de service et d'interruption, cela prend un temps de T_{ISR} pour créer un échantillon pour chaque signal ($\theta_s, V_\alpha, V_\beta, \dots$).

II.2.2 Création de l'angle θ_s [3]

L'angle θ_s tourne dans un cercle dont la valeur varie de 0 jusqu'à 2π , ce qui est proportionnel à 0 jusqu'à 65535 au niveau du *dsPIC*.

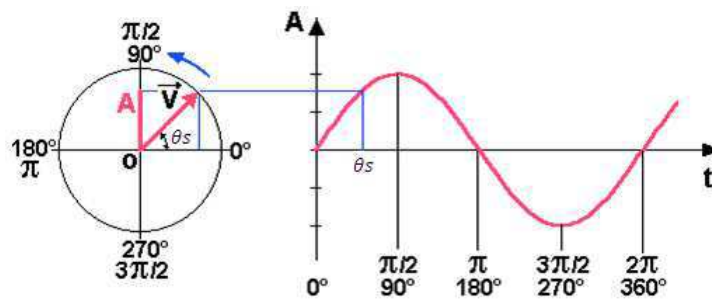


FIGURE II.4 – Création d'une onde sinusoïdale [39]

Donc la construction du θ_s se fait à partir de :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int 2\pi f_s dt \quad (\text{II.5})$$

Mais nous savons que c'est une opération mathématique que nous devons la convertir en calcul numérique qui devient sous la forme :

$$\text{thetas}(k) = \text{thetas}(k-1) + \text{thetasinc} \quad (\text{II.6})$$

thetasinc représente le pas principal de déplacement du *thetas* dans une période T_{ISR} . Par conséquent, le *thetas* augmentera progressivement c'est-à-dire pas à pas jusqu'à

ce qu'il atteigne 2π , qui correspond à la valeur numérique 65535, puis il revient à zéro et recommence à remonter.

La variation de la valeur de f_s entraîne une modification sur le pas de déplacement *thetas*. En d'autres termes, l'augmentation de f_s conduit à une amplification du pas de déplacement et par conséquent, *thetas* achèvera le cycle en peu de temps et vice versa.

Au niveau de l'algorithme, on a posé :

$$thetasinc = f_s \times Ktheta \quad (\text{II.7})$$

Ktheta repose sur la fréquence choisie maximale f_{rm} et la fréquence de *ISR* comme montre la relation suivante :

$$Ktheta = \frac{1}{f_{ISR}} (65535 \times f_{rm}) \quad (\text{II.8})$$

$65535 \times f_r$ représente la vitesse angulaire en numérique maximale de notre variateur. Donc *Ktheta* peut être vu comme le pas angulaire maximal atteint pour un échantillon d'une durée T_{ISR} .

Dans notre conception, nous avons choisi une plage de variation de la fréquence comme suit :

$$f_s \in [0Hz, 100Hz] \quad (\text{II.9})$$

Par conséquent, $f_{rm} = 100Hz$ correspondant à la plus grande valeur de la fréquence donnée par le potentiomètre. Cela signifie que $f_s = 100Hz = f_{rm}$ représente 1 pu ce qui signifie 4096 en format 4.12.

Pour une fréquence d'*ISR* égale 8 KHz, on obtient :

$$Ktheta = \frac{65535 \times 100}{8000} = 819.2 = 819 \quad (\text{II.10})$$

Nous avons choisi $f_{rm} = 100Hz$ afin d'obtenir un calcul précis dans le pas de déplacement de *thetas*.

Par conséquent, avec la représentation en pu, la valeur de *thetasinc* = $f_s \times Ktheta$ est obtenu en prenant les valeurs de $f_s \in [0, 100\%]$.

Ensuite nous allons décaler la valeur calculée de *thetasinc* de 12 bits vers la droite en divisant par 4096 pour que le résultat soit juste et réel.

II.2.3 Calculs de Sinthetas et Costhetas [3]

Afin de générer des valeurs de sinus et de cosinus, une table de sinus et un mode d'adressage indirect par un registre auxiliaire ont été mis en œuvre. Comme compromis entre la précision de la position et la minimisation de la mémoire utilisée, cette table contient $2^8 = 256$ mots pour représenter la plage $[0; 2\pi]$. La position calculée précédente (valeur entière de 16 bits qui représente *thetas*) doit donc être décalée de 8 bits vers la droite. Cette nouvelle position (valeur entière de 8 bits) est utilisée comme un pointeur (appelé Index) pour accéder à ce tableau. La sortie du tableau est la valeur de *sinthetas* représentée au format 4.12 comme indiqué la figure(II.5).[29]

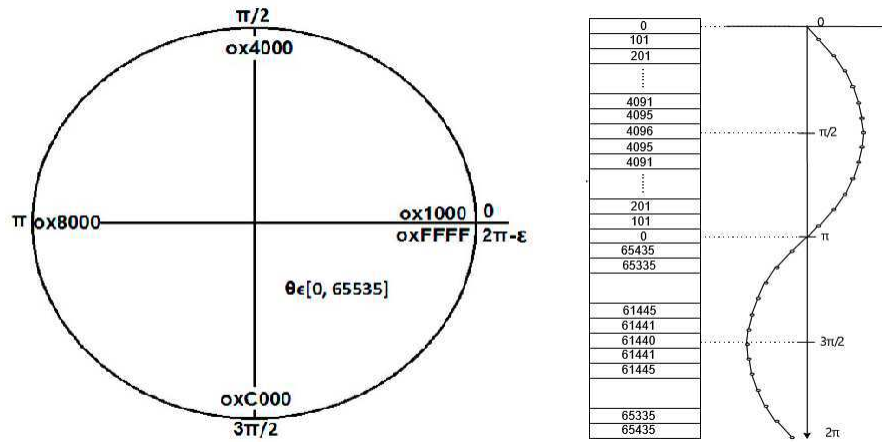


FIGURE II.5 – Calcul à l'aide de la table de recherche sinusoïdale [29]

Pour avoir la valeur du cosinus, $\frac{256}{4} = 0x40$ en hexa décimale doit être ajoutée à l'index du sinus.

II.2.4 Limitation de la valeur de la tension numérique V_{dsnum}

Afin de protéger notre moteur, il est nécessaire de limiter la tension maximale dans le cas où la fréquence choisie dépasse $50Hz$. Pour résoudre ce problème, nous devons fixer la tension V_{dsnum} à la valeur 4096 en numérique pour toutes les fréquences choisies supérieures à $50Hz$.

Dans le cas où la fréquence de référence est supérieure à $50 Hz$, le rapport $\frac{V}{f}$ ne devient pas constant à la sortie de l'onduleur, et nous sommes donc dans la zone de défluxage.

Si la fréquence choisie est comprise entre 0 et $50 Hz$, ce qui correspond aux fréquences numériques entre 0 et 2044, alors la tension numérique V_{dsnum} appropriée doit être trouvée afin de maintenir le rapport $\frac{V}{f}$ constant à la sortie de l'onduleur. Pour résoudre ce problème, nous devons ajouter un paramètre $coff$ dans l'équation V_{dsnum} qui est calculé comme suit :

$$V_{dsnum} = f_{snum} \times kvf \times coff \quad (II.11)$$

$$4096 = 2044 \times kvf \times coff \quad (II.12)$$

$$coff \times kvf = \frac{4096}{2044} = 2.0039 \quad (II.13)$$

En 4.12 $coff \times kvf = 8208$.

Enfin, pour des fréquences variant entre 0 et $50 Hz$, V_{dsnum} est calculée comme suit :

$$V_{dsnum} = 8208 \times fs \quad \text{en} \quad 4.12 \quad (II.14)$$

Nous avons maintenant un vecteur tournant V_s avec la fréquence f_s et d'amplitude V_{ds} , alors maintenant, nous devons extraire les trois tensions de référence V_{as}, V_{bs}, V_{cs} .

II.2.5 Tensions de référence V_{as}, V_{bs}, V_{cs} [3]

À base de la tension de référence V_r que nous avons calculée ci-dessus, qui se trouve dans un repère mobile dq , nous calculerons les trois tensions V_{as}, V_{bs}, V_{cs} par les transformations inverse du *Park* et du *Clark*, et nous utiliserons ces tensions pour calculer les rapports cycliques PDC_1, PDC_2, PDC_3 .

La transformation de *Park* inverse permet de passer d'un repère dq mobile biphasée vers un repère α, β stationnaire biphasée, a fine d'obtenir les tensions numériques V_α, V_β qui sont calculées comme suit :

$$V_\alpha = \frac{V_{dsnum}}{4096} \times \sin\theta_{etas} \quad (\text{II.15})$$

$$V_\beta = \frac{V_{dsnum}}{4096} \times \cos\theta_{etas} \quad (\text{II.16})$$

Nous avons éliminé la notation 4.12 dans les calculs de la transformée de Park inverse, car la tension V_{dsnum} est représentée en 4.12.

La transformation de *Clark* inverse permet de passer d'un repère α, β stationnaire biphasée vers un repère a, b, c triphasée a fine d'obtenir les tensions numériques V_{as}, V_{bs}, V_{cs} qui sont calculées comme suit :

$$V_{as} = V_\alpha \quad (\text{II.17})$$

$$V_{bs} = \frac{-V_\alpha}{2} + V_\beta \times \frac{3547}{4096} \quad (\text{II.18})$$

$$V_{cs} = \frac{-V_\alpha}{2} - V_\beta \times \frac{3547}{4096} \quad (\text{II.19})$$

3547 représente la valeur de $\frac{\sqrt{2}}{2}$ en 4.12.

Nous avons éliminé la notation 4.12 dans les calculs de la transformée de *Clarke* inverse, car les coefficients de cette transformations sont représentées en 4.12.

II.2.6 Création des rapports cycliques PDC_x [3]

Une fois que nous avons calculé V_{as}, V_{bs}, V_{cs} , nous les utiliserons pour créer les signaux $PDC_1, PDC_2, PDC_3, PDC_X$.

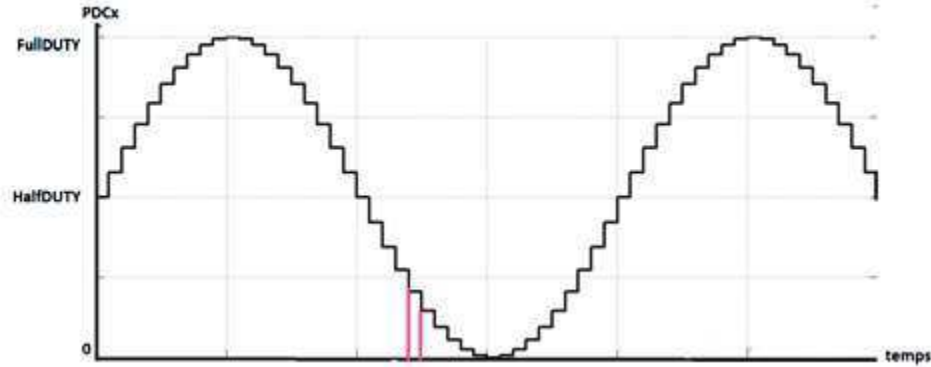
Nous savons que PDC_X varie entre 0 et *FULLDUTY*, qui est le maximum du rapport cyclique.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} sont représentées en *pu* qui varient entre -4096 jusqu'à 4096 sous forme d'un signal sinusoïdal. Donc, pour chaque point nous voulons calculer son propre PDC_X , ça veut dire que nous voulons approximer ce sinus par échantillons ayant un temps ayant un temps correspondant temps de *ISR*.

C'est-à-dire nous voulons couper notre sinus en petit bout de temps de *ISR*, et pour pouvoir faire une période de 20 *ms* par exemple, nous avons besoin d'un certain nombre de *ISR*.

Comment va-t'en lier entre les tensions de référence V_{ns} et PDC_X ($n = a, b, c$ et $x = 1, 2, 3$) ?

La tension continue nulle correspond à $PDC = HALFDUTY$ c'est à dire la moitié du rapport cyclique maximum.

FIGURE II.6 – Valeurs PDC_X

Pour une tension de référence minimum qui correspond au -4096 ce qui est proportionnelle avec la tension du bus continu maximum négative, PDC_X doit être égale à 0 .

Pour une tension de référence maximum qui est correspond au $+4096$ ce qui est proportionnelle avec la tension du bus continu maximum positive, PDC_X doit être égale à $FULLDUTY$

. Ces conditions peuvent être représentées comme suit :

$$V_{ns} \in [-4096; +4096] \implies PDC_X \in [0; FULLDUTY] \quad (\text{II.20})$$

$$PDC_X = a \times V_{ns} + b \quad (\text{II.21})$$

$$a = \frac{FULLDUTY}{8192} \quad \text{en 4.12} \quad (\text{II.22})$$

$$b = \frac{FULLDUTY}{2} = HALFDUTY \quad (\text{II.23})$$

$$PDC_X = \frac{FULLDUTY}{8192} \times V_{ns} + HALFDUTY \quad (\text{II.24})$$

II.2.7 Générations des signaux $PWM_{1H}, PWM_{2H}, PWM_{3H}$

La création de signaux PWM dépend du principe de la technique PWM sinusoïdale. Nous allons donc comparer l'onde modulante sinusoïdale discrète PDC_X du période d'échantillonnage T_{ISR} avec un signal triangulaire symétrique haute fréquence f_{PWM} pour la minimisation du bruit et d'amplitude $PTPRER$, ce signal est formé par un compteur. Lorsque la valeur du compteur est inférieure ou égale au rapport cyclique PDC_X , tel que calculé ci-dessus, le signal de sortie PWM est activé, et lorsque la valeur du compteur dépasse le rapport cyclique PDC_X , le signal PMW est désactivé, tout cela est illustré dans la figure suivante :

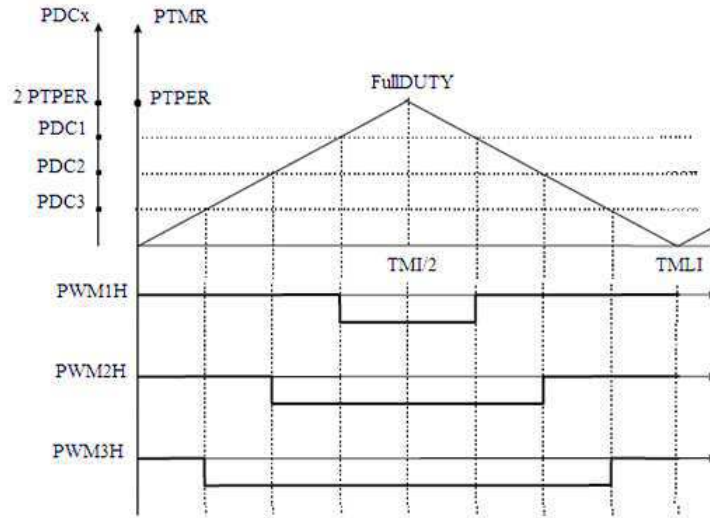


FIGURE II.7 – Création des signaux PWM

Nous avons donc généré des signaux PWM de largeur variable pour piloter les transistors d'un onduleur afin de générer les tensions de sortie triphasées. Pour le signal triangulaire, nous avons choisi la fréquence f_{PWM} égale à 16 Khz et la valeur du $PTPRER$ est calculée comme suit :

$$PTPRER = \frac{0.5 \times f_{cy}}{f_{PWM}} - 1 \quad (II.25)$$

Avec $f_{cy} = 20MHz$

$$PTPRER = \frac{0.5 \times 20000000}{16000} - 1 = 624 \quad (II.26)$$

La valeur de $FULLDUTY$ est calculé comme suit :

$$FULLDUTY = 2 \times PTPRER = 1248 \quad (II.27)$$

Voilà les valeurs de a et b pour $FULLDUTY = 1248$:

$$a = \frac{1248}{8191} = 0.1523 \quad \text{avec } a = 624 \quad 4.12 \quad (II.28)$$

avec a=624 en 4.12

$$b = \frac{1248}{2} = 624 \quad (II.29)$$

Voilà les valeurs de PDC_X :

$$PDC_1 = \frac{624}{4096} \times V_{as} + 624 \quad (II.30)$$

$$PDC_2 = \frac{624}{4096} \times V_{bs} + 624 \quad (II.31)$$

$$PDC_3 = \frac{624}{4096} \times V_{cs} + 624 \quad (II.32)$$

II.3 Commande de l'onduleur monophasé

Maintenant nous allons parler sur la méthode de commande de l'onduleur monophasé. Cette méthode est également basée sur le principe de la commande scalaire, mais la technique pour générer des signaux PDC_X diffère de celle dont nous avons parlé dans le contrôle de l'onduleur triphasé.

Nous injectons la fréquence de référence correspondant à la vitesse du moteur requise dans notre circuit de commande au moyen d'un potentiomètre connecté à l'entrée analogique du microcontrôleur *dsPIC*, puis cette valeur sera convertie en une valeur numérique par l'*ADC* du *dsPIC*, et à travers cette fréquence numérique nous calculons la valeur d'angle de *thtas* et la valeur de la tension V_{dsnum} de la même manière que nous l'avons expliqué ci-dessus. Comme nous avons indiqué dans le chapitre pré-

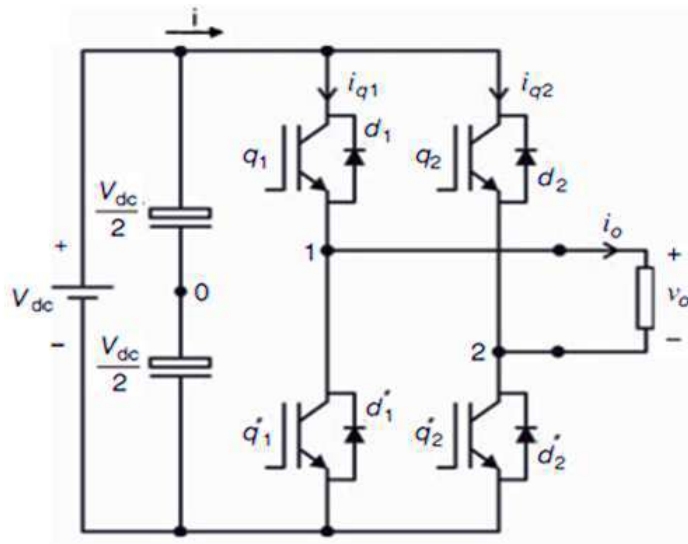


FIGURE II.8 – Structures d'un onduleur monophasé [14]

cédent, la tension de sortie v_0 peut être définie en fonction des tensions polaires v_{10} , v_{20} comme indiqué dans la relation suivante :[14]

$$v_0 = v_{10} - v_{20} \quad (\text{II.33})$$

À partir de l'équation ci-dessus (II.33), il est possible de définir la tension de sortie souhaitée en fonction des tensions des pôles de référence, comme suit :[14]

$$v_0^* = v_{10}^* - v_{20}^* \quad (\text{II.34})$$

Et puisque la tension de référence v_0^* a une forme sinusoïdale, elle peut être donc représentée comme suit :[14]

$$v_0^* = V_0^* \times \cos \omega t = V_0^* \times \cos 2\pi f_0 t \quad (\text{II.35})$$

Avec :

- f_0 : représente la fréquence de référence.
- v_0^* : représente la tension Vr

V_0^* : représente la tension V_{dsnum} dans notre algorithme de contrôle de système. Au niveau de notre *dsPIC*, la tension V_r sera calculée comme suit :

$$V_r = V_{dsnum} \times \cos(\theta_s) \quad (\text{II.36})$$

Pour rester dans le même raisonnement que pour l'onduleur triphasé, on choisira la notation :

$$\theta_s = 2\pi f_0 t \quad (\text{II.37})$$

Cette tension de référence v_0^* doit être synthétisée via deux tensions de pôle de référence (v_{10}^* et v_{20}^*), ce qui signifie un degré de liberté à explorer. Ensuite, une variable auxiliaire (v_h^*) peut être définie pour permettre un certain niveau d'amélioration [14]. Dans ce cas, il est possible d'écrire : [14]

$$v_{10}^* = v_0^* + v_h^* \quad (\text{II.38})$$

$$v_{20}^* = v_h^* \quad (\text{II.39})$$

L'équation (II.34) est en principe satisfaite pour toute valeur de v_h^* . Toutefois, la tension auxiliaire doit être obtenue afin de garantir que les tensions des pôles de référence sont limitées comme suit : [14]

$$-\frac{V_{dc}}{2} \leq v_{10}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.40})$$

$$-\frac{V_{dc}}{2} \leq v_{20}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.41})$$

Lorsque les équations (II.40), (II.41) sont satisfaites, on dit que l'onduleur fonctionne dans sa région linéaire. Le développement suivant vise à déterminer une expression analytique pour v_h^* , et par conséquent à définir (v_{10}^* , v_{20}^*) pour la mise en œuvre de la MLI. [14]

En remplaçant (II.38) et (II.39) par (II.40) et (II.41), il est possible d'écrire :

$$v_h^* \geq -\frac{V_{dc}}{2} - v_0^* \quad \text{Ingalit1.}[14] \quad (\text{II.42})$$

$$v_h^* \geq \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{Ingalit2.}[14] \quad (\text{II.43})$$

$$v_h^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - v_0^* \quad \text{Ingalit3.}[14] \quad (\text{II.44})$$

$$v_h^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{Ingalit4.}[14] \quad (\text{II.45})$$

Tant que v_0^* est une forme d'onde sinusoïdale, elle peut prendre des valeurs positives ou négatives, nous avons alors deux cas, le cas 1 : lorsque $v_0^* > 0$ et le cas 2 : pour $v_0^* < 0$.

Le figure (II.9) et le figure (II.10) montrent la zone hachurée par rapport aux inégalités 1 et 2 pour le cas 1 et 2, tandis que la figure (II.11) et la figure (II.12) montrent la zone hachurée par rapport aux inégalités 3 et 4 pour le cas 1 et 2. v_0^* apparaît dans l'analyse suivant comme une constante en raison du court intervalle de temps considéré.

La zone hachurée par rapport aux inégalités 1 et 2 pour le cas 1 :

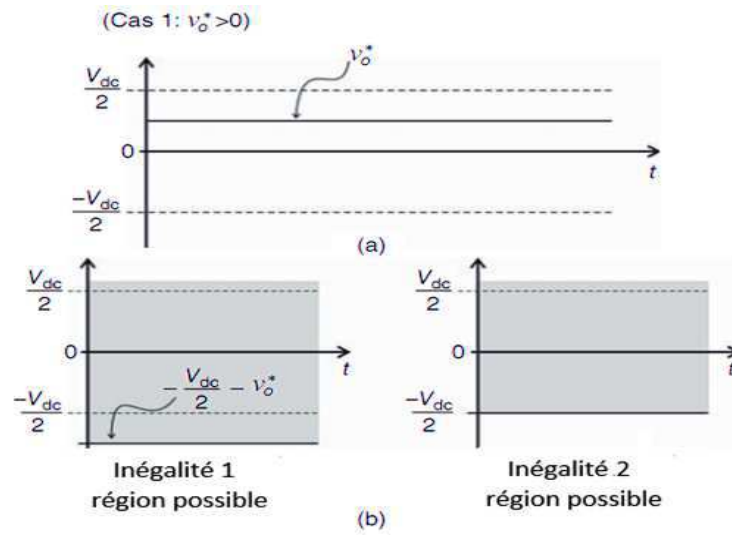


FIGURE II.9 – (a) Limites de v_h^* lorsque $v_0^* > 0$ (cas 1). (b) Région possible pour l'inégalité 1 (gauche) et l'inégalité 2 (droite)[14]

La zone hachurée par rapport aux inégalités 1 et 2 pour le cas 2 :

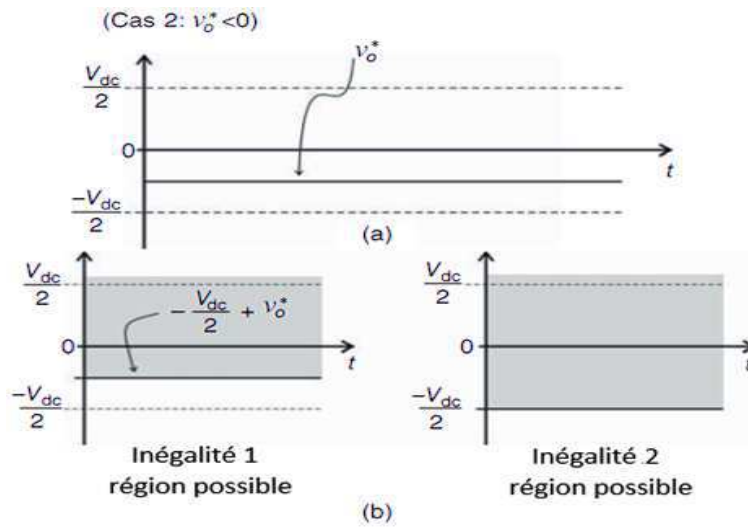


FIGURE II.10 – (a) Limites de v_h^* lorsque $v_0^* < 0$ (cas 2). (b) Région possible pour l'inégalité 1 (gauche) et l'inégalité 2 (à droite)[14]

La zone hachurée par rapport aux inégalités 3 et 4 pour le cas 1 :

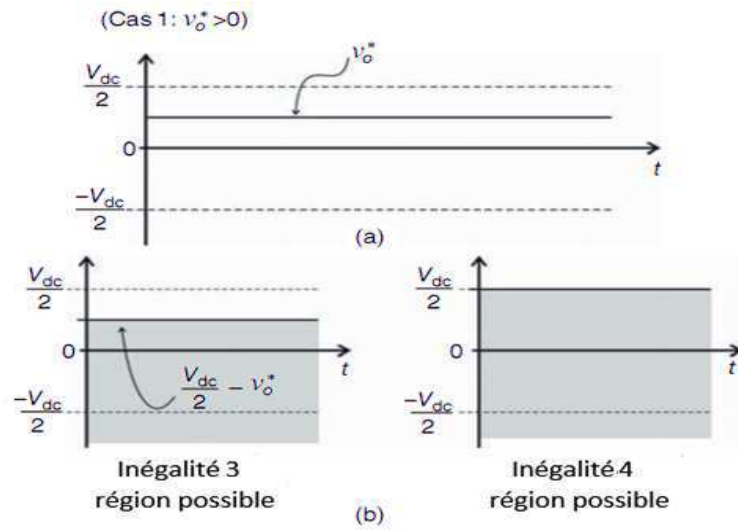


FIGURE II.11 – (a) Limites de v_h^* lorsque $v_o^* > 0$ (cas 1). (b) Région possible pour l'inégalité 3 (gauche) et l'inégalité 4 (droite)[14]

La zone hachurée par rapport aux inégalités 3 et 4 pour le cas 2 :

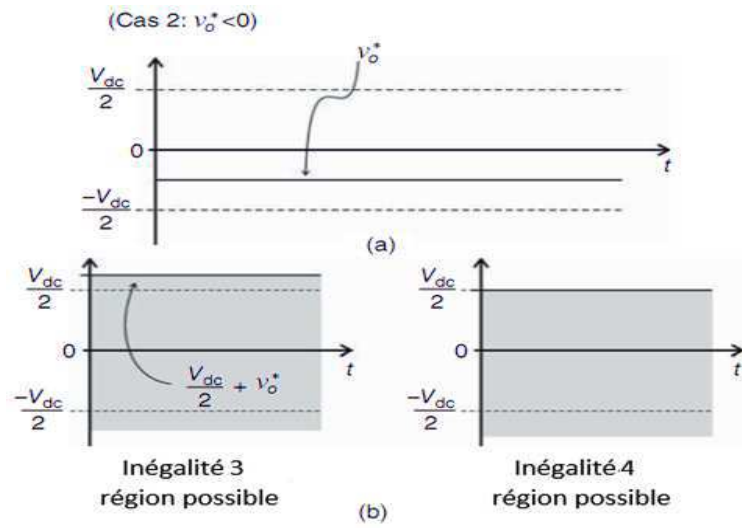


FIGURE II.12 – (a) Limites de v_h^* lorsque $v_o^* < 0$ (cas 2). (b) Région possible pour l'inégalité 3 (gauche) et l'inégalité 4 (droite)[14]

Nous remarquons que dans le première cas figure (II.9), l'inégalité 2 est prédominante par rapport à l'inégalité 1, puisque la satisfaction de l'inégalité 1, l'inégalité 2 sera nécessairement satisfaite, alors que dans le deuxième cas, l'inégalité 1 est prédominante. Donc, l'équation (II.46) suffit à décrire succinctement les deux scénarios présentés dans les figures figure (II.9) et (II.10) :

$$v_h^* \geq -\frac{V_{dc}}{2} - \text{MIN}[v_o^*, 0] \quad (\text{II.46})$$

Une approche similaire peut être utilisée pour les inégalités 3 et 4. La figure (II.11) montre la zone hachurée (région possible) liée aux inégalités 3 et 4 pour le première cas, tandis que la figure II.12 montre les mêmes inégalités pour le deuxième cas. Il convient de noter que dans le première cas, l'inégalité 3 est prédominante, tandis que dans le deuxième cas, l'inégalité 4 doit être satisfaite. Il est alors possible d'écrire v_h^* de manière succincte comme présenté ci-dessous :[14]

$$v_h^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - MAX[v_0^*, 0] \quad (\text{II.47})$$

Comme pour l'équation (II.46), l'équation (II.48) peut être utilisée au lieu de l'analyse graphique illustrée dans les figures (II.11) et (II.12) est donc possible d'écrire les équations (II.46) et(II.48) ensemble, comme :[14]

$$-\frac{V_{dc}}{2} - MAX[v_0^*, 0] \leq v_h^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - MAX[v_0^*, 0] \quad (\text{II.48})$$

Ou bien :[14]

$$-\frac{V_{dc}}{2} - V_{MIN} \leq v_h^* \leq \frac{V_{dc}}{2} - V_{MAX} \quad (\text{II.49})$$

Avec : [14] $V_{MIN} = MIN[v_0^*, 0]$ et $V_{MAX} = MAX[v_0^*, 0]$ Donc, v_h^* doit être considéré entre les limites présentées dans l'équation II.49 et observées dans la figure (II.13(a)). Nous remarquons que sur cette figure les valeurs inférieure et supérieure de v_h^* sont respectivement V_1 et V_2 . Ces tensions sont définies comme suit :[14]

$$v_1 = -\frac{V_{dc}}{2} - V_{MIN} \quad (\text{II.50})$$

$$v_2 = \frac{V_{dc}}{2} - V_{MAX} \quad (\text{II.51})$$

Il est possible de créer un indice μ (facteur de distribution) de telle sorte que la tension v_h^* puisse être modifiée proportionnellement en fonction de μ , comme indiqué dans la figure (II.13(b)), avec :[14]

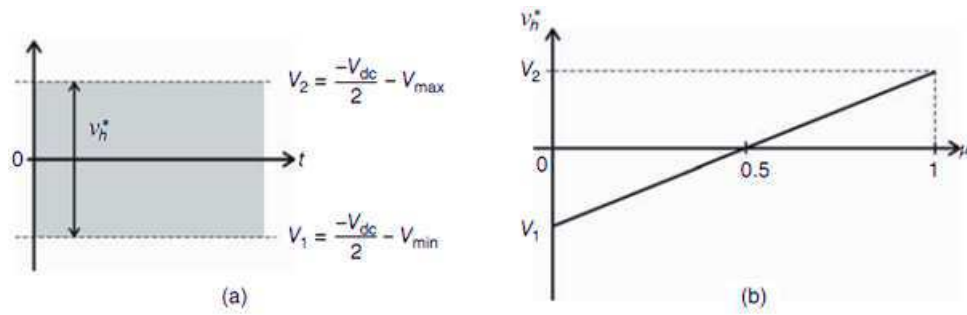
$$0 \leq \mu \leq 1 \quad (\text{II.52})$$

Par conséquent, l'équation de la ligne de la figure (II.13(b)) peut être définie comme suit :[14]

$$v_h^* = v_1 + (v_2 - v_1) \times \mu$$

En développant l'équation II.53 :[14]

$$v_h^* = V_{dc} \times \left(\mu - \frac{1}{2}\right) + (\mu - 1) \times V_{MIN} - \mu \times V_{MAX} \quad (\text{II.54})$$

FIGURE II.13 – (a) Limites de v_h^* . (b) v_h^* en fonction du facteur de distribution [14]

Les tensions des pôles de référence (v_{10}^* , v_{20}^*) présentées dans (II.38), (II.39) qui sont représentées en *pu* et qui sont variées entre -2048 jusqu'à 2048, nous allons donc les utiliser pour créer des signaux PDC_1, PDC_2 . Ces conditions peuvent être représentées comme suit :

$$v_{10}^*, v_{20}^* \in [-4096; +4096] \implies PDC_X \in [0; FULLDUTY] \quad (\text{II.55})$$

$$PDC_1 = a \times v_{10}^* + b \quad (\text{II.56})$$

$$PDC_2 = a \times v_{20}^* + 624 \quad (\text{II.57})$$

$$a = \frac{FULLDUTY}{2 \times 2048} \quad \text{en 4.12} \quad (\text{II.58})$$

$$b = \frac{FULLDUTY}{2} = HALFDUTY \quad (\text{II.59})$$

Voilà les valeurs de a et b pour FULLDUTY=1248 :

$$a = \frac{1248}{2 \times 2048} = 0.3047 \quad a = 1248 \quad \text{en 4.12} \quad (\text{II.60})$$

$$b = \frac{1248}{2} = 624 \quad (\text{II.61})$$

Voilà les valeurs de PDC_X :

$$PDC_1 = \frac{1248}{4096} \times v_{10}^* + HALFDUTY \quad (\text{II.62})$$

$$PDC_2 = \frac{1248}{4096} \times v_{20}^* + HALFDUTY \quad (\text{II.63})$$

Enfin, nous utilisons les valeurs PDC_X pour générer des signaux *PWM* afin de piloter les transistors de l'onduleur monophasé de la même manière que nous en avons parlé dans l'onduleur triphasé.

II.4 Résultats de simulation pour l'onduleur triphasé

Le résultat souhaité est obtenu en passant par différentes valeurs calculées qui sont représentées sous forme de graphe en partant du calcul de l'angle θ jusqu'à l'obtention de la vitesse en fonction de la fréquence choisie.

Il existe deux types de graphe : ceux obtenus après calculs effectués par le *dsPIC33F* qui représentent les différents signaux générés par le circuit de commande (mais simulé au biais d'une fonction implanté sous *Matlab*) et ceux obtenus à partir de la simulation *Matlab* sous *SimPowerSystem* qui représentent les différents signaux générés par le circuit de puissance (sortie onduleur). Ces résultats obtenus et représentés correspondent à trois fréquences choisies : 50 Hz , 25 Hz et 60 Hz pour deux essais différents : à vide et charge nominale. Tous les schéma bloc de simulation se trouvent au niveau de l'annexe A.

II.4.1 Essais pour $f_s = 50\text{ Hz}$

Ces essais effectués correspondent, dans notre cas, à une fréquence numérique 2044 sachant que la fréquence maximale atteinte prise est de 100 Hz qui est représentée par la valeur numérique 4096.

II.4.1-a Calculs effectués aux niveaux *dsPIC*

Ces signaux représentent les différents calculs effectués au niveau du *dsPIC* afin de générer des signaux *PWM*.

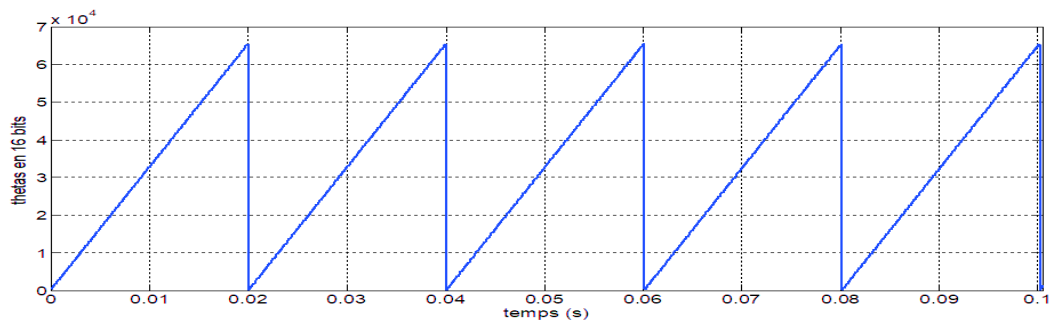


FIGURE II.14 – Angle thetas sur 16 bits

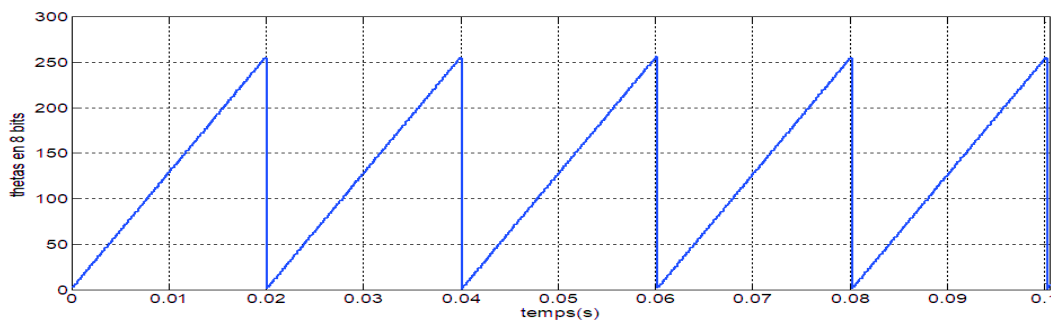
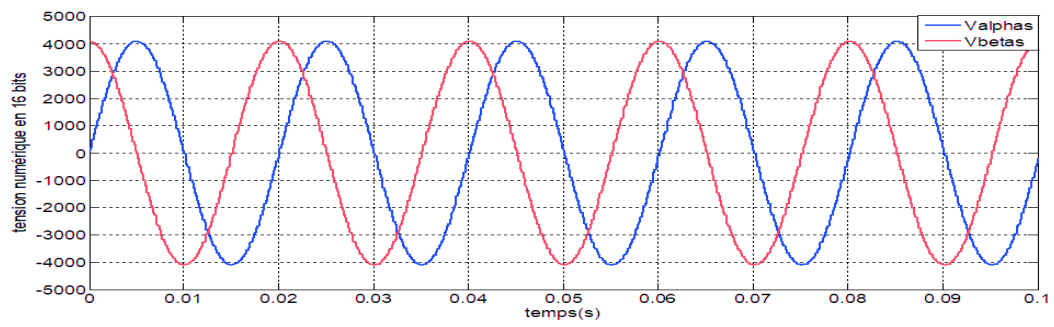
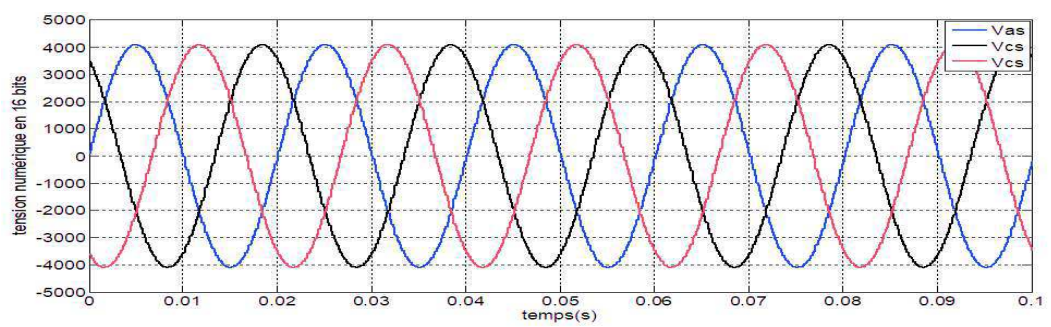
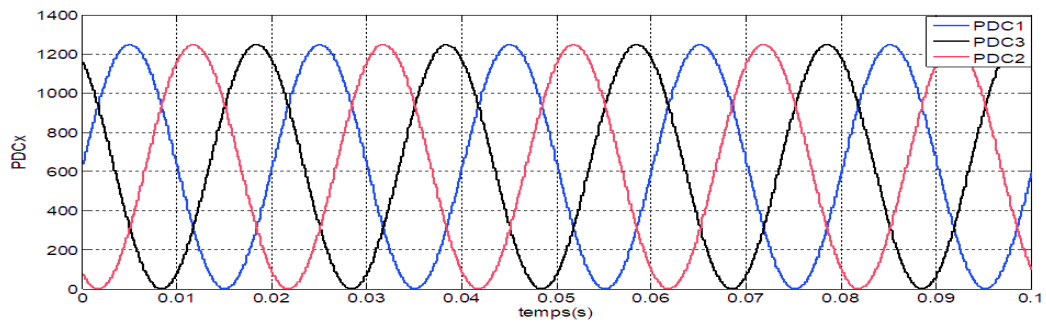
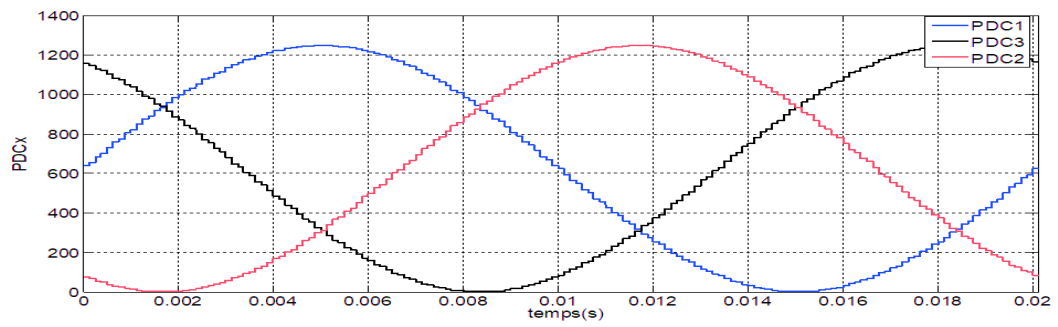
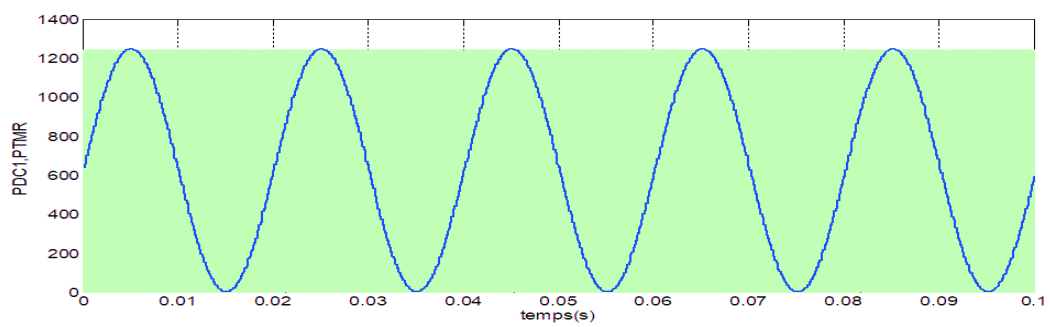
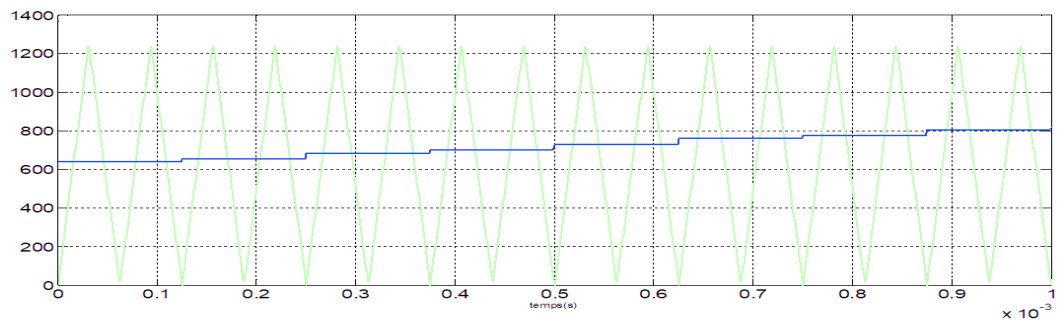
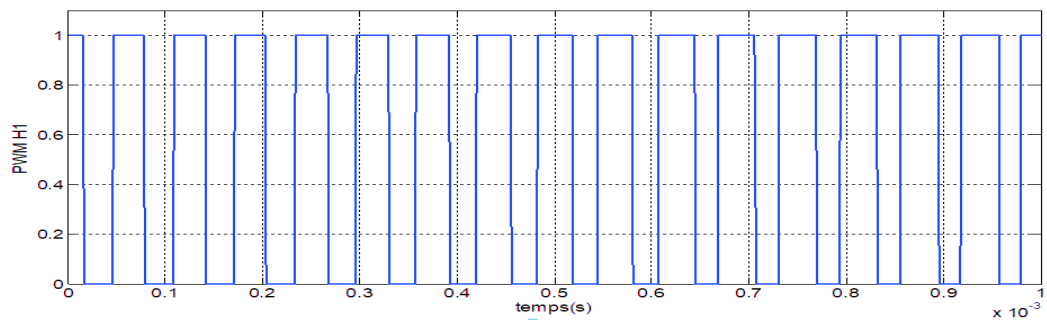
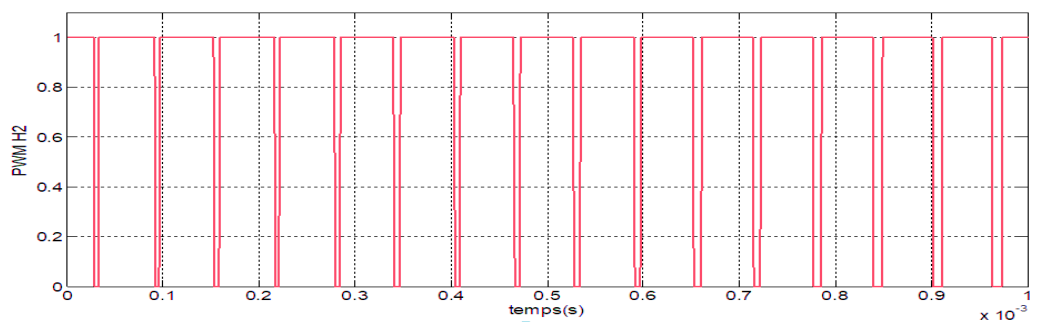
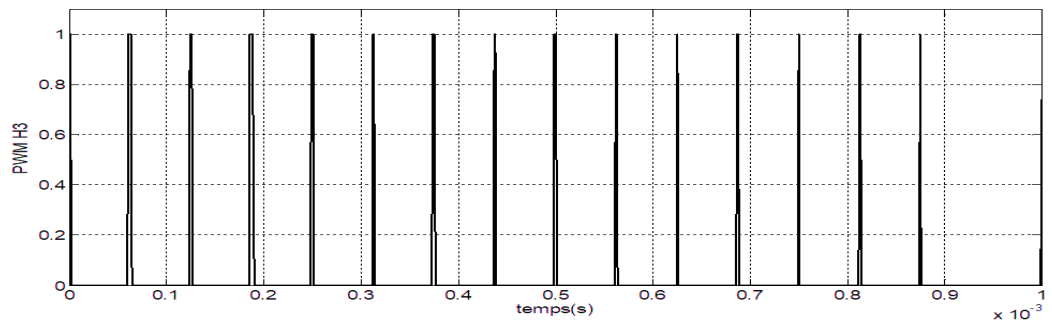


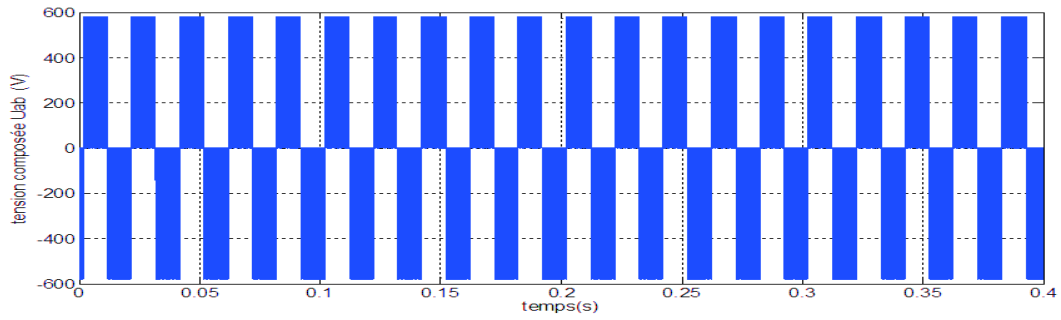
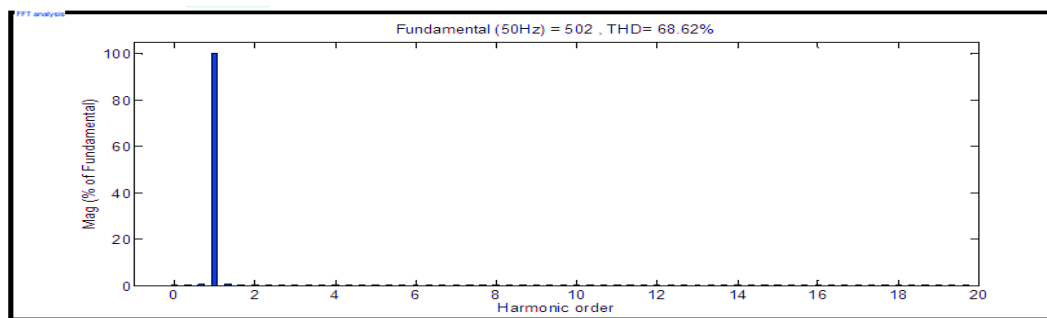
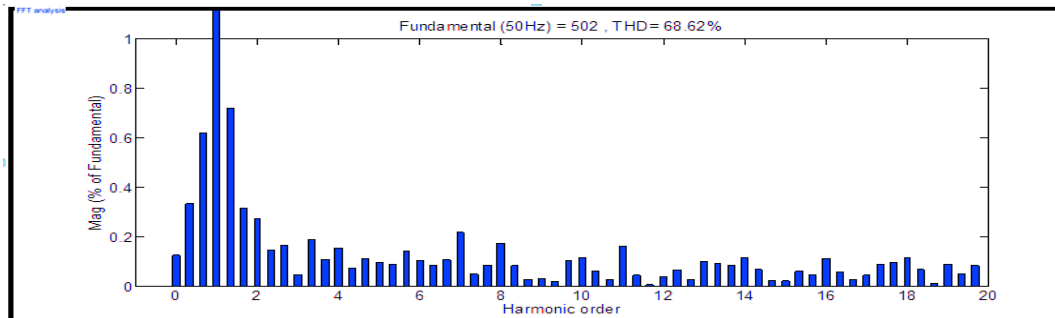
FIGURE II.15 – Angle thetas sur 8 bits

FIGURE II.16 – Tensions V_{α}, V_{β} FIGURE II.17 – Tensions V_{as}, V_{bs}, V_{cs} FIGURE II.18 – Valeurs PDC_x

FIGURE II.19 – Valeurs PDC_X (avec zoom)FIGURE II.20 – Création des signaux des PWM .FIGURE II.21 – Création des signaux des PWM (avec zoom)

FIGURE II.22 – Signal *PWM 1*FIGURE II.23 – Signal *PWM 2*FIGURE II.24 – Signal *PWM 3*

Essai à vide :

FIGURE II.25 – Tension composée U_{ab} à la sortie de l'onduleurFIGURE II.26 – THD de la tension composée U_{ab} pour 3 cyclesFIGURE II.27 – Zoom sur THD de la tension composée U_{ab} pour 3 cycles

Interprétation des résultats :

Nous remarquons que la valeur de θ augmente pas à pas jusqu'à ce qu'elle atteigne 65535, puis revient directement à zéro et cela se produit pendant une période de fréquence de référence égale à 50 Hz, sachant que le transfert de θ d'une étape à l'autre prend une période compatible avec la fréquence de l'ISR. Et ainsi de suite, le processus se répète à nouveau.

Après les conversions de Park et du Clark inverse, nous avons obtenu des signaux V_{as}, V_{bs}, V_{cs} qui varient entre -4096 à 4096 comme le montre la figure (II.17); Cela nous a permis de créer des signaux PDC_x allant de 0 à FULLDUTY qui sont représentés sur la figure (II.19); Tout cela permet la création de signaux PDC_x

représentés sur les figures (II.22),(II.23),(II.24).

La figure (II.4.1-a) montre la tension composée de la sortie de l'onduleur. Afin de connaître la qualité du signal obtenu, nous avons effectué une analyse *FFT* de ce signal comme le montre la figure (II.27).

Donc, comme la valeur de *THD* est trop élevée, nous disons que le signal obtenu est plein d'harmoniques. Alors pour atténuer les harmoniques et pour obtenir une tension sinusoïdale pure à la sortie de l'onduleur, nous allons créer un filtre de type passe-bas *LC*.

La première chose que nous avons calculons pour le filtre *LC* est la fréquence de coupure f_c qui est calculé comme suit :[25]

$$f_c = \frac{f_{pwm}}{10} \quad (II.64)$$

$$f_c = \frac{f_{pwm}}{10} = 1600 \quad (II.65)$$

La deuxième chose, nous avons calculé l'inductance pour 50 Hz et pour une tension maximale de $230\sqrt{2} = 325V$ et un courant maximal de 10 A comme suit :[25]

$$L = \frac{0.03 \times U_{max}}{2\pi f_s \times I_{max}} \quad (II.66)$$

$$L = \frac{0.03 \times 340}{2\pi \times 50 \times 10} \leq 0.003104H \quad (II.67)$$

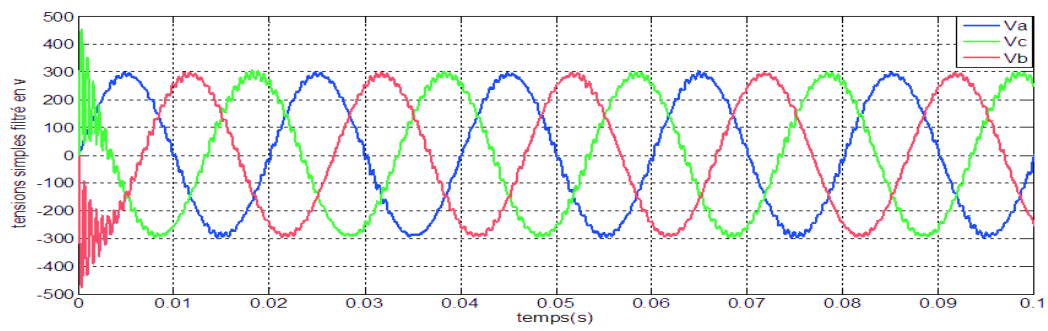
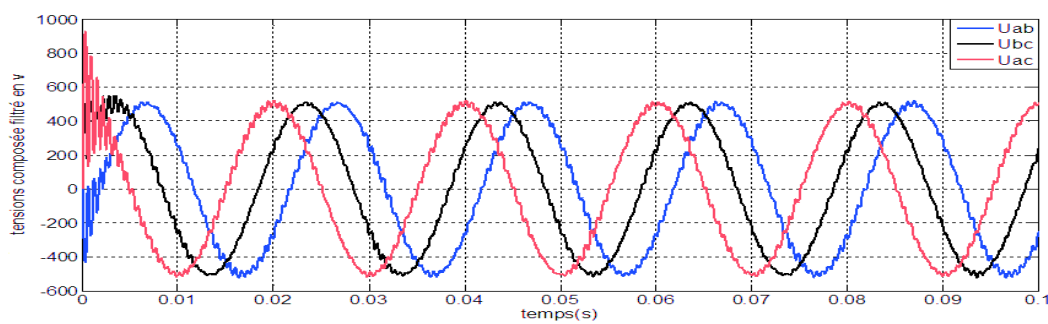
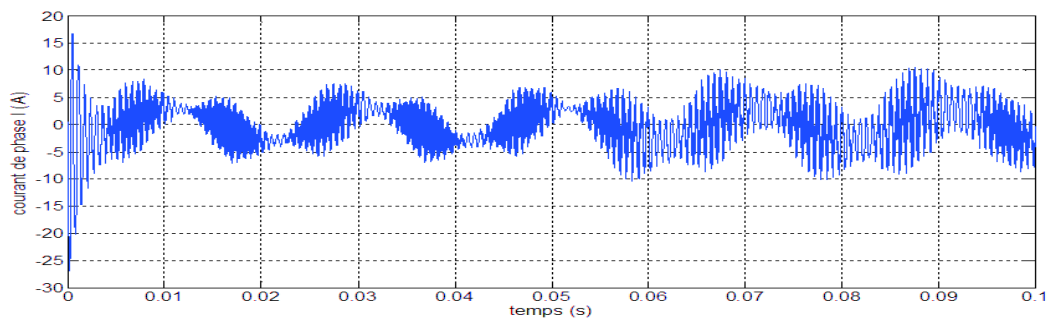
La valeur de l'inductance ne doit pas dépasser 0.003104 H dans ce cas, donc nous choisirons une inductance de 0.001 H par ce qu'elle est disponible dans notre laboratoire. Ensuite, nous calculons la valeur du condensateur qui correspond à l'inductance que nous avons choisie précédemment et qui est calculée comme suit :[25]

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 \times L} \quad (II.68)$$

$$C = \frac{1}{(2\pi 1600)^2 \times 0.001} = 10\mu F \quad (II.69)$$

Le filtre que nous avons créé est valable pour l'onduleur triphasé, ainsi que pour l'onduleur monophasé. Notre variateur sera utilisé dans les travaux pratiques et nous savons que l'étudiant effectuera des expériences sur lui avec différentes charges, pour cela nous allons tester notre système sur une charge RL puis sur un moteur CA.

II.4.1-b Essai sur une charge *RL* pour $f_s=50$ Hz, $R = 100 \Omega$, $L = 0.001$ H

FIGURE II.28 – Tensions simples filtrées pour une charge RL FIGURE II.29 – Tensions composées filtrées pour une charge RL FIGURE II.30 – Courant de phase I_a

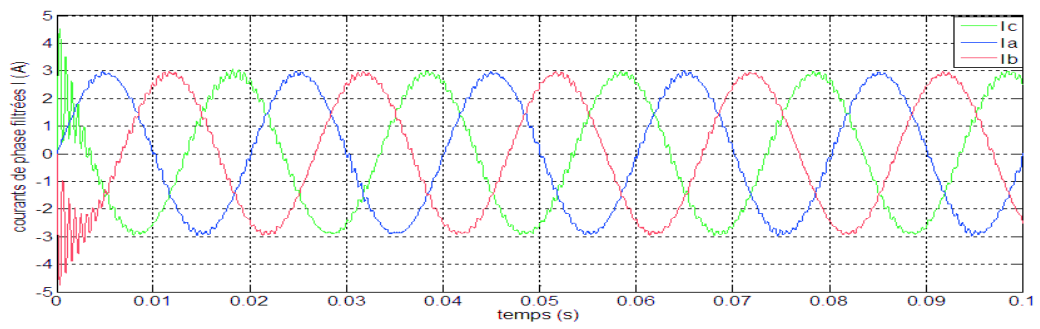


FIGURE II.31 – Courants de phases filtrés

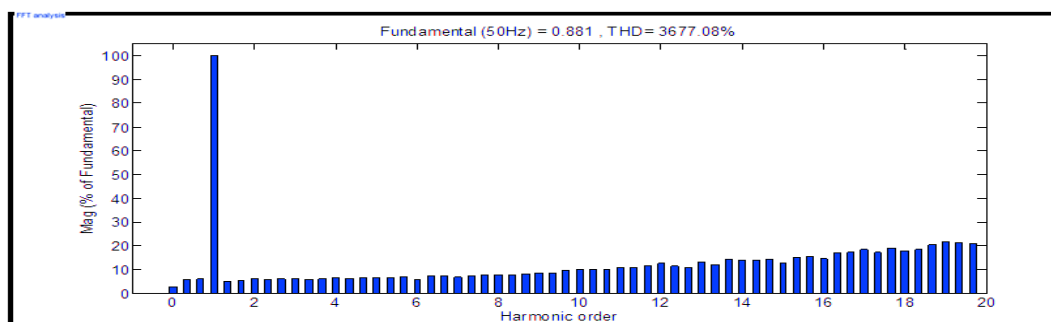


FIGURE II.32 – THD du courant de phase I_a

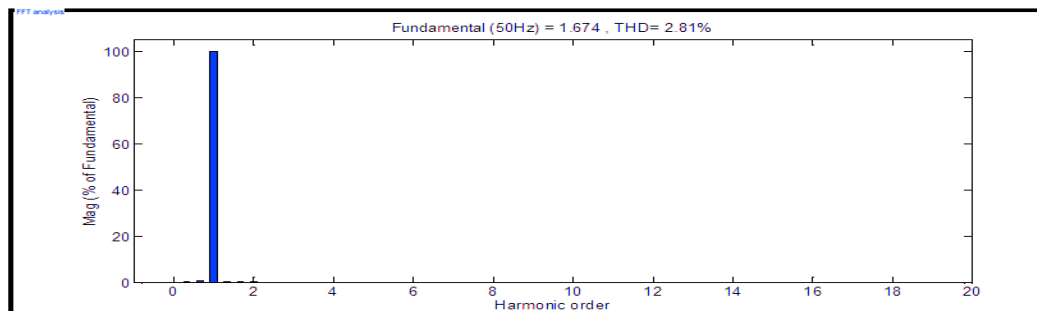
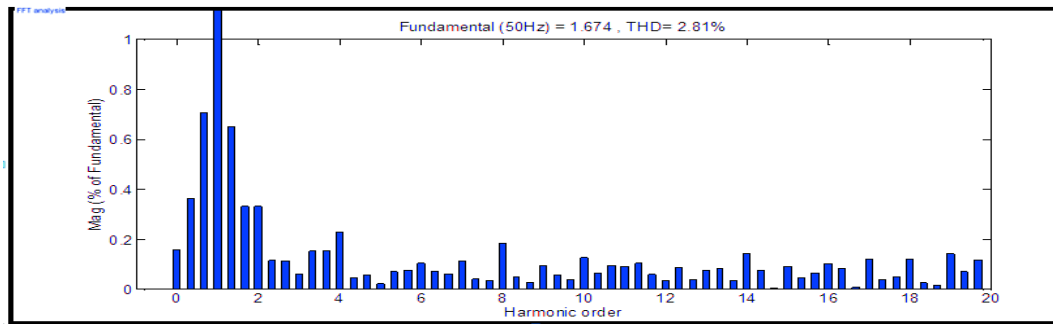


FIGURE II.33 – THD du courant de phase I_a filtré

FIGURE II.34 – Zoom sur THD du courant de phase I_a filtré

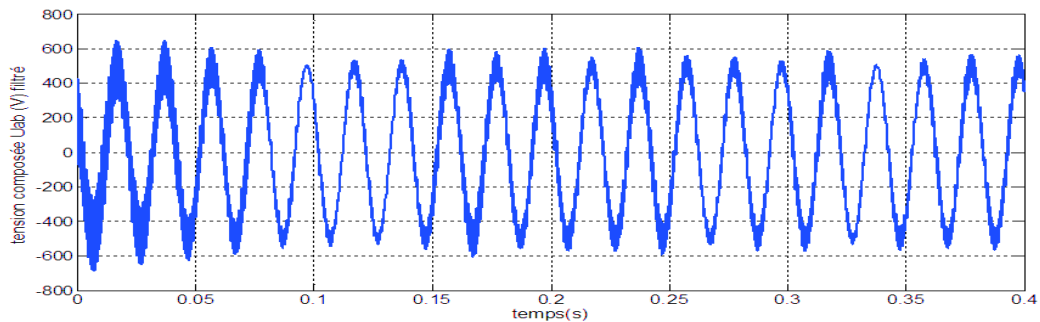
Interprétation des résultats :

Nous avons obtenu des signaux sinusoïdaux de courant et de tension de la charge RL après filtrage, comme le montrent les figures (II.28), (II.31) ; en outre, nous constatons que la qualité du courant de la charge RL après filtrage est améliorée car la valeur THD du courant est réduite jusqu'à 2.1 % et les harmoniques impairs 3 et 5 et 7 sont proches de zéro.

Pour obtenir un rapport $\frac{V}{f}$ à la sortie de l'onduleur compatible avec le rapport $\frac{V}{f}$ appliqué au système de contrôle, nous avons besoin d'une tension de bus continue de 650 V, mais puisque nous sommes liés par le cahier des charges mentionné au début de ce chapitre qui nous impose une tension de bus continue de 580 V, donc avec cette valeur, nous obtenons un rapport $\frac{V}{f} = 6$ qui reste constant sur toute la plage de fonctionnement de la commande scalaire.

II.4.1-c Essai sur un moteur asynchrone pour $f_s = 50 \text{ Hz}$

Essai a vide :

FIGURE II.35 – Tension composée U_{ab} filtrée à la sortie de l'onduleur

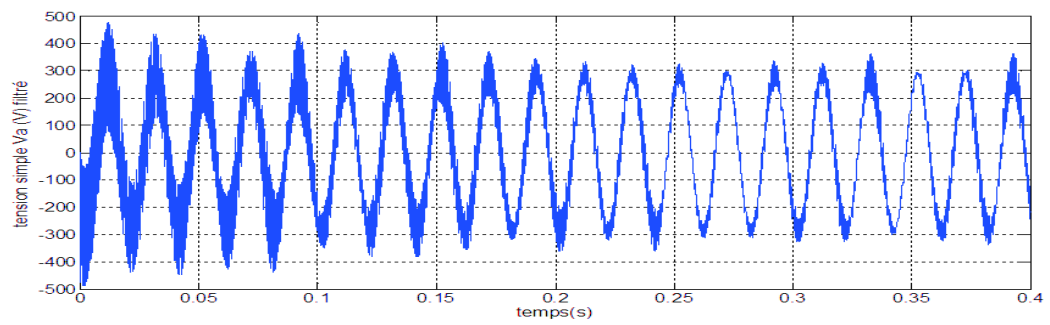
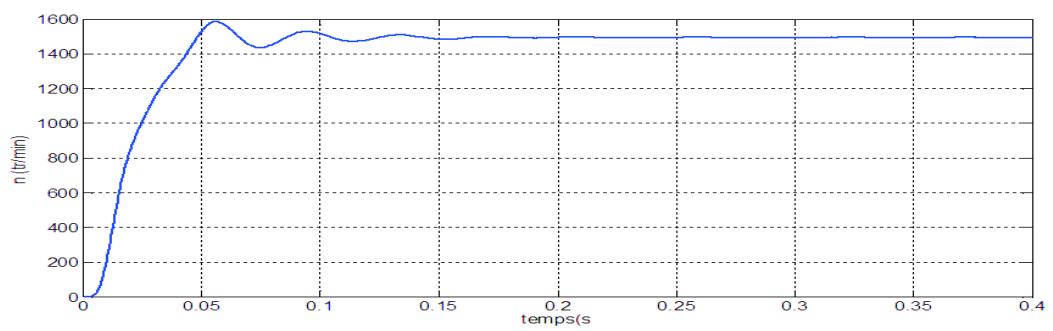
FIGURE II.36 – Tension simple V_a filtrée à la sortie de l'onduleur

FIGURE II.37 – Vitesse de rotation du moteur

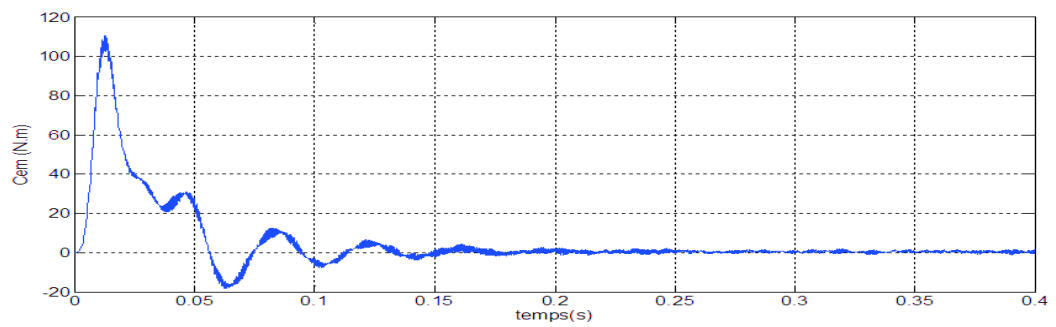


FIGURE II.38 – Couple électromagnétique

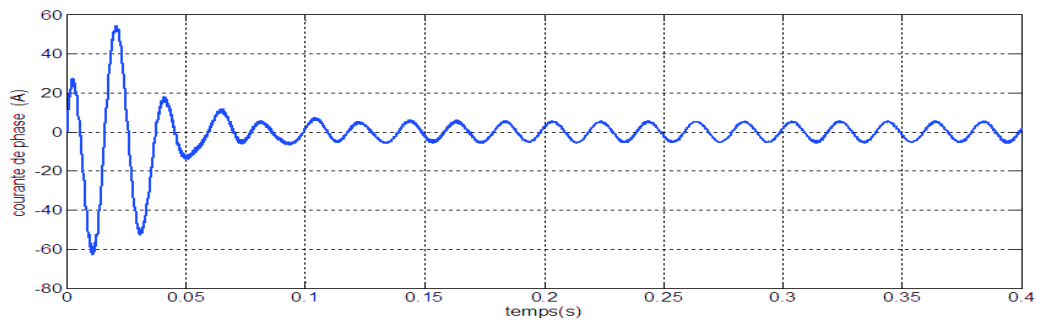
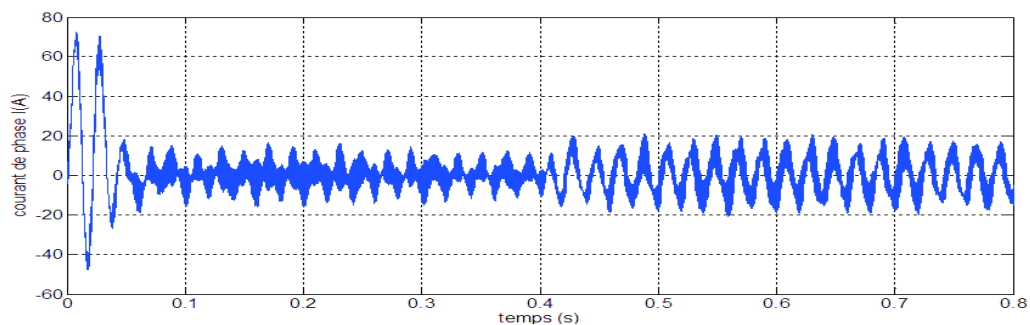


FIGURE II.39 – Courant statorique

Interprétation des résultats :

Nous remarquons que pour le démarrage de la machine à une tension sinusoïdale de valeur crête 300 V qui correspond à $\frac{300}{\sqrt{2}}$ en valeur efficace, nous avons un démarrage qui s'est opérée en 0.15 s pour atteindre 1495 tr/min ce qui est proche de la vitesse de synchronisme, pour ce faire la machine a absorbé d'abord une valeur instantanée maximum de l'ordre de 52 A crête (un fort appel de courant qui est égale à 5 fois le courant nominal), et puis une fois que la machine a démarré c'est-à-dire après un régime transitoire nous avons un courant de valeur crête de 5.5 A c'est-à-dire $\frac{5.5}{\sqrt{2}}$ valeur efficace en régime permanent et il reste stable à cette valeur, donc la machine est à vide, nous le voyons par rapport au couple donc nous avons bien la forme de couple instantanée du démarrage du moteur asynchrone avec des oscillations qui se répercute sur la vitesse en régime transitoire, puis une fois que la machine atteint son régime permanent donc il n'y a plus besoin de couple puisque il n'y a que des frottements c'est-à-dire la machine demande qu'un faible courant c'est-à-dire de couple de manière à lutter uniquement contre les frottements.

Démarrage à vide avec application du couple de charge $C_r=25\text{ N.m}$ à l'instante $t=0.4\text{ s}$:

FIGURE II.40 – Courant de phase I_a

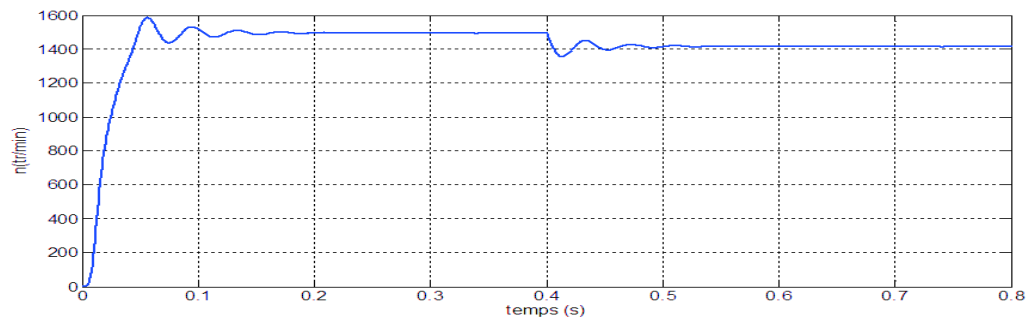


FIGURE II.41 – Vitesse de rotation du moteur

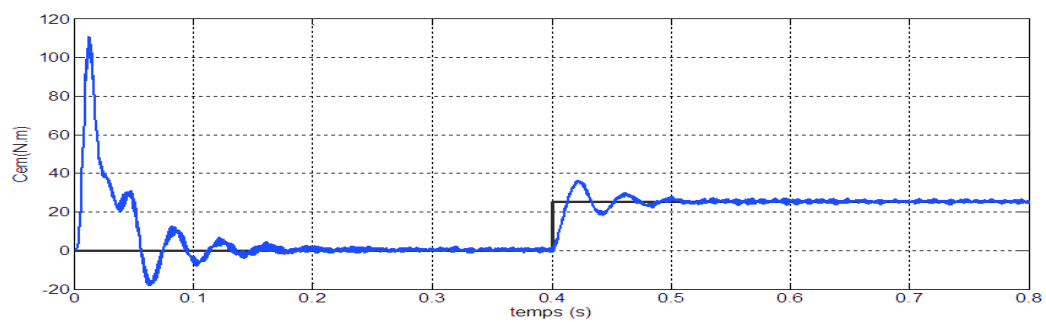


FIGURE II.42 – Couple électromagnétique

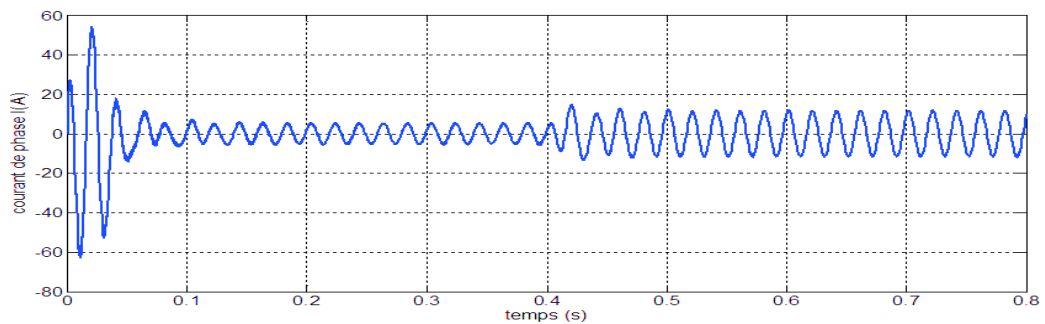
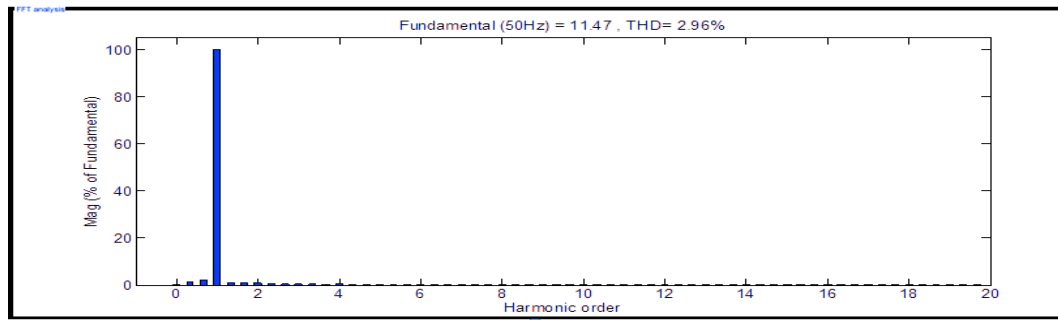
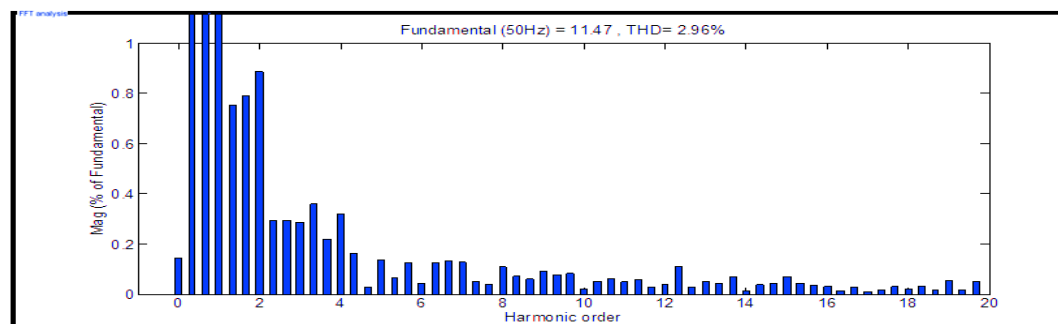


FIGURE II.43 – Courant statorique

FIGURE II.44 – THD du courant statoriqueFIGURE II.45 – Zoom sur THD du courant statorique

Interprétation des résultats :

Nous voyons que la machine a démarré et à l'instant de 0.4 s la vitesse a légèrement chuté par rapport à ce qu'elle était auparavant et elle atteint un nouveau régime, donc avant l'application de la charge, la vitesse était de 1495 tr/min . Puis lors de l'application d'un couple résistant, elle a diminué à 1416 tr/min , donc ce qui est tout à fait normal car pour pouvoir générer de couple électromagnétique le moteur asynchrone glisse un peu plus. Donc nous voyons que le couple C_{em} s'adapte à chaque fois par rapport au couple résistant, donc après la phase de démarrage on obtient un régime permanent où les deux couples sont égaux et donc la vitesse ne varie plus. Puis tout d'un coup nous avons un échelon de couple résistant de 25 $N.m$, donc on remarque également un appel de courant à 0.4 s et après un deuxième régime transitoire, les deux couples deviennent égaux et le courant nominal de la machine s'installe qui est de valeur crête de 12 A au cours du nouveau régime permanent. On constate que la valeur de THD du courant statorique égale à 2.96 % est acceptable et que l'harmonique impair 3 et 5 et 7 est faible par rapport au fondamental.

II.4.2 Essai pour $f_s = 25Hz$:

Ces essais sont effectués pour une fréquence choisie de 25 Hz qui correspond dans notre cas à une fréquence numérique 1020. Sachant que la fréquence maximale atteinte est de 100 Hz (4092).

II.4.2-a Calculs effectués aux niveaux *dsPIC*

Ces signaux représentent les différents calculs effectués au niveau *dsPIC* afin de générer des signaux *PWM*.

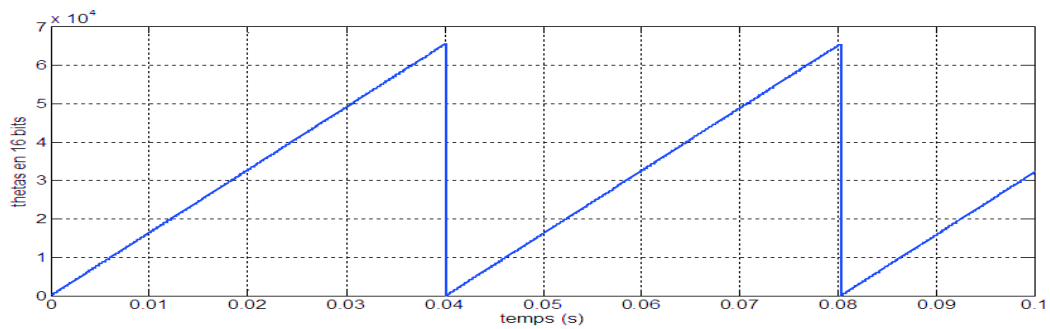


FIGURE II.46 – Angle thetas sur 16 bits

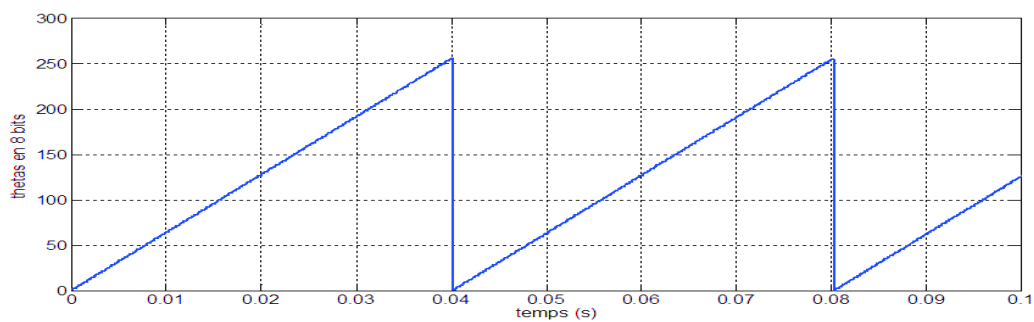
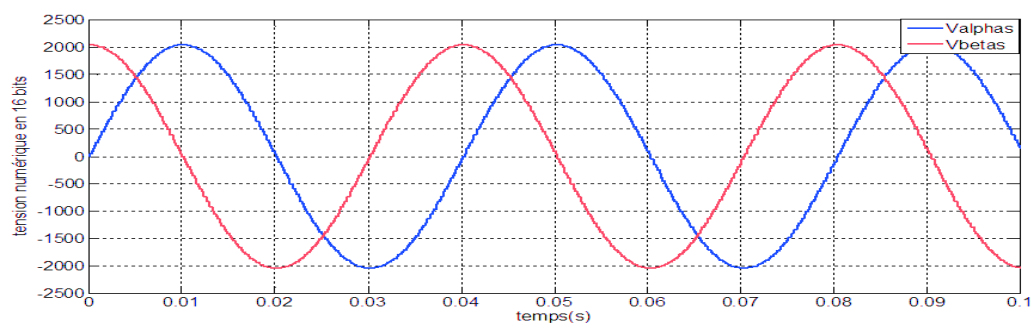
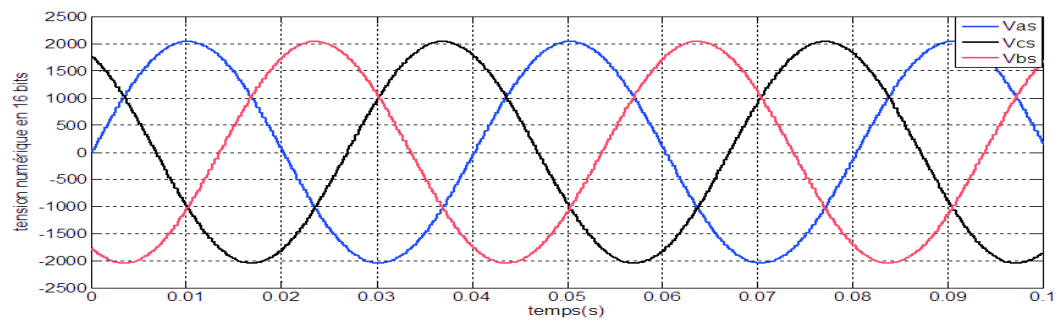
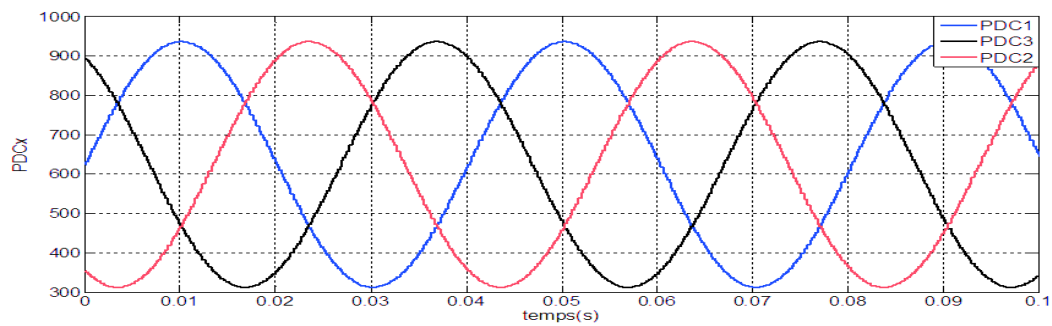
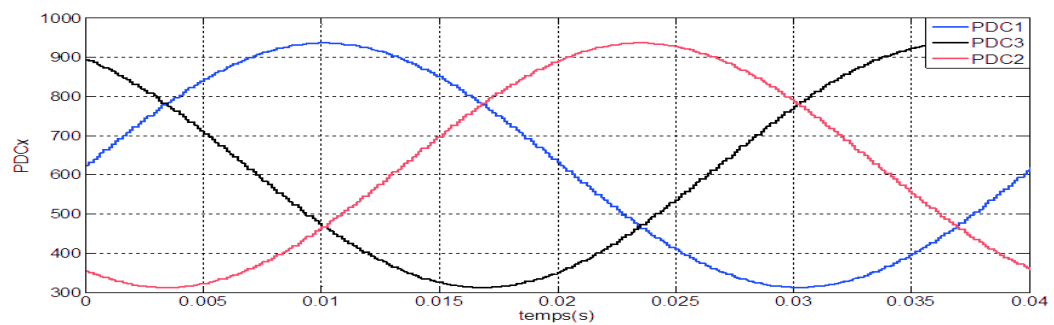
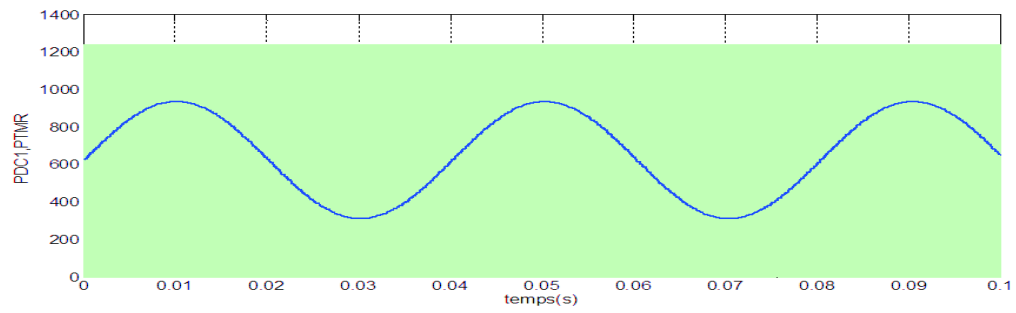
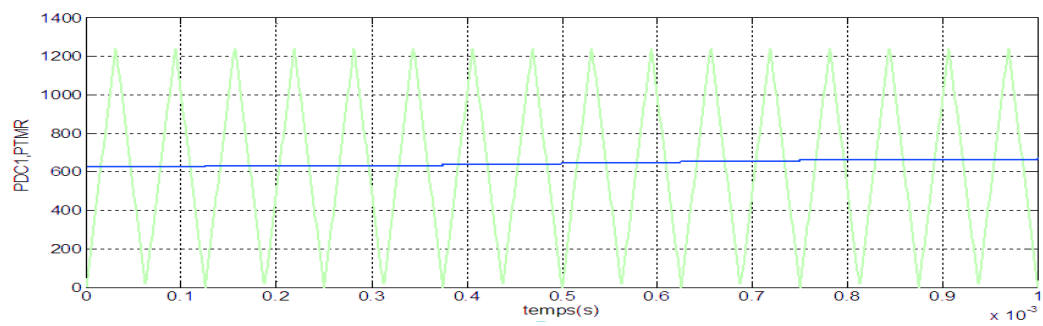
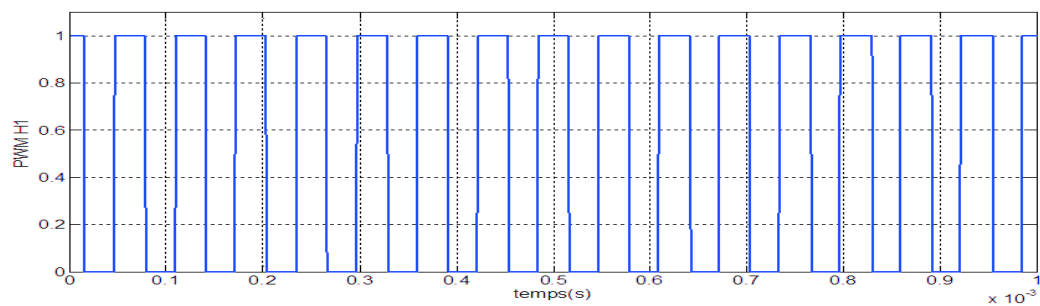
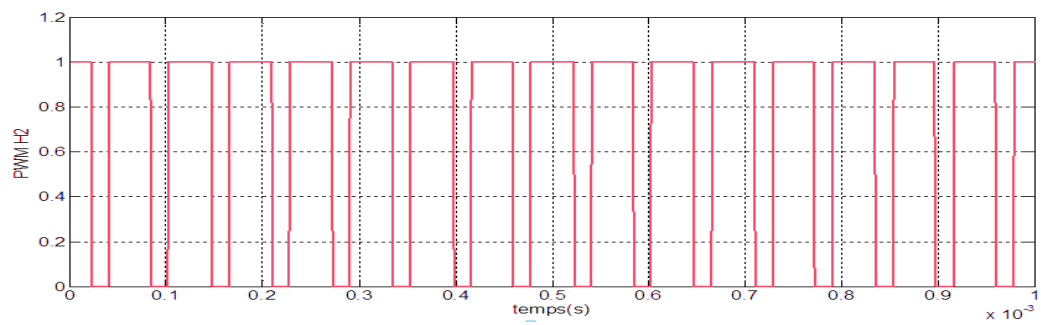
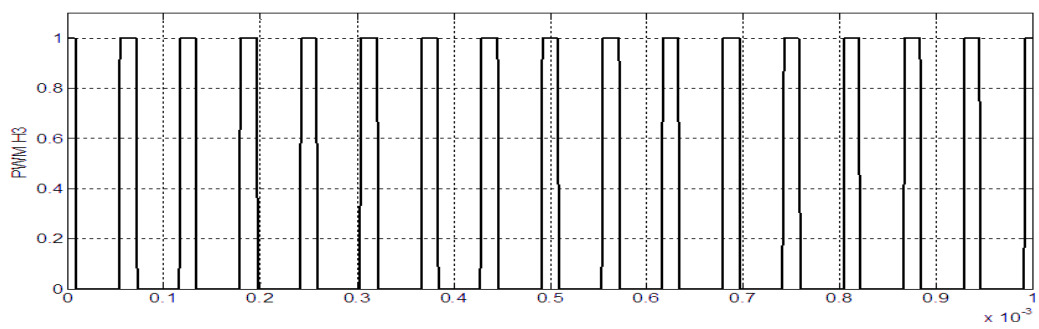


FIGURE II.47 – Angle thetas sur 8 bits

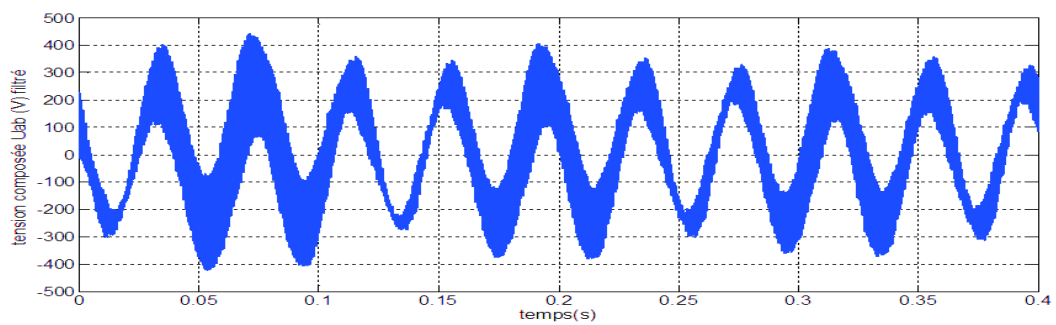
FIGURE II.48 – Tensions V_α, V_β

FIGURE II.49 – Tensions V_{as}, V_{bs}, V_{cs} FIGURE II.50 – Valeurs PDC_X FIGURE II.51 – Valeurs PDC_X (avec zoom)

FIGURE II.52 – Création des signaux *PWM*.FIGURE II.53 – Création des signaux *PWM* (avec zoom)FIGURE II.54 – Signal *PWM* 1

FIGURE II.55 – Signal $PWM\ 2$ FIGURE II.56 – Signal $PWM\ 3$

II.4.2-b Essai à vide sur le moteur asynchrone pour $f_s = 25Hz$

FIGURE II.57 – Tension composée U_{ab} filtrée à la sortie de l'onduleur

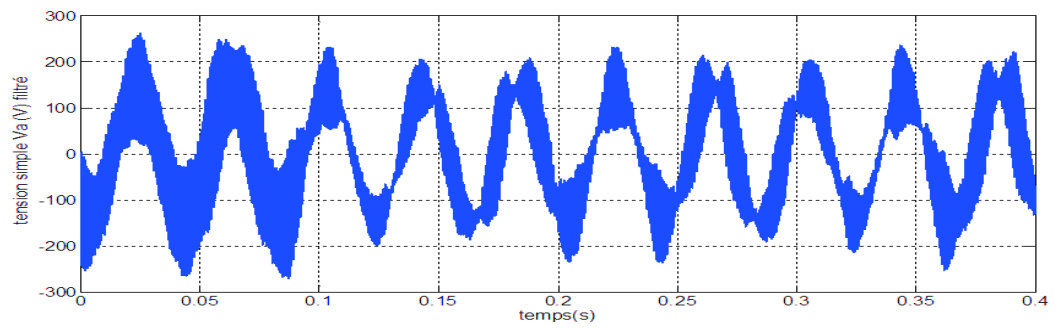
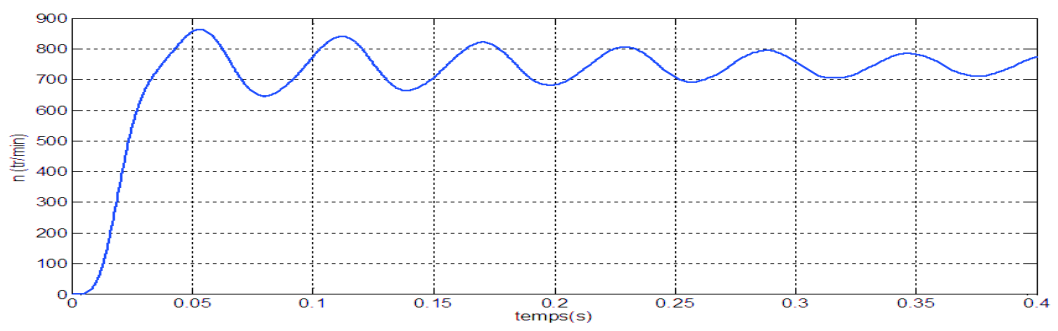
FIGURE II.58 – Tension simple V_a filtrée à la sortie de l'onduleur

FIGURE II.59 – Vitesse de rotation du moteur

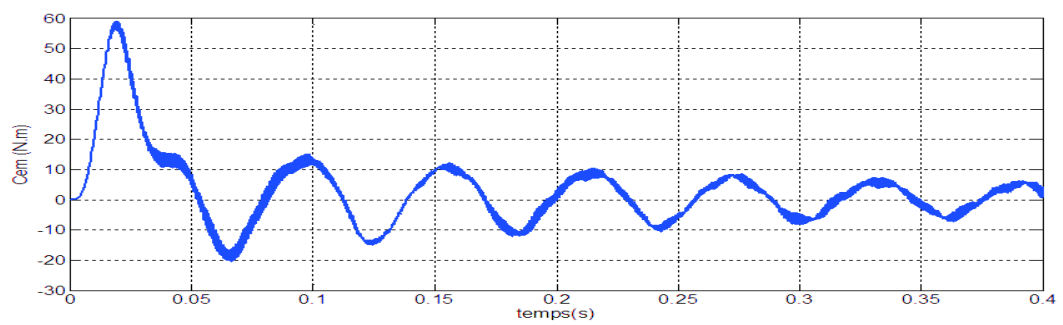


FIGURE II.60 – Couple électromagnétique

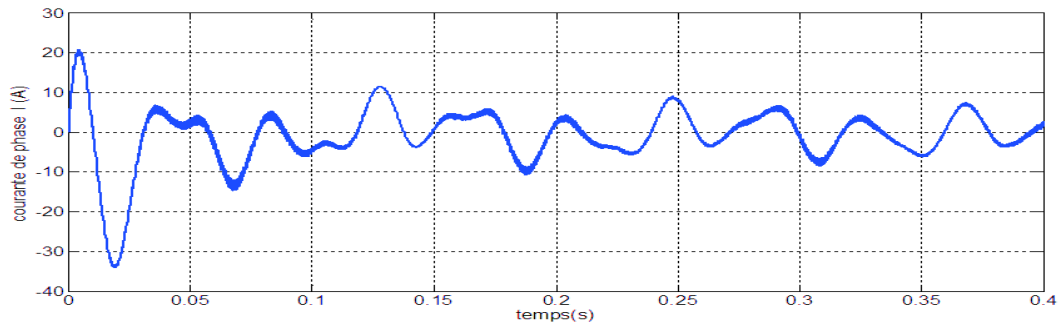


FIGURE II.61 – Courant statorique

II.4.3 Essai pour $f_s = 60Hz$

Ces essais sont effectués pour une fréquence choisie $60 Hz$ qui correspond dans notre cas à une fréquence numérique 2452. Sachant que la fréquence maximale atteinte est de $100 Hz$ (4092).

II.4.3-a Calculs effectués aux niveaux *dsPIC*

Ces signaux représentent les différents calculs effectués au niveau *dsPIC* afin de générer des signaux *PWM*.

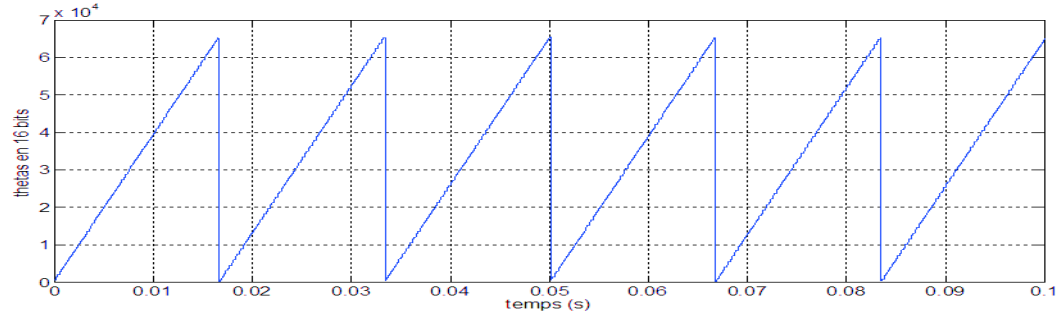


FIGURE II.62 – Angle thetas sur 16 bits

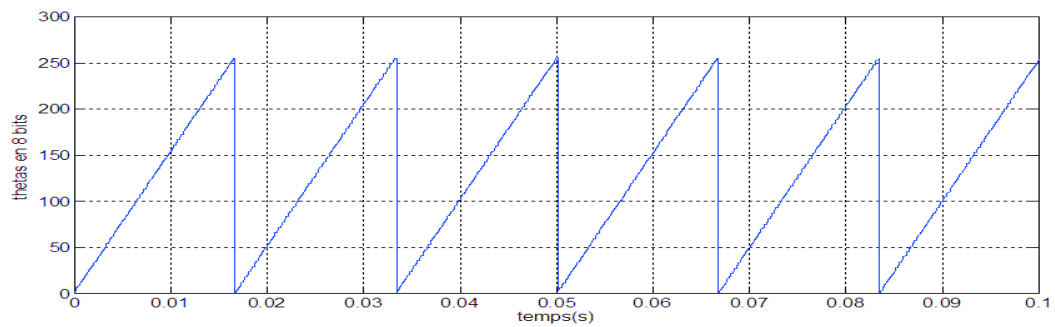
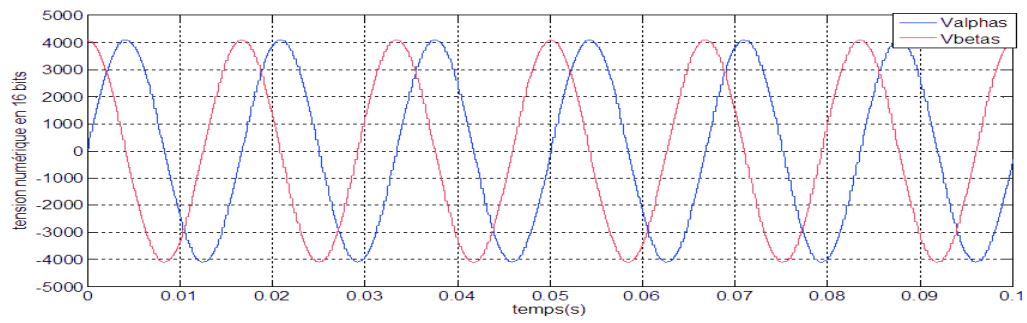
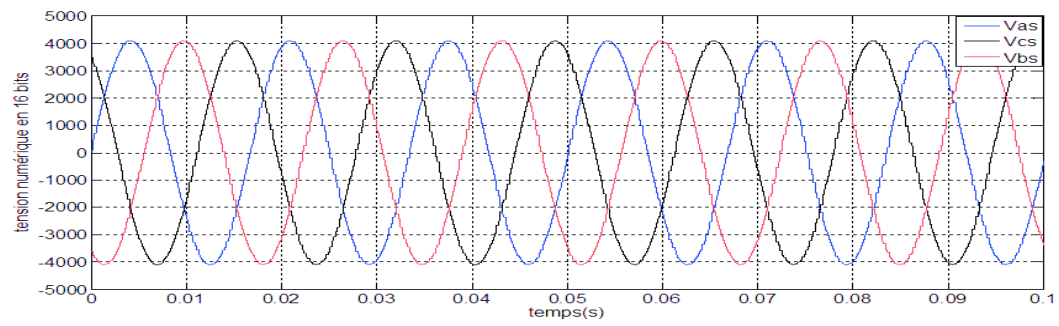
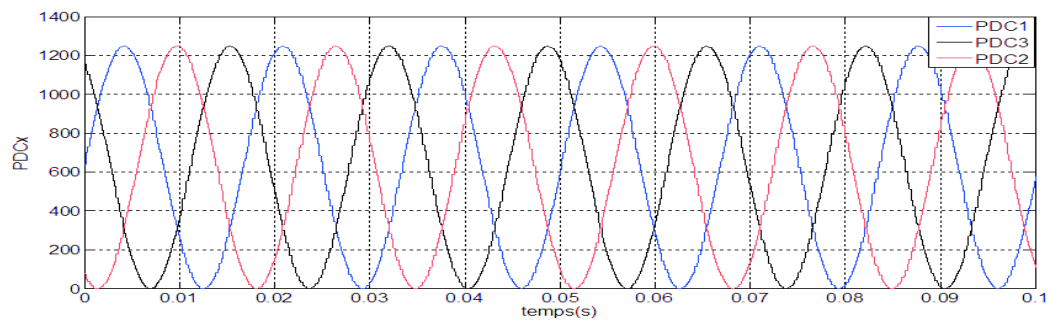
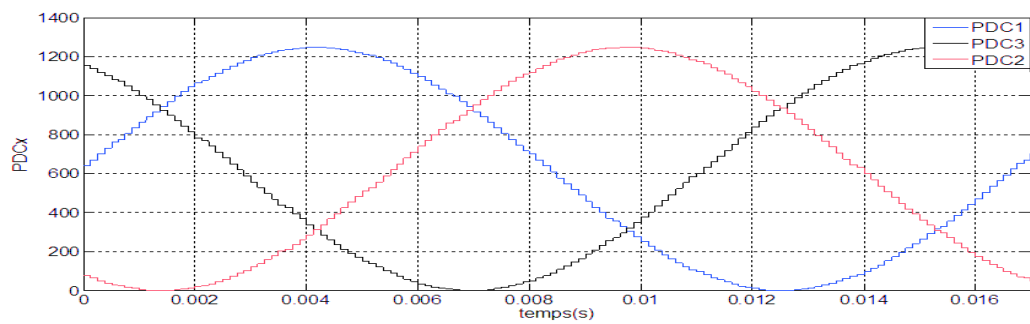
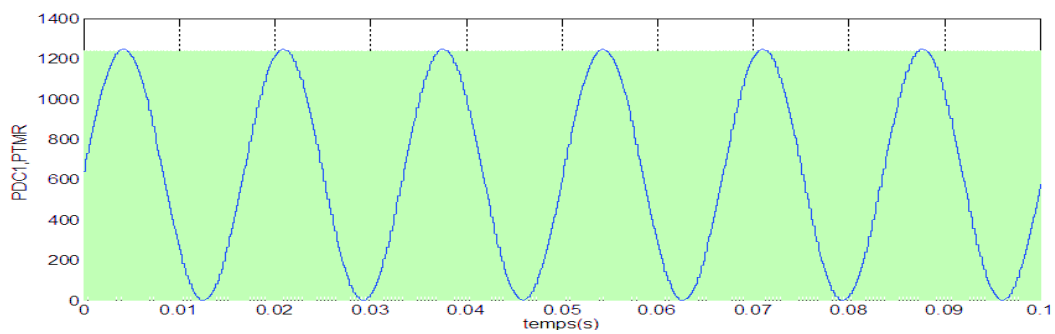
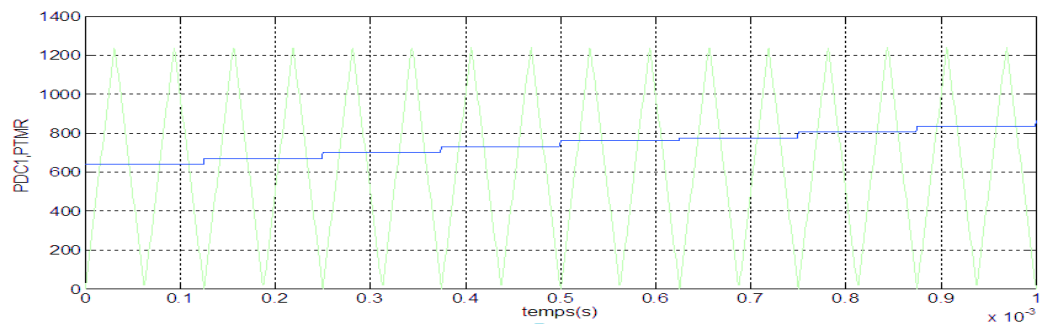
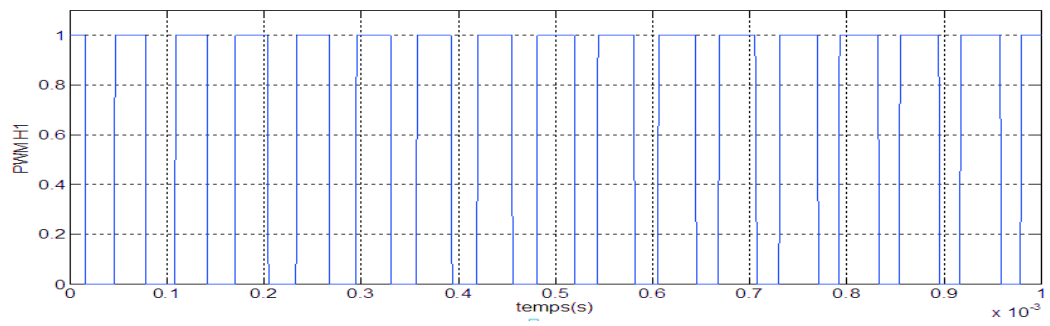
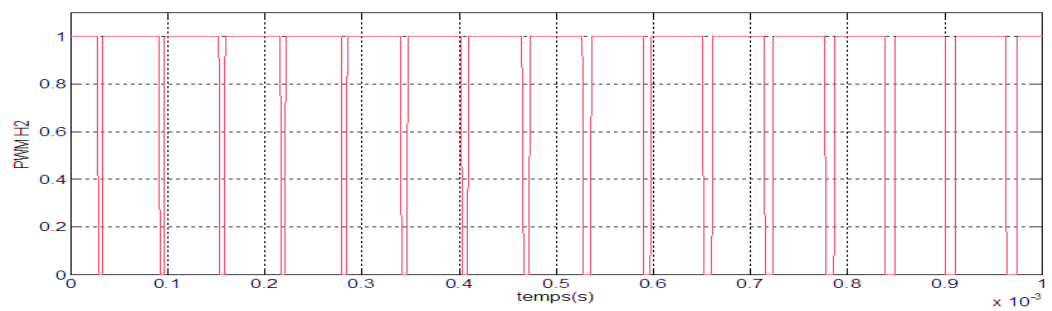
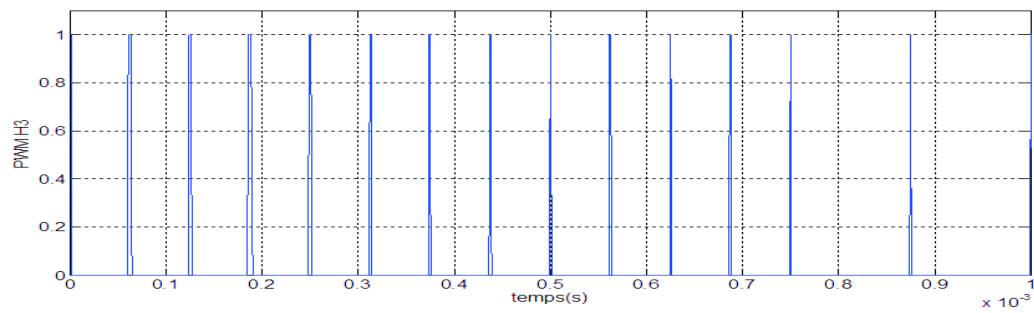


FIGURE II.63 – Angle thetas sur 8 bits

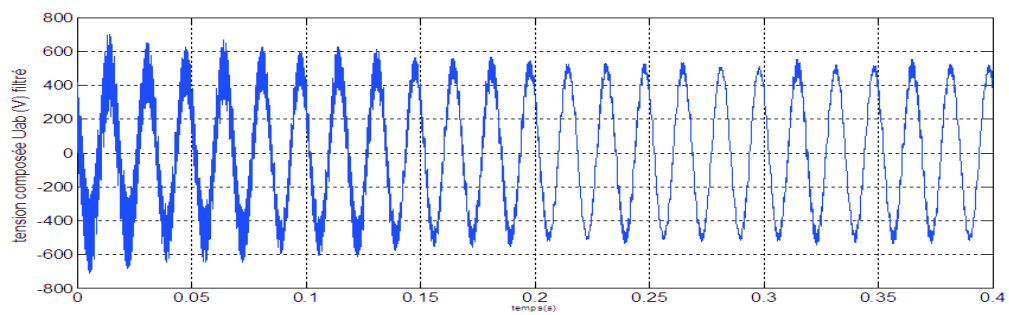
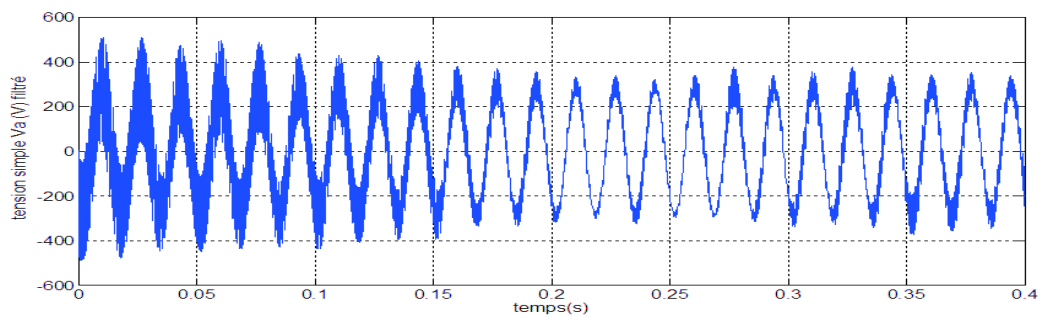
FIGURE II.64 – Tensions V_{α}, V_{β} FIGURE II.65 – Tensions V_{as}, V_{bs}, V_{cs}

FIGURE II.66 – Valeurs PDC_X FIGURE II.67 – Valeurs PDC_X (avec zoom)FIGURE II.68 – Création des signaux PWM .

FIGURE II.69 – Création des signaux *PWM* (avec zoom)FIGURE II.70 – Signal *PWM* 1FIGURE II.71 – Signal *PWM* 2

FIGURE II.72 – Signal PWM 3

II.4.3-b Essai à vide sur le moteur asynchrone pour $f_s = 60Hz$:

FIGURE II.73 – Tension composée U_{ab} filtrée à la sortie de l'onduleurFIGURE II.74 – Tension simple V_a filtrée à la sortie de l'onduleur

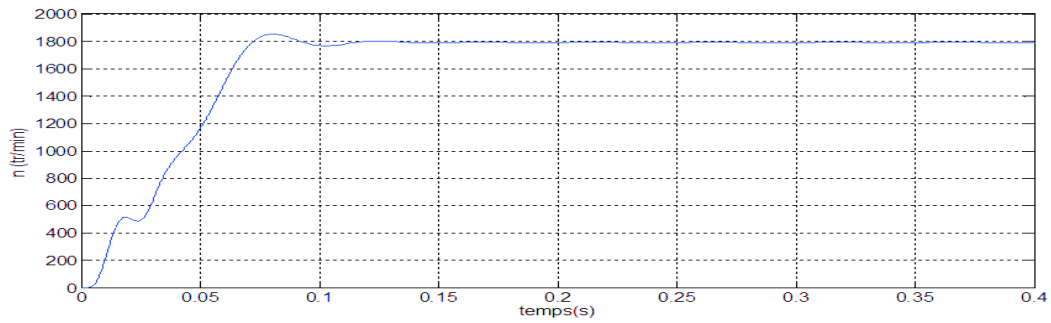


FIGURE II.75 – Vitesse de rotation du moteur

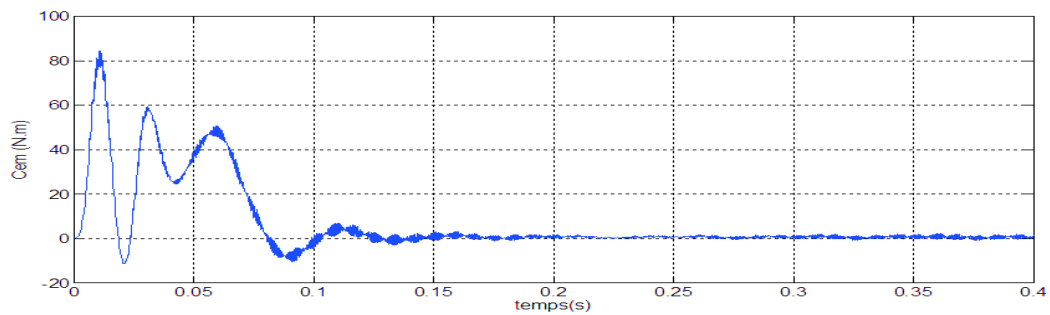


FIGURE II.76 – Couple électromagnétique

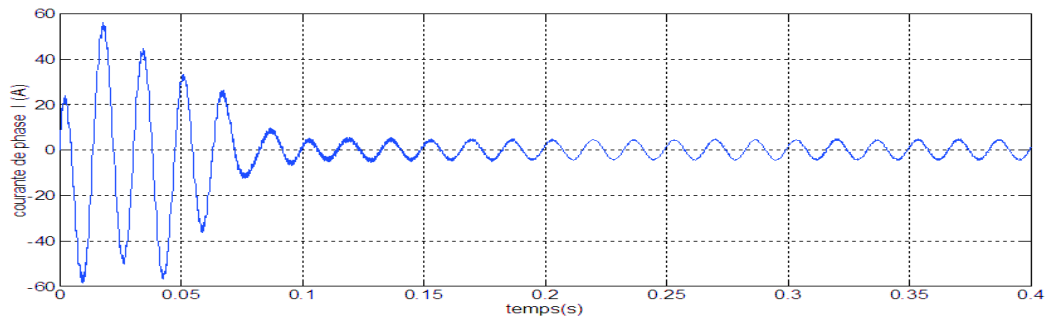


FIGURE II.77 – Courant statorique

Interprétation des résultats :

Nous avons appliqué deux fréquences différentes à notre système, pour une fréquence de référence de 60 Hz nous constatons que la vitesse du moteur atteint une valeur proche de 1800 tr/min en régime permanent et la tension d'alimentation reste proche de la valeur efficace qui est égale à $\frac{300}{\sqrt{2}}$ V mais la période de ce signal dépend de la fréquence de référence. Alors, dans cette expérience nous sommes en dehors du principe de contrôle scalaire car le rapport $\frac{V}{f}$ ne devient plus fixe car nous avons limité l'amplitude de la tension de référence numérique à 4096 lorsque la fréquence de référence dépasse 50 Hz donc les signaux PDC_X varient entre 0 et $FULLDUTY$. Et pour une fréquence de référence de 25 Hz , nous constatons que la vitesse du moteur

n'est pas stable en régime permanent, elle oscille entre 700 tr/min et 800 tr/min , donc nous pouvons dire que le moteur ne fonctionne pas bien dans cette plage, par conséquent son rendement devient faible. La variation de l'amplitude des tensions de références dépendra de la valeur de la tension numérique (V_{dsnum}) qui dépend de la fréquence numérique de référence f_{snum} , donc nous obtenons des signaux PDC_X variant entre 312 et 936 et donc nous obtenons des tensions à la sortie de l'onduleur de valeur efficace $\frac{150}{\sqrt{2}}$ Volts, mais la période de ce signal dépend de la fréquence de référence. Par conséquent le principe de $\frac{V}{f} = \text{constant}$, est respecté dans cette plage. Le courant est faible en régime permanent car le moteur est à vide, ce qui produit un couple presque nul en régime permanent pour les deux cas 25 Hz et 60 Hz .

II.5 Résultats de simulation pour l'onduler monophasé

II.5.1 Essais pour $f_s = 50 \text{ Hz}$

Ces essais sont effectués pour une fréquence choisie de 50 Hz ce qui correspond dans notre cas à une fréquence numérique 2044. Sachant que la fréquence maximale atteint prise de 100 Hz qui est représentée par la valeur numérique 4092.

II.5.1-a Calculs effectués aux niveaux $dsPIC$

Ces signaux représentent les différents calculs effectués au niveau du $dsPIC$ afin de générer des signaux PWM .

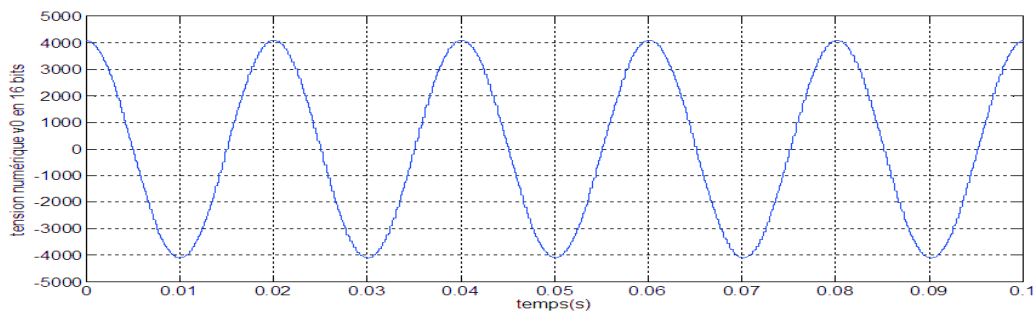
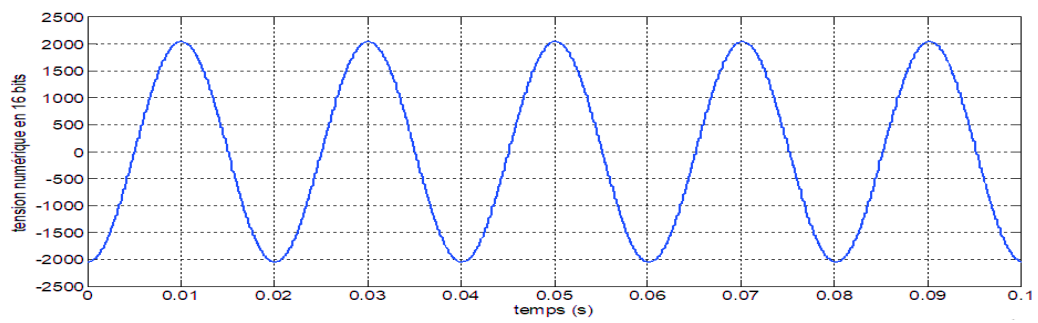
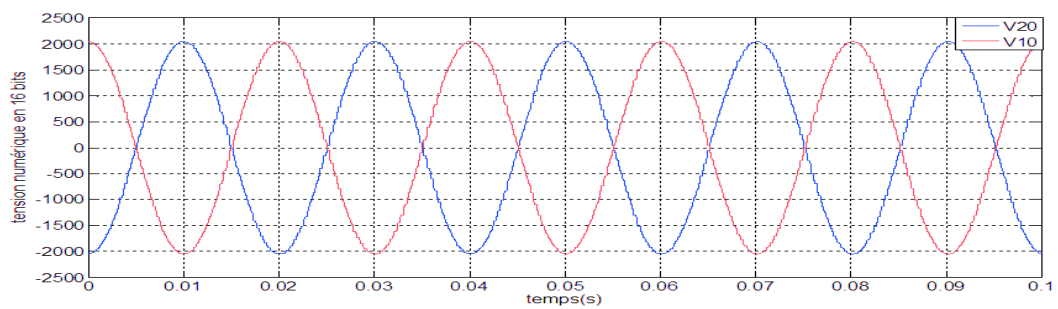
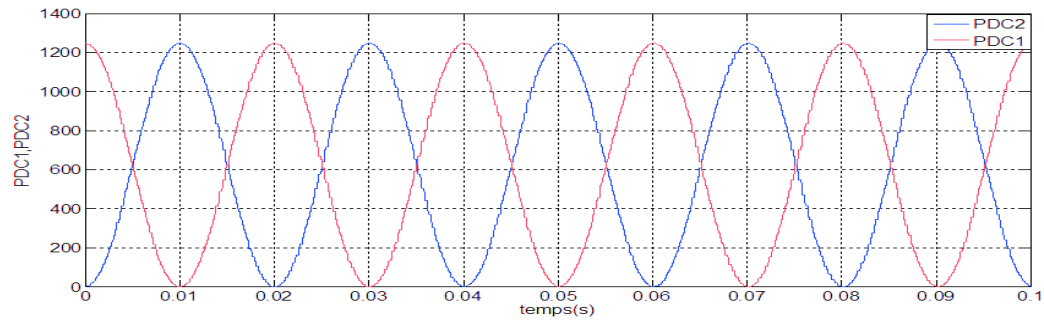
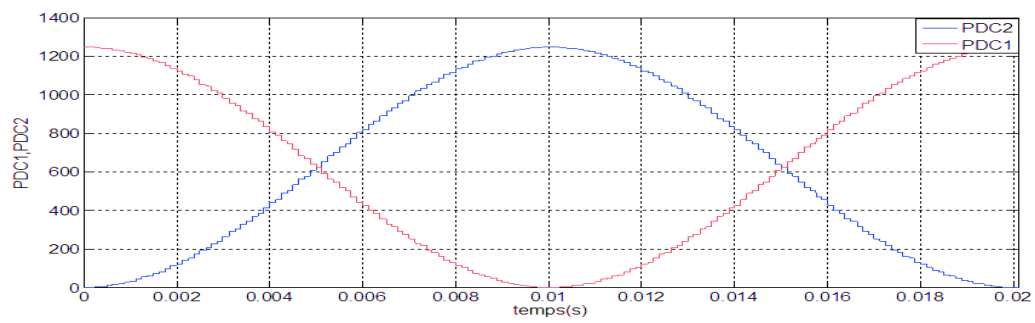
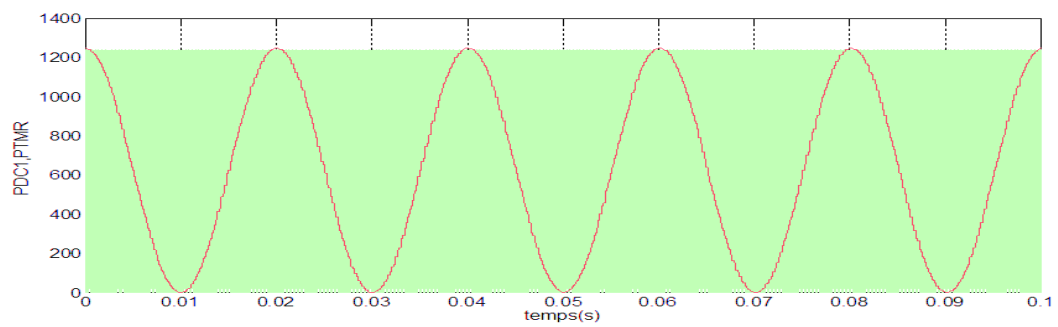
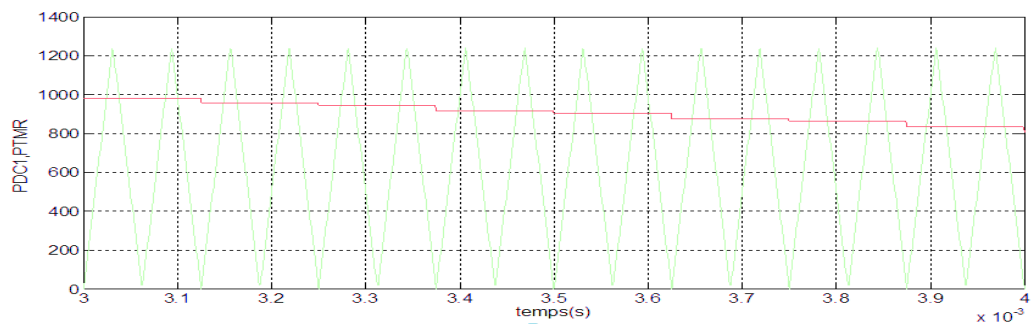
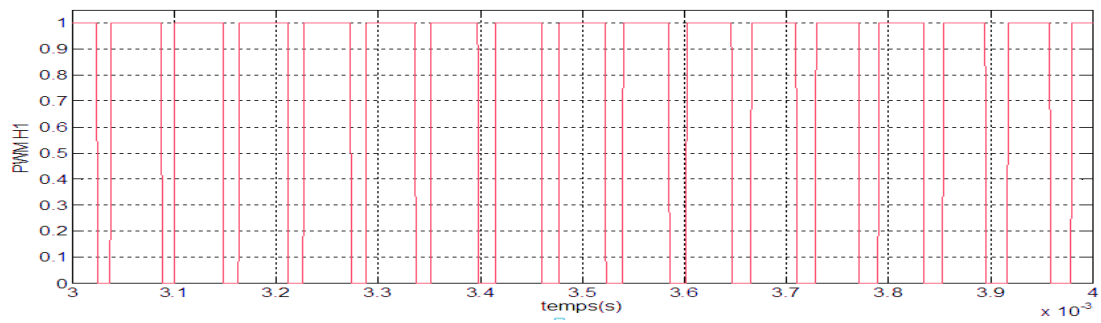
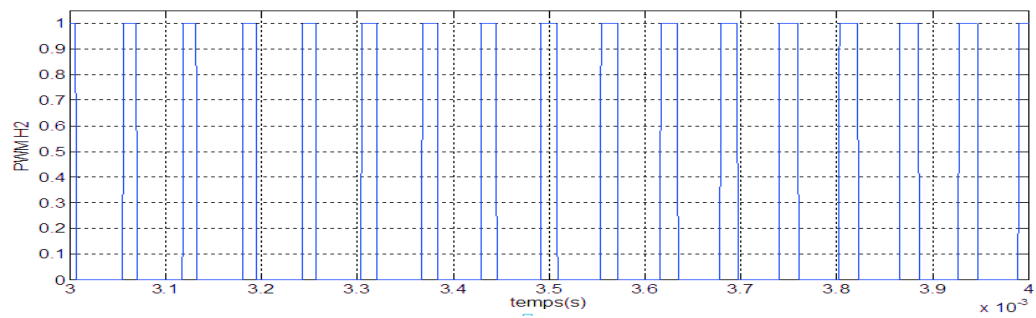


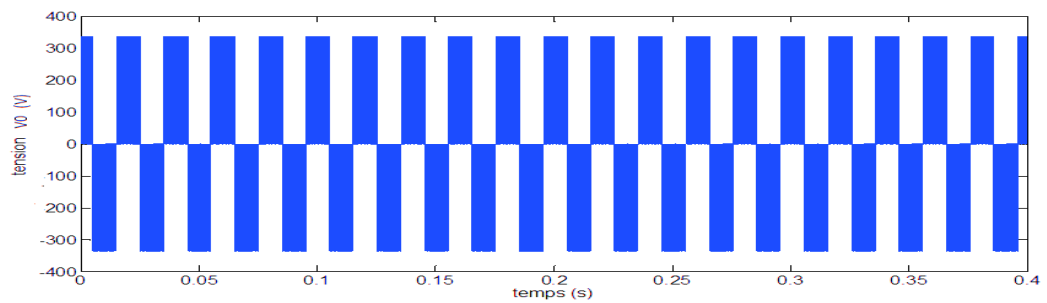
FIGURE II.78 – Tension de référence numérique v_0^*

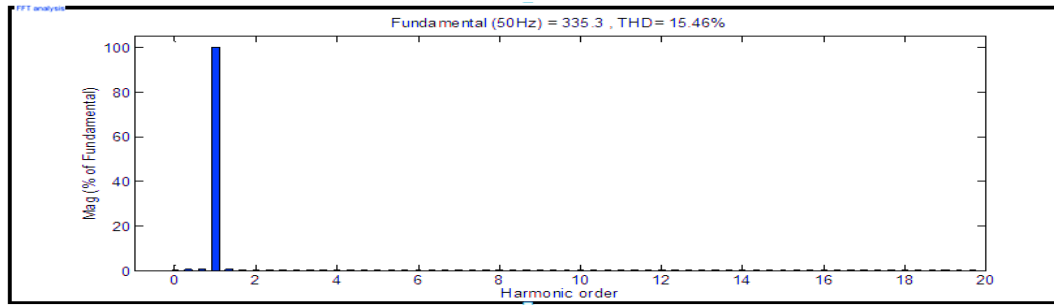
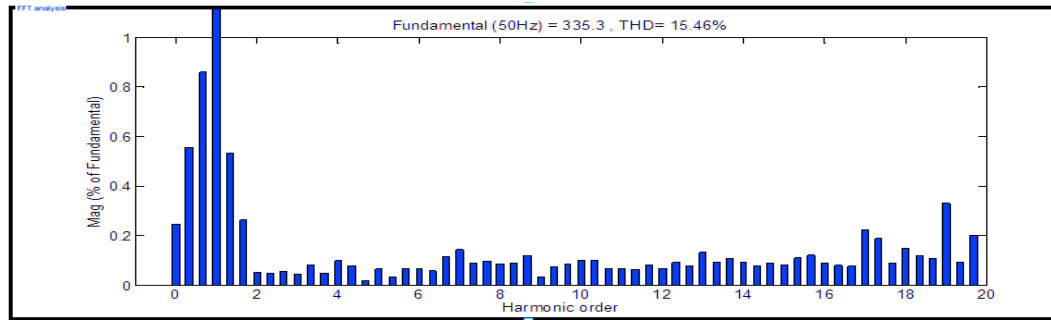
FIGURE II.79 – Tension numérique v_h^* FIGURE II.80 – Tensions numériques polaires v_{10}^*, v_{20}^* FIGURE II.81 – Valeurs PDC_x

FIGURE II.82 – Valeurs PDC_X (avec zoom)FIGURE II.83 – Création des signaux PWM FIGURE II.84 – Création des signaux PWM (avec zoom)

FIGURE II.85 – Signal $PWM1$ FIGURE II.86 – Signal $PWM2$

Essai à vide :

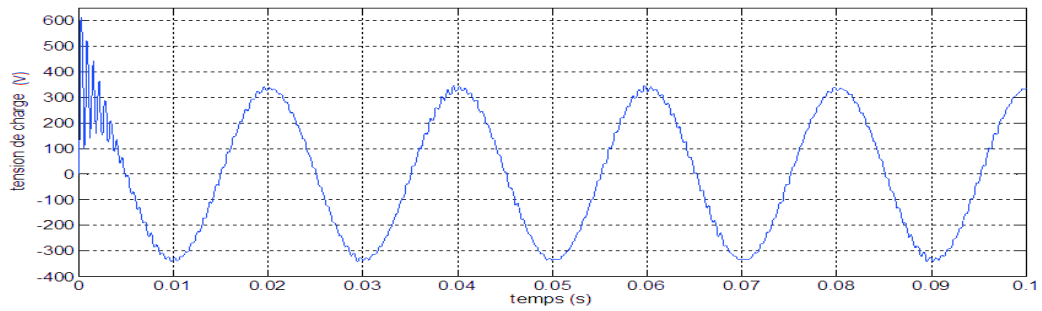
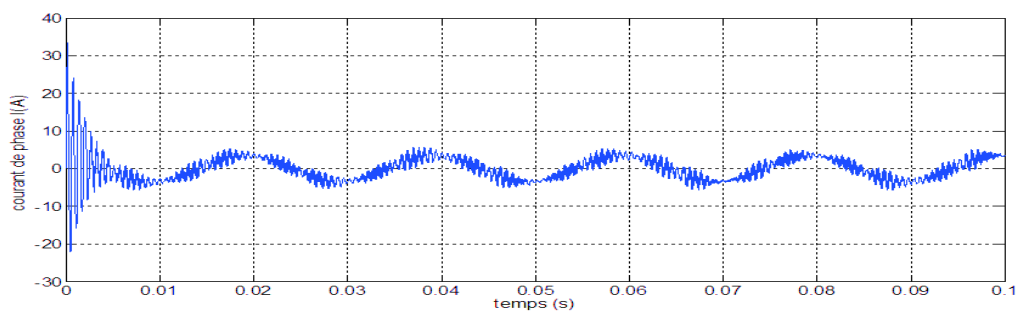
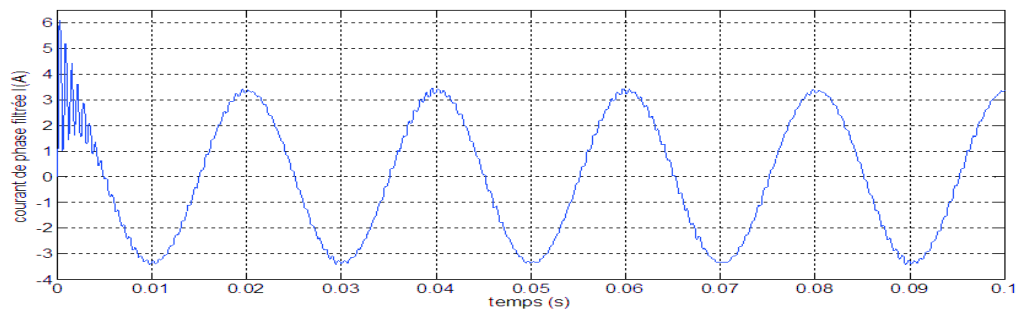
FIGURE II.87 – Tension v_0 à la sortie de l'onduleur

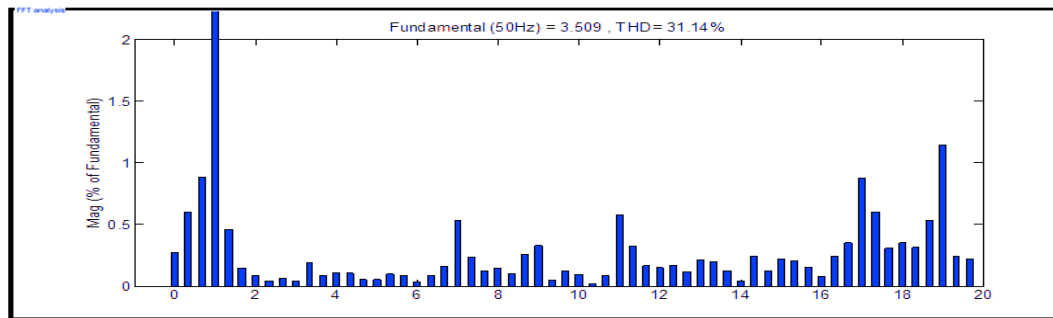
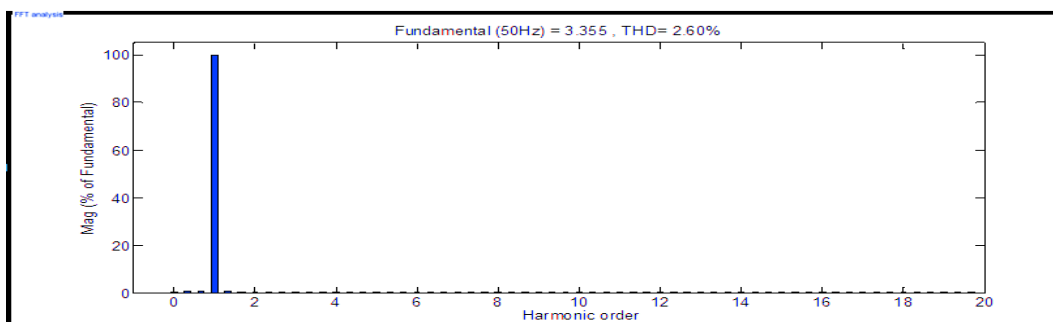
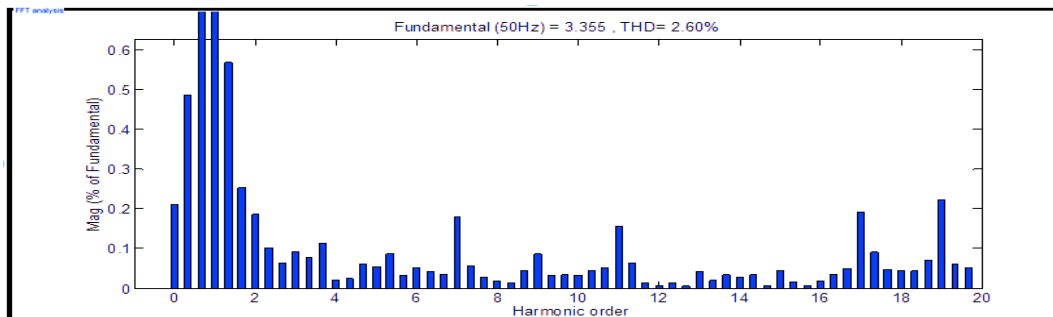
FIGURE II.88 – THD de la tension v_0 à la sortie de l'onduler monophaséFIGURE II.89 – Zoom sur THD de la tension v_0 à la sortie de l'onduler monophasé

Interprétation des résultats :

À partir des tensions v_0 et v_h indiquées dans les figures (II.78) et (II.79), nous avons obtenu des signaux (v_{10}) (v_{20}) qui varient entre -2048 à 2048 comme le montre la figure (II.80). Cela nous a permis de créer des signaux PDC_X allant de 0 à $FULLDUTY$ qui sont représentés sur (II.81); tout cela permet la création de signaux PWM représentés sur les figures (II.85) (II.86). La (II.87) montre la tension composée à la sortie de l'onduler. Afin de connaître la qualité du signal obtenu, nous avons effectué une analyse FFT de ce signal comme le montre la (II.89). Donc, comme la valeur de THD est trop élevée, nous disons que le signal obtenu est plein d'harmoniques, mais il est moindre par rapport aux harmoniques de la tension que nous avons obtenue dans l'onduler triphasé.

II.5.1-b Essai sur une charge RL pour $f_s = 50Hz$, $R = 100\Omega$, $L = 0.001H$

FIGURE II.90 – Tension v_0 filtrée de la charge RLFIGURE II.91 – Courant de charge i_0 non filtréFIGURE II.92 – Courant de charge i_0 filtré

FIGURE II.93 – Zoom sur THD du courant de charge non filtréFIGURE II.94 – THD du courant de phase I_a filtréFIGURE II.95 – Zoom sur THD du courant de phase I_a filtré

Interprétation des résultats

Nous avons obtenu des signaux sinusoïdaux de courant et de tension de la charge RL après filtrage, comme le montre les figures (II.90),(II.92) en outre, nous constatons que la qualité du courant de la charge RL après filtrage est améliorée car la valeur THD du courant est réduite jusqu'à 2.6 % pour $\mu = 0.5$ et les harmoniques impairs 3 et 5 et 7 sont proches de zéro. Nous constatons à partir des résultats obtenus que le rapport Vf est égal à 6,8, ce qui signifie qu'il est compatible avec ceux que nous avons injectés dans la partie de commande, donc nous disons que nous avons atteint notre objectif dans l'obtention d'un contrôle scalaire réussi.

II.5.1-c Essai sur un moteur asynchrone pour $f_s = 50Hz$

Essai vide :

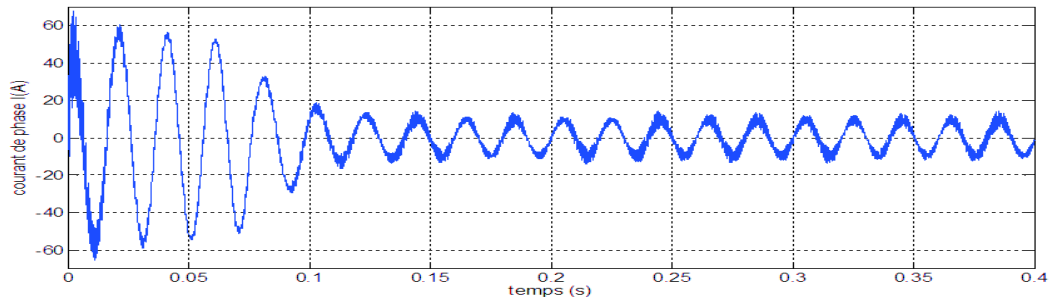
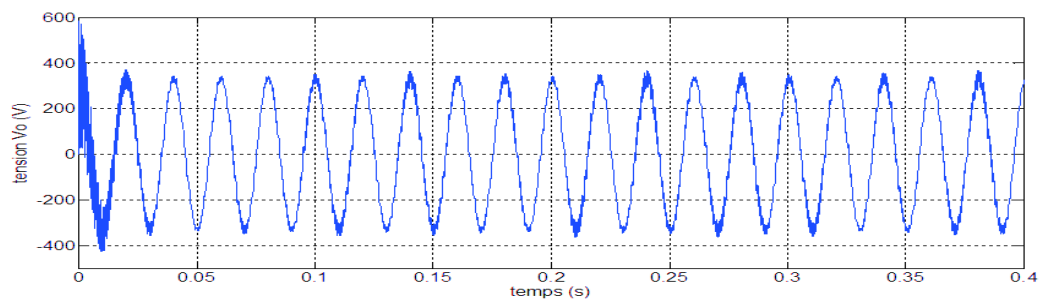
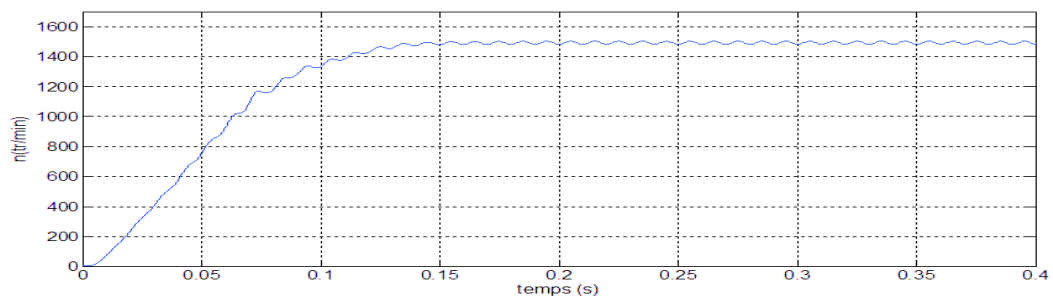
FIGURE II.96 – Courant de phase i_0 FIGURE II.97 – Tension v_0 d'alimentation du moteur

FIGURE II.98 – Vitesse de rotation du moteur

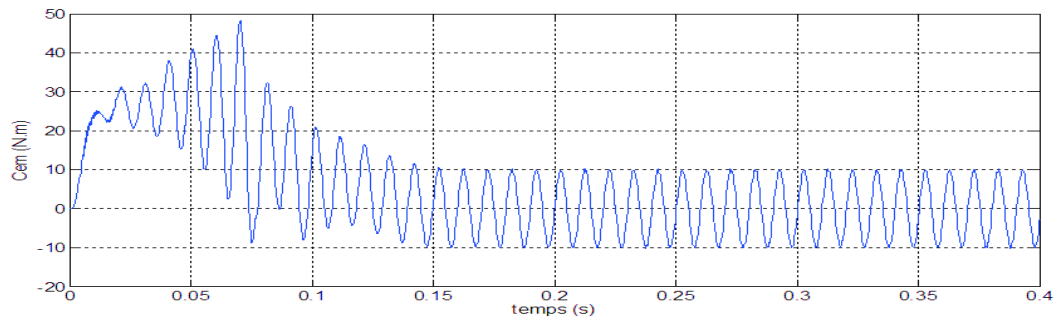


FIGURE II.99 – Couple électromagnétique

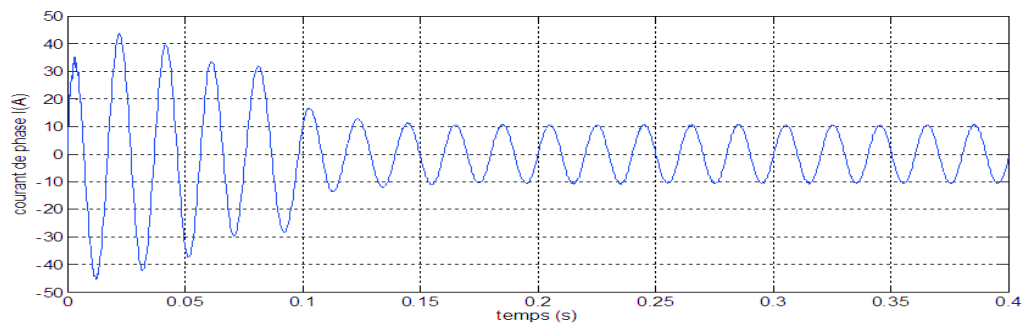


FIGURE II.100 – Courant statorique

Interprétation des résultats

Nous remarquons que pour le démarrage de la machine à une tension sinusoïdale de valeur crête 340 V qui correspond à $\frac{340}{\sqrt{2}}$ en valeur efficace, nous avons un démarrage qui s'est opérée en 0.16 s pour atteindre une vitesse de valeur moyenne 1492 tr/min en régime permanent ce qui est proche de la vitesse de synchronisme, pour ce faire la machine a absorbé d'abord une valeur instantanée maximum de l'ordre de 43.6 A crête (un fort appel de courant qui est égale à 5 fois le courant nominal), et puis une fois que la machine a démarré c'est-à-dire après un régime transitoire nous avons un courant de valeur crête de 10 A c'est-à-dire $\frac{10}{\sqrt{2}}$ valeur efficace en régime permanent et il reste stable à cette valeur, donc la machine est à vide, nous le voyons par rapport au couple donc nous avons bien la forme de couple instantanée du démarrage du moteur asynchrone avec des oscillations qui se répercute sur la vitesse en régime transitoire, puis une fois que la machine atteint son régime permanent donc il n'y a plus besoin de couple puisque il n'y a que des frottement c'est-à-dire la machine demande qu'un faible courant c'est-à-dire de couple de manière à lutter uniquement contre les frottements.

Démarrage à vide avec application du couple de charge $C_e = 10\text{ N.m}$ à l'instante $t=0.4\text{ s}$

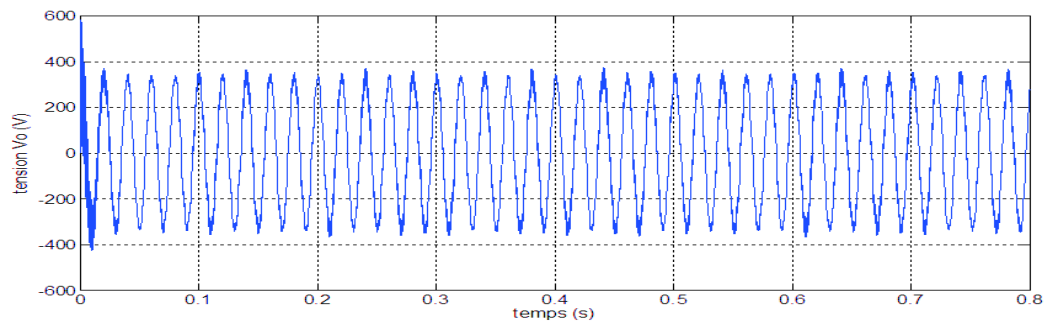
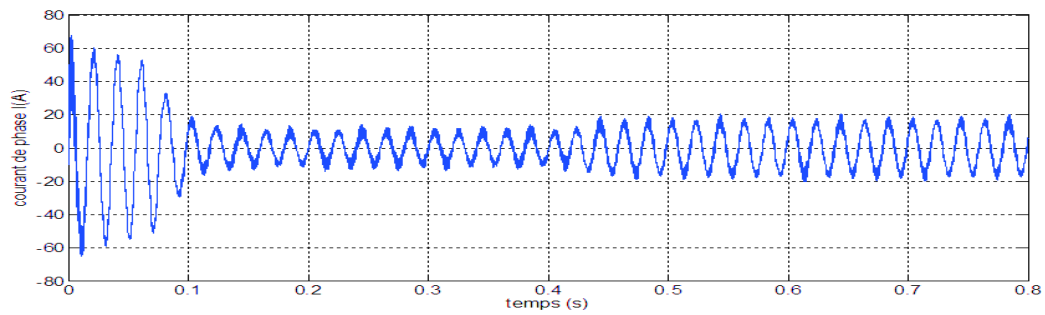
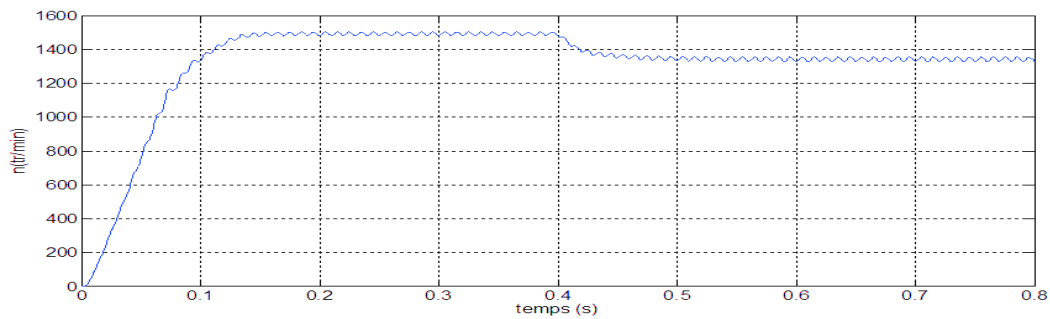
FIGURE II.101 – Courant de phase i_0 FIGURE II.102 – Tension v_0 d'alimentation du moteur

FIGURE II.103 – Vitesse de rotation du moteur

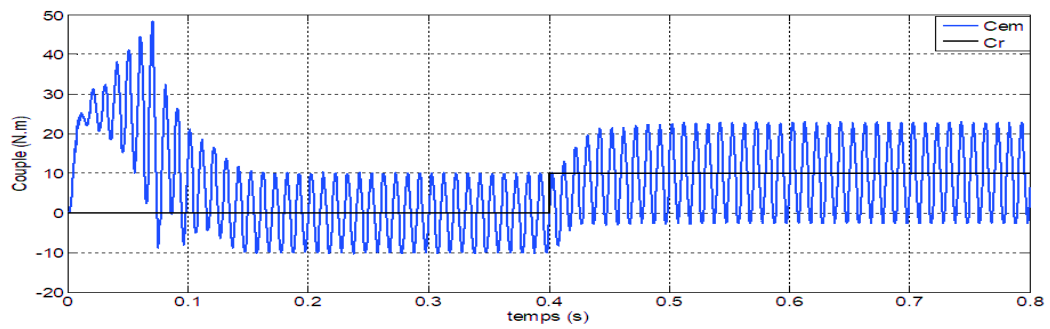


FIGURE II.104 – Couple électromagnétique

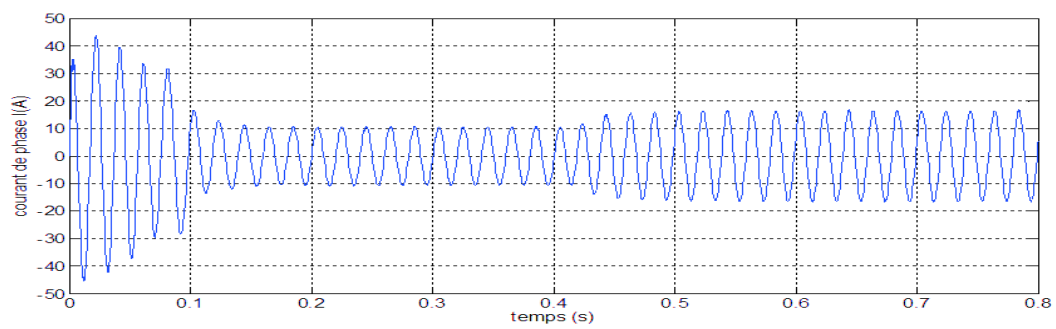


FIGURE II.105 – Courant statorique

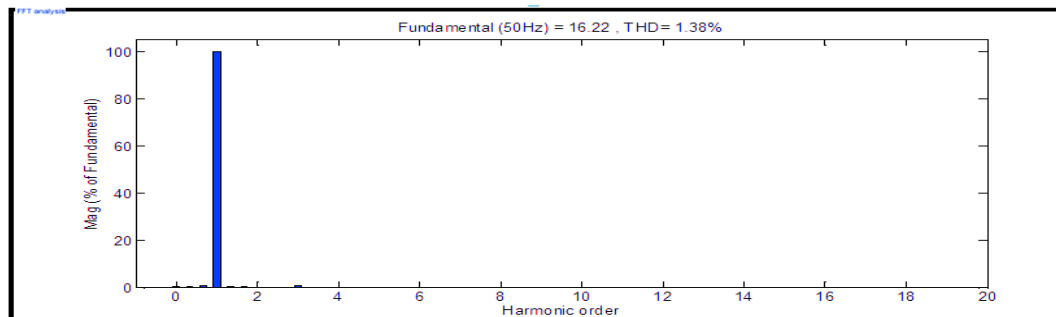
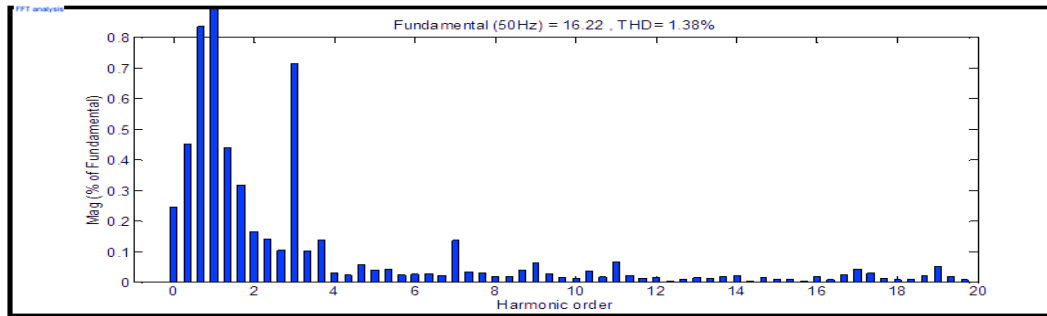


FIGURE II.106 – THD du courant statorique

FIGURE II.107 – Zoom sur THD du courant statorique

Interprétation des résultats

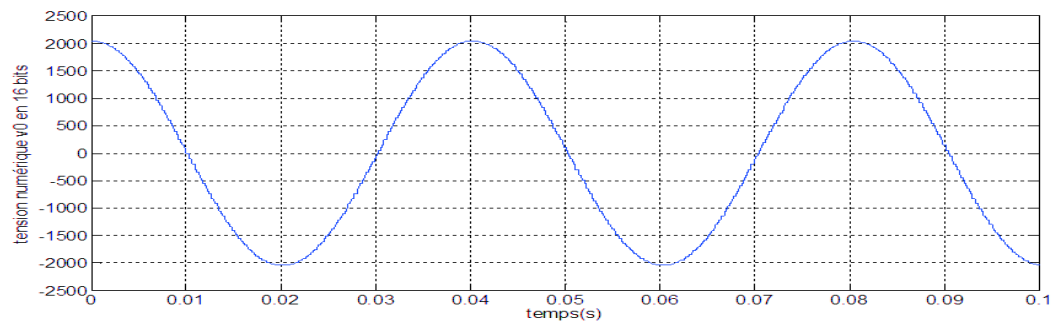
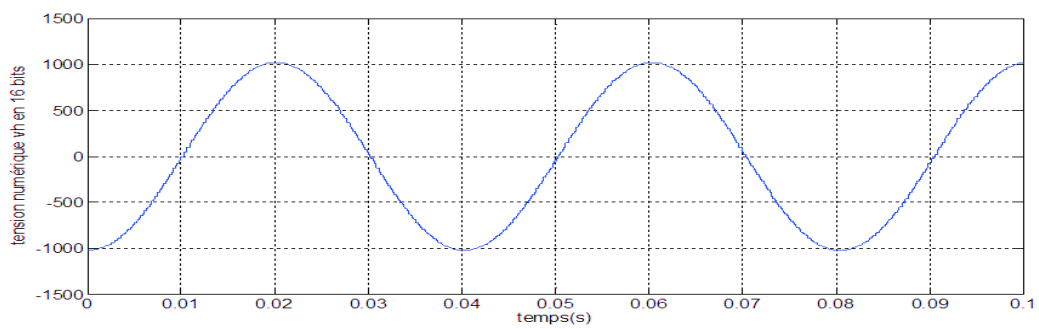
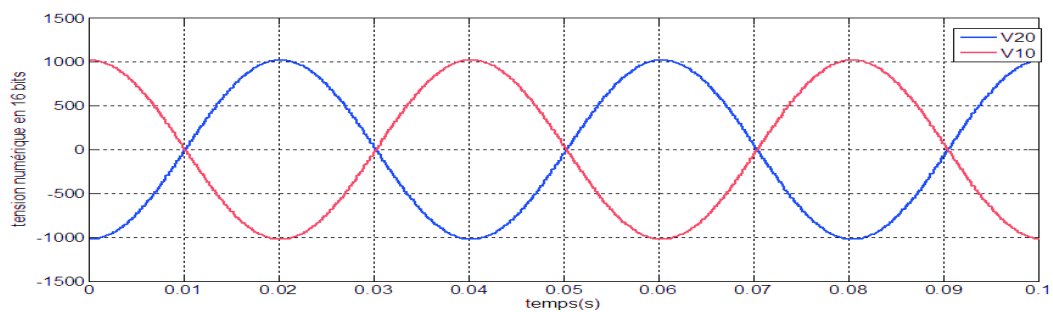
Nous voyons que la machine a démarré et à l'instant de 0.4 s la vitesse a légèrement chuté par rapport à ce qu'elle était auparavant et elle atteint un nouveau régime, donc avant l'application de la charge, la vitesse était 1492 tr/min en valeur moyenne. Puis lors de l'application d'un couple résistant, elle a diminué à 1342 tr/min en valeur moyenne, donc ce qui est tout à fait normal car pour pouvoir générer de couple électromagnétique le moteur asynchrone glisse un peu plus. Donc nous voyons que le couple C_{em} s'adapte à chaque fois par rapport au couple résistant, donc après la phase de démarrage on obtient un régime permanent où les deux couples sont égaux et donc la vitesse ne varie plus. Puis tout d'un coup nous avons un échelon de couple résistant de 10 $N.m$, donc on remarque également un appel de courant à 0.4 se et après un deuxième régime transitoire, les deux couples en valeur moyenne deviennent égaux et le courant nominal de la machine s'installe qui est de valeur crête de 16.5 A au cours du nouveau régime permanent. On constate que la valeur de THD du courant statorique égale à 1.38 % est acceptable et que l'harmonique impair 3 et 5 et 7 est faible par rapport au fondamental.

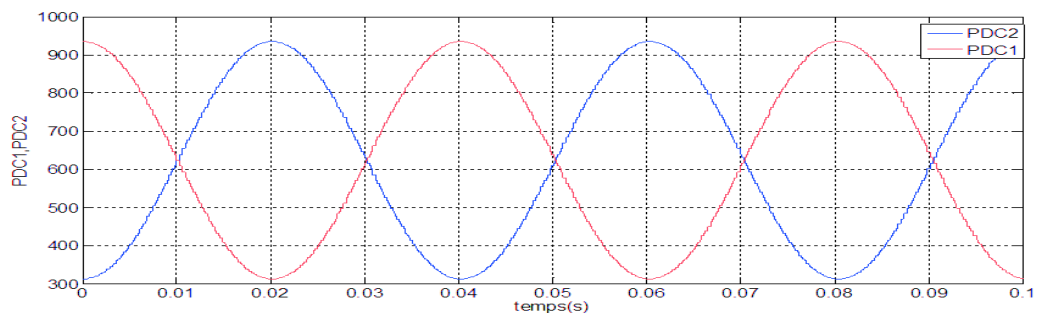
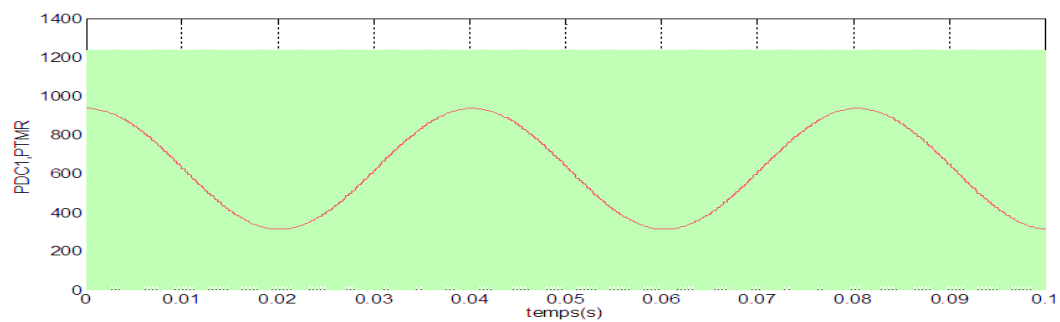
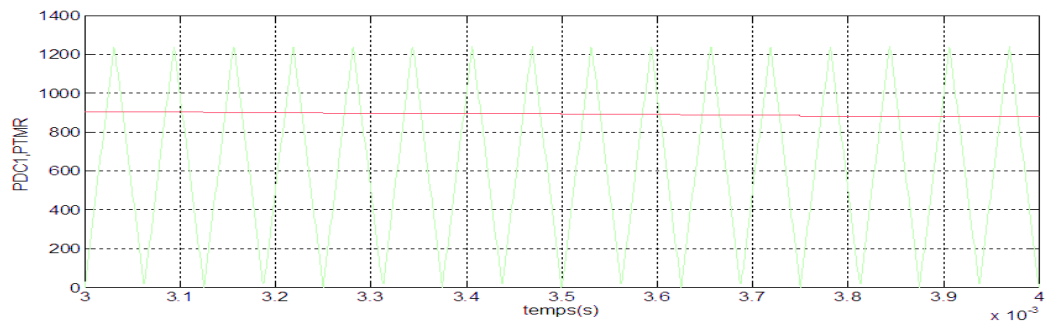
II.5.2 Essai pour $f_s = 25Hz$

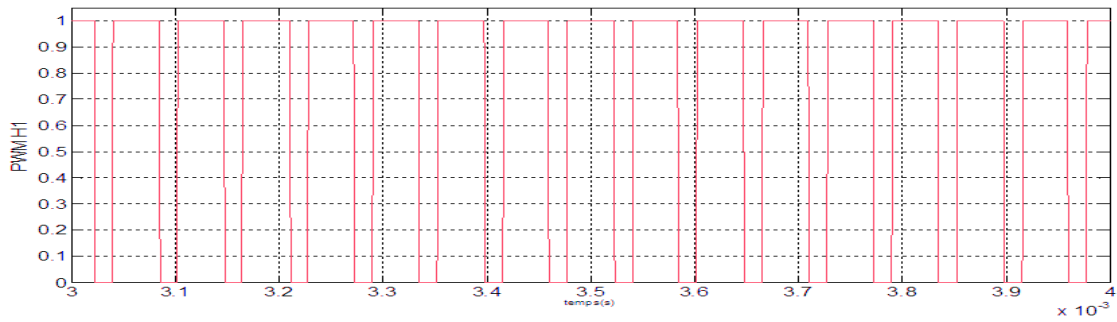
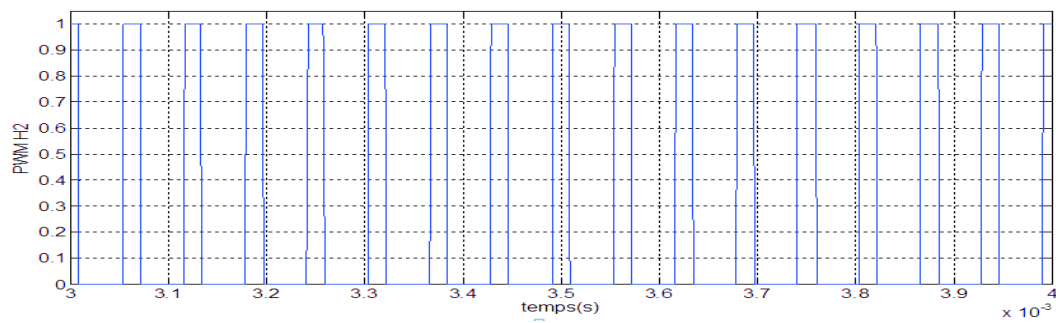
Ces essais sont effectués pour une fréquence choisie de 25 Hz qui correspond dans notre cas à une fréquence numérique 1020. Sachant que la fréquence maximale atteinte est de 100 Hz (4092).

II.5.2-a Calculs effectués aux niveaux dsPIC

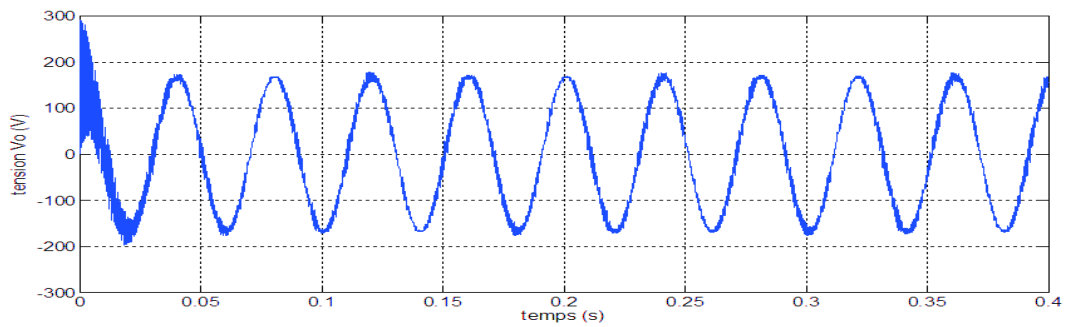
Ces signaux représentent les différents calculs effectués au niveau dspic afin de générer des signaux PWM.

FIGURE II.108 – Tension de référence numérique v_0^* FIGURE II.109 – Tension numérique v_h^* FIGURE II.110 – Tensions numériques polaires v_{10}^*, v_{20}^*

FIGURE II.111 – Valeurs PDC_X FIGURE II.112 – Création des signaux PWM FIGURE II.113 – Création des signaux PWM (avec zoom)

FIGURE II.114 – Signal $PWM1$ FIGURE II.115 – Signal $PWM2$

II.5.2-b Essai à vide sur le moteur asynchrone pour $f_s = 25Hz$:

FIGURE II.116 – Tension v_0 d'alimentation du moteur

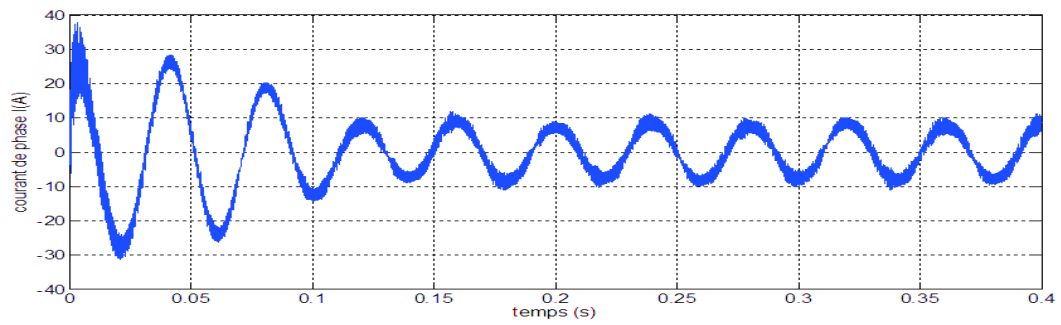
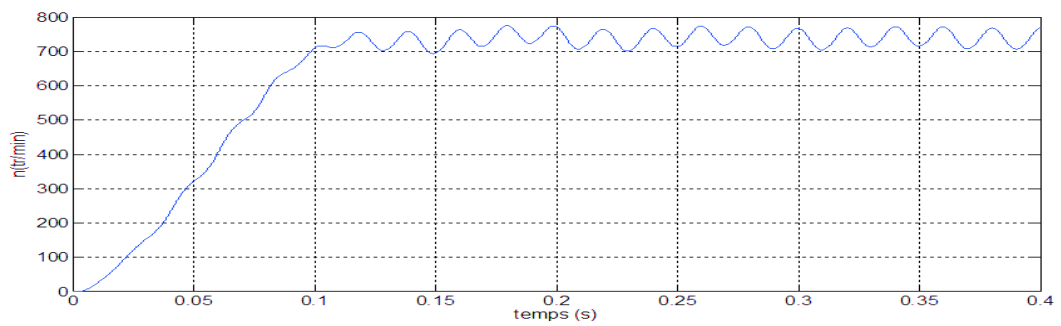
FIGURE II.117 – Courant de phase i_0 

FIGURE II.118 – Vitesse de rotation du moteur

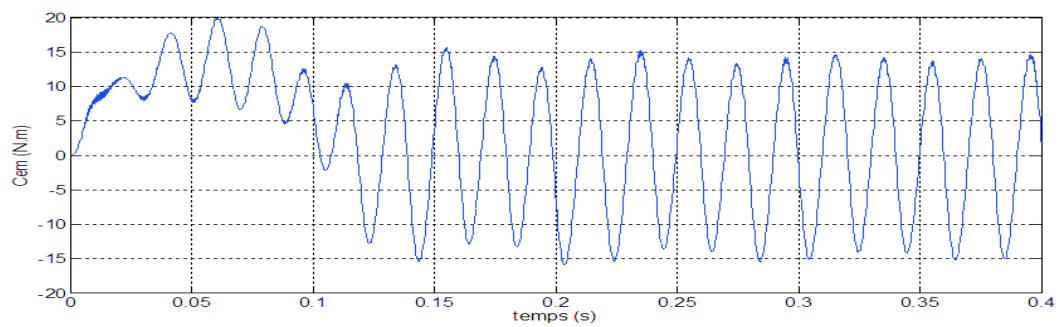


FIGURE II.119 – Couple électromagnétique

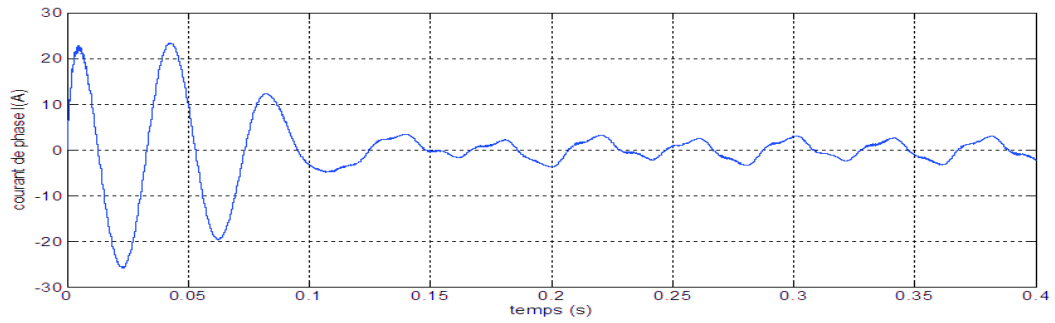


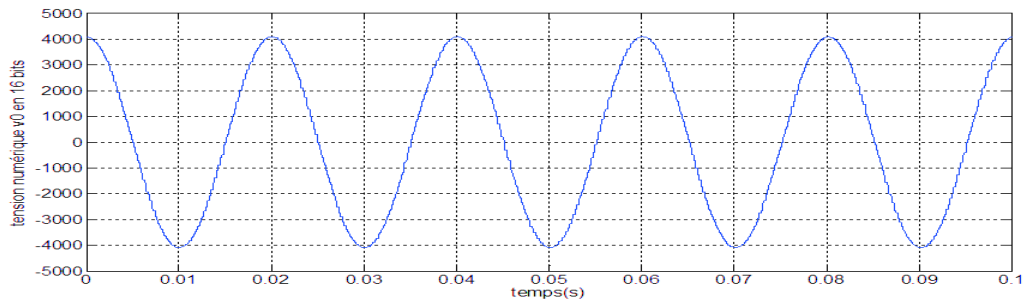
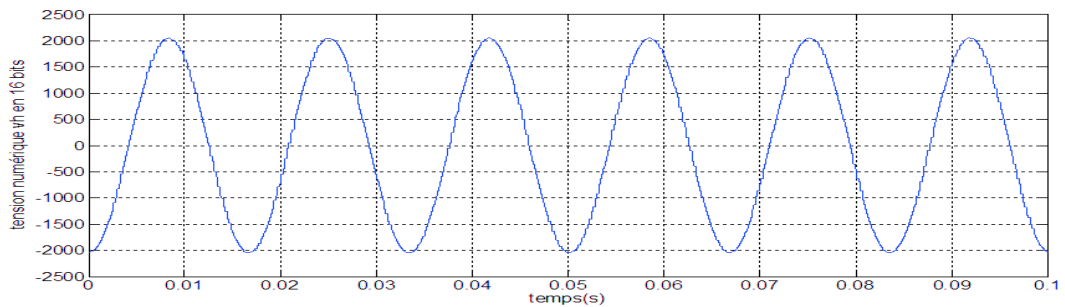
FIGURE II.120 – Courant statorique

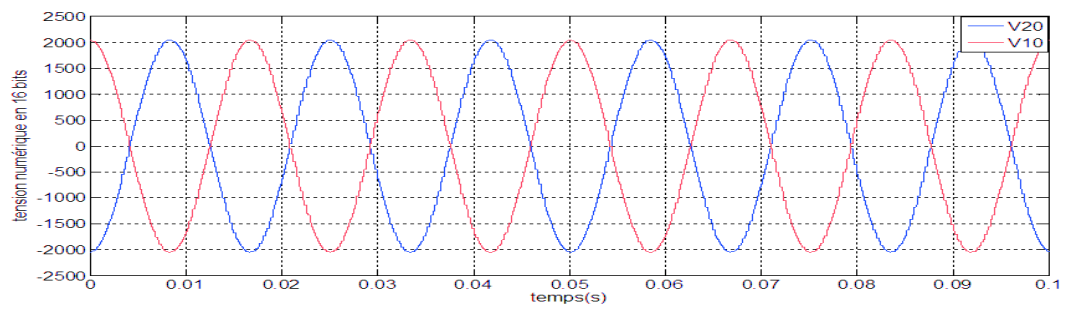
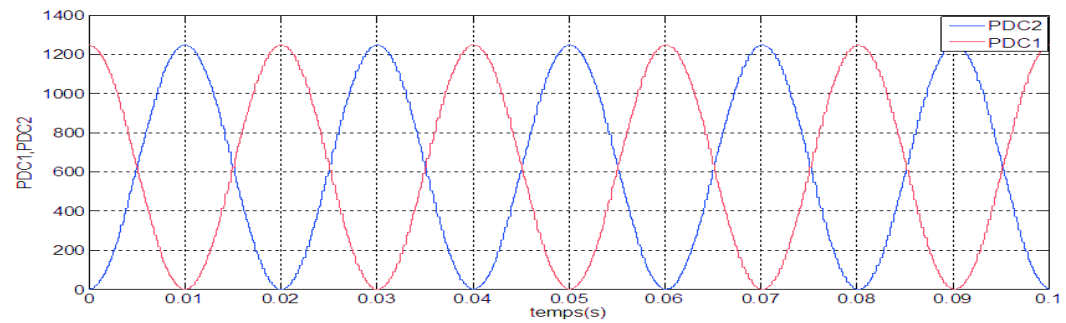
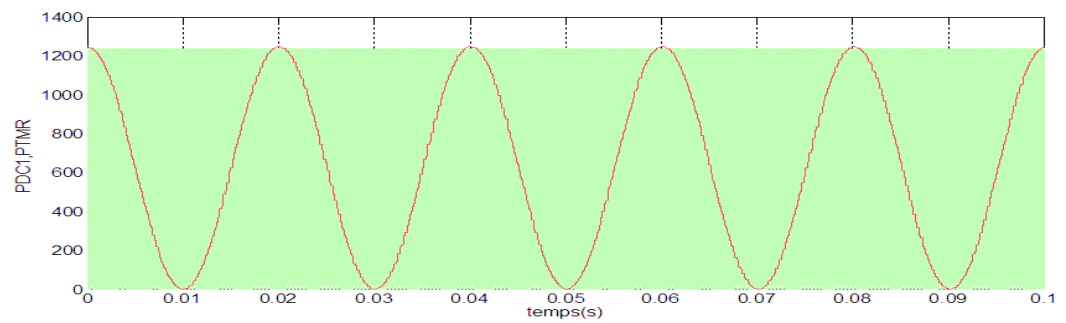
II.5.3 Essai pour $f_s = 60Hz$

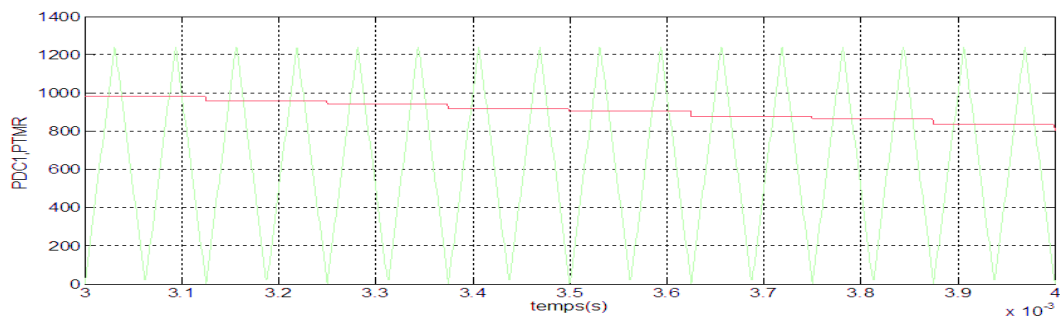
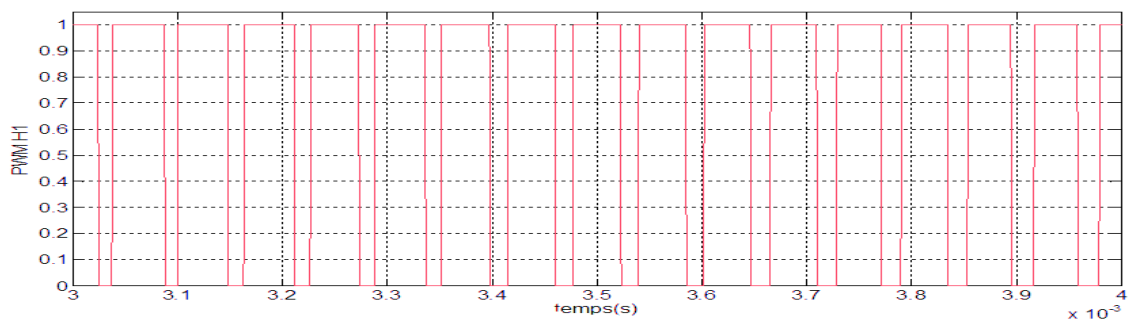
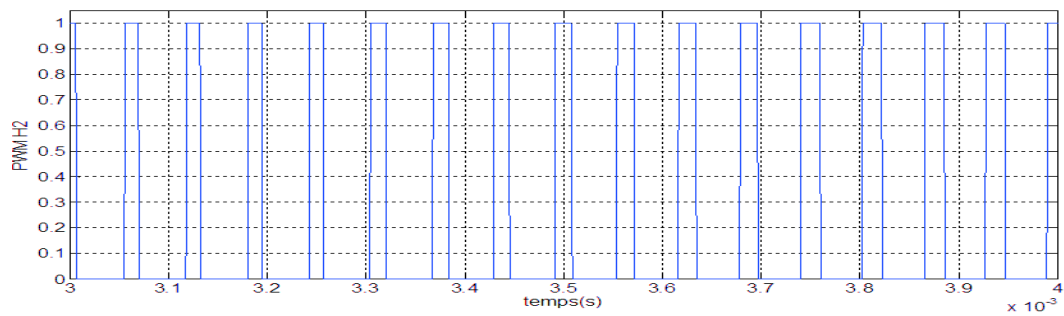
Ces essais sont effectués pour une fréquence choisie $60 Hz$ qui correspond dans notre cas à une fréquence numérique 2452. Sachant que la fréquence maximale atteinte est de $100 Hz$ (4092).

II.5.3-a Calculs effectués aux niveaux $dsPIC$

Ces signaux représentent les différents calculs effectués au niveau $dsPIC$ afin de générer des signaux PWM .

FIGURE II.121 – Tension de référence numérique v_0^* FIGURE II.122 – Tension numérique v_h^*

FIGURE II.123 – Tensions numériques polaires v_{10}^* , v_{20}^* FIGURE II.124 – Valeurs PDC_X FIGURE II.125 – Création des signaux PWM

FIGURE II.126 – Création des signaux *PWM* (avec zoom)FIGURE II.127 – Signal *PWM1*FIGURE II.128 – Signal *PWM2*

II.5.3-b Essai à vide sur le moteur asynchrone pour $f_s = 60Hz$

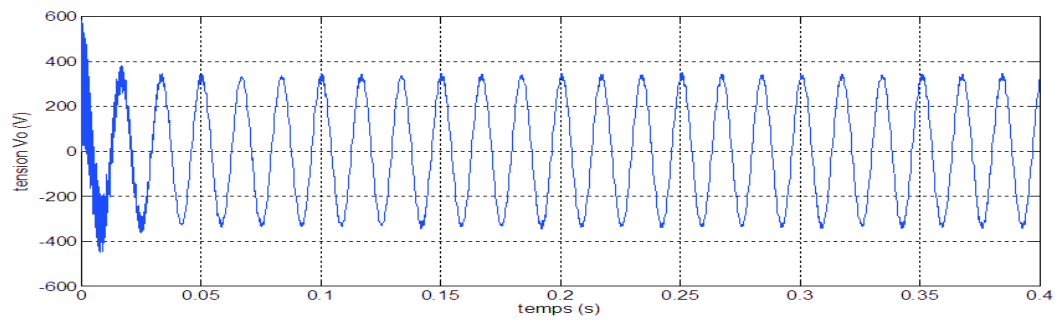
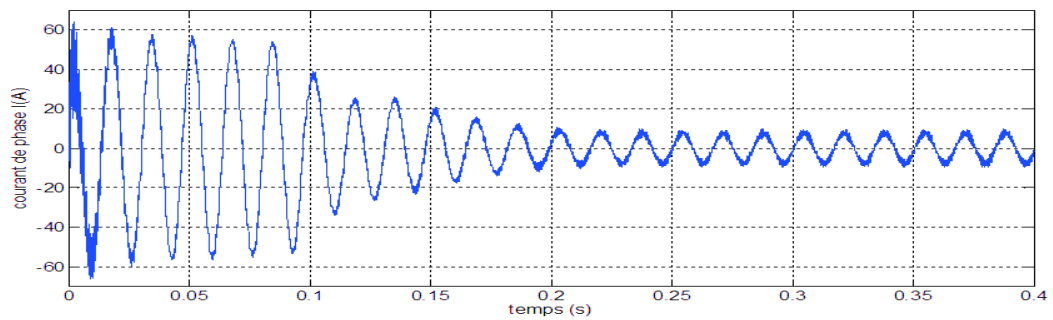
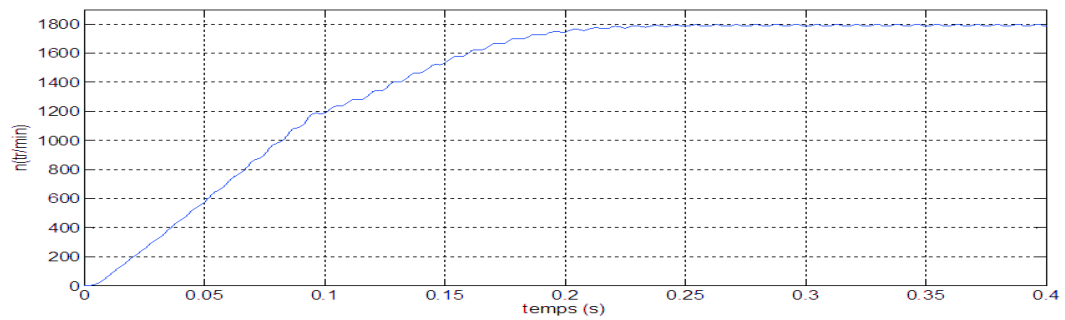
FIGURE II.129 – Tension v_0 d'alimentation du moteurFIGURE II.130 – Courant de phase i_0 

FIGURE II.131 – Vitesse de rotation du moteur

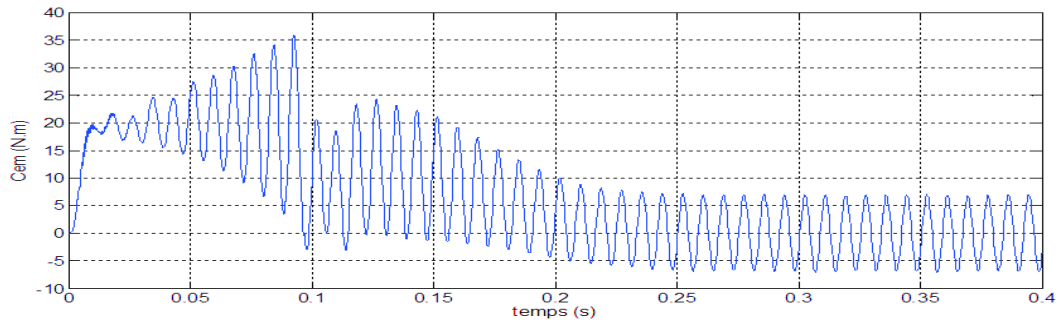


FIGURE II.132 – Couple électromagnétique

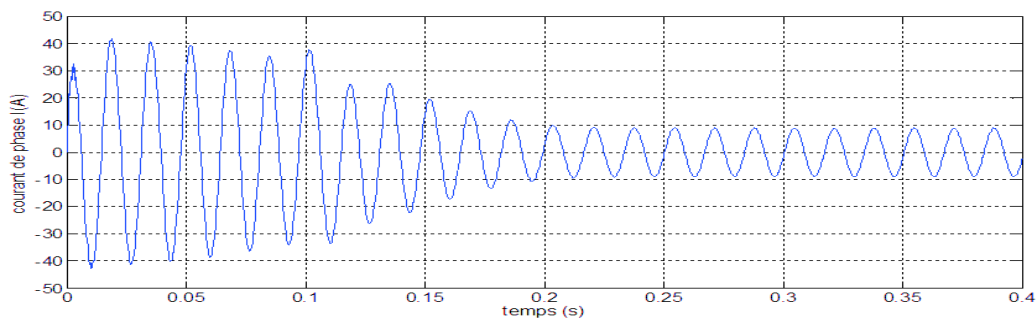


FIGURE II.133 – Courant statorique

Interprétation des résultats

Nous avons appliqué deux fréquences différentes à notre système, pour une fréquence de référence de 60 Hz nous constatons que la vitesse du moteur atteint une valeur proche de 1800 tr/min en régime permanent et la tension d'alimentation reste proche de la valeur efficace qui est égale à $\frac{340}{\sqrt{2}} \text{ V}$ mais la période de ce signal dépend de la fréquence de référence. Alors, dans cette expérience nous sommes en dehors du principe de contrôle scalaire car le rapport $\frac{V}{f}$ ne devient plus fixe car nous avons limité l'amplitude de la tension de référence numérique à 4096 lorsque la fréquence de référence dépasse 50 Hz donc les signaux PDC_X aient entre 0 et $FULLDUTY$.

Et pour une fréquence de référence de 25 Hz nous constatons que la vitesse du moteur n'est pas stable en régime permanent, elle oscille entre 700 tr/min et 800 tr/min , donc nous pouvons dire que le moteur ne fonctionne pas bien dans cette plage, par conséquent son rendement devient faible. La variation de l'amplitude des tensions de références dépendra de la valeur de la tension numérique V_{dsnum} qui dépend de la fréquence numérique de référence f_{snum} , donc nous obtenons des signaux PDC_X variant entre 312 et 936 et donc nous obtenons des tensions à la sortie de l'onduleur proche de la valeur efficace $\frac{175}{\sqrt{2}} \text{ V}$, mais la période de ce signal dépend de la fréquence de référence. Par conséquent le principe de $\frac{V}{f} = \text{constant}$, est respecté dans cette plage. Le courant est faible en régime permanent car le moteur est à vide, ce qui produit un couple presque nul en régime permanent pour les deux cas 25 Hz et 60 Hz .

II.6 Problèmes rencontrés

Il n'a pas été facile de mettre en œuvre une modélisation sur *Matlab*, afin qu'elle soit équivalente et compatible avec les différents calculs et fonctions implémentés au niveau du dspic. La première difficulté a été de déterminer la fréquence de référence maximale considérée comme une entrée analogique qui doit être convertie en entrée numérique via l'unité ADC, afin que cette fréquence choisie permette de déterminer la valeur de θ afin d'obtenir la plus grande précision possible dans le calcul de l'angle θ calculé par intégration numérique, Où pour chaque fréquence d'*ISR*, la valeur de θ doit être calculée et stockée dans le but de calculer le nouveau θ et ici nous avons fait face à un défi, et pour résoudre ce problème, nous avons utilisé le bloc " MEMORY " pour stocker la valeur de θ , tandis que nous avons utilisé le bloc de " Discrete shift register " qui permet de maintenir le temps de calcul de θ dans chaque pas égal à la période de *ISR* . Au début de nos expériences, nous avons obtenu des signaux qui contiennent quelques harmoniques. Pour améliorer la qualité de notre signal, nous avons construit un filtre *LC* pour réduire les harmoniques pour les deux onduleurs. Mais nous avons également eu quelques difficultés lors du choix de la valeur de (μ) concernant l'onduleur monophasé, et afin de le choisir, nous avons fait plusieurs expériences pour différentes valeurs de μ afin d'obtenir un meilleur *THD*. Nous avons conclu que pour $\mu = 0.5$, nous avons une meilleure qualité du signal.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux techniques de commandes pour chaque onduleur qui sont basées sur le principe de la commande scalaire. Nous avons utilisé *Matlab* comme outil de conception pour simuler les différents calculs qui sont effectués au niveau du dspic, ainsi que pour connaître les performances de notre produit sur différentes fréquences. À partir de ces résultats, nous allons construire un variateur de vitesse, et c'est ce que nous verrons au chapitre trois.

Chapitre III

Réalisation des différents circuits avec PROTEUS

SOMMAIRE

III.1 INTRODUCTION	101
III.2 PRÉSENTATION DU BANC D'ESSAI	101
III.2.1 Circuit de puissance	101
III.2.2 Circuit de pilotage	107
III.2.3 Circuit de commande	111
III.3 CONCLUSION	122

III.1 Introduction

Après avoir présenté, parlé en détail dans les deux chapitres précédents des différentes structures d'un variateur de vitesse et en plus du principe de fonctionnement de notre système, nous atteignons l'étape importante qui est de rassembler tous les aspects de la conception d'un variateur de vitesse. C'est l'objectif principal de ce chapitre.

Nous allons donc regrouper toutes les parties principales du banc d'essai qui sont : le circuit de puissance, le circuit de commande et le circuit de pilotage et ceci afin d'obtenir une architecture complète de notre produit, comme l'indique la figure III.1.

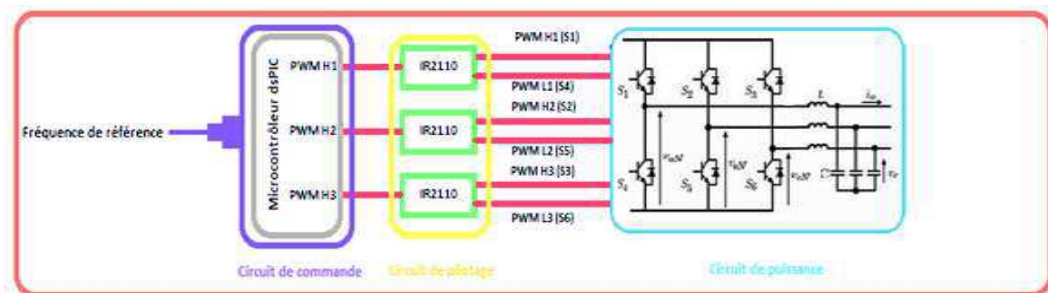


FIGURE III.1 – Structure matérielle d'un variateur de vitesse

Pour améliorer la topologie de notre variateur, nous introduirons le calcul des pertes dans les différents semi-conducteurs à l'aide d'un simulateur fabriqué par l'entreprise Infinition [28]. A partir de ces résultats, nous allons calculer le dissipateur thermique afin de protéger nos composants.

III.2 Présentation du banc d'essai

III.2.1 Circuit de puissance

Notre circuit de puissance repose sur des transistors *IGBT IRG4PH20KD* imposés par le cahier des charges, avec une tension max supportée de 1200 V et un courant de 11 A.

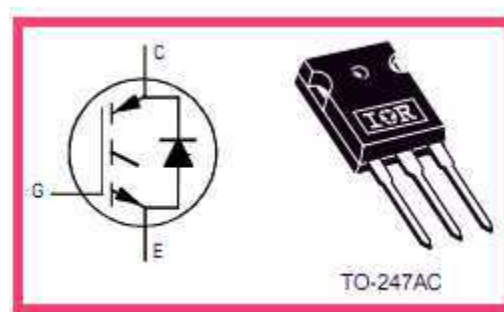


FIGURE III.2 – IGBT IRG4PH20KD [32]

Le tableau suivant montre les caractéristiques de l'*IGBT* *IRG4PH20KD* (III.1) :

TABLE III.1 – caractéristiques de *IGBT* *IRG4PH20KD* [32]

$V_{CES(max)}$	$V_{CE(sat)}$	$I_C@25^\circ$	$V_{GE(max)}$	$V_{GE(th)}(V)$	$f_{sw}(KHz)$	$R_{j-b(max)}$
1200 V	4.04 V	11 A	$\pm 20V$	$3.5 \leq V_{GE(th)} \leq 6.5$	$3.5 < f_{sw} < 30$	2.1 c/w

Avec :

$V_{CE(max)}$: Tension Collecteur-Emetteur en blocage .

$V_{CE(sat)}$: Tension Collecteur-Emetteur en conduction.

$I_C@25^\circ$: Courant de Collecteur à 25 °C.

$V_{GE(max)}$: Tension max Grille-Emetteur.

$V_{GE(th)}$: Tension de seuil Grille-Emetteur.

f_{sw} : Fréquence de commutation (Switching frequency).

$R_{j-b(max)}$: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier.

Pour plus d'informations sur ce type d'*IGBT* voir le datasheet donné dans l'annexe B.

III.2.1-a Calcul des pertes de l'*IGBT* :

Il y a deux types de pertes au niveau de l'*IGBT*, qui sont les pertes de conductions et les pertes de commutations.

$$P_{tot} = P_{com} + P_{con} \quad (III.1)$$

Les pertes de conductions sont la dissipation de puissance pendant la conduction de l'*IGBT*, qui sont exprimées pour un point de fonctionnement donné comme suit :

$$P_{con} = E_{con} * F_{pwm} \quad (III.2)$$

Avec :

E_{con} : L'énergie dissipée lors de la conduction qui prend la forme suivante :

$$E_{con} = \int_0^{t_{on}} I_C * V_{CEsat}(T_j) * dt \quad (III.3)$$

Et les pertes de commutations sont la dissipation de puissance pendant l'ouverture et la fermeture d'un *IGBT*.

Les calculs de P_{com} (III.4) est très difficile, en effet il faudrait connaître les formes de la tension et du courant pendant l'intervalle de commutation, de plus, il est lié à

plusieurs paramètres qui sont : [10]

I_c : Courant de Collecteur.

T_J : Température de Jonction.

R_G : Résistance de Grille.

V_{Dc} : Tension d'alimentation.

$$P_{com} = (E_{on}(I_c, T_J, R_G, V_{Dc}) + E_{off}(I_c, T_J, R_G, V_{Dc})) * F_{pwm} \quad (III.4)$$

Avec :

E_{on} : L'énergie de commutation à la fermeture

E_{off} : L'énergie de commutation à l'ouverture

La puissance dissipée par l'*IGBT* dépend de nombreux paramètres et dépend également de chaque point de fonctionnement, c'est-à-dire de chaque rapport cyclique.

Pour la calculer, nous avons pris tous les rapports cyclique que nous avons obtenus à partir de la simulation précédente durant l'essai du moteur en charge avec une fréquence de référence 50 Hz, et nous avons appliqué ces valeurs dans un simulateur (III.3) fabriqué par l'entreprise Infineon, ce qui nous a facilité le calcul des valeurs de P_{tot} , P_{com} , P_{con} pour chaque rapports cyclique.

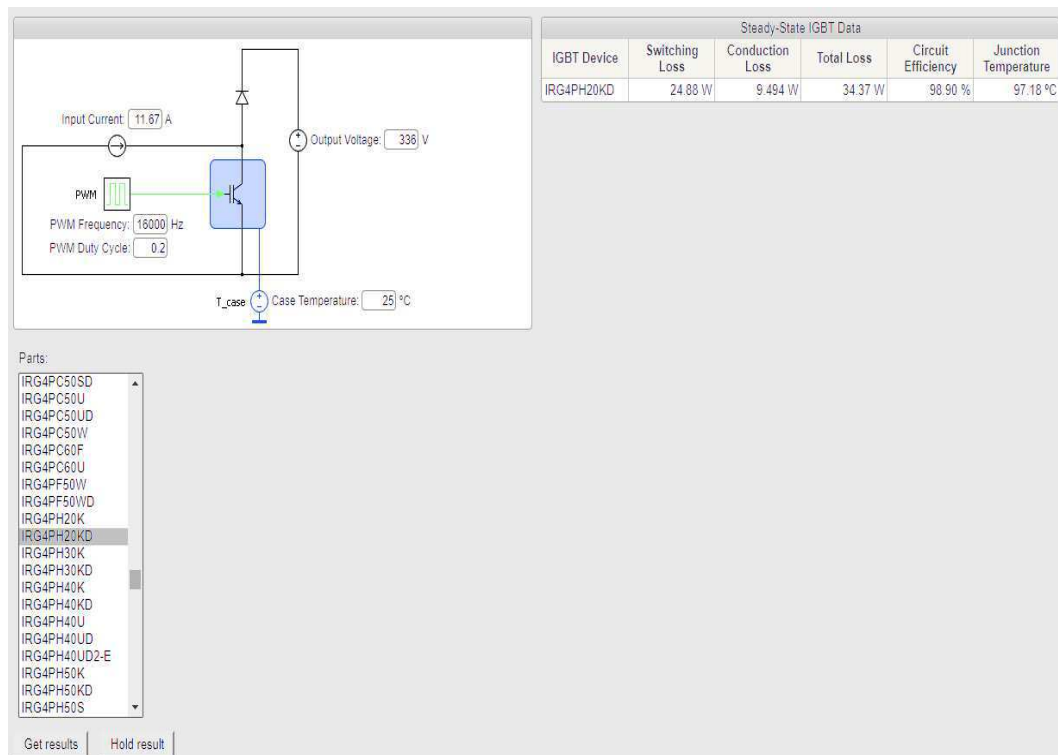


FIGURE III.3 – Simulateur de pertes[28]

Pour clarifier cela, nous allons représenter ces valeurs sous forme des courbes pendant une période de 0,02 s, comme suit :

Puissance dissipée par l'*IGBT* pour l'onduleur monophasé :

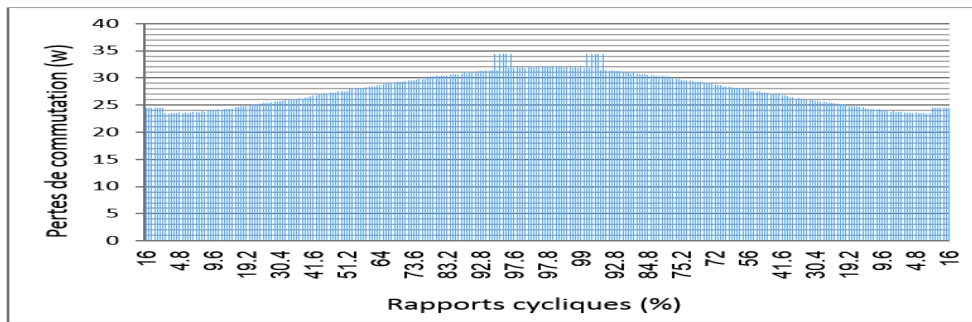


FIGURE III.4 – Pertes de commutation de l'onduleur monophasé

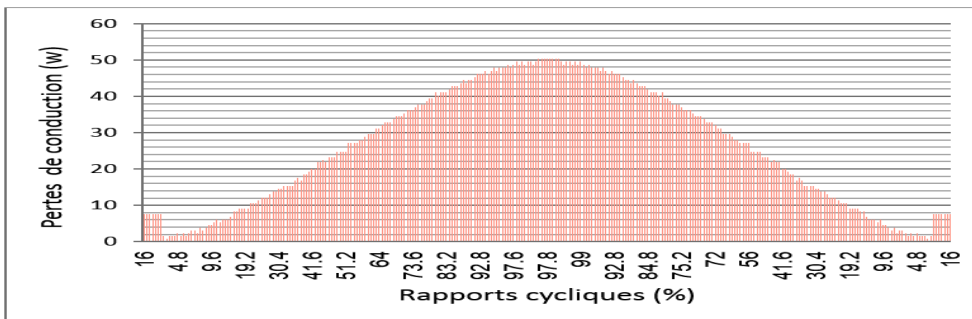


FIGURE III.5 – Pertes de conduction de l'onduleur monophasé

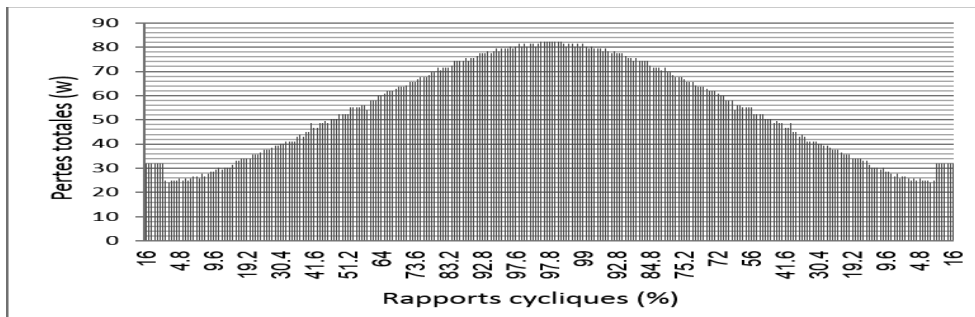


FIGURE III.6 – Pertes totales de l'onduleur monophasé

Puissances dissipées par l'IGBT pour l'onduleur triphasé :

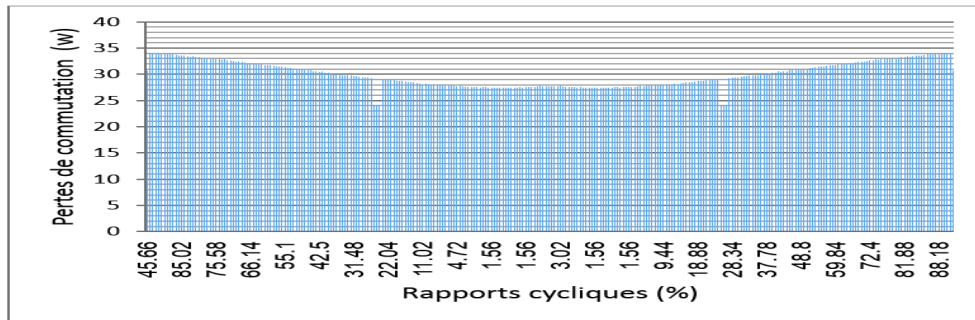


FIGURE III.7 – Pertes de commutation de l'onduleur triphasé

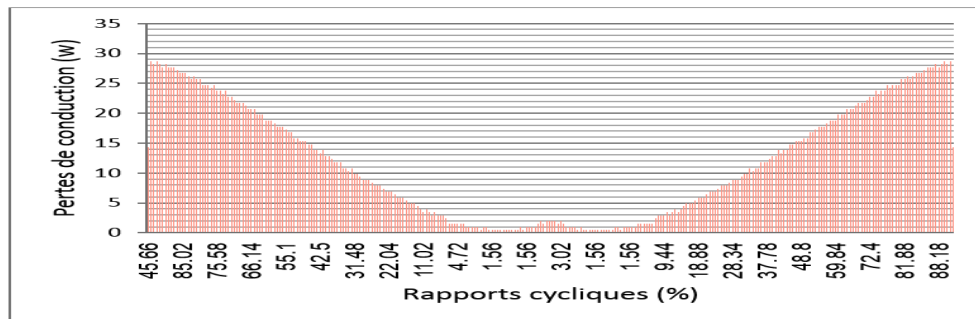


FIGURE III.8 – Pertes de conduction de l'onduleur triphasé

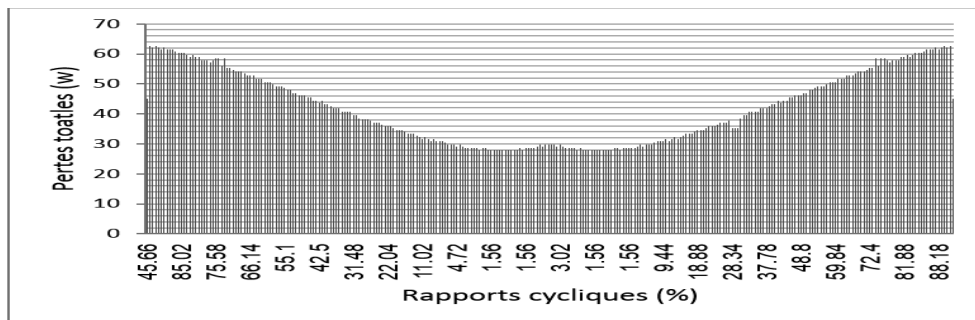


FIGURE III.9 – Pertes totales de l'onduleur triphasé

TABLE III.2 – Valeurs moyennes pour chaque type de perte

	$P_{com}(W)$	$P_{con}(W)$	$P_{tot}(W)$
Onduleur monophasé	27.96	26.46	54.42
Onduleur triphasé	30.11	11.96	42.07

III.2.1-b Calcul du dissipateur approprié

Il faut utiliser un dissipateur thermique pour évacuer la chaleur dissipée par l'*IGBT*, donc le choix du dissipateur thermique dépend de sa résistance thermique R_{Th} , qui est calculée à partir de la formule suivante [13] :

$$R_{Th} = \left(\frac{T_{jmax} - T_a}{P_{tot}} \right) - (R_{j-b} + R_{b-d}) \quad (III.5)$$

Avec :

R_{j-b} :Résistance thermique entre la jonction et leboitier.

R_{b-d} :Résistance thermique entre le boitier et le dissipateur thermique qui est de 0.1 c/w pour une pate thermique sans isolateur.

Nous allons mettre les interrupteurs de puissance en haut pour chaque onduleur sur le même radiateur, et les interrupteurs de puissance en bas pour chaque onduleur sur le même radiateur, ce qui signifie que les résistances thermiques $R_{j-b} + R_{b-d}$ seront placées parallèlement à chaque radiateur.

Donc la résistance thermique R_{Th} pour le radiateur de l'onduleur monophasé est déterminée comme suit :

$$R_{Th} = \left(\frac{T_{jmax} - T_a}{P_{tot}} \right) - \left(\frac{R_{j-b} + R_{b-d}}{2} \right) \quad (III.6)$$

$$R_{Th} = \left(\frac{150 - 25}{54.42} \right) - \left(\frac{2.1 + 0.1}{2} \right) = 1.2 \quad c/w \quad (III.7)$$

Et la résistance thermique R_{Th} pour le radiateur de l'onduleur triphasé est déterminée comme suit :

$$R_{Th} = \left(\frac{T_{jmax} - T_a}{P_{tot}} \right) - \left(\frac{R_{j-b} + R_{b-d}}{3} \right) \quad (III.8)$$

$$R_{Th} = \left(\frac{150 - 25}{42.02} \right) - \left(\frac{2.1 + 0.1}{3} \right) = 1.9 \quad c/w \quad (III.9)$$

Les dimensions d'un radiateur pour chaque onduleur sont :

TABLE III.3 – Les dimensions d'un radiateur[22][21]

	Référence	Larguer (mm)	Longueur (mm)	Hauteur (mm)
Onduleur monophasé	SK92/150 SA	100	150	40
Onduleur triphasé	SK92/50 SA	100	50	40

III.2.2 Circuit de pilotage

Nous savons que notre microcontrôleur génère trois signaux $PWM - H$ avec une tension de $3.3V$. Cette valeur n'est pas suffisante pour faire fonctionner notre $IGBT$. De plus, chaque signal PWM doit contrôler un bras qui contient deux $IGBT$. Afin de résoudre ce problème, nous avons construit un circuit de pilotage qui dépend principalement de l' $IR2110$, qui va nous permettre d'augmenter la tension PWM à $15V$, il va également contrôler et protéger (contre les court-circuit en générant un temps mort matériel) chaque bras.

III.2.2-a Caractéristiques de l' $IR2110$

Le tableau suivant montre les caractéristiques essentielles de l' $IR2110$:

TABLE III.4 – Caractéristiques essentielles de l' $IR2110$ [31]

$V_{DD}(V)$	$V_{out}(V)$	$I_{out}(A)$
$3.3 \leq V_{DD} \leq 20$	$10 \leq V_{out} \leq 20$	$-2I_{out} \leq 2$

- V_{DD} : Tension d'alimentation.
- V_{out} : Tension grille d' $IGBT$ (V_{GE})
- I_{out} : Courant de sortie.

Pour plus d'informations sur l' $IR2110$ voir le datasheet donné dans l'annexe B.

III.2.2-b Structure de l' $IR2110$

Le schéma suivant représente la structure interne de l' $IR2110$:

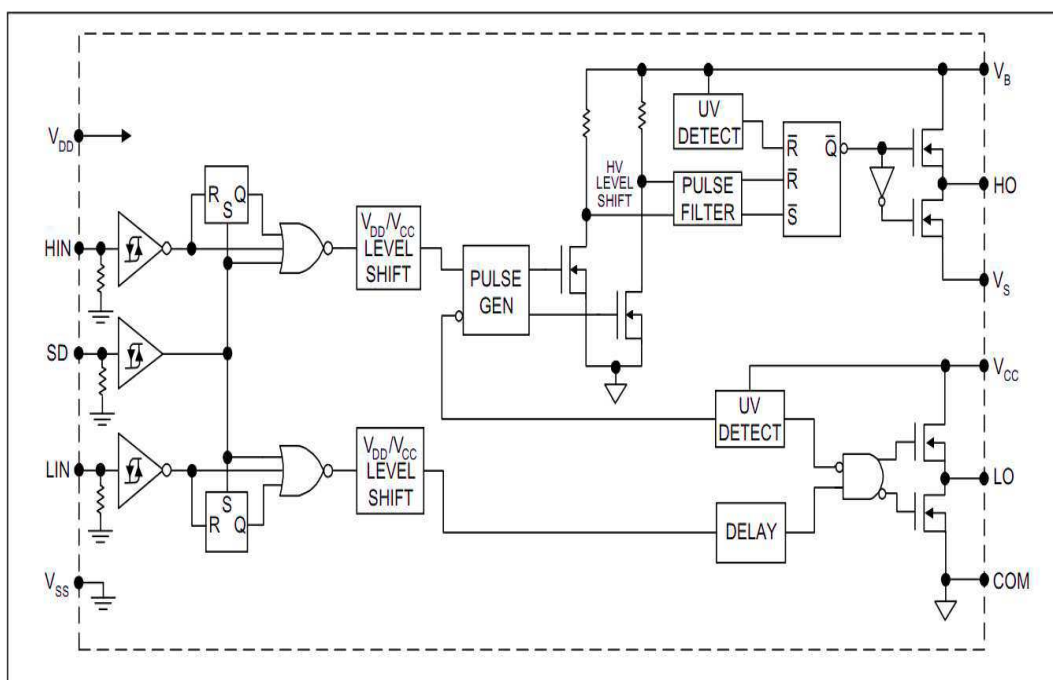


FIGURE III.10 – Structure interne de l' $IR2110$ [31]

- Les broches *HIN* et *LIN* sont les entrées logiques de l'IR2110 qui sont connectées aux sorties *PWM* du microcontrôleur.
- Les broches *HO* et *LO* sont les sorties logiques de l'IR2110 qui contrôlent un bras de l'onduleur.
- V_{ss} c'est la mass de l'IR2110.
- *SD* est une entrée logique qui est utilisé comme une broche d'arrêt.
- Entrée logique *SD*.

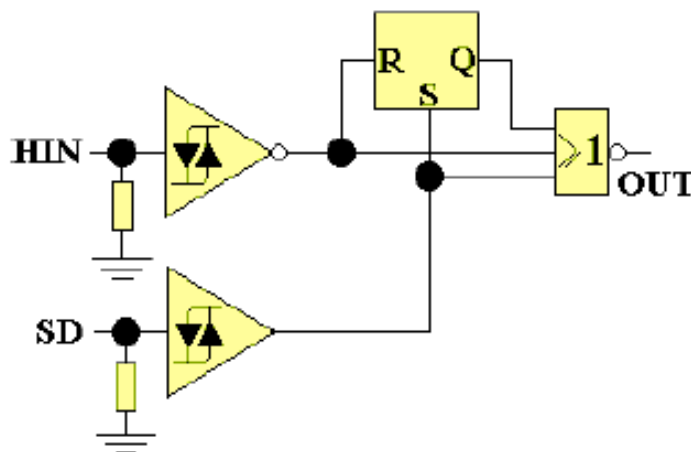


FIGURE III.11 – Fonctionnement des entrées logiques[40]

D'après la figure (III.11), son niveau haut bloque la sortie *OUT* ($OUT = 0$). Par contre, son niveau bas donne la priorité à *HIN* à modifier l'état de la sortie *OUT* (avec logique positive). Grâce à la bascule *RS*, une impulsion en partie bloquée par *SD*, reste bloquée jusqu'à sa fin. Cette propriété peut être utilisée pour moduler les largeurs d'impulsions à partir de l'entrée *SD*. [40]

- *COM* est un chemin de retour pour le côté bas. Il a le même potentiel que V_{ss} . Parce que lorsqu'une entrée à la broche *LIN* est haute, la sortie *LO* sera égale à la valeur de la tension V_{CC} par rapport à V_{ss} et *COM*. Lorsque l'entrée à la broche *LIN* est basse, la sortie *LO* sera égale à la valeur de V_{ss} et cela signifie zéro.
- V_s est un retour d'alimentation flottant latéral haut. Lorsque V_s est élevé, le niveau sur *HO* est égal au niveau sur V_B , par rapport à V_s . Et lorsque V_s est faible, le niveau *HO* est égal au niveau V_s , par rapport à V_s , qui est en fait nul.

III.2.2-c Explication des éléments connectés à l'IR2110

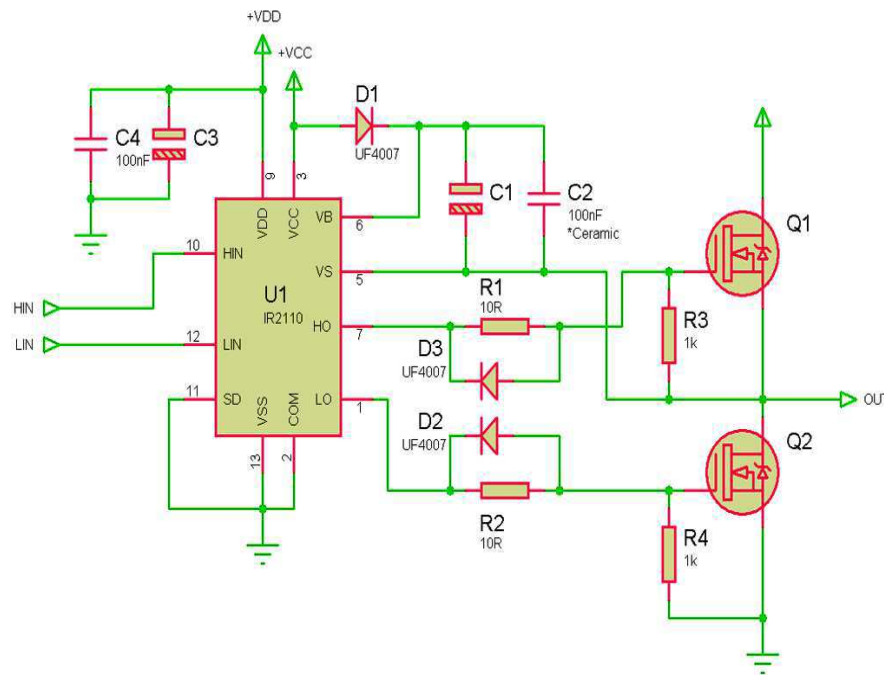


FIGURE III.12 – Circuit IR2110 pour la commande d'un demi-pont à haute tension [45]

$D1$, $C1$ et $C2$ ainsi que l'IR2110 forment le circuit d'amorçage. Lorsque $LIN = 1$ et $Q2$ est activé, $C1$ et $C2$ sont chargés au niveau de V_B , qui est une diode en dessous de $+V_{CC}$. Lorsque $LIN = 0$ et $HIN = 1$, cette charge sur $C1$ et $C2$ est utilisée pour ajouter la tension supplémentaire $-V_B$ dans ce cas au-dessus du niveau de la source de $Q1$ pour piloter le $Q1$ en configuration côté haut. Une capacité suffisamment importante doit être choisie pour $C1$ afin qu'il puisse fournir la charge nécessaire pour maintenir $Q1$ allumé en permanence. $C1$ ne doit pas non plus être trop grand pour que la charge soit trop lente et que le niveau de tension n'augmente pas suffisamment pour maintenir l'IGBT en marche. Plus le temps de mise en marche est élevé, plus la capacité requise est importante. Ainsi, plus la fréquence est basse, plus la capacité requise pour $C1$ est élevée. Plus le rapport cyclique est élevé, plus la capacité requise pour $C1$ est élevée.

Nous pouvons donc estimer la capacité requise. Pour les hautes fréquences comme 20 KHz à 50 KHz, on utilise entre $4,7 \mu F$ et $22 \mu F$. Comme nous utilisons un condensateur électrolytique, un condensateur céramique devrait être utilisé en parallèle avec ce condensateur. Le condensateur céramique n'est pas nécessaire si le condensateur bootstrap est en tantale.

$D2$ et $D3$ déchargent rapidement les capacités de grille de l'IGBT, en contournant les résistances de grille, ce qui réduit le temps d'arrêt. $R1$ et $R2$ sont les résistances de limitation du courant de grille.[45]

($R3$, $R4$) : Afin d'assurer le verrouillage des IGBT même lorsque la tension d'alimentation du conducteur est coupée et que le circuit électrique est sous tension, les résistances doivent être intégrées.

III.2.2-d Générateur de temps mort

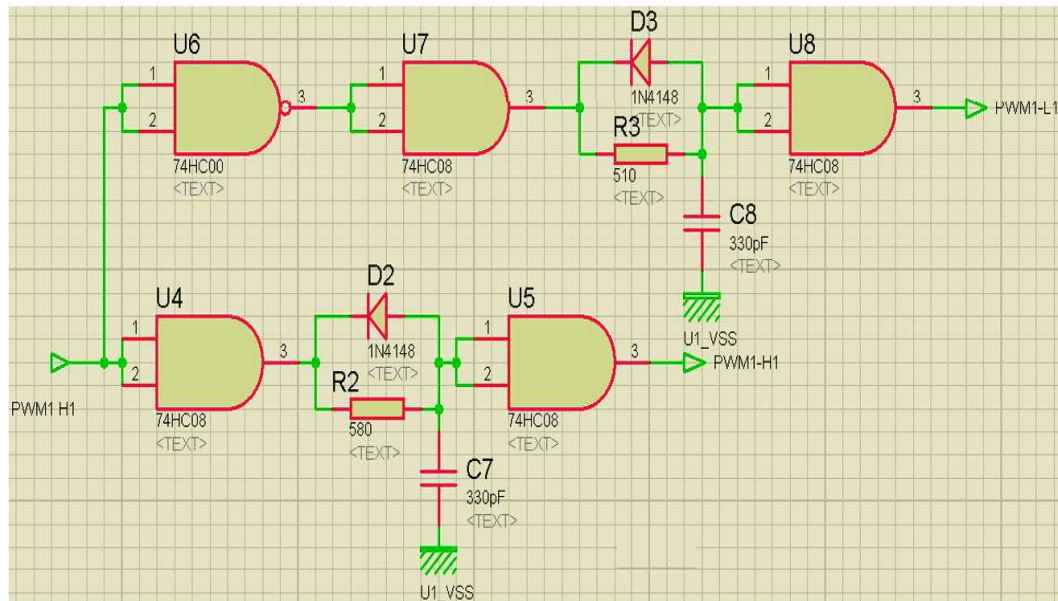


FIGURE III.13 – Générateur de temps mort

Un générateur de temps mort est implanté pour éviter tout risque de conduction simultanée. Le temps mort doit être suffisant pour éviter un court-circuit en gardant de la marge mais il ne doit pas être trop long sinon on risque de déformer la sinusoïde finale si la tension s'absente trop long temps. 50 à 100 *ns* nous semblent être un bon ordre de grandeur.

Le générateur de temps mort composé de portes logiques, résistance, condensateur et de diode, de sorte qu'il fonctionne comme suit :

Le signal *PWM-H* arrive sur la porte logique *AND*, la sortie de cette porte logique charge un condensateur au travers d'une résistance de sorte que la tension aux bornes du condensateur augmente progressivement, à partir d'un certain seuil de tension, la deuxième porte logique *AND* qui suit va considérer que ce qui entre est un 1 logique est donc faire conduire la sortie.

A partir de là, un léger retard est créé entre le signal d'entrée et ce qui est sorti, donc un temps mort, soit un retard à la fermeture des transistors de puissance apparaît. La diode permet de décharger le condensateur plus rapidement lorsque le *PWM-H* revient à 0 afin que les transistors soient bloqués le plus rapidement possible (pas de retard au blocage).

En ajustant les valeurs du réseau *R-C*, la durée du temps mort est clairement ajustée. [Source] De la même manière *PWM-L* est obtenu, mais cette fois le signal *PWM-H* émis par le microcontrôleur atteint d'abord la porte logique *NAND*, puis vers la porte logique *AND*.

Tous les circuits typons et 3D se trouvent au niveau de l'annexe B.

III.2.3 Circuit de commande

Afin de réaliser la commande de notre onduleur, nous avons besoin d'un circuit de commande pour traiter le signal analogique (fréquence de référence) et pour calculer l'algorithme de contrôle et pour générer les signaux *PWM* et afficher les résultats sur un afficheur *LCD*. Tout cela repose sur un microcontrôleur haute performance qui est le *dsPIC33FJ128MC802* fabriqué par Microchip.

Ce contrôleur appartient à la famille de contrôle de moteur, il a une architecture Harvard 16 bits et il est capable de fonctionner dans une plage allant jusqu'à 40MIPS, étant une des raisons pour lesquelles il a été choisi de l'utiliser. Une autre raison importante est la connaissance préalable du fonctionnement et de la configuration de la plupart de ses périphériques et sa flexibilité en termes de réaffectation des broches à utiliser grâce à la caractéristique mappage et comme le montre la figure (III.14), il a 16 broches qui prennent en charge cette fonctionnalité.

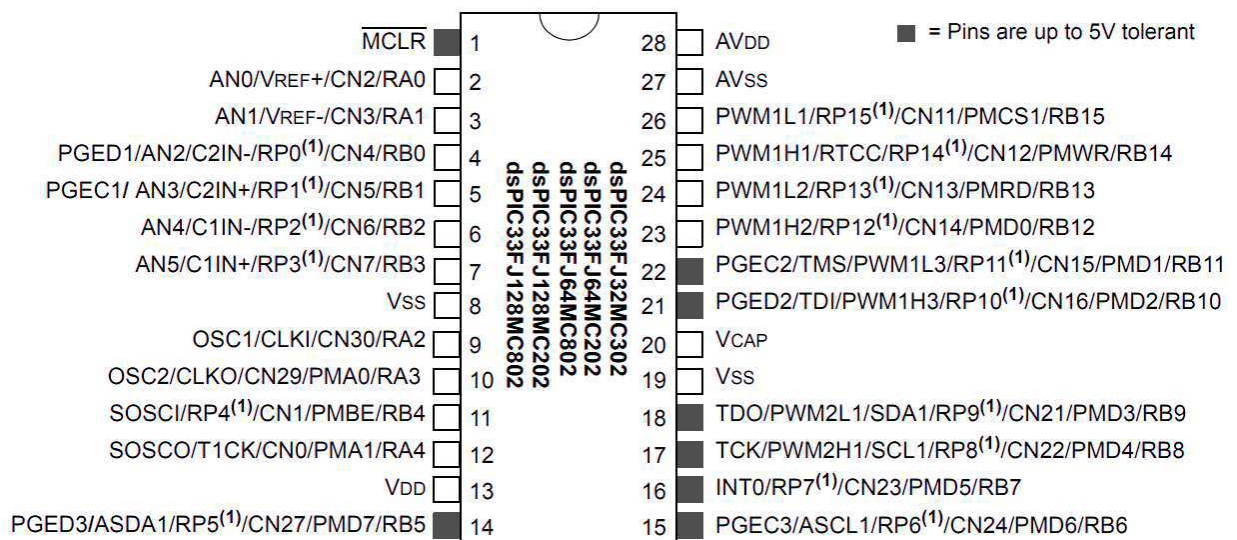


FIGURE III.14 – Brochage du *dsPIC33FJ128MC802* [17]

Les conditions de son utilisation sont présentées dans la datasheet donnée dans l'Annexe B.

III.2.3-a Configuration des Principales périphériques du *dsPIC33F*

Le code de programme complet est situé dans l'Annexe D.

-Horloge du *dsPIC33F*

Nous avons choisi l'oscillateur interne *FRC* d'une valeur de 7.37 MHz comme base de temps avec une *PLL* pour augmenter la fréquence de fonctionnement interne (fréquence système). Nous allons configurer cet oscillateur de telle sorte que l'on puisse travailler à la vitesse de $F_{cy} = 20MIPS$ pour avoir une bonne résolution (particulière-

rement au niveau du *PDC* du module *PWM*).

Le schéma fonctionnel de la figure ci-dessous (III.15) montre la façon de configurer la *PLL* pour obtenir la fréquence souhaitée.

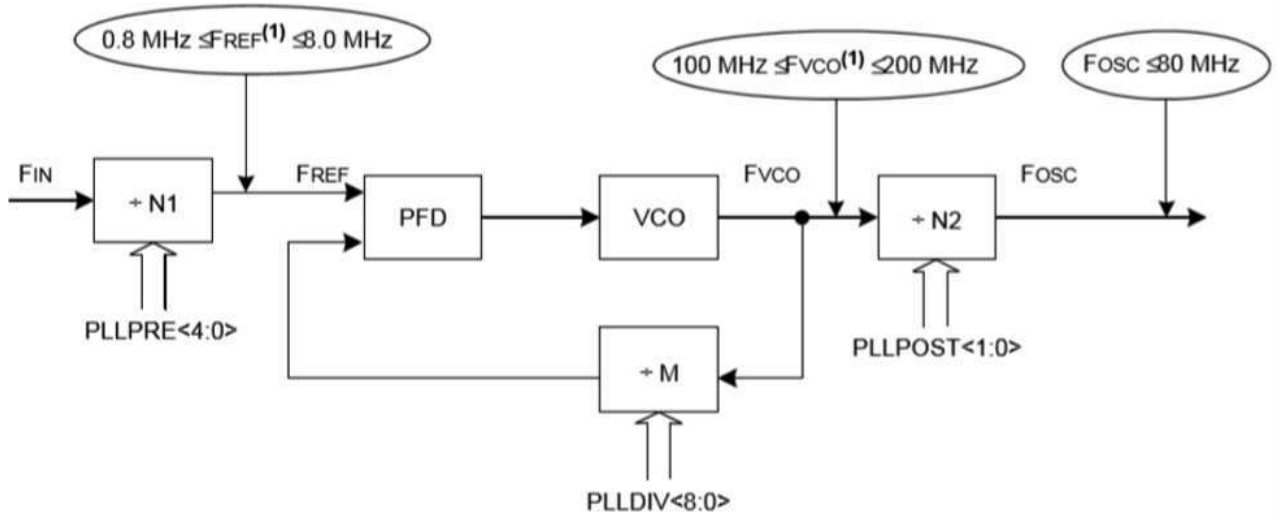


FIGURE III.15 – Schéma fonctionnel de *PLL* [16]

La fréquence désirée repose sur le choix et le calcul des paramètres : *PLLPRE*, *PLLPOST* et *PLLDIV*. Il faut noter que ce calcul dépend essentiellement des exigences imposées par le constructeur.[16] Les étapes suivantes montrent la méthode de détermination des paramètres de la *PLL*.

D'après le schéma fonctionnel, F_{osc} est calculée comme suit :

$$F_{osc} = 2 * F_{cy} = 40MHz \quad (III.10)$$

$$F_{osc} = F_{FRC} * \frac{M}{N_1 * N_2} \quad (III.11)$$

$$F_{osc} = F_{FRC} * \frac{(PLLDIV + 2)}{(PLLPRE + 2) * 2(PLLPOST + 1)} \quad (III.12)$$

1- Nous sélectionnons le *PLLPOST* de la *PLL* pour répondre aux exigences de la fréquence de sortie de F_{VCO} ($100MHz < F_{VCO} < 200MHz$).[16]

$$F_{VCO} = F_{FRC} * \frac{M}{N_1} \quad (III.13)$$

2- Nous sélectionnons le $PLLPRE$ pour répondre aux exigences de la fréquence d'entrée du PFD ($0.8MHz < F_{REF} < 8MHz$).[16]

$$F_{REF} = F_{FRC} * \frac{1}{N_1} \quad (III.14)$$

3- Nous sélectionnons le $PLLDIV$ de la $PLLPOST$ pour générer la fréquence de sortie de F_{VCO} requise en fonction de la fréquence d'entrée du PFD .

Afin d'atteindre ces conditions, nous choisissons $M = 43$, $N_1 = 2$, $N_2 = 4$ pour obtenir une PLL qui permet d'augmenter la fréquence de la source d'horloge à une valeur de $F_{osc} = 40 MHz$ comme le montre le calcul ci-dessous :

$$F_{OSC} = 7.37 * \frac{43}{2 * 4} = 40MHz \quad (III.15)$$

Ainsi la fréquence système :

$$F_{CY} = \frac{F_{OSC}}{2} = \frac{40}{2} = 20MIPS \quad (III.16)$$

La configuration au niveau de notre $dsPIC$ sera comme suit :

```
void InitHorloge()
{
    | //Configuration dePLL (PLLFB,PLLPOST,PLLPRE)
    PLLFB=41;           // M=43
    CLKDIVbits.PLLPOST=1; // N2=4
    CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=2

    __builtin_write_OSCCONH(0x01); //initialiser l'horloge interne FRC avec PLL
    __builtin_write_OSCCONL(0x01); // Lancer commutateur l'horloge interne FRC avec PLL

    while(OSCCONbits.COSC != 0b001); // Attendez que le changement d'horloge se produise

    while(OSCCONbits.LOCK!=1) {}; // Attendez PLL pour verrouiller while
}
```

FIGURE III.16 – Configuration d'horloge

-ADC du *dsPIC33F*

Nous avons utilisé le module *ADC* qui permet la conversion du signal d'entrée qui est la fréquence de référence de nature analogique représentée par une tension variable de 0 V à 3.3 V, qui est convertie en une valeur numérique représentée sur 10 bits.

Pour notre projet, nous avons sélectionné la chaîne *CH0* du microcontrôleur pour effectuer l'échantillonnage de cette entrée analogique, sachant que ce processus démarre juste après la conversion et que le processus de conversion sera lancé par la *PWM*.

Ce mode « synchronisé » permet une collecte continue des données.

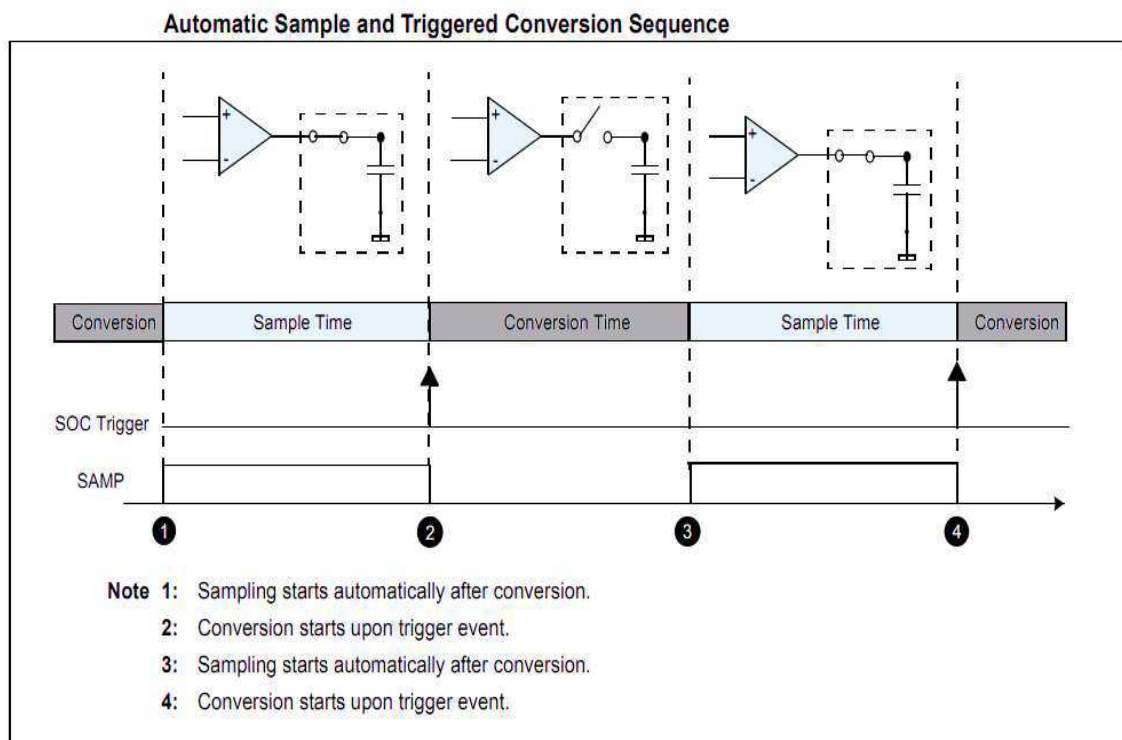


FIGURE III.17 – Mode synchronisé [15]

Nous avons sélectionné l'horloge système F_{cy} comme l'horloge de la conversion analogique/numérique de l'*ADC*, donc la période nécessaire pour la conversion analogique/numérique T_{ADC} est calculée comme suit [15] :

$$T_{ADC} = T_{SAM} + (M * T_{CONV}) \quad (III.17)$$

Avec :

M : représente le nombre de canaux échantillonné pour notre cas $M = 1$.

T_{conv} : représente la période de conversion qui est déterminée comme suit [15] :

$$T_{CONV} = 12 * T_{AD} \quad (III.18)$$

T_{SAM} : représente la période d'échantillonnage qui est déterminée comme suit [15] :

$$T_{SAM} = SAMC * T_{AD} \quad (III.19)$$

Avec :

$SAMC$: C'est un bit dans le registre $AD1CON3$. [15]

T_{AD} : C'est la période du cycle de conversion analogique / numérique qui doit être supérieur ou égale à $104 ns$ [17] (d'après le datasheet) pour avoir une bonne conversion analogique / numérique. Pour notre cas, nous avons choisi $T_{AD}=150 ns$ qui est déterminée comme suit :

$$T_{AD} = T_{CY} * (ADCS + 1) = 150ns \quad (III.20)$$

Afin d'obtenir $T_{AD} = 150 ns$ il faut configurer le bit $ADCS = 2$

$$T_{AD} = \frac{(2 + 1)}{20 * 10^6} = 150ns \quad (III.21)$$

Enfin, nous avons choisi la période de conversion analogique / numérique $T_{ADC} = 4 \mu s$. C'est une valeur nettement supérieure à la période minimale imposée par le constructeur ($13 * T_{AD} = 13 * 104ns = 1.352\mu s$) et qui est aussi nettement inférieure à la période d' ISR ($F_{ISR} = 125\mu s$) pour que la valeur numérique résultant du processus de conversion doit être prête et stockée dans le buffer avant le lancement d'une nouvelle ISR et ceci afin d'éviter la perte d'informations.

Afin d'obtenir $T_{ADC} = 4\mu s$ il faut configurer le bit $SAMC = 15$

$$T_{ADC} = 1 * (12 * 150) + (15 * 150) = 4.05\mu s \simeq 4\mu s \quad (III.22)$$

On a configuré l' ADC dans notre programme comme suit :

```

//Configuration de l'ADC
void InitADC()
{
    AD1CON1bits.FORM = 0; // Forme des resultats de conversion Entier non signe
                          //(0 à 1023)
    AD1CON1bits.SSRC = 3; // Fin de l'échantillonnage et le début de la conversion
                          //déclenche par le PWM " PWM start conversion"
    AD1CON1bits.ASAM = 1; // Echantillonnage automatique commençant immédiatement
                          //après la dernière conversion
    AD1CON1bits.AD12B = 0; // Conversion sur 10 bits (ADC_10bits)
                          //
    AD1CON1bits.SIMSAM = 0; // Mode d'échantillonnage simultané de l'entrée
                          //analogique: AN0 (Fnum)

    AD1CON2bits.CHPS = 0; // Canaux sélectionnes CH0
    AD1CON2bits.CSCNA = 1; // Scan entrée pour CH0+ pendant l'échantillon A bit
    AD1CON2bits.BUFG = 0; // commence toujours à remplir le tampon à l'adresse 0x0

    AD1CON3bits.ADRC = 0; // Horloge de système est sélectionné pour être l'horloge
                          //de conversion ADC

    AD1CON3bits.SAMC = 15; // temps d'échantillonnage Tsam=15 Tad
    AD1CON3bits.ADCS = 2; // Temps de conversion: Tc=12*Tad = 1.8 us tel que:
                          // 12Tad égales: 10Tad pour Conversion de 10 bits
                          // + 01Tad pour bit de depart + 01Tad pour le bit
                          // de fin de conversion.
                          // Le Tad doit être au moins 104 ns. On a choisi
                          // une valeur standard de '150' ns.
                          // Tad= Tcy*(ADCS+1)=150'ns avec Tcy=1/20MHZ et ADCS=2.

    // AD1CHS0: Registre de sélection d'entrée A / D
    AD1CHS0bits.CH0SA = 0; // Sélection de l'entrée analogique AN0 sur le CH0 pour Fnum
    AD1CHS0bits.CH0NA = 0; // Selection de la referenceVref- (masse)

    // AD1PCFGL: Registre de configuration de port
    AD1PCFGL = 0xFFFF; // Définir AN0 comme E.analogique (fréquence de référence)
    AD1CSSLbits.CSS0 = 1; // Scan AN0

    IFS0bits.AD1IF = 0; // Reset du flag d'interruption lie à l'ADC
    IEC0bits.AD1IE = 0; // Désactiver l'interruption liee a l'ADC
    AD1CON1bits.ADON = 1; // Lancement du convertisseur ADC
}

```

FIGURE III.18 – Configuration de l'ADC

-PWM du dsPIC33F

Le module *PWM* du *dsPIC* est utilisé pour générer des signaux de commande que nous avons utilisés pour actionner le circuit de pilotage (*IR2110*). L'explication en détail est donné dans le chapitre 2 (principe de la génération de signaux *PWM*) et les calculs des valeurs de chaque registre du module *PWM*.

Le code de configuration pour la génération des signaux *PWM* est comme suit :

```

void InitMCPWM()
{
    PTPER = HalfDUTY; // set the pwm period register, ne pas oublier la double précision
    PDC1=HalfDUTY; PDC2=HalfDUTY; PDC3=HalfDUTY; // init sans rien, apres une regul ça change

    PWMCON1bits.PEN1H=1 ;// PWM 1 high ON
    PWMCON1bits.PEN2H=1 ; // PWM 2 high ON
    PWMCON1bits.PEN3H=1 ; // PWM 3 high ON
    PWMCON1bits.PEN1L=0 ;// PWM 1 low OFF
    PWMCON1bits.PEN2L=0 ;// PWM 2 low OFF
    PWMCON1bits.PEN3L=0 ;// PWM 3 low OFF

    OVDCON = 0xFFFF; // Cmde MLI, no effect of OVDCON
    SEVTCMP = PTPER; // set ADC to trigger at ...
    PWMCON2 = 0x0000; // 1 PWM values
    PTCON = 0x8002; // start PWM symetrique
}

```

FIGURE III.19 – Configuration de la *PWM*

III.2.3-b Schéma du câblage du *dsPIC33FJ128MC802*

Comme nous l'avons mentionné précédemment, cette partie repose sur un microcontrôleur, qui fonctionne sous une tension de 3.3 V obtenue grâce à un bornier d'alimentation *B1*.

Il contient une entrée analogique représentée par la fréquence de référence qui est injectée dans l'unité de contrôle par un potentiomètre connecté à l'entrée analogique *AN0*. En outre, il contient une autre entrée numérique représentée par *KEYENTER_STAR*, qui est un bouton de poussoir *BP2* connecté à l'entrée numérique *RB5*, et le but de l'utilisation de cette entrée est de donner un ordre pour démarrer la *PWM*. En plus de ça, il existe une autre entrée numérique représentée par *M-T*, qui exprime le fonctionnement de l'onduleur, soit en monophasé soit en triphasé, et est représentée par le commutateur *SW1* connecté à l'entrée numérique *RB7*.

Ce contrôleur contient également des sorties telles que *LED_B (D2)* connectées à la sortie *RB4* qui indiquent à l'utilisateur lors de son allumage que la *PWM* fonctionne.

Nous obtenons également du contrôleur 3 sorties *PWM* connectées avec l'*IR2110* via le bornier *B2*. De plus, nous avons connecté un afficheur *LCD* au contrôleur afin d'afficher certaines informations sur un écran, nous avons donc utilisé les broches 6 – 17 – 18 – 22 – 24 – 26 du microcontrôleur pour connecter l'afficheur *LCD* via un bornier *J1*.

Nous avons utilisé *LED_A (D1)* qui indique son allumage et que la source d'alimentation est disponible.

Pour pouvoir utiliser le *dsPIC33FJ128MC802* il est nécessaire d'ajouter un certain nombre de composants externes comme le montre la figure suivante (III.15) :

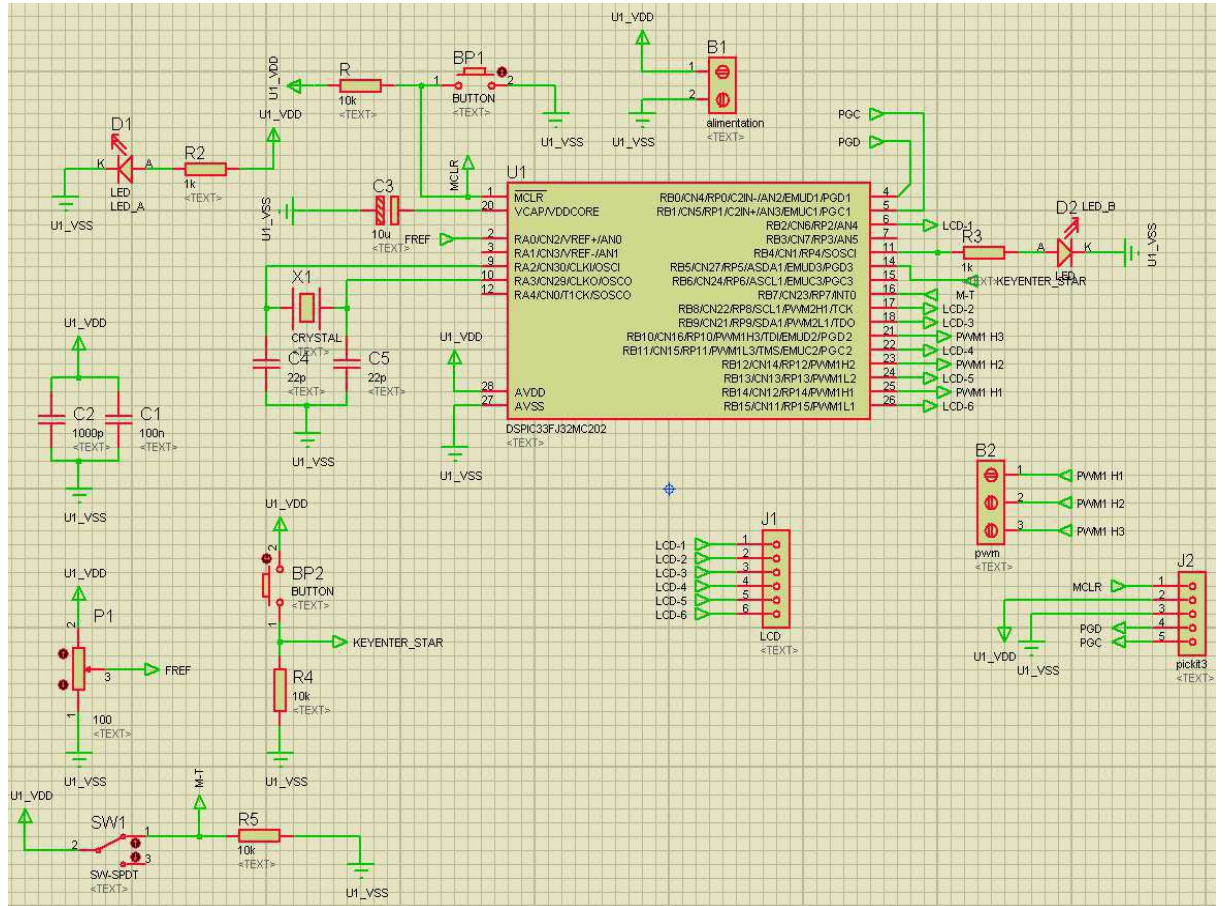
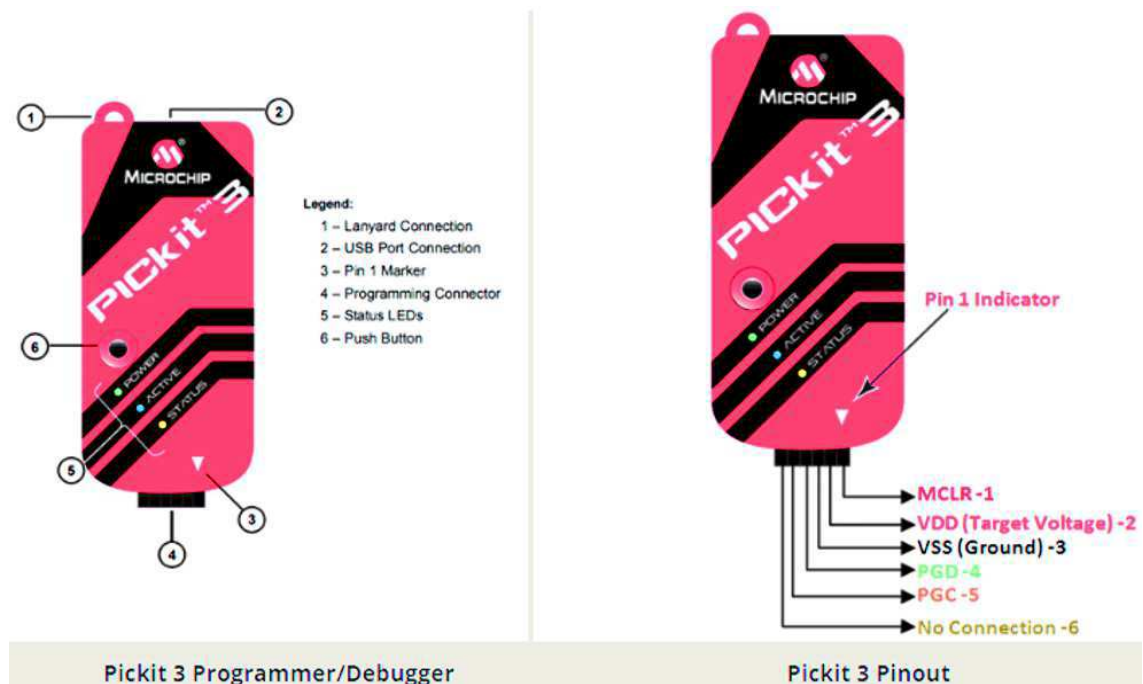


FIGURE III.20 – Schéma électrique du circuit de commande

J2 : C'est un connecteur qui est utilisé pour relier le *dsPIC33F* à l'ordinateur. On a utilisé un *PICKIT3* qui est un programmeur officiel "cum Debugger" de Microchip Technologies pour les microcontrôleurs.

Il peut être utilisé avec *MPLAB X IDE* fonctionnant sur la plate-forme Windows pour programmer ou déboguer des microcontrôleurs qui prennent en charge *ICSP* (Programmation série en circuit). Cela signifie que le *PIC* peut être programmé avec seulement 2 fils (2 broches) *PGD* et *PGC* à l'exclusion des broches d'alimentation.

FIGURE III.21 – *PICkit3* [9]

Caractéristiques de *PICkit3* [9]

- Utilisé pour programmer et déboguer les microcontrôleurs.
- Interface facile avec le *PC* via un câble *USB*.
- Prend en charge les pilotes standard Windows.
- Possède une fonction programmeur où vous pouvez programmer sans *PC*.
- Moniteur de surtension et de court - circuit intégré.
- LED de diagnostic embarquées.
- Prend en charge toutes les dernières versions de *PIC* et *IDE*.

B1 : C'est un connecteur qui est relié à une alimentation externe, généralement de 3.3 V à 3.6 V.

MCLR : son pin sert à la programmation et à la mise en marche du *dsPIC*.

La broche *MCLR*, lorsqu'elle est activée, maintiendra l'appareil en mode de réinitialisation tant que la broche est tirée vers le bas. Pendant le fonctionnement normal, il doit être tiré vers le haut, généralement à travers une résistance à V_{dd} . Un petit condensateur peut être connecté de la broche *MCLR* à la terre pour maintenir l'ap-

pareil en mode de réinitialisation plus longtemps lorsqu'il est tiré vers le bas par un signal court. Un interrupteur momentané normalement ouvert peut également être ajouté du *MCLR* à la terre pour offrir un moyen manuel de réinitialiser l'appareil. La résistance *R* agit comme une résistance de tirage vers le haut pour tirer la broche *MCLR* vers le haut car cette broche est active au niveau bas. Une fois que la logique de bas niveau est donnée à cette broche, le *dsPIC* se réinitialise. Il est donc tiré vers le haut pour éviter toute réinitialisation involontaire.

L'objectif de connecter les résistances *R*, *R5* avec le bouton poussoir *BP2* et le commutateur *SW1* :

En règle générale, vous connectez un terminal de votre bouton - poussoir à une broche de votre *dsPIC* et l'autre à une source de tension. Cette configuration active la tension source vers les broches du *dsPIC* lorsque le bouton est enfoncé. Mais que se passe-t-il lorsque le bouton n'est pas enfoncé? Quelle tension atteint la broche du *dsPIC*?

Pas de tension de terre malheureusement. Vous obtenez un scénario appelé une broche flottante : la broche du *dsPIC* n'est ni mise à la terre ni ne reçoit une tension précise d'une source externe. Pour cette raison, la valeur qu'il capte n'est plus fiable et capte l'électricité statique de l'air ambiant.

Pour nous assurer que la broche obtient une tension stable, nous utilisons une résistance pull down. Cela garantit qu'en l'absence de source de tension, la broche est mise à la terre.

L'objectif de connecter les résistances *R2*, *R3* avec les LEDs *D1*, *D2* :

La résistance sert à réguler le courant qui circule dans la LED. Elle se met en série avec la LED.

La valeur de la résistance se calcule par rapport aux caractéristiques de la LED.

osc1 / *osc2* : Ces pins sont les entrées du quartz. Ce dernier est utilisé pour générer le signal d'horloge. Il est aussi conseillé dans le cas d'utilisation des pins *osc1* et *osc2* d'ajouter généralement deux condensateurs de 15 à 22 *pF* pour que le quartz oscille convenablement. Donc il faut bien choisir ces deux condensateurs pour que la fréquence d'oscillation ne diminue jamais et reste stable.

VCAP : son pin est relié à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur *C3* de 10 μ *F* (l'idéal est un condensateur de type Tantalum polarisé), car sans ce condensateur on ne peut pas programmer le *dsPIC*. Ce condensateur est utilisé pour stabiliser la tension de sortie du régulateur de tension [17].

L'objectif de connecter les condensateurs *C1*, *C2* avec les broches V_{dd} , V_{ss} :

Il est recommandé lorsque l'on implante un microcontrôleur de placer un condensa-

teur en parallèle au plus près de ses broches d'alimentation.

Ces condensateurs empêchent les fortes variations de courant de remonter les lignes d'alimentation et d'aller perturber d'autres circuits. Ils agissent comme un petit réservoir d'énergie. [43]

Généralement, ce type de condensateur n'est pas seul. Ils sont au moins deux.

Les broches A_{VDD} et A_{VSS} sont alimenter généralement lorsqu'on utilise le convertisseur analogique - numérique pour indiquer la valeur minimale et maximale du signal analogique étudier. Selon les applications les broches A_{VDD} et A_{VSS} peuvent être alimentation par la même tension du *dsPIC* 3.3 V.

PGD/PGC : Qui sont les broches de programmation ou de communication en cas où il est en mode Debugger.

Le circuit de commande conçu avec *PROTEUS* se trouve à l'annexe C.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé tous les composants nécessaires pour réaliser un variateur de vitesse, grâce à ces composants, nous avons conçu la structure du banc d'essai, nous avons donc conçu deux cartes expérimentales pour le circuit de commande et le circuit de pilotage à l'aide du logiciel *PROTEUS*. Nous avons également choisi un système de refroidissement pour réduire la chaleur dispersée par les *IGBT*.

De plus, nous avons fourni une explication détaillée des périphériques du *dsPIC33F*, et nous avons calculé les différents paramètres nécessaires pour configurer les périphériques du microcontrôleur, nous avons donc mis en place un programme basé sur la commande scalaire pour contrôler notre variateur de vitesse.

Malheureusement, nous n'avons pas pu effectuer de tests sur notre produit en raison du manque de fabricant de circuits imprimés dédié, et les laboratoires universitaires ont été fermés, tout cela à cause de l'épidémie du Corona-virus (*COVID-19*) dans le monde.

Conclusion générale

Le but de ce travail présenté dans ce projet de fin d'étude est la conception et la réalisation d'un variateur de vitesse basé sur la commande scalaire.

Dans ce travail, une description complète de la procédure suivie pour concevoir notre produit a été développée, nous avons présenté une étude théorique, une simulation et la conception de la structure de notre produit, nous avons structuré notre mémoire en trois chapitres comme suivante :

Dans le premier chapitre, nous avons parlé d'un aperçu de l'histoire des variateurs de vitesse, en indiquant les différentes méthodes utilisées pour changer la vitesse d'un moteur et leur évolution d'une génération à l'autre. De plus, nous avons parlé des différentes structures qu'un variateur de vitesse peut contenir.

Des approches théoriques de l'onduleur monophasé et triphasé ainsi que de la stratégie de la commande scalaire ont été discutées.

Nous avons également présenté certaines des réalisations que certaines personnes ont réalisées dans le même contexte que notre sujet, mais de manière différente.

Dans le deuxième chapitre nous avons identifié le cahier des charges de notre variateur de vitesse, en mentionnant les meilleures options qui ont été choisies en ce qui concerne la modulation, la fréquence de commutation et la topologie, et nous avons expliqué en détail les deux méthodes de commande pour chaque onduleur (monophasé et triphasé), puis nous avons fait une simulation globale par logiciel *MATLAB* pour montrer les différents calculs internes effectués sur notre microcontrôleur, en plus nous avons fait plusieurs tests sur un moteur asynchrone avec des fréquences différentes, et nous avons également discuté des résultats obtenus à partir de la simulation.

Dans le troisième chapitre, nous avons parlé de l'aspect design, nous avons choisi les composants nécessaires à la conception de chaque pièce de notre produit, et nous avons justifié les éléments placés dans la conception et leur valeur.

Nous avons fourni une analyse de microcontrôleur que nous avons utilisé, et sur la configuration de ses périphériques.

Nous avons également fourni une explication du fonctionnement du circuit de pilotage et du circuit de commande, en expliquant comment connecter chacun d'eux.

Finalement, Nous avons fait une réalisation par typon de côté piste et de côté com-

posant, en utilisant le logiciel *PROTEUS(ISIS/ARES)*.

Mais malheureusement, nous n'avons pas pu effectuer de tests réels sur notre produit en raison du manque de fabricant de circuits imprimés dédié, et les laboratoires universitaires ont été fermés, tout cela à cause de l'épidémie du virus Corona (*COVID – 19*) dans le monde.

Nous pouvons améliorer (comme perspectives) notre conception en ajoutant :

- Une interface en «python» pour visualiser différentes grandeurs (vitesse, courant,...). Ces grandeurs représentent les données transmises par notre carte de commande via un module Bluetooth tel que le HC-05 qui communique avec le microcontrôleur via le bus série UART. En introduisant un slider pour varier la fréquence. Comme ça, l'étudiant pourra apprécier et verra les avantages des systèmes pilotés par interface homme machine.
- Une régulation peut être ajoutée à notre système et développée en boucle fermée qui peut être utilisée comme dispositif de commande d'une moto électrique.

Bibliographie

- [1] https://pmb.univ-saida.dz/butecopac/doc_num.php?explnum_id=265.
- [2] Mruttanjaya ASPALLI : Design and development of micro controller based controller for three phase induction motor. 2014.
- [3] Lotfi BAGHLI : *TP N 06 "Génération d'une commande V/f"*. http://-baghli.com/dl/dspic/archi_cmde/TP_EC_713_EC741_uP_uC.pdf, 08/10/2017.
- [4] Lotfi BAGHLI : *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. les Éditions du Net, 2015.
- [5] J BARGMEYER, M BURGHARDT, N HANIGOVSKI, ML HANSEN, A HILDEBRAND JENSEN, J WAHL JENSEN, H SEEKJAR, AM TATARU-KJAR, F ZARE, T JANSEN *et al.* : Facts worth knowing about frequency converters. *Danfoss, December, 2014*.
- [6] Elisa BRACO SOLA : Design and simulation of a single-phase inverter with digital pwm. 2016.
- [7] Michael E BRUMBACH et Jeffrey A CLADE : *Electronic variable speed drives*. Cengage Learning, 2017.
- [8] Ameya D CHAUDHARY et MR BACHAWAD : Implementation of ac induction motor control using constant v/hz principle and sine wave pwm technique with tms320f28027.
- [9] COMPONENTS : *Pickit 3 Programmer/Debugger*. <https://components101.com/misc/pickit3-programmer-debugger-pinout-connections-datasheet>.
- [10] M CORREVEON : *Electronique de puissance, chapitre 8 : Les semiconducteurs de puissance troisième partie : L'igbt*. Disponible sur : <http://www.iai.heigvd.ch/fr-ch/Accueil/Pages/Accueil.aspx>.
- [11] Université de TOULOUSE : Moteur \tilde{A} vitesse variable schrage, s.d. <http://expositions-virtuelles.univ-toulouse.fr/expos/retour-vers-le-futur/faire-passer-le-courant-genie-electrique/moteur-vitesse-variable-schrage>.
- [12] Industry DIRECT : Variateur de vitesse horizontal, <https://www.directindustry.fr/prod/motive/product-14726-1325443.html>.
- [13] DISSIPATEURS : *Dissipation Protection Connexion Datasheet, fischer elektronik*. inc edition, 2013.
- [14] Euzeli DOS SANTOS et Edison R DA SILVA : *Advanced Power Electronics Converters : PWM Converters Processing AC Voltages*. John Wiley & Sons, 2014.

- [15] DS70183D : *Section 39. Analog-to Digital Converter (ADC), microchip technology.* inc edition, 2007-2012.
- [16] DS70216D : *Section 39. Oscillator (Part III), microchip technology.* inc edition.
- [17] DS70291G : *dsPIC33FJ128MC802 Datasheet, microchip technology.* inc edition, 2007-2012.
- [18] ELECTROTOILE : Démarreur et variateur de vitesse. <https://electrotoile.eu/demarreur-variateur-vitesse.php>.
- [19] ELPROCUS : What is schrage motor : Circuit diagram, advantages its applications, s.d. <https://www.elprocus.com/what-is-schrage-motor-circuit-diagram-advantages-its-applications/>.
- [20] energie PLUS : Variateurs de vitesse, 25 septembre 2007. <https://energieplus-lesite.be/techniques/ascenseurs7/variateurs-de-vitesse/>.
- [21] FARNELL : Sk 92/150 sa. <https://fr.farnell.com/fischer-elektronik/sk-92-150-sa/dissipateur-thermique-150mm-1/dp/4621591>, s.d.
- [22] FARNELL : Sk 92/50 sa. <https://fr.farnell.com/fischer-elektronik/sk-92-50-sa/dissipateur-thermique-50mm-1-9c/dp/4621566>, s.d.
- [23] Talk Electrician FORUM : *Schrage Motors.* <https://talk.electricianforum.co.uk/knowledgebase/electric-motors-and-generators/schrage-motors/schrage-motors-r53/>, 2016.
- [24] GOZUK : Variable frequency drive history, s.d. <http://www.vfds.in/variable-frequency-drive-history-283991.html>.
- [25] Naki GULER : *Park to Clarke Angle Transform, Chaine YouTube.* YouTube. https://www.youtube.com/watch?v=3R_s6ejl8dkt.
- [26] IDEMDITO : Ward leonard, s.d. <http://server.idemdito.org/electro/marine/ward-leonard.htm?fbclid=IwAR2dI5S9MXYiyDsMsmvZpuHfLB7dYHLdEr744vS8srob2g8B-EWOv7PAVr8>.
- [27] Hidri IMED : D'électronique de puissance.
- [28] INFINEON : <https://plex.infineon.com/plexim/igbtboost.html?parts=irg4ph20kd>.
- [29] Texas INSTRUMENTS : Implementation of a speed field orientated control of three phase ac induction motor using tms320f240. *BPRA076*, 4:40–46, 1998.
- [30] IODUREVIDEOS : Onduleur mli sinusoïdal monophasé, 08 mai 2014. <https://sites.google.com/site/iodurevideos/electronique/onduleur>.
- [31] IR2110 : *IR2110 Datasheet, International Rectifier.* inc edition, s.d.
- [32] IRG4PH20KD : *IRG4PH20KD Datasheet, International Rectifier.* inc edition, s.d.
- [33] Gábor KOHLRUSZ et Dénes FODOR : Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors. *Hungarian Journal of Industry and Chemistry*, 39(2):265–270, 2011.
- [34] Edward C LEE : Review of variable speed drive technology. *In Wire World Internet, Brantford, Ontario, Canada. Available at : http://www.wireworld.com/seminar/drives/. Accessed*, volume 3, 2003.
- [35] Yves MAMIN : *Moteur Schrage.* <https://www.youtube.com/watch?v=DDwQ5ihafo>, 7/02/2020.
- [36] MATHWORK : Park to clarke angle transform. sd.

-
- [37] S.M MELIANI : *Cours electronique de puissance [Pdf]*. 2018.
- [38] Avinash MISHRA, Swaraj SAVE et Rohit SEN : Space vector pulse width modulation. 2014.
- [39] ORANGE : <https://f5zv.pagesperso-orange.fr/radio/rm/rm23/rm23b/rm23b08.html>.
- [40] ABATI PATRICK : Le driver de mosfet et d' igtb ir2113 : <https://site-lec.org/cours/abati/ir2113.htm>, 07-09-2001.
- [41] Clarence A Phipps : *Variable speed drive fundamentals*. The Fairmont Press, Inc., 1999.
- [42] process industry INFORMER : The history of variable speed drives, 15/12/2015. <https://www.processindustryinformer.com/variable-speed-drives-history>.
- [43] RITONDUINO : <https://riton-duino.blogspot.com/2019/07/lutilisation-des-condensateurs.html>.
- [44] Guy SÉGUIER, Philippe DELARUE et Francis LABRIQUE : *Electronique de puissance-10e éd. : Structures, commandes, applications*. Dunod, 2015.
- [45] TAHMID : Using the high-low side driver ir2110 - explanation and plenty of example circuits. <https://tahmidmc.blogspot.com/2013/01/using-high-low-side-driver-ir2110-with.html>, 2013,.Janvier.

Annexe A : Schéma bloc du variateur de vitesse

Schéma bloc du variateur de vitesse

Circuit de commande

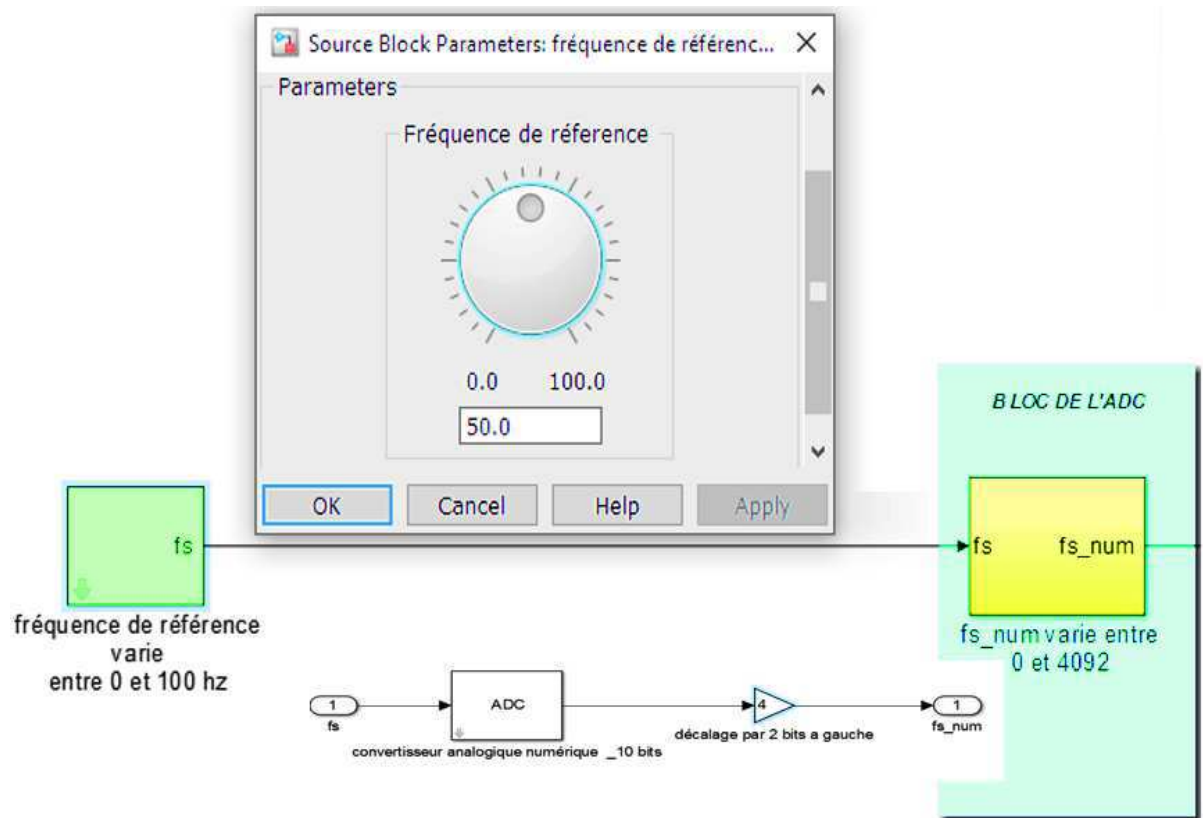


FIGURE 22 – Fréquence d'entrée/Bloc ADC

Bloc d'ISR

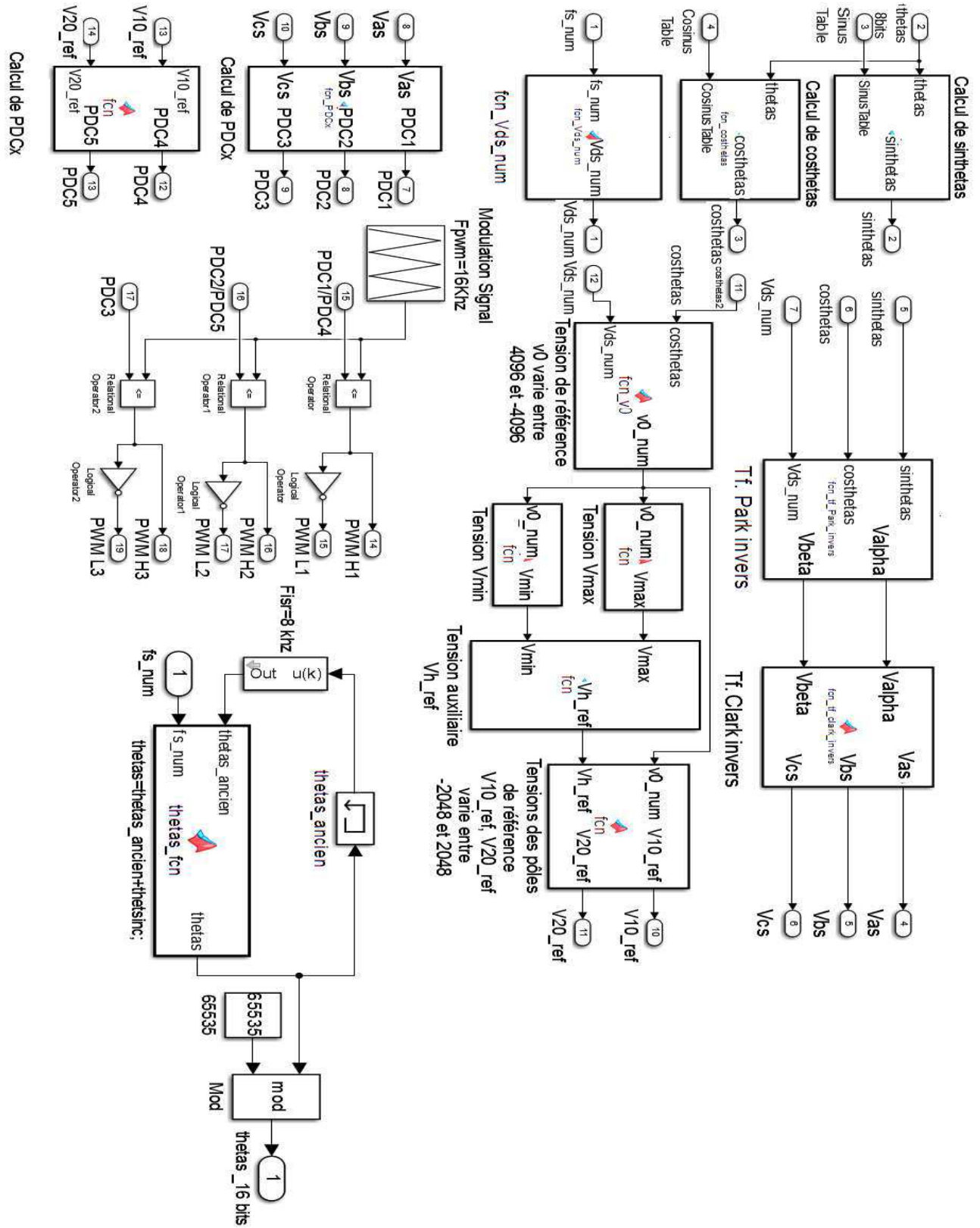


FIGURE 23 – Diverses opérations exécutées en ISR

Circuit de puissance

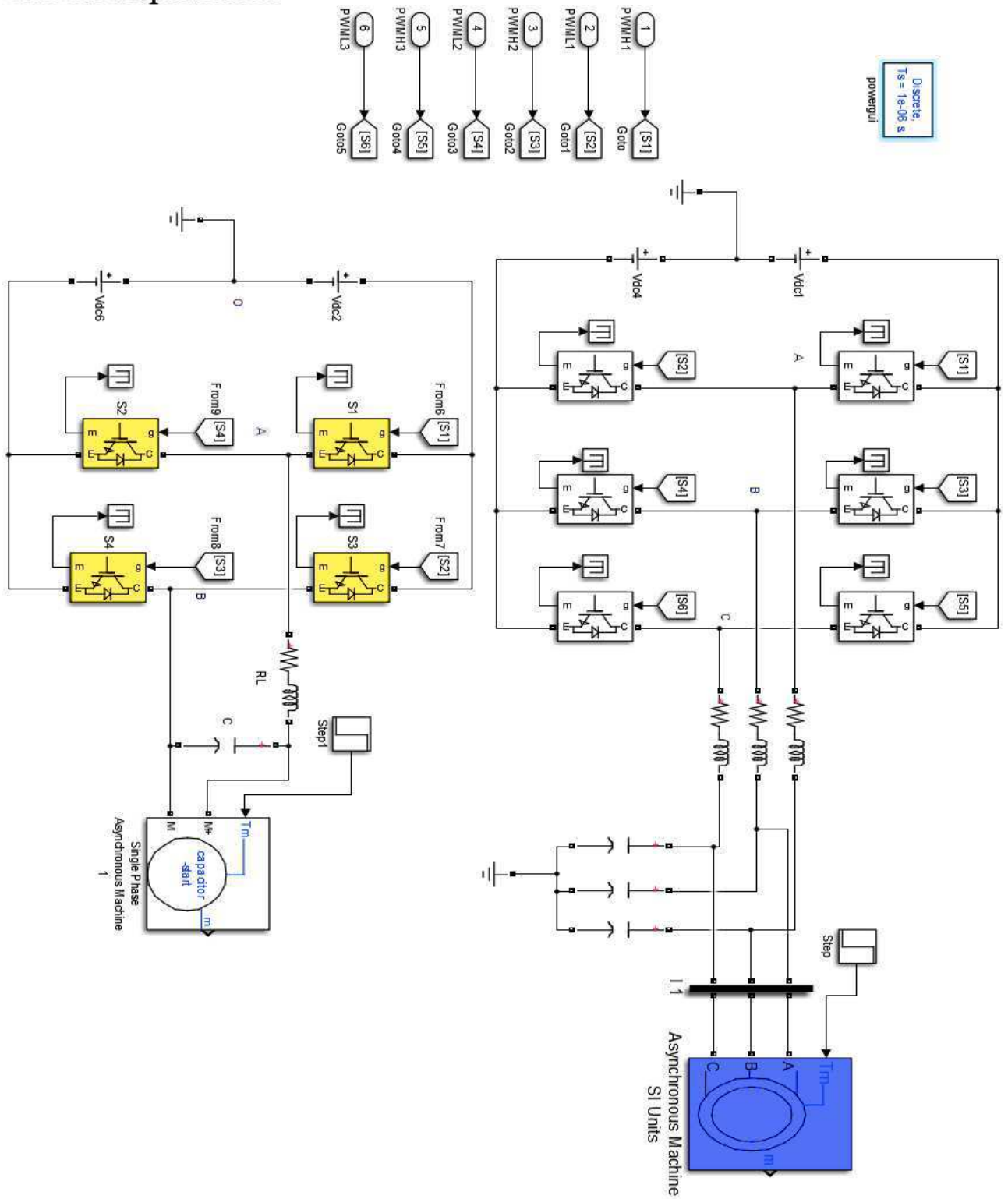


FIGURE 24 – Onduleur triphasé/monophasé avec filtre

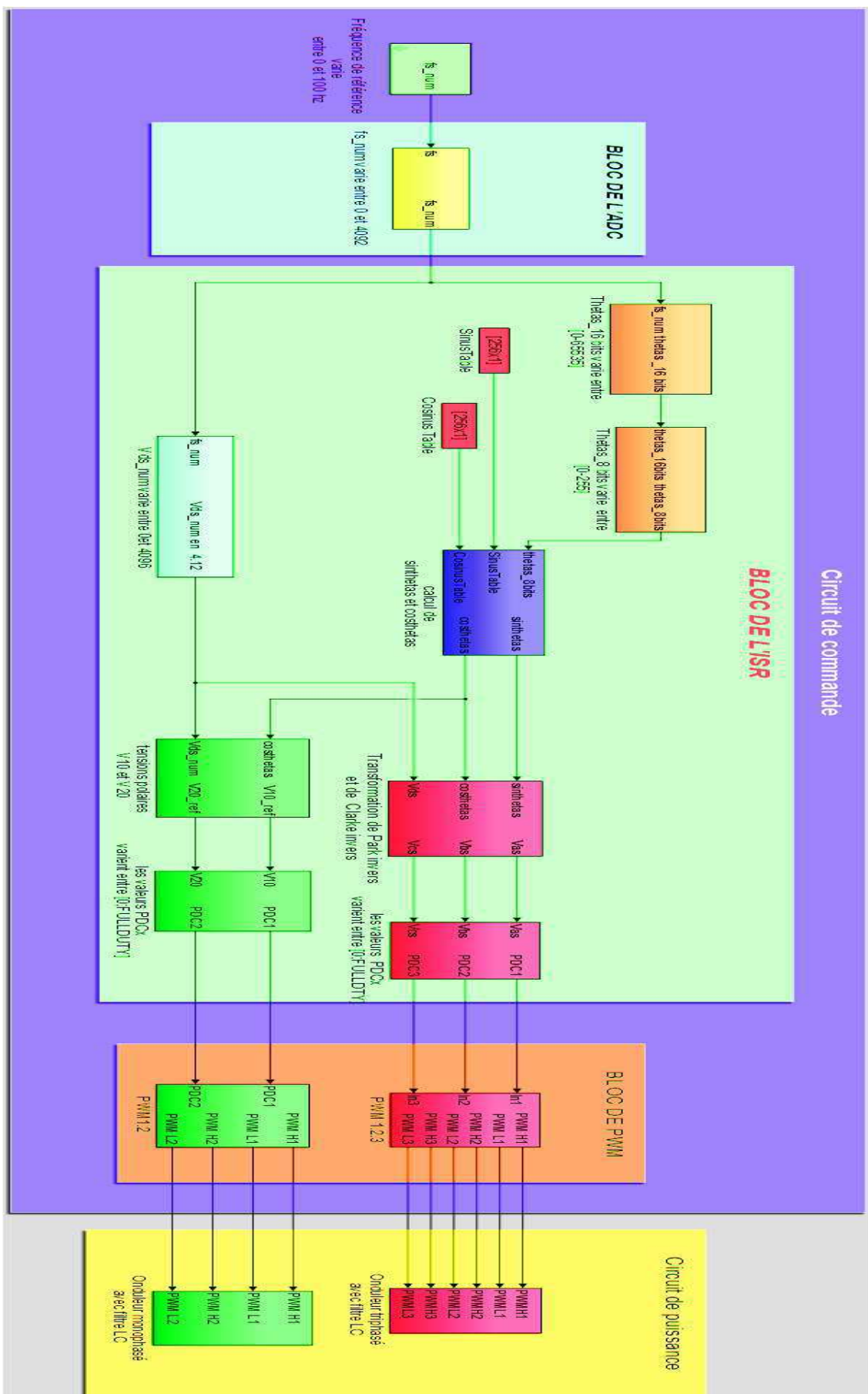


FIGURE 25 – Schéma bloc du variateur de vitesse

Annexe B : Composant et caractéristique

Datasheet IGBT(IRG4PH20KD)

International
IR Rectifier

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

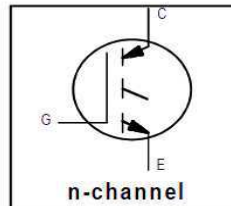
PD -91776

IRG4PH20K

Short Circuit Rated
UltraFast IGBT

Features

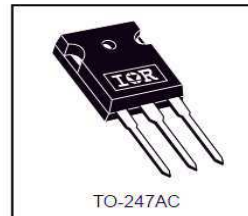
- High short circuit rating optimized for motor control, $t_{sc} = 10\mu s$, $V_{CC} = 720V$, $T_J = 125^\circ C$, $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high switching speed
- Latest generation design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations



$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(on) typ.} = 3.17V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 5.0A$

Benefits

- As a Freewheeling Diode we recommend our HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery diodes for minimum EMI / Noise and switching losses in the Diode and IGBT
- Latest generation 4 IGBT's offer highest power density motor controls possible



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	11	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	5.0	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	22	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	22	
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	μs
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	130	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	60	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	24	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	2.1	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	40	
Wt	Weight	6 (0.21)	—	g (oz)

www.irf.com

IRG4PH20K

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ④	18	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	1.13	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 2.5mA$
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	3.17	4.3	V	$I_C = 5.0A, V_{GE} = 15V$ See Fig.2, 5
		—	4.04	—		
		—	2.84	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.5	—	6.5		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-10	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 1mA$
g_{fe}	Forward Transconductance ⑤	2.3	3.5	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 5.0A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	1000		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	28	43	nC	$I_C = 5.0A$ $V_{CC} = 400V$ See Fig.8 $V_{GE} = 15V$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	4.4	6.6		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	12	18		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	23	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 5.0A, V_{CC} = 960V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 50\Omega$
t_r	Rise Time	—	26	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	93	140		
t_f	Fall Time	—	270	400		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	0.45	—	mJ	Energy losses include "tail" See Fig. 9,10,14
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	0.44	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	0.89	1.2		
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	—	—	μs	$V_{CC} = 720V, T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V, R_G = 50\Omega$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	23	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C},$ $I_C = 5.0A, V_{CC} = 960$ $V_{GE} = 15V, R_G = 50\Omega$ Energy losses include "tail" See Fig. 10,11,14
t_r	Rise Time	—	28	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	100	—		
t_f	Fall Time	—	620	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	1.7	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	435	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ See Fig. 7 $f = 1.0MHz$
C_{oes}	Output Capacitance	—	44	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	8.3	—		

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 13b)
- ② $V_{CC} = 80\%(V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 10\mu H, R_G = 50\Omega,$ (See fig. 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ⑤ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

Datasheet Driver (IR2110)

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60147 rev.V

IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

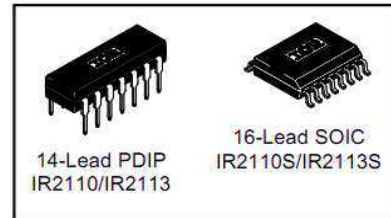
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

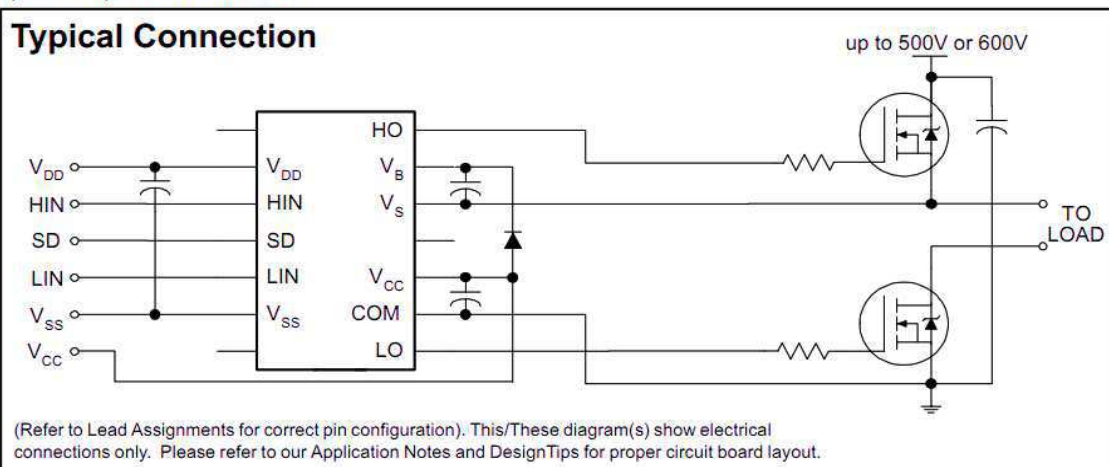
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	— —	— —	10 20		

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

Datasheet dsPIC33FJ128MC802



dsPIC33FJ32MC302/304, dsPIC33FJ64MCX02/X04 and dsPIC33FJ128MCX02/X04

16-bit Digital Signal Controllers (up to 128 KB Flash and 16K SRAM) with Motor Control PWM and Advanced Analog

Operating Conditions

- 3.0V to 3.6V, -40°C to +150°C, DC to 20 MIPS
- 3.0V to 3.6V, -40°C to +125°C, DC to 40 MIPS

Clock Management

- 2% internal oscillator
- Programmable PLL and oscillator clock sources
- Fail-Safe Clock Monitor (FSCM)
- Independent Watchdog Timer
- Low-power management modes
- Fast wake-up and start-up

Core Performance

- Up to 40 MIPS 16-bit dsPIC33F CPU
- Two 40 bit wide accumulators
- Single-cycle (MAC/MPY) with dual data fetch
- Single-cycle MUL plus hardware divide

Motor Control PWM

- Up to four PWM generators with eight outputs
- Dead Time for rising and falling edges
- 25 ns PWM resolution
- PWM support for Motor Control: BLDC, PMSM, ACIM, and SRM
- Programmable Fault inputs
- Flexible trigger for ADC conversions and configurations

Advanced Analog Features

- 10/12-bit ADC with 1.1MSPS/500 kSPS conversion rate:
 - Up to nine ADC input channels and four S&H
 - Flexible/Independent trigger sources
- 150 ns Comparators:
 - Up to two Analog Comparator modules
 - 4-bit DAC with two ranges for Analog Comparators

Input/Output

- Software remappable pin functions
- 5V-tolerant pins
- Selectable open drain and internal pull-ups
- Up to 5 mA overvoltage clamp current/pin
- Multiple external interrupts

Packages

Type	SPDIP (300 ml)	SOIC	QFN-S	QFN	TQFP
Pin Count	28	28	28	44	44
I/O Pins	21	21	21	35	35
Contact Lead/Pitch	.100"	1.27	0.65	0.65	0.80
Dimensions	285x 135x1.365*	7.50x2.05x17.9	6x6x0.9	8x8x0.9	10x10x1

Note: All dimensions are in millimeters (mm) unless specified.

System Peripherals

- Cyclic Redundancy Check (CRC) module
- 16-bit dual channel 100 kSPS Audio DAC
- Up to five 16-bit and up to two 32-bit Timers/Counters
- Up to four Input Capture (IC) modules
- Up to four Output Compare (OC) modules
- Up to two Quadrature Encoder Interface (QEI) modules
- Real-Time Clock and Calendar (RTCC) module

Communication Interfaces

- Parallel Master Port (PMP)
- Two UART modules (10 Mbps)
 - Supports LIN 2.0 protocols
 - RS-232, RS-485, and IrDA® support
- Two 4-wire SPI modules (15 Mbps)
- Enhanced CAN (ECAN) module (1 Mbaud) with 2.0B support
- I²C module (100K, 400K and 1Mbaud) with SMBus support

Direct Memory Access (DMA)

- 8-channel hardware DMA with no CPU stalls or overhead
- UART, SPI, ADC, ECAN, IC, OC, INT0

Qualification and Class B Support

- AEC-Q100 REVG (Grade 0 -40°C to +150°C)
- Class B Safety Library, IEC 60730, VDE certified

Debugger Development Support

- In-circuit and in-application programming
- Two program breakpoints
- Trace and run-time watch

dsPIC33FJ32MC302/304, dsPIC33FJ64MCX02/X04 AND dsPIC33FJ128MCX02/X04

dsPIC33FJ32MC302/304, dsPIC33FJ64MCX02/X04 AND dsPIC33FJ128MCX02/X04 PRODUCT FAMILIES

The device names, pin counts, memory sizes, and peripheral availability of each device are listed in Table 1. The pages that follow show their pinout diagrams.

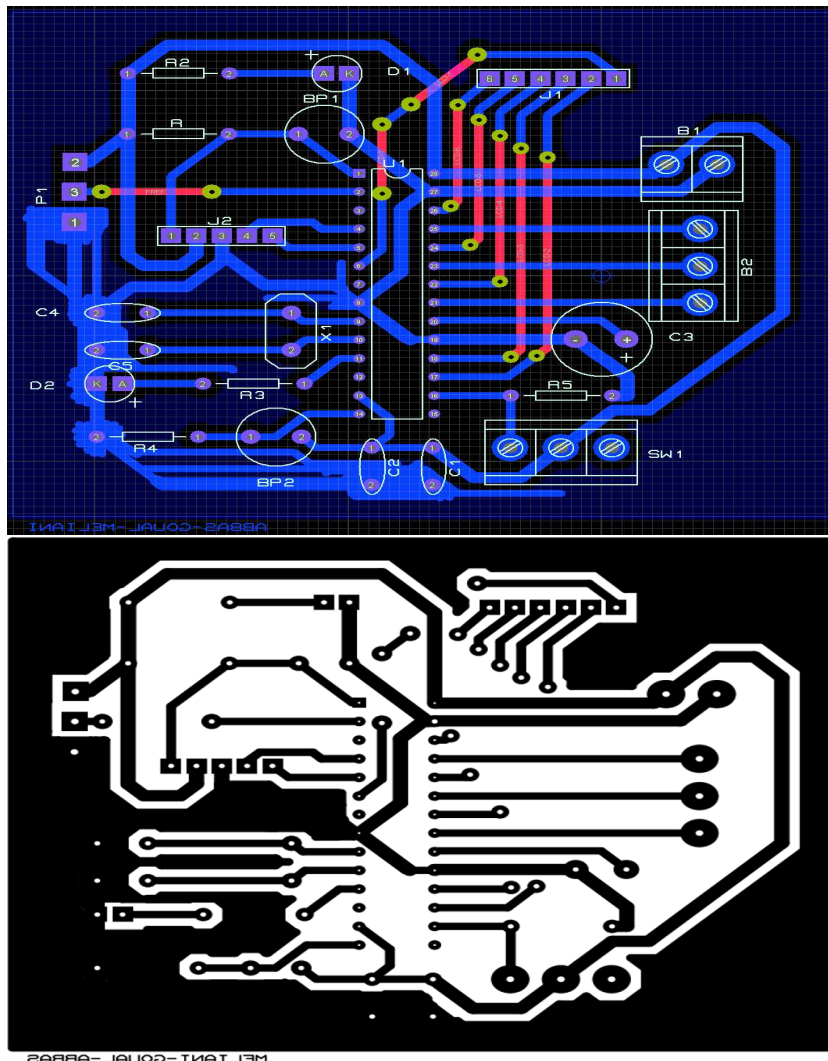
TABLE 1: dsPIC33FJ32MC302/304, dsPIC33FJ64MCX02/X04 AND dsPIC33FJ128MCX02/X04 CONTROLLER FAMILIES

Device	Pins	Program Flash Memory (Kbyte)	RAM (Kbyte) ⁽¹⁾		Remappable Peripheral										RTCC	I ² C™	CRC Generator	10-bit/12-bit ADC (Channels)	6-pin 16-bit DAC	Analog Comparator (2 Channels/Voltage Regulator)	8-bit Parallel Master Port (Address Lines)	I/O Pins	Packages
			Remappable Pins	16-bit Timer ⁽²⁾	Input Capture	Output Compare Standard PWM	Motor Control PWM (Channels) ⁽³⁾	Quadrature Encoder Interface	UART	SPI	ECAN™	External Interrupts ⁽⁴⁾											
dsPIC33FJ128MC804	44	128	16	26	5	4	4	6, 2	2	2	2	1	3	1	1	1	9	1	1/1	11	35	QFN TQFP	
dsPIC33FJ128MC802	28	128	16	16	5	4	4	6, 2	2	2	2	1	3	1	1	1	6	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S	
dsPIC33FJ128MC204	44	128	8	26	5	4	4	6, 2	2	2	2	0	3	1	1	1	9	0	1/1	11	35	QFN TQFP	
dsPIC33FJ128MC202	28	128	8	16	5	4	4	6, 2	2	2	2	0	3	1	1	1	6	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S	
dsPIC33FJ64MC804	44	64	16	26	5	4	4	6, 2	2	2	2	1	3	1	1	1	9	1	1/1	11	35	QFN TQFP	
dsPIC33FJ64MC802	28	64	16	16	5	4	4	6, 2	2	2	2	1	3	1	1	1	6	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S	
dsPIC33FJ64MC204	44	64	8	26	5	4	4	6, 2	2	2	2	0	3	1	1	1	9	0	1/1	11	35	QFN TQFP	
dsPIC33FJ64MC202	28	64	8	16	5	4	4	6, 2	2	2	2	0	3	1	1	1	6	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S	
dsPIC33FJ32MC304	44	32	4	26	5	4	4	6, 2	2	2	2	0	3	1	1	1	9	0	1/1	11	35	QFN TQFP	
dsPIC33FJ32MC302	28	32	4	16	5	4	4	6, 2	2	2	2	0	3	1	1	1	6	0	1/0	2	21	SPDIP SOIC QFN-S	

Note 1: RAM size is inclusive of 2 Kbytes of DMA RAM for all devices except dsPIC33FJ32MC302/304, which include 1 Kbyte of DMA RAM.
 2: Only four out of five timers are remappable.
 3: Only PWM fault pins are remappable.
 4: Only two out of three interrupts are remappable.

Annexe C : Circuits électroniques

Schéma «PCB/ARES» de câblage de circuit de commande/Typon coté piste



Vue en 3D du circuit de commande

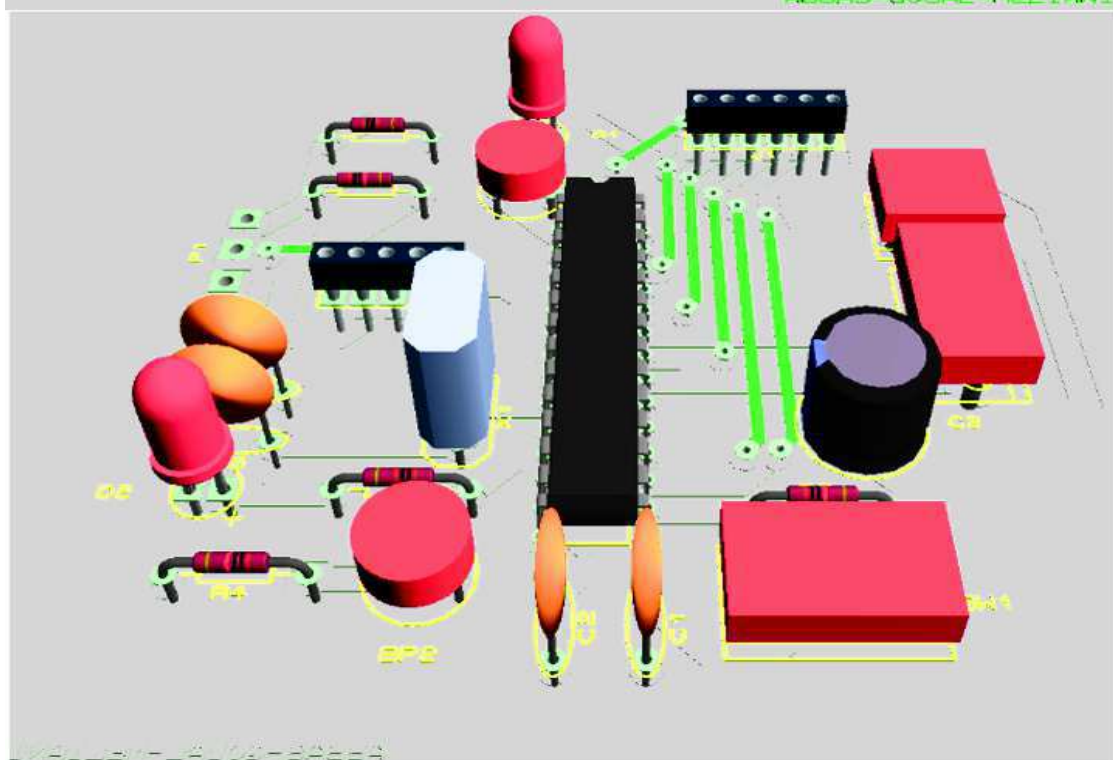
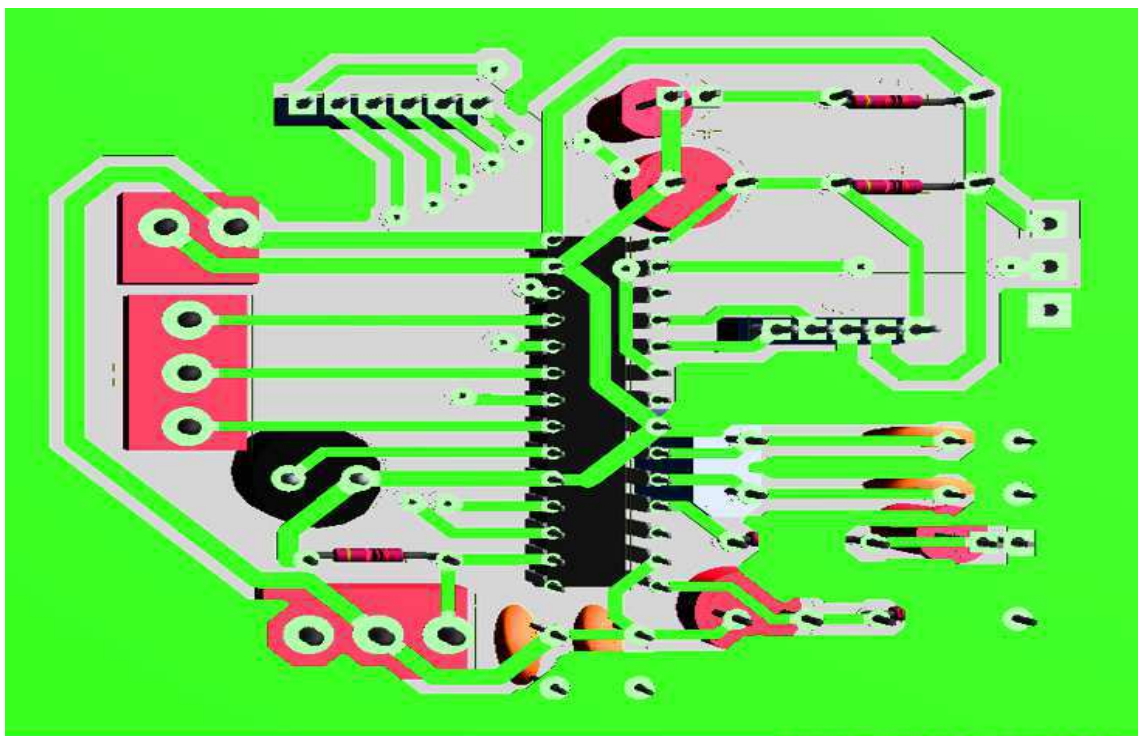
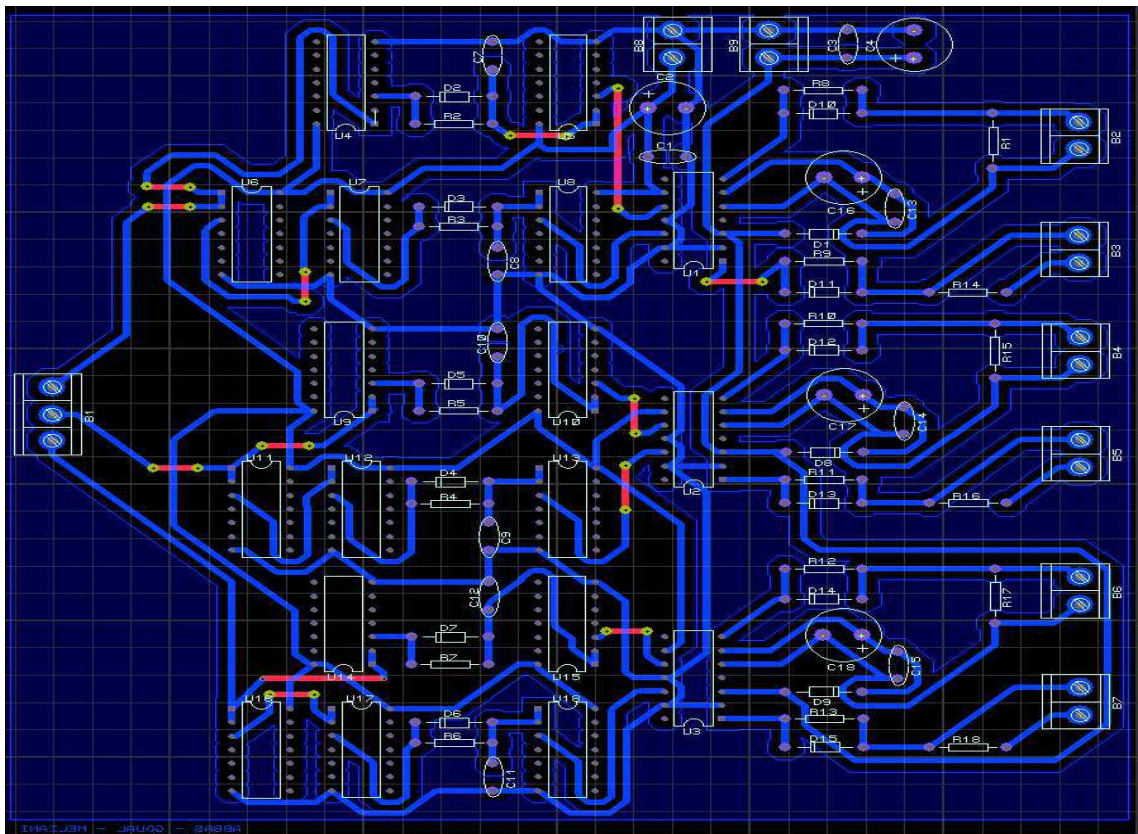
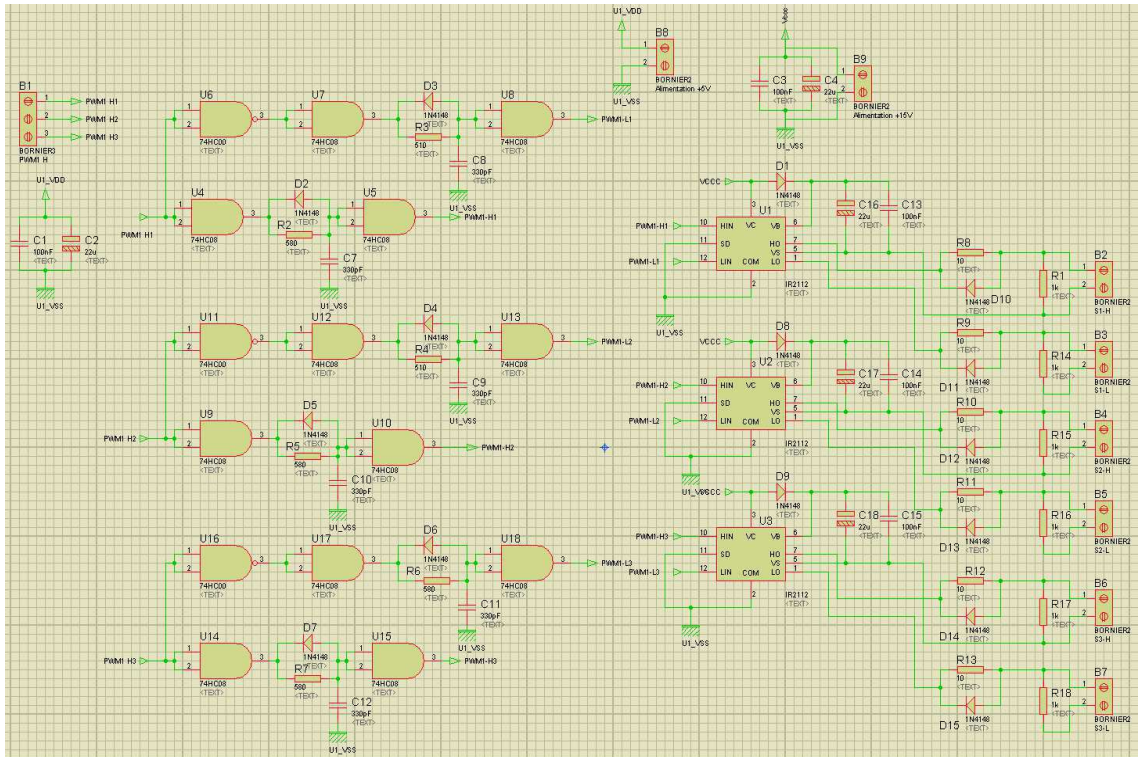
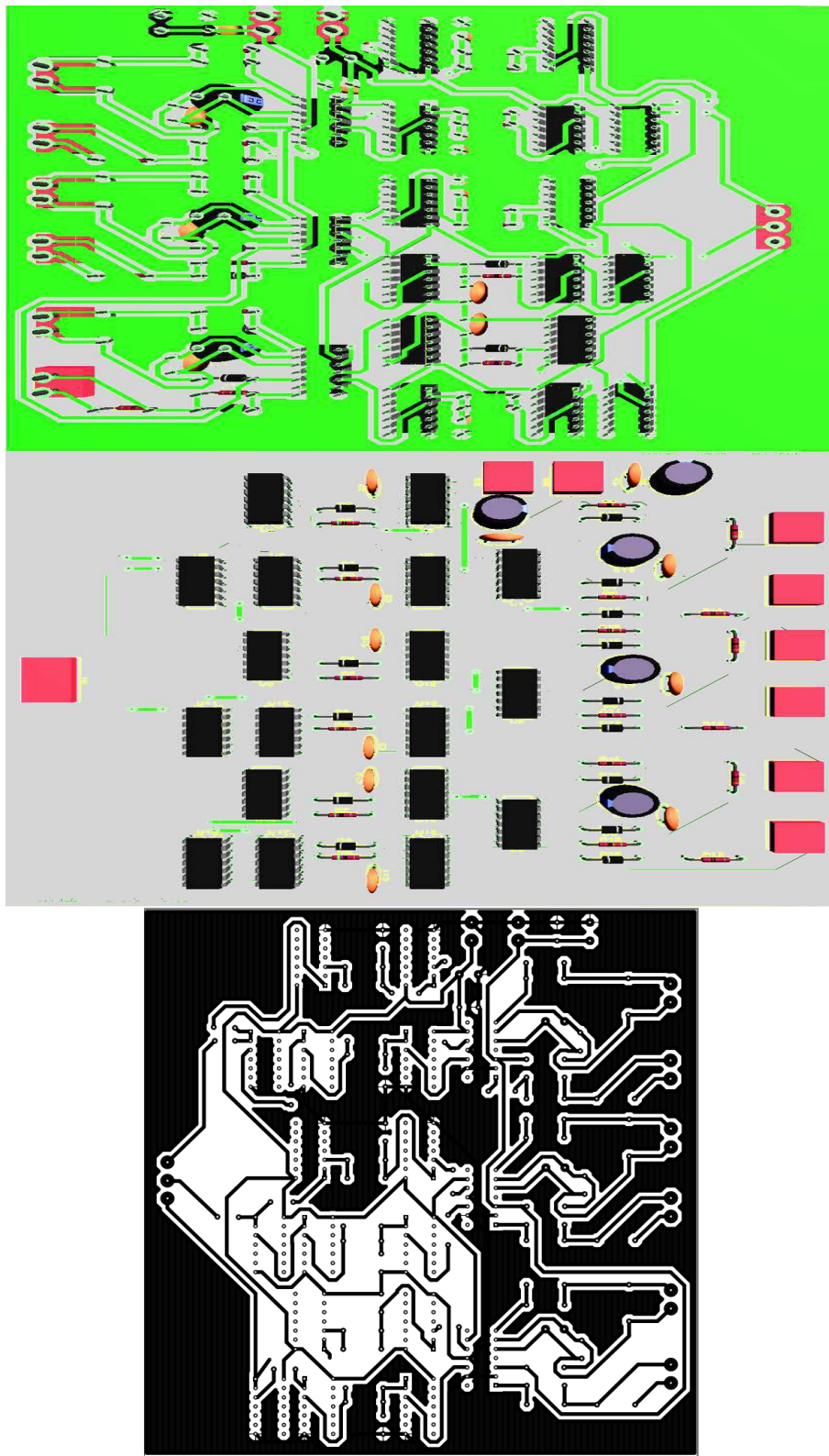


Schéma électrique du circuit de pilotage / « PCB/ARES/ISIS »



Vue en 3D du circuit de pilotage/Typon coté piste



Annexe D : Programme

```
// Commande PWM d'un onduleur monophas\`e et triphas\`e

// FCY=20 MHz, FPWM=16kHz, FISR=8 kHz
// DSPIC33FJ128MC802 Configuration Bit Settings

// 'C' source line config statements

// FBS
#pragma config BWRP = WRPROTECT_OFF // Boot Segment Write Protect (Boot
    Segment
                                     // may be written)
#pragma config BSS = NO_FLASH        // Boot Segment Program Flash Code
                                     // Protection (No Boot program Flash
                                     // segment)
#pragma config RBS = NO_RAM          // Boot Segment RAM Protection(No Boot
    RAM)

// FSS
#pragma config SWRP = WRPROTECT_OFF // Secure Segment Program Write Protect
                                     // (Secure segment may be written)
#pragma config SSS = NO_FLASH        // Secure Segment Program Flash Code
                                     // Protection (No Secure Segment)
#pragma config RSS = NO_RAM          // Secure Segment Data RAM Protection
    (No
                                     // Secure RAM)

// FGS
#pragma config GWRP = OFF            // General Code Segment Write Protect
    (User
                                     // program memory is not
                                     // write-protected)
#pragma config GSS = OFF            // General Segment Code Protection (User
    // program memory is not code-protected)

// FOSCSEL
#pragma config FNOSC = FRCPLL        // Oscillator Mode (Internal Fast RC
    (FRC))
```

```

// with PLL)
#pragma config IESO = ON // Internal External Switch Over Mode
// (Start-up device with FRC, then
// automatically switch to user-selected
// oscillator source when ready)

// FOSC
#pragma config POSCMD = NONE // Primary Oscillator Source (Primary
// Oscillator Disabled)
#pragma config OSCIOFNC = OFF // OSC2 Pin Function (OSC2 pin has clock
out
// function)
#pragma config IOL1WAY = ON // Peripheral Pin Select
Configuration(Allow
// Only One Re-configuration)
#pragma config FCKSM = CSDCMD // Clock Switching and Monitor (Both
Clock
// Switching and Fail-Safe Clock Monitor
are
// disabled)

// FWDT
#pragma config WDTPOST = PS32768 // Watchdog Timer Postscaler (1:32,768)
#pragma config WDTPRE = PR128 // WDT Prescaler (1:128)
#pragma config WINDIS = OFF // Watchdog Timer Window (Watchdog
Timer in
// Non-Window mode)
#pragma config FWDTEN = ON // Watchdog Timer Enable (Watchdog timer
// always enabled)

// FPOR
#pragma config FPWRT = PWR128 // POR Timer Value (128ms)
#pragma config ALTI2C = OFF // Alternate I2C pins (I2C mapped to
// SDA1/SCL1 pins)
#pragma config LPOL = OFF // Motor Control PWM Low Side Polarity
bit
// (PWM module low side output pins have
// active-low output polarity)
#pragma config HPOL = ON // Motor Control PWM High Side Polarity
bit
// (PWM module high side output pins
have
// active-high output polarity)
#pragma config PWMPIN = ON // Motor Control PWM Module Pin Mode bit
// (PWM module pins controlled by PORT
// register at device Reset)

// FICD
#pragma config ICS = PGD1 // Comm Channel Select (Communicate on
// PGC1/EMUC1 and PGD1/EMUD1)
#pragma config JTAGEN = OFF // JTAG Port Enable (JTAG is Disabled)

```



```

// #pragma config statements should precede project file includes.
// Use project enums instead of #define for ON and OFF.

#include <xc.h>
#include "DelayNmSec.h"
#include "LCD.h"
#include "sinus.h"

#define FCY 2000000 // Fre quence de cycle
#define FPWM 16000 // Frequence de PWM
#define HalfDUTY 624 // set the pwm
// half duty=PTPER = 624UL=FCY/FPWM/2-1;
#define FullDUTY HalfDUTY*2 // car PDCx a une double resolution \% PTPER

#define InfoLED _LATB4 // Output
#define KeyEnter _RB5 // Input
#define start _RB7 // Input

struct {
    unsigned Running : 1;

} Flags;

unsigned int thetas; //nouvelle valeur de l'angle thetas (0_65535)
int thetasinc; //ancienne valeur de l'angle thetas
int sinthetas, costhetas; // sinthetas, costhetas varie entre (0_65535) mais
//SinusTable varie entre (0_255)
int tmp,tmp1, tmp2; //Sont des variable auxiliaire pour le calcul
int Fs,Vs; //Fs frequence de refrence, Vs l'amplitude de la
tension
//de reference
int Fsnun,Vdsnum; //Fsnun(frequence de reference numerique en 12 bits)
//Vds (l'amplitude de la tension de reference
numerique
//en 12 bits)
int Valphas, Vbetas, Vas, Vbs, Vcs;// les variables de la commande de
l'onduleur
//triphase
int v0,vmin,vmax,vh,v10,v20;// les variables de la commande de l'onduleur
//monophasé

#define Kvf 8208 //rapport v/f*coff =(240/50)*0.29512=2.0039=8208
//en Q12 (Pour plus de details, voir le chapitre
2)
#define Ktheta 819 //ktheta= 65535*100/8000 ____ 65535 equivalent
//a 2pi // Fref max =100 Hz, Fivr=Fpwm/2=8000 Hz
#define SQRT3_2 3547 //sqrt(3)/2 en 4.12
#define ByEs2triphase 624 //en 4.12 ____ ByEs2 de la commande de l'onduleur

```

```

                                //triphase
#define ByEs2monophase 1248 //en 4.12 ____ ByEs2 de la commande de
                                l'onduleur
                                //monophase

void Initvar(void )
{
    Flags.Running=0 ; // initialisation Flags.Running
}

//*****
/*Choix Source Horloge
 * Dans notre programme on a utilise un quartz inter FRC de 7.37 MHz avec
    PLL=M/(N1*N2)
 * Par consequent, FOSC= 40MHZ. Ce qui implique FCY = FOSC/2 = 20 MHz =
    20MIPS
 */
void InitHorloge()
{
    //Configuration dePLL (PLLFBD,PLLPOST,PLLPRE)

    PLLFBD=41;           // M=43
    CLKDIVbits.PLLPOST=1; // N2=4
    CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=2

    _builtin_write_OSCCONH(0x01); //initialiser l'horloge interne FRC avec
    PLL
    _builtin_write_OSCCONL(0x01); //Lancer commutateur l'horloge interne FRC
    avec
                                //PLL

    while(OSCCONbits.COSC != 0b001); //Attendez que le changement d'horloge
    //se produise

    while(OSCCONbits.LOCK!=1) {}; //Attendez PLL pour verrouiller while
}

//*****
//Configuration et Initialisation Ports I/O
void SetupPorts(void)
{
    PORTB = 0;
    PORTA = 0;
    TRISA = 0xFFFF;
    TRISB = 0x54EB; // "RB4 Output (InfoLED)
                    // "RB2,RB8,RB9,RB11,RB13,RB15" les broches du LCD,
                    // RB5 input(KeyEnter),RB7 Input(start)

```

```

}
//*****
/*
 * Initialisation de l’Afficheur LCD. Pour sa configuration, il faut
   consulter
 * la librairie **LCD_4_Bits**
 */
// Initialisation LCD
void InitLCD()
{
    lcd_init();
    lcd_pos(1,1); lcd_puts("PFE 2019-2020");
    lcd_pos(2,1); lcd_puts("Control sclair __ VFD ");

    DelayNmSec(600);
}

//*****
//Configuration de l’ADC
void InitADC()
{
    AD1CON1bits.FORM = 0; // Forme des resultats de conversion Entier non
        signe
                        // (0 a 1023)
    AD1CON1bits.SSRC = 3; // Fin de l’echantillonnage et le debut de la
        // conversion
                        // declenche par le PWM "PWM start conversion"
    AD1CON1bits.ASAM = 1; // Echantillonnage automatique commençant
        immediatement
                        // apres la derniere conversion
    AD1CON1bits.AD12B = 0; // Conversion sur 10 bits (ADC_10bits)
        //
    AD1CON1bits.SIMSAM = 0; // Mode d’echantillonnage simultane de
        l’entree
                        // analogique: ANO (Fnum)

    AD1CON2bits.CHPS = 0; // Canaux selectionnes CHO
    AD1CON2bits.CSCNA = 1; // Scan entree pour CHO+ pendant l’echantillon
        // <A> bit
    AD1CON2bits.BUFGM = 0; // commence toujours a remplir le tampon a
        // l’adresse 0x0

    AD1CON3bits.ADRC = 0; // Horloge de systeme est selectionne pour
        // etre l’horloge de conversion ADC
    AD1CON3bits.SAMC = 15 ; // temps d’echantillonnage: Tsam=15 Tad
    AD1CON3bits.ADCS = 2; // Temps de conversion: Tc=12*Tad = 1.8 us
        // tel que:
        // 12Tad= 10Tad pour Conversion de 10 bits
        // + 1Tad pour bit de depart
        // + 1Tad pour le bit de fin de conversion.
        // Le Tad doit etre au moins 104 ns.

```

```

// On a choisi une valeur standard de 150ns.
// Tad= Tcy*(ADCS+1)=150ns avec Tcy=1/20MHZ
// et ADCS=2.

// AD1CHS0: Registre de selection d'entree A / D
AD1CHS0bits.CHOSA= 0; // Selection de l'entree analogique ANO
// sur le CHO pour Fsnum
AD1CHS0bits.CHONA = 0; // Selection de la reference Vref- (masse)

// AD1PCFGL: Registre de configuration de port
AD1PCFGL = 0xFFFE; // Definir ANO comme E.analogique
// (frequence de reference)
AD1CSSLbits.CSS0 = 1; // Scan ANO

IFS0bits.AD1IF = 0; // Reset du flag d'interruption lie a l'ADC
IECObits.AD1IE = 0; // Desactiver l'interruption liee a l'ADC
AD1CON1bits.ADON = 1; // Lancement du convertisseur ADC
}

//*****
void InitMCPWM()
{
    PTPER = HalfDUTY; // set the pwm period register,
// ne pas oublier la double precision

    PDC1=HalfDUTY; PDC2=HalfDUTY; PDC3=HalfDUTY; // init sans
// rien, apres une regul va change

    PWMCON1bits.PEN1H=1 ; // PWM 1 high ON
    PWMCON1bits.PEN2H=1 ; // PWM 2 high ON
    PWMCON1bits.PEN3H=1 ; // PWM 3 high ON
    PWMCON1bits.PEN1L=0 ; // PWM 1 low OFF
    PWMCON1bits.PEN2L=0 ; // PWM 2 low OFF
    PWMCON1bits.PEN3L=0 ; // PWM 3 low OFF

    OVDCON = 0xFFFF; // Cmde MLI, no effect of OVDCON
    SEVTCMP = PTPER; // set ADC to trigeer at ...
    PWMCON2 = 0x0000; // 1 PWM values
    TCON = 0x8002; // start PWM symetrique
}

//*****
void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _ADC1Interrupt ()
{
    Fsnum=ADCBUF0<<2; // frequence de reference numerique en 4.12 (0__4092)
    Fs=(Fsnum*100)>>10;// Fs varie entre 0 et 100 Hz,nous affichons cette
    valeur
// sur l'ecran LCD

```

```

if (Fsnum<2048)
{
    Vdsnum=__builtin_mulss(Fsnum,Kvf)>>12; // l'amplitude
        de la //tension de reference numerique en 4.12
        (0__4092)
    Vs=(Vdsnum*170)>>11; //Vs varie entre 0 et 240 sqrt(2)
        V ,//nous affichons cette valeur sur l'ecran LCD
}

else {
    Vdsnum=4096;// si Fs>= 50 Hz , l'amplitude de la tension
        de
        //reference numerique doit etre egale 4096
        donc
        //nous avons limite la tension maximale de
        //sortie a 240* sqrt(2) a fin proteger notre
        //moteur.
    Vs=339; // pour Fs>= 50 Hz la tension de sortie
        //Vsmax=240 sqrt(2)
}

// le calcul du thetatas:
//thetatas est calcule par l'integrale numerique
thetasinc=__builtin_mulss(Ktheta,Fsnum)>>12;
thetas=thetas + thetasinc ;

if (start==0) // si le bouton
{
    // la commande de l'onduleur triphase

    // sinthetas et costhetas
    sinthetas=SinusTable[thetas>>8]; // Un decalage de 8 bits sera
        utilise comme pointeur (appelle index)
        //pour acceder a la valeur sinthetas
        dans SinusTable

    costhetas=SinusTable[((thetas>>8)+64)&255]; // nous avons
        utilise le masquage pour calculer costhetas

    // transformation de Park invers : permet de passer d'un repere dq
        mobile biphasée vers un repere alpha,
    // beta stationnaire biphasée a fine d'obtenir les tensions
        numeriques Valphas et Vbetas qui varie entre
    // -4096 et 4096

    Valphas=__builtin_mulss(Vdsnum,costhetas)>>12;
    Vbetas =__builtin_mulss(Vdsnum,sinthetas)>>12;

```

```

// transformation de Clarke invers : permet de passer d'un repere
// alpha, beta stationnaire biphasée vers
// un repere a,b,c triphasée a fine d'obtenir les tensions
// numeriques Vas,Vbs,Vcs qui varie entre
// -4096 et 4096
Vas=Valphas;
tmp1=-(Valphas/2);
tmp2=(__builtin_mulss(SQRT3_2,Vbetas))>>12;
Vbs=tmp1+tmp2;
Vcs=tmp1-tmp2;
// les PDCx varie entre 0 et FULLDUTY
tmp1=(__builtin_mulss(ByEs2triphase,Vas))>>12;
PDC1=HalfDUTY+tmp1;
tmp1=(__builtin_mulss(ByEs2triphase,Vbs))>>12;
PDC2=HalfDUTY+tmp1;
tmp1=(__builtin_mulss(ByEs2triphase,Vcs))>>12;
PDC3=HalfDUTY+tmp1;
}
else {
// la commande de l'onduleur monophasé

// sinthetas et costhetas
costhetas=SinusTable[((thetas>>8)+64)&255];

// la tension de reference numerique v0
v0=__builtin_mulss(Vdsnum,costhetas)>>12;

// determiner le variable auxiliaire vh
//l'equation de vh: vh=Vdc(u-0.5)+(u - 1) vmin -u vmax
//Nous avons choisi u = 0,5 pour obtenir un bon THD
// Apres simplification, nous avons vh=-((vmax+vmin)/2)

if (v0>=0)
{
vmax=v0; // Vmax prend la partie positive de la tension
de
//reference numerique v0 est varie entre 0et
4096
vmin=0;
}
else
{
vmax=0;
vmin=v0;// Vmin prend la partie positive de la tension
de
//reference numerique v0 est varie entre0 et-4096
}

vh=-((vmax+vmin)/2); // vh varie entre -2048 et 2048

```

```

    // les tensions des poles de reference varie entre -2048 et 2048
    v10=v0+vh;
    v20=vh;
    // les PDCx varie entre 0 et FULLDUTY
    tmp=__builtin_mulss(ByEs2monophase,v10)>>12;
    PDC1=HalfDUTY+tmp;
    tmp=__builtin_mulss(ByEs2monophase,v20)>>12;
    PDC2=HalfDUTY+tmp;
    PDC3=0;
}
}

```

```

int main(void)
{
    Initvar();
    SetupPorts ();
    InitMCPWM();
    InitLCD();
    InitADC();

    InitHorloge();

while(1)
{
    if (KeyEnter && !Flags.Running) // Enter pressed pour Run
    {
        while (KeyEnter) DelayNmSec(10); // wait 'till key is released
        PDC1=HalfDUTY; PDC2=HalfDUTY; PDC3=HalfDUTY;// init sans rien, au
        bout //de 100us ca change
        OVDCON = 0xFFFF; // Cmde MLI, no effect of OVDCON
        Flags.Running = 1;// set running flag
        InfoLED=1; // LED run = On

        //l'affichage sur l'ecran LCD
        lcd_clear(); DelayNmSec(1);
        lcd_pos(1,1); lcd_puts("Fs = ");
        unsigned char ch;
        ch=(unsigned char)((Fs/10)%10);
        lcd_pos(1,5); lcd_putch(48+ch);
        ch=(Fs)%10;
        lcd_pos(1,6); lcd_putch(48+ch);
        lcd_pos(1,8); lcd_puts("Hz");

        lcd_pos(2,1); lcd_puts("Vs = ");
        ch=(unsigned char)((Vs/100)%10);
        lcd_pos(2,5); lcd_putch(48+ch);
        ch=(unsigned char)((Vs/10)%10);
        lcd_pos(2,6); lcd_putch(48+ch);
    }
}

```

```
        ch=(Vs)%10;
        lcd_pos(1,7); lcd_putch(48+ch);
        lcd_pos(1,9); lcd_puts("V");

        DelayNmSec(100);
    }
    if (KeyEnter && Flags.Running) // Enter pressed pour s'arreter
    {
        while (KeyEnter) DelayNmSec(10); // wait 'till key is released
        OVDCON = 0x00FF; // allow control using OVD register
                        //(active low pour PWM pins ie bloque les
                        //sorties Ã 0V 0)
        PDC1=HalfDUTY; PDC2=HalfDUTY; PDC3=HalfDUTY;
        Flags.Running = 0; // reset run flag
        InfoLED=0; // LED run = Off
        DelayNmSec(100);
    }
}

} // end of main
```

RÉALISATION D'UN ONDULEUR COMME UN BANC D'ESSAI POUR LABORATOIRE PÉDAGOGIQUE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Résumé

L'objectif principal de ce projet est la conception/simulation et la réalisation d'un onduleur comme un banc d'essai pour le laboratoire pédagogique d'électronique de puissance. Afin que ce projet soit une mesure globale de tout ce que nous avons appris au cours de notre parcours académique. Le circuit sera conçu pièce par pièce. Ainsi, il est plus facile de comprendre tous les composants nécessaires, ainsi que de vérifier les formes d'onde obtenues sur les éléments internes. Pour atteindre ces objectifs, une première analyse théorique complète sera faite, y compris ses applications et ses éléments de base. Par la suite, les caractéristiques spécifiques de l'onduleur souhaité seront définies, permettant le calcul et la sélection des composants nécessaires. Une partie fondamentale du travail repose sur la programmation du signal *PWM*, et sur le contrôle scalaire. Pour cette raison, un aperçu des possibilités offertes par le microcontrôleur sera fait. Après l'approche théorique, le circuit complet sera simulé avec le logiciel *MATLAB*. Certaines testes seront également effectuées afin de vérifier les performances de l'appareil et son efficacité. Enfin, un *PCB* avec le circuit complet sera développé avec le logiciel *PROTEUS*.

Mots clés *Commande PWM, dsPIC33F, IGBT,..*

REALIZATION OF AN INVERTER AS A TEST BENCH FOR AN EDUCATIONAL POWER ELECTRONICS LABORATORY.

Abstract

The main objective of this project is the design/simulation and realization of an inverter as a test bench for the educational power electronics laboratory. In order for this project to be a global measure of all that we have learned during our academic career. The circuit will be designed piece by piece. In this way, it is easier to understand all the necessary components, as well as to verify the waveforms obtained on the internal elements. To achieve these objectives, a first complete theoretical analysis will be made, including its applications and basic elements. Subsequently, the specific characteristics of the desired inverter will be defined, allowing the calculation and selection of the necessary components. A fundamental part of the work is based on the programming of the *PWM* signal, and on the scalar control. For this reason, an overview of the possibilities offered by the microcontroller will be made. After the theoretical approach, the complete circuit will be simulated with the *MATLAB* software. Some tests will also be performed to check the performance of the device and its efficiency. Finally, a *PCB* with the complete circuit will be developed with the *PROTEUS* software.

Keywords *PWM control, dsPIC33F, IGBT,..*

تصميم عاكس كمقعد اختبار للمختبر البيداغوجي لإلكترونيات الطاقة

ملخص:

الهدف الرئيسي من هذا المشروع هو تصميم محاكاة وإنجاز العاكس كمقعد اختبار للمختبر التعليمي لإلكترونيات الطاقة. بحيث يكون هذا المشروع مقياساً عاماً لكل ما تعلمناه خلال رحلتنا الأكاديمية. سيتم تصميم الدائرة قطعة بقطعة. وبالتالي، من الأسهل فهم جميع المكونات الضرورية، وكذلك فحص الأشكال الموجية التي تم الحصول عليها على العناصر الداخلية. لتحقيق هذه الأهداف، سيتم إجراء أول تحليل نظري شامل، بما في ذلك تطبيقات هو عناصره الأساسية. بعد ذلك، سيتم تحديد الخصائص المحددة للعاكس المطلوب، مما يسمح بحساب واختيار المكونات الضرورية. يعتمد جزء أساسي من العمل على برمجة إشارة *PWM* ، وعلى التحكم السلمي. لهذا السبب، سيتم عمل نظرة عامة على الإمكانيات التي يقدمها المتحكم الدقيق. بعد النهج النظري، سيتم محاكاة الدائرة الكاملة باستخدام برنامج *MATLAB* . كما سيتم إجراء اختبارات معينة للتحقق من أداء الجهاز وفعاليتيه. أخيراً سيتم تطوير *PCB* مع الدائرة الكاملة باستخدام برنامج *PROTEUS* .

الكلمات المفتاحية

تحكم *PWM* ، *dsPIC33F* ، *IGBT* ، ...