

Sommaire

Introduction générale	10
CHAPITRE I : présentation générale.....	11
I) -Présentation de l'entreprise :	12
I.1) Historique :	12
I.2) Fiche technique de la société CEAC :	12
I.3) Organigramme :	13
I.4) Activités :	14
I.5) Description générale :	14
I.6) Description des ateliers	15
II) Présentation du projet :	17
II.1) Compteur triphasé :	17
II.2) Les essais sur les Compteurs triphasés :	18
II.3) Pupitre électromécanique :	19
II.4) Cahier de charges :	19
CHAPITRE II : Etude et dimensionnement de la partie puissance	20
I) L'impédance de la charge :	21
I.1) Calcul de la résistance R :	21
I.2) Calcul de l'inductance L :	21
I.3) Etude du circuit RL :	22
I.4) La tension maximale appliquée pour chaque type de compteur :	23
II) Dimensionnement de l'onduleur	23
II.1) Définition :	23
II.2) Onduleur à Commande symétrique :	23
II.3) Onduleur à Commande MLI :	27
III) Dimensionnement de l'alimentation à découpage :	35
III.1) Convertisseur Forward :	35
III.2) Dimensionnement du transformateur :	39
III.3) Dimensionnement du filtre de sortie :	43
III.4) Choix des diodes :	45
III.5) Choix de l'interrupteur électronique :	45
IV) Simulation de la partie puissance :	46
CHAPITRE III : La partie commande.....	48
I) Introduction :	49
II) Drivers Mosfet :	50

II.1) Définition :	50
II.2) Choix du composant :	50
II.3) Diagramme de fonctionnement :	50
III) Optocoupleur :	51
III.1) Définition :	51
III.2) Symbole de l'optocoupleur	51
III.3) Principe de fonctionnement de l'optocoupleur	52
III.4) CTR d'un optocoupleur :	52
III.5) Choix de l'optocoupleur :	52
IV) Unité de traitement :	53
IV.1) Définition d'un Microcontrôleur :	53
IV.2) Microcontrôleur PIC :	53
IV.3) Différentes familles des PICs :	53
IV.4) Le choix du PIC 16F877A :	53
IV.5) Brochage du PIC 16F877A :	54
IV.6) Eléments constitutifs PIC 16F877A :	55
IV.7) Principales caractéristiques du PIC 16F877A :	55
V) La MLI pré-calculée :	56
VI) La MLI sinusoïdale numérique :	57
VI.1) Organigramme de la commande bipolaire de l'onduleur :	58
VI.2) Visualisation des signaux de commandes :	60
VI.3) Organigramme de la commande unipolaire de l'onduleur :	61
VII) Commande des alimentations à découpages :	63
VIII) L'ampèremètre numérique :	64
<i>Conclusion générale</i> :	65
<i>Bibliographie</i> :	66
<i>Annexes</i>	67
Annexe A:	68
Annexe B :	69
Annexe C :	70
Annexe D :	71
Annexe E :	76
Annexe F :	77

Introduction générale

Le présent travail s'inscrit dans le cadre de la réalisation d'un projet de fin d'étude des élèves ingénieurs en mécatronique de la faculté des sciences et technique Fès. Il est effectué au sein de la société CEAC (Constructions Electriques Appareillages de Comptage), dans l'atelier d'étalonnage.

Pour régler ou étalonner les compteurs triphasés la société CEAC utilise des pupitres électromécaniques qui sont des générateurs variables de courant, ces dernières occupent un grand espace et ils sont devenus difficilement maintenable.

Ces raisons ont poussé la société à penser à un projet de renouvellement pour gagner l'espace, augmenter la précision et investir avec le moindre coût.

L'électronique de puissance, que nous devrions d'ailleurs nommer « électronique de conversion d'énergie » a moins de 50 ans. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 15 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre. Au cours de ces années la taille, le poids et le coût des convertisseurs n'ont fait que diminuer, en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques.

Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques.

C'est dans cette perspective que se situe notre projet de fin d'études qui porte sur « Etude et conception d'un pupitre électronique de pré-régulation des compteurs triphasés ».

Le document est organisé de la manière suivante :

Le chapitre 1 sera consacré en premier lieu à la présentation générale de l'entreprise, et en second lieu au contexte du projet et à la définition de cahier des charges.

Le chapitre 2 présente l'identification de la charge, l'étude et le dimensionnement de la partie puissance y compris l'onduleur et l'alimentation à découpage.

Le chapitre 3 traite le circuit de commande qui se base sur des PIC 16F877A programmés en langage C.

CHAPITRE I : présentation générale

I) -Présentation de l'entreprise :

I.1) Historique :

Créée en 1979, CEAC (Construction Electric Appareillages de comptage), a démarré sa production en 1982 par la fabrication des compteurs monophasés de type DE4 et triphasés de type GH sous licence Ganz (HONGRIE).

Suite au rachat de Ganz par Schlumberger Industries en 1990, CEAC a lancé la fabrication sous licence Schlumberger, du compteur monophasé de type H10 en 1996 puis celle du compteur de type C114 en 1998.

En 1999, CEAC a démarré la fabrication du compteur monophasé M2X S4, prévu dans un premier temps pour l'ONE.

En 2002 la division comptage de Schlumberger a été vendue sous le nom d'ACTARIS pour la partie mondiale hors USA. Sa partie aux USA a été vendue sous le nom d'ITRON. Ainsi en 2002, les compteurs fabriqués par CEAC ont été sous licence ACTARIS.

En fin 2008 ITRON a racheté ACTARIS et a décidé depuis 2010 de se commercialiser sous le nom unique d'ITRON, ainsi depuis cette date la fabrication de CEAC est devenue sous licence ITRON.

I.2) Fiche technique de la société CEAC :

- ✓ **Forme juridique :** Société Anonyme (SA).
- ✓ **Activité principale :** Fabrication de compteurs d'énergie électrique.
- ✓ **Date de création :** 1979.
- ✓ **Capital :** 11.000.000 DH.
- ✓ **Registre de commerce :** 15741 Fès.
- ✓ **Code fiscal :** 04500740.
- ✓ **Patente :** 14202270.
- ✓ **Effectif :** De 100 à 500 salariés.
- ✓ **Adresse :** Q.I, Sidi Brahim II rue 801, Fès-Maroc.
- ✓ **Tél :** 0535644020.
- ✓ **Fax :** 0535640619.
- ✓ **Email :** ceac@menara.ma.

I.3) Organigramme :

La figure 1 présente l'organigramme de la société CEAC, c'est un organigramme fonctionnel ou hiérarchique.

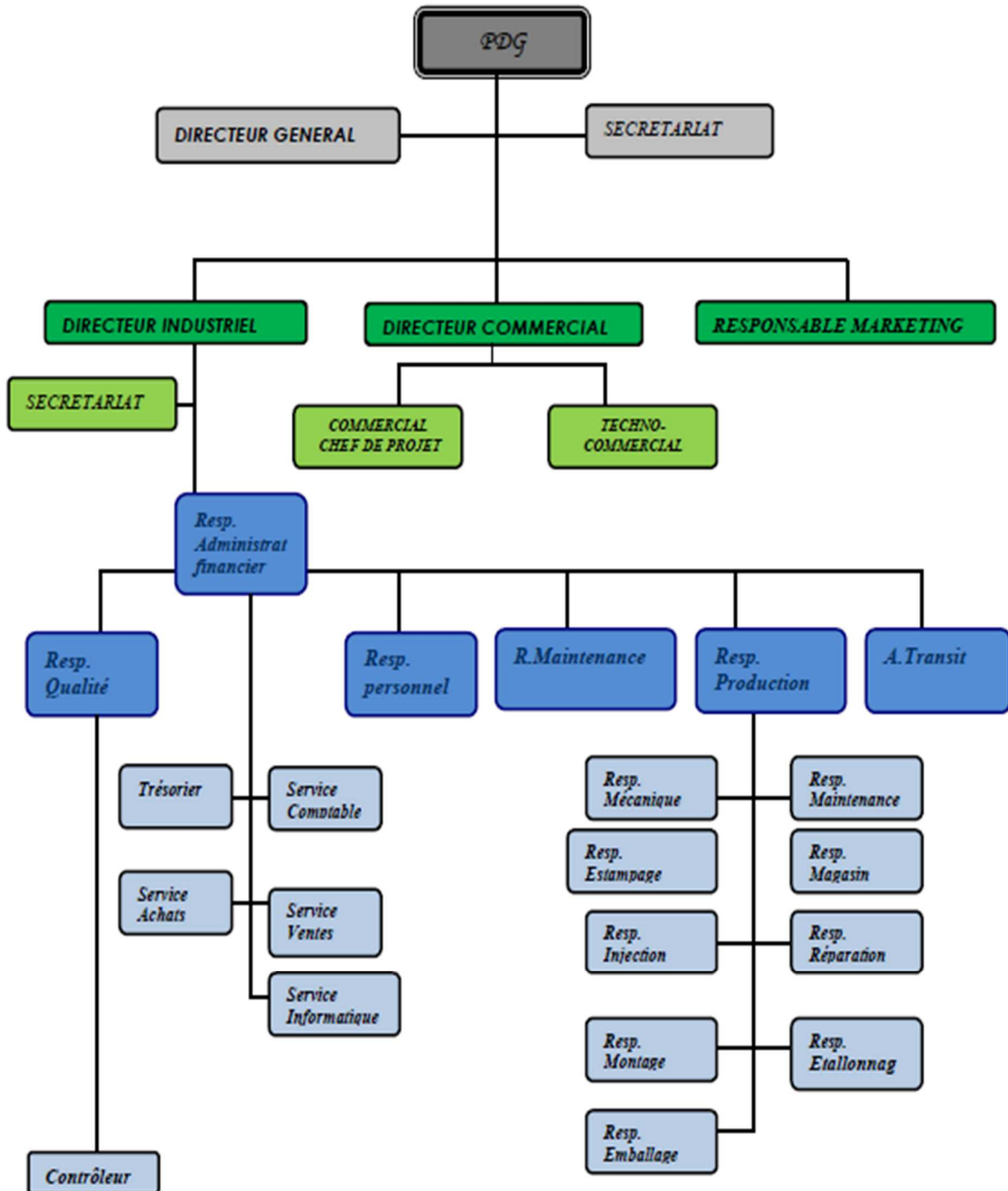


Figure 1 : Organigramme de la société

I.4) Activités :

I.4.1) Activités principales :

CEAC a pour activité principal la fabrication des compteurs d'énergie électrique active basse tension monophasée 2fils et triphasés 4fils.

I.4.2) Activités secondaires :

Nous pouvons trouver des activités secondaires chez CEAC telles que :

- Maintenance des compteurs numériques Spectral
- Services dans l'environnement du compteur : ventes et maintenance des TSP (Terminaux de Saisie Portable), systèmes de télé relèvent, gestion de la clientèle...

I.5) Description générale :

I.5.1) Organisation interne :

Les différents services de CEAC s'articulent autour de deux directions :

- La direction Générale dont le siège à Rabat ;
- La direction Industrielle à l'usine de Fès.

I.5.2) Implantation géographique :

La figure 2 contient un plan détaillé de la société, là où nous pouvons voir les différents ateliers, ces derniers sont répartis géographiquement suivant l'enchaînement des étapes de la fabrication des compteurs.

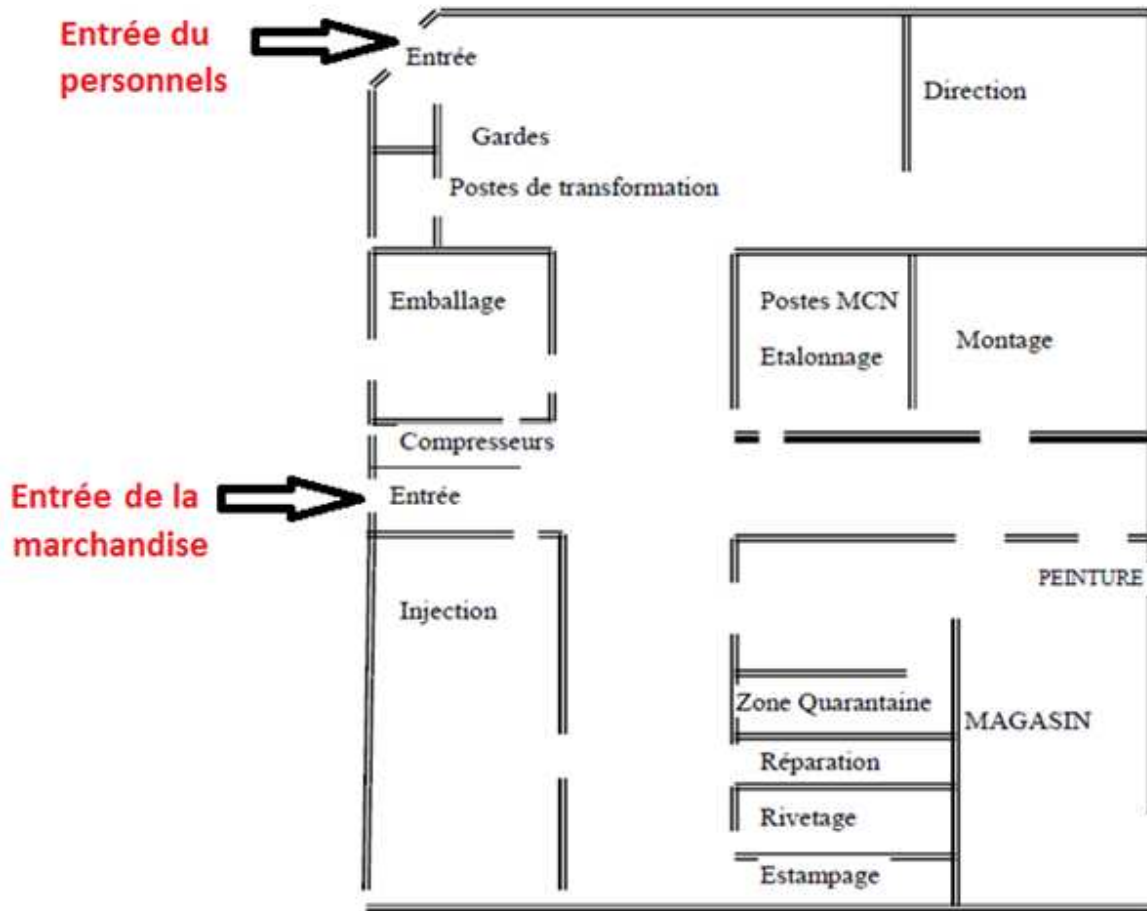


Figure 2 : Implantation géographique de la société

I.6) Description des ateliers

I.6.1) Atelier d'injection :

Dans l'atelier d'injection nous avons trois générations de machines qui font la même opération. Ces machines s'appellent les presses d'injection. Elles servent à fabriquer des pièces par la transformation de la matière Bakélite d'une carcasse très dure et résistante à la température. Cet atelier contient plusieurs machines autres que les presses : utilisées pour le refroidissement du capot, pour l'échauffement d'huile à une valeur très précise et pour insérer des visse, donc elles possèdent trois installations :

- Installation pneumatique
- Installation hydraulique
- Installation électrique

I.6.2) Atelier d'estampage et rivetage :

Dans l'atelier d'estampage se déroule le découpage des tôles magnétiques fabriquées d'un alliage de cuivre appelé le laiton, On découpe en petites pièces la tôle par l'intermédiaire d'un outil (la grignoteuse).

Ces pièces sont arrangées dans des caisses appropriées pour les envoyer à l'atelier de rivetage où se passe leur assemblage, à l'aide des manettes, pour obtenir les noyaux des bobines de tensions et de courants.

I.6.3) Atelier de montage :

Cet atelier est considéré comme le cœur de l'usine, c'est le lieu où les éléments des compteurs monophasés et triphasés sont rassemblés.

I.6.4) Atelier d'étalonnage :

Pour garantir la qualité des compteurs, la société se base sur une procédure de contrôle appelé étalonnage.

Cette opération consiste à déterminer les valeurs des erreurs des compteurs en faisant varier les différents paramètres qui sont la tension, l'intensité et l'angle de déphasage. Son principe consiste à faire une comparaison entre le compteur produit et un autre compteur électronique que nous pouvons considérer comme un étalon.

Enfin le compteur est transféré à l'atelier d'emballage afin d'être livré à la régie spécifiée.

Le compteur qui présente une anomalie est transmis à l'atelier de réparation.

II) Présentation du projet :

II.1) Compteur triphasé :

Un compteur électrique est un organe électrotechnique servant à mesurer la quantité d'énergie électrique consommée dans un lieu : habitation, industrie... Il est utilisé par les fournisseurs afin de facturer la consommation d'énergie au client. À l'origine ces appareils étaient de conception électromécanique, ils seront remplacés par des modèles électroniques. Les nouvelles versions de compteurs électriques sont des compteurs communicants appelés parfois compteurs intelligents.

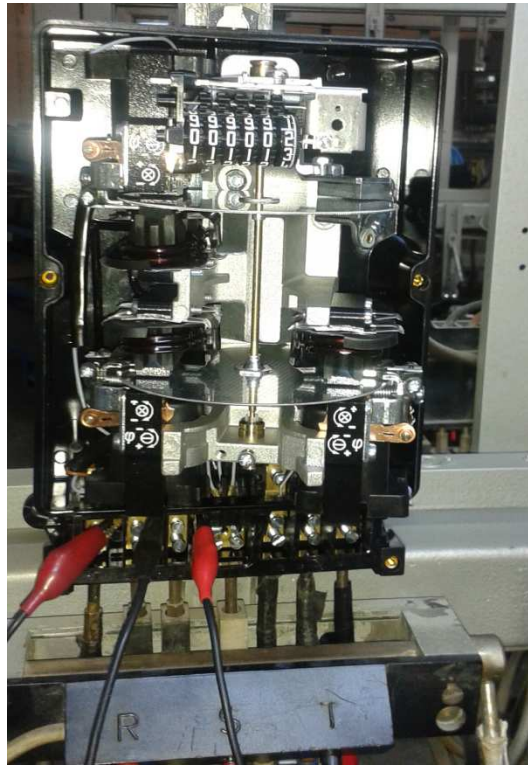


Figure 3 : Compteur triphasé C114

Les compteurs triphasés électromécaniques à courant alternatif (figure 3) sont très répandus. Techniquement ce sont des petits moteurs à induction à rotor massif, qui a la forme d'un disque, ils possèdent un seul arbre moteur et deux disques sur lesquels agissent des éléments moteurs. Pour chaque phase nous avons une bobine de courant et une autre de tension, les deux bobines sont alignées par rapport aux disques, elles provoquent un couple moteur qui augmente avec l'augmentation du courant absorbé.

Le nombre de tours de l'arbre est proportionnel à l'énergie consommée.

II.2) Les essais sur les Compteurs triphasés :

Après le montage du compteur, il doit être préréglé et étalonné avant d'être distribué.

Dans la phase de préréglage quatorze essais doivent être effectués afin que le compteur mesure exactement l'énergie électrique consommée.

La plupart des essais se font pont par pont c.-à-d. phase par phase pour effectuer les réglages suivants :

- ✓ Réglage de l'aimant.
- ✓ Réglage du curseur.
- ✓ Réglage du couple moteur.
- ✓ Réglage à faible charge.

Nous n'allons pas nous attarder à décrire les différents réglages, ce qui est important pour nous ce sont les paramètres électriques, le tableau suivant présente ces paramètres pour les compteurs triphasés C114 de calibre 20-60 A et 20-100 A.

Charge en % du courant de base	Valeur du courant (A)	Valeur lue sur L'ampér mètre	Etagère	Puissance active en (w)	Facteur de puissance P.F	Valeur du Tension (V)	Nombre d'impulsions / tour				
							$W_n = n \cdot V_{EHF} / V_c \cdot I_{EHF} / I_c \cdot C_{EHF} / C_c$				
							1 tour	2 tours	5 tours	10 tours	1 kWh
100% IB	20 A	4	25/5	880	$\cos\phi=1$	220 V	18.82	37.28	93.20	186.40	174.75
300% IB	60A	3	100/20	660	$\cos\phi=1$	220 V	4.66	9.32	23.30	46.60	-----
300% IB	60A	3	100/20	330	$\cos\phi=0.5$	220 V	4.66	9.32	23.30	46.60	-----
20%IB	4A	4	5/1	880	$\cos\phi=1$	220 V	93.20	186.40	466.01	-----	-----
10%IB	2A	4	2.5/0.5	880	$\cos\phi=1$	220 V	186.40	372.81	932.03	-----	-----
5% IB	1A	5	1/0.2	1100	$\cos\phi=1$	220 V	466.01	932.03	2330.09	-----	-----
0.5% IB	0.1A	----	Petite charge	----	$\cos\phi=1$	127 V	Démarrage : le disque doit faire au moins un tour complet				
0% IB	0A	Hors	----	----	$\cos\phi=1$	220 V	Marche à vide : le disque doit rester immobile				

Tableau 1 : Les paramètres de préréglage des compteurs C114 20-60 A et 20-100 A.

Nous constatons que pour chaque essai nous avons besoin d'un courant spécifié par exemple : le premier essai exige un courant égale 100% du courant de base c.-à-d.20 A.

II.3) Pupitre électromécanique :

C'est un générateur de puissance triphasé capable de générer un courant variable, et de régler son déphasage avec la tension du secteur.

Le pupitre alimente une vingtaine de compteurs qui sont montés en série avec un compteur étalon.



Figure 4 : Pupitre de préréglage électromécanique

Notre projet sera la conception d'un système électronique capable de remplacer le pupitre électromécanique.

II.4) Cahier de charges :

Concevoir un système électronique capable de fournir un courant variable qui répond aux différents essais pour étalonner les compteurs triphasés, ce courant peut atteindre 100A.

L'interface Homme/Machine doit être munie d'un afficheur LCD, qui va permettre à l'opérateur de lire directement l'intensité du courant fourni à la charge.

Plusieurs essais se font avec un facteur de puissance différent de 1, donc notre système doit être capable de varier le déphasage entre le courant et la tension.

Les bobines de courant de vingt compteurs montés en série constituent la charge de notre système, qui varie selon le type des compteurs testés.

CHAPITRE II : Etude et
dimensionnement de la
partie puissance

I) L'impédance de la charge :

Les bobines de courant de vingt compteurs montés en série constituent la charge, nous modélisons cette charge avec un circuit RL série d'impédance Z .

Avec $Z = R + jX$, $X = L\omega$ et $\omega = 2\pi f$ ($f = 50\text{Hz}$)

I.1) Calcul de la résistance R :

La valeur de R est calculée à partir du diamètre du fil et de sa longueur, la résistance diminue si la section du câble augmente.

$$R = \frac{\rho l}{S}$$

ρ : La résistivité ($\Omega \cdot \text{m}$).

l : Longueur du fil (m).

S : Section du fil (m^2).

$$\rho_{\text{Cuivre}} = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$$

- ✓ **Le type 5-15A et 5-20A** : $D=2\text{mm}$ et $L=20\text{m}$ donc **$R=0.108 \Omega$** .
- ✓ **Le type 10-30A et 10-60A et 20-60A** : $D=3\text{mm}$ et $L=20\text{m}$ donc **$R=0.0481 \Omega$**
- ✓ **Le type 20-100A** : $D=6\text{mm}$ et $L=20\text{m}$ donc **$R=0.012 \Omega$** .

Avec :

D : Diamètre du fil (m).

L : Longueur du fil qui constitue la charge (m).

I.2) Calcul de l'inductance L :

Nous avons :

$$L = \frac{\mu \cdot S \cdot n^2}{l}$$

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$

μ_0 : perméabilité magnétique du vide (ou de l'air) ; $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$.

μ_r : perméabilité relative du milieu magnétique (quelques 10^3).

S : section du noyau en mètres carrés (m^2).

l : longueur totale du circuit magnétique en mètres (m).

n : nombre de spires.

La formule simplifiée suivante permet d'estimer l'inductance L (en henry) d'une self de petite taille (section du noyau de quelques cm^2) en connaissant le nombre de tours n :

$$L \approx \frac{n^2}{10^6}$$

- ✓ **Le type 5-15A et 5-20A** : $n=3$, $L=360\mu\text{H}$ donc $X=1,13.10^{-1}\Omega$.
- ✓ **Le type 10-30A et 10-60A et 20-60A** : $n=2$, $L=80\mu\text{H}$ donc $X=2,51.10^{-2}\Omega$
- ✓ **Le type 20-100A** : $n=1$, $L=40\mu\text{H}$ donc $X=1,26.10^{-2}\Omega$.

I.3) Etude du circuit RL :

Nous avons modélisé la charge par un circuit RL série (figure 5).

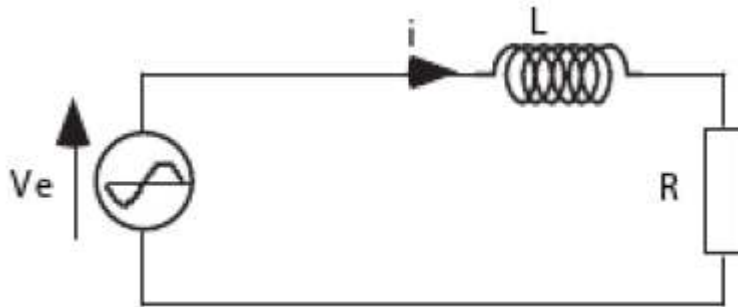


Figure 5 : Circuit RL série

Dans cette partie notre objectif est de déterminer le déphasage maximal entre le courant qui parcourt la charge et la tension appliquée à ses bornes.

Nous avons :

$$Z = R + j.L\omega = \|z\|. e^{j\varphi}$$

$$\|Z\| = \sqrt{R^2 + L^2.\omega^2}$$

$$\varphi = \text{Arctang}\left(\frac{L\omega}{R}\right)$$

$$\varphi_{\max} = \text{Arctang}\left(\frac{1,13.10^{-1}}{0,108}\right) \approx 1$$

C'est le cas des types 5-15A et 5-20A.

$$\varphi_{\max} \approx \frac{\pi}{4}.$$

Si

$$v = V.\cos(\omega t)$$

Donc

$$i = \frac{v}{\|Z\|}.\cos(\omega t - \varphi)$$

Alors :

$$V = \|Z\|.I$$

I.4) La tension maximale appliquée pour chaque type de compteur :

Nous calculons pour chaque catégorie des compteurs la tension maximale qu'il faut appliquer pour atteindre le courant maximal défini par le constructeur.

Nous avons : $V = \|Z\| \cdot I$

- ✓ **Le type 5-15A et 5-20A** : $V = \sqrt{0.108^2 + 0.113^2} \cdot 20 = 3.13V$.
- ✓ **Le type 10-30A et 10-60A et 20-60A** : $V = \sqrt{0.0481^2 + 0.0251^2} \cdot 60 = 3.26V$.
- ✓ **Le type 20-100A** : $V = \sqrt{0.012^2 + 0.0126^2} \cdot 100 = 1.74V$.

Nous pouvons atteindre les valeurs prescrites du courant à basse tension.

II) Dimensionnement de l'onduleur

II.1) Définition :

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge en alternatif à partir d'une source continue.

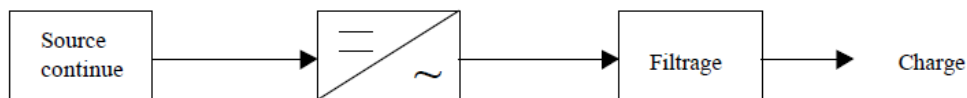


Figure 6 : Fonction de l'onduleur

Comme le convertisseur relie une source et une charge, elles sont forcément de natures différentes :

- Si la source continue est une source de tension, nous avons un onduleur de tension.
- Si la source continue est de courant, nous avons un commutateur de courant.

II.2) Onduleur à Commande symétrique :

L'onduleur de chaque phase doit délivrer un signal carré de fréquence $f_0 = 50\text{Hz}$, les trois signaux doivent être déphasés de $\frac{2\pi}{3}$.

La tension créneaux (ou tension carrée) $e(t)$ de la figure 7 peut se décomposer en séries de fourrier sous la forme :

$$e(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{1}{2k+1} \cdot \sin((2k+1) \cdot \omega t)$$

C'est une fonction impaire. Par conséquent, le développement en série de Fourier ne comprend pas de termes en cosinus.

D'après l'équation ci-dessus, nous remarquons que les harmoniques sont de rang impair (de la forme $p=2k+1$) et que les coefficients b_p diminuent suivant $\frac{1}{p}$.

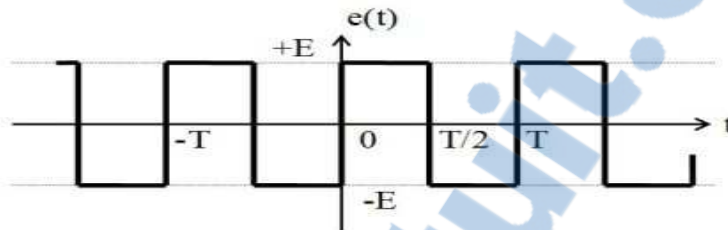


Figure 7 : signal créneau

La figure suivante donne le spectre en fréquences de ce signal carré.

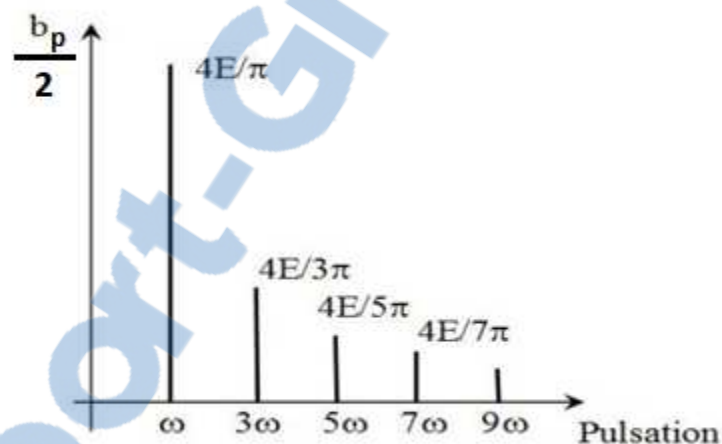


Figure 8 : Spectre en fréquences d'un signal carré

D'après la figure les harmoniques des rangs 3 et 5 ont une amplitude importante.

Pour avoir un courant presque sinusoïdal à la sortie nous devons utiliser un filtre sélectif LC.

II.2.1) Filtre LC passe bande :

Pour le filtrage nous devons utiliser un filtre passe bande LC série.

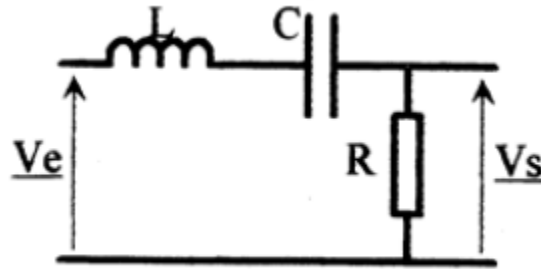


Figure 9 : Filtre LC passe-bande

II.2.2) Fonction de transfert :

La forme canonique d'un filtre passe bande de second ordre :

$$T = \frac{T_0}{1 + jQ \cdot (x - \frac{1}{x})}$$

Avec $Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$, $x = \frac{f}{f_0}$ et $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, $T_0 = 1$.

La bande passante représente l'intervalle de fréquence pour lequel $\|T\| \geq \frac{|T_0|}{\sqrt{2}}$.

La fréquence de coupure f_c est la fréquence pour laquelle $\|T\| = \frac{|T_0|}{\sqrt{2}}$.

C.-à-d. : $Q^2 \cdot (x - \frac{1}{x})^2 = 1$

Donc $Q \cdot (x - \frac{1}{x}) = \pm 1$

Seules les solutions positives de cette équation du second degré sont acceptables physiquement, le filtre LC passe bande à deux fréquences de coupure :

(1) $f_{cb} = \frac{f_0}{2Q} (-1 + \sqrt{1 + 4 \cdot Q^2})$ (fréquence de coupure basse).

(2) $f_{ch} = \frac{f_0}{2Q} (1 + \sqrt{1 + 4 \cdot Q^2})$ (fréquence de coupure haute).

La bande passante a pour expression : $BP = f_{ch} - f_{cb} = \frac{f_0}{Q}$

Nous avons : $Q = \frac{f_0}{BP}$

Nous obtenons un filtre sélectif lorsque le coefficient de qualité est très élevé.

Or $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Alors : $LC = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2} \Rightarrow LC = 1.013 \cdot 10^{-5}$

II.2.3) Simulation sur Psim :

Nous avons utilisé le logiciel Psim pour simuler le pupitre à commande symétrique (figure 10), les résultats de la simulation sont présentés sur la figure 11, les signaux affichés par l'oscilloscope virtuel sont presque sinusoïdaux.

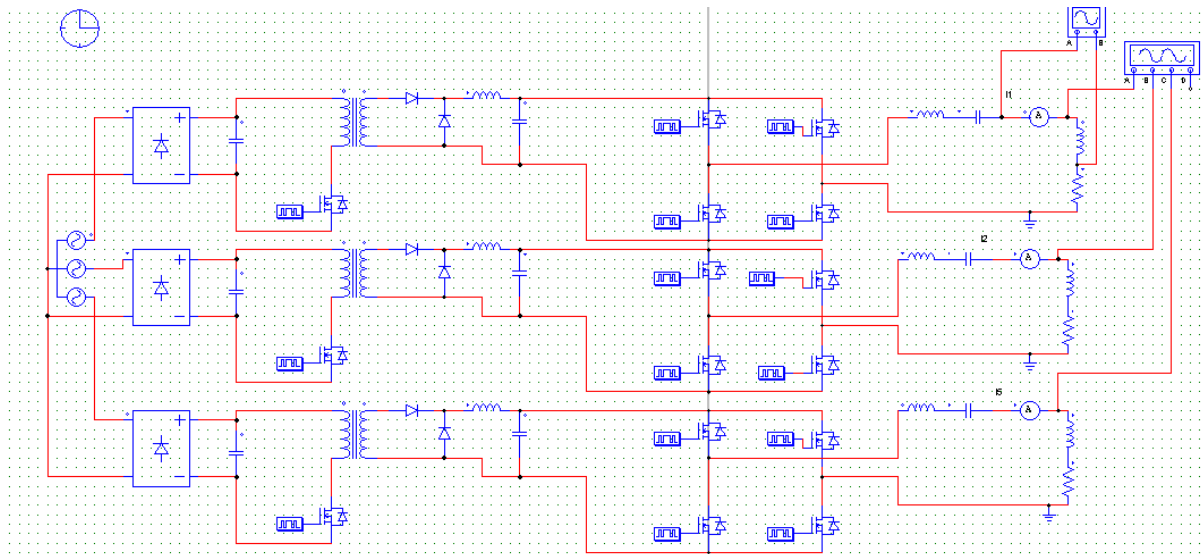


Figure 10 : Simulation du pupitre à commande symétrique sur Psim

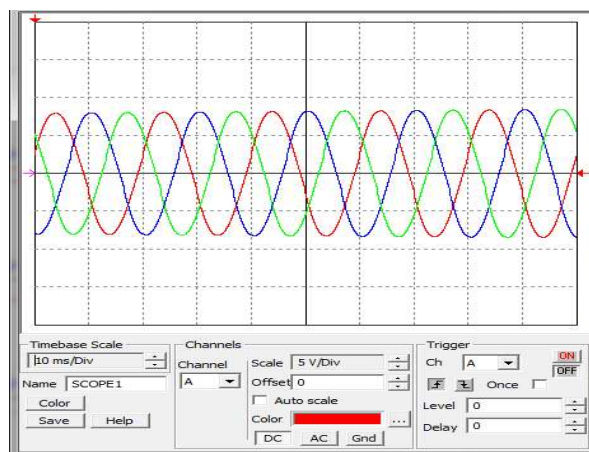


Figure 11 : les tensions à la sortie du pupitre

La simulation donne un très bon résultat, mais le problème majeur de la commande symétrique c'est le coût onéreux et l'encombrement du filtre LC.

II.3) Onduleur à Commande MLI :

La modulation de largeur d'impulsions (MLI), en anglais : Pulse Width Modulation (PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide des circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, nous pouvons éliminer un certain nombre d'harmoniques.

Cette technique est très utilisée aujourd'hui pour la commande des onduleurs, parmi ses avantages nous citons :

- ✓ Diminuer le taux d'harmoniques à la sortie de l'onduleur.
- ✓ Améliorer la réponse spectrale par le rejet des harmoniques vers les fréquences élevées (multiplication du rang d'harmoniques).
- ✓ Améliorer l'onde du courant (forme sinusoïdale sans perturbation).

II.3.1) Le filtrage :

La commande des interrupteurs se fait par des tensions modulées. La tension de sortie est alors découpée et le courant est pratiquement sinusoïdal.

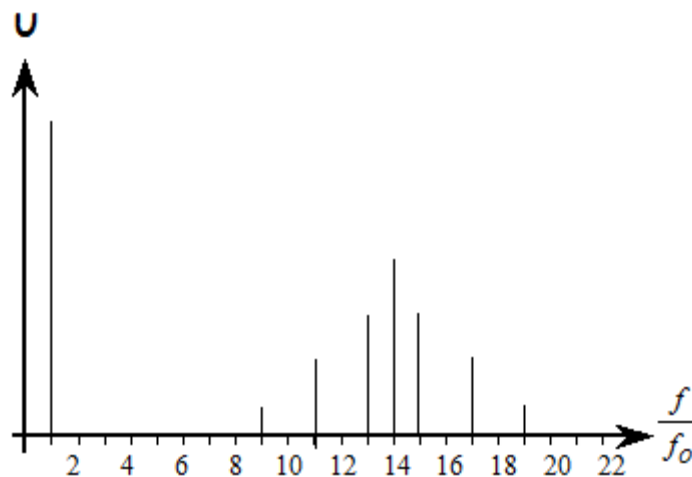


Figure 12 : Spectre unilatérale du signal de sortie de l'onduleur

Le filtrage est simple il se fait par la charge qui joue le rôle d'un filtre RL passe bas.

Les harmoniques proches du fondamental sont éliminés (les harmoniques de fréquences élevées sont faciles à filtrer).

II.3.2) Elaboration de la commande MLI.

Dans cette partie nous allons voir comment générer une commande MLI analogique, pour la commande MLI numérique elle sera abordée dans le 3^{ème} chapitre.

Pour générer une commande MLI analogique, nous comparons deux tensions :

- Une en triangle ou en dents de scie v_t de fréquence f_p (porteuse).
- Une sinusoïdale v de fréquence f .

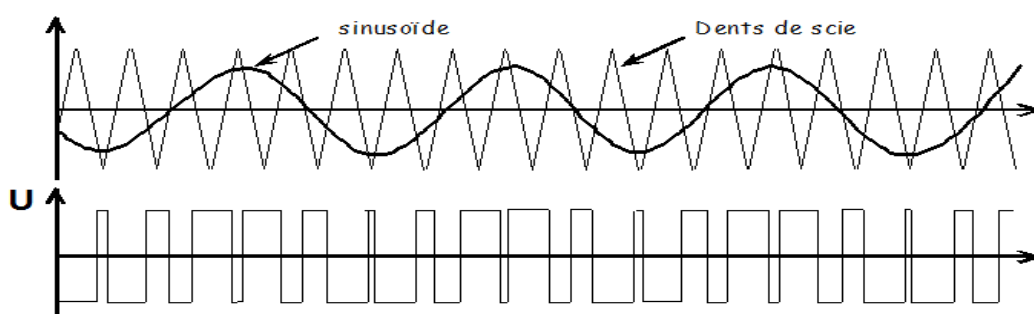


Figure 13 : Le signal de sortie d'un onduleur à commande MLI

II.3.3) Onduleur en pont :

La figure 14 présente la structure d'un onduleur à 4 interrupteurs ou en pont.

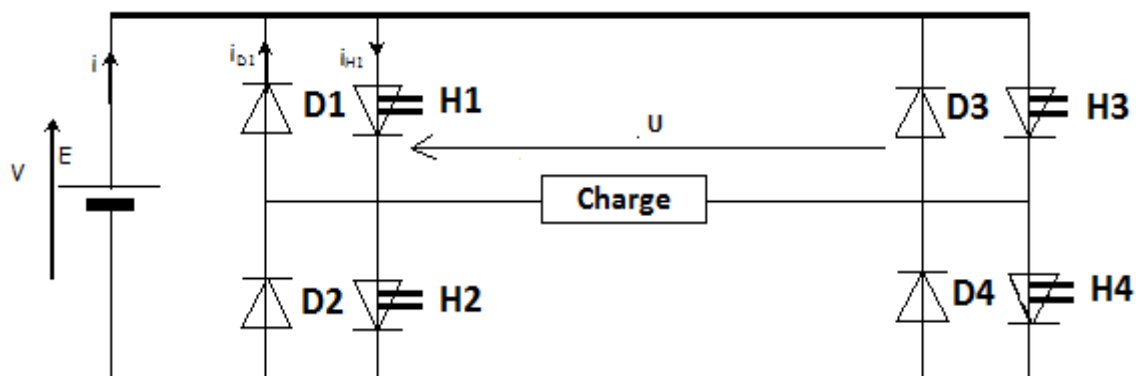


Figure 14 : Onduleur en pont

H1, H2, H3 et H4 sont des interrupteurs électroniques commandés à la fermeture et à l'ouverture.

II.3.4) Choix des interrupteurs électroniques :

II.3.4.1) Définition :

Les interrupteurs électroniques utilisés dans les onduleurs sont des transistors fonctionnant en commutation ; ils sont rendus bidirectionnels en courant par la mise en antiparallèle de diodes.

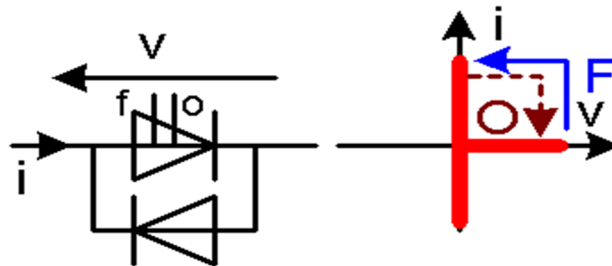


Figure 15 : Caractéristique d'un interrupteur électronique idéale avec une diode en antiparallèle

Le choix de cet interrupteur est dû au fait que le courant dans la charge change de signe. Dans certaines phases de fonctionnement, le courant ne peut circuler dans les transistors ou thyristors unidirectionnels (par exemple quand i_{H1} est négatif même si $H1$ est commandé), d'où la présence de diodes en antiparallèle sur ces composants.

II.3.4.2) Critères de choix :

Le schéma de la figure 16 illustre les types de composants et leurs domaines d'utilisation en fonction de la fréquence de commutation et de la puissance de l'onduleur.

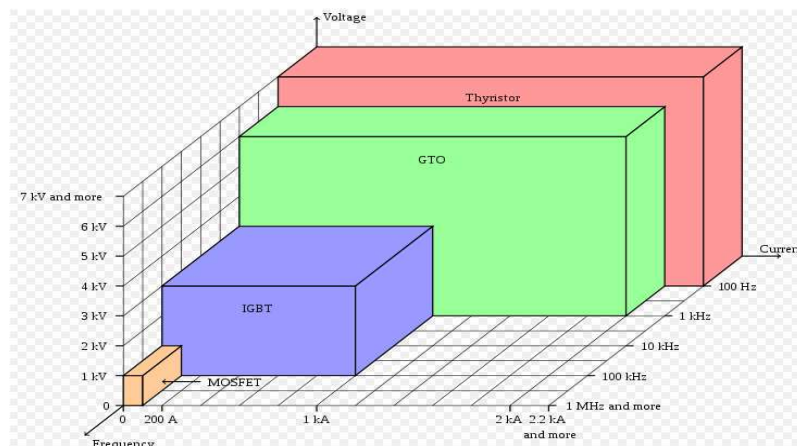


Figure 16 : les interrupteurs électroniques et leurs domaines d'utilisation

Pour les faibles puissances et à une fréquence de commutation assez élevée il est préférable d'utiliser des Mosfets, car leur commande est assez simple par rapport aux IGBTs et présentent moins de pertes lors des commutations.

II.3.4.3) Définition du Mosfet :

Ce sont des interrupteurs électroniques dont le blocage ou l'amorçage sont commandés par une tension. Ce sont les plus utilisés dans le domaine des faibles et moyennes puissances (quelques kilowatts).

Leur domaine d'utilisation est limité à quelques centaines de volts, excepté le domaine des fréquences élevées pour lesquelles le Mosfet surclasse tous les autres composants.

Leur principal défaut est qu'à l'état passant ils se comportent comme des résistances (R_{DSon}) de quelques dizaines de mΩ. Cette résistance est responsable des pertes en conduction. Le Mosfet peut aussi présenter des pertes de commutation lorsqu'il est utilisé comme interrupteur dans les alimentations à découpage. En effet, à chaque commutation, les capacités parasites présentes à ses bornes doivent être chargées ou déchargées entraînant des pertes en CV^2 .

II.3.4.4) Symbole du Mosfet :

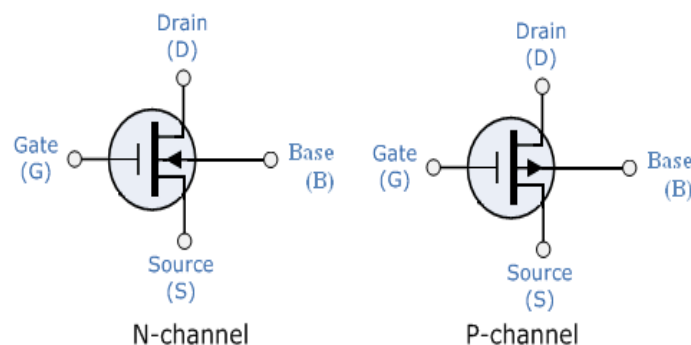


Figure 17 : Les types de transistor Mosfet

Mosfet canal N est le plus fréquent, il est commandé à l'ouverture avec une tension $V_{gs} > 0$

II.3.4.5) Caractéristique Statique du Mosfet canal N :

La figure 18 représente les caractéristiques de transfert de sortie du Mosfet canal N $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS})$.

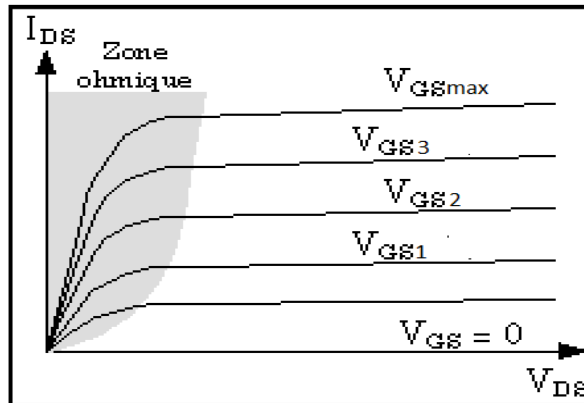


Figure 18 : La caractéristique du Mosfet canal N

II.3.4.6) Choix du transistor Mosfet

Le Mosfet adéquat doit avoir :

- ✓ $V_{max} > 5v$ (la tension maximale appliquée sur la charge)
- ✓ $I_{max} > 141.5 A$ (le courant maximal fourni à la charge)
- ✓ $P_{max} > 400 W$ (la puissance maximale demandée par la charge doit être à l'intérieur de son aire de sécurité)

Nous ajoutons un coefficient de sécurité de 1.8 car les caractéristiques qui figurent sur les Datasheets des Mosfets sont à 25 °C.

Le transistor Mosfet IRL3713 ($V_{max} = 30V$; $I_{max} = 260A$; $R_{DSon} = 3m\Omega$) remplit les conditions ci-dessus (voir le tableau 4 dans l'annexe F).

II.3.4.7) Les pertes dans le transistor Mosfet :

L'échauffement d'un transistor Mosfet (figure 19) tient à deux facteurs :

- pertes de conduction : le transistor présente toujours une petite résistance à l'état passant.
- pertes de commutation : lorsque le transistor change d'état.

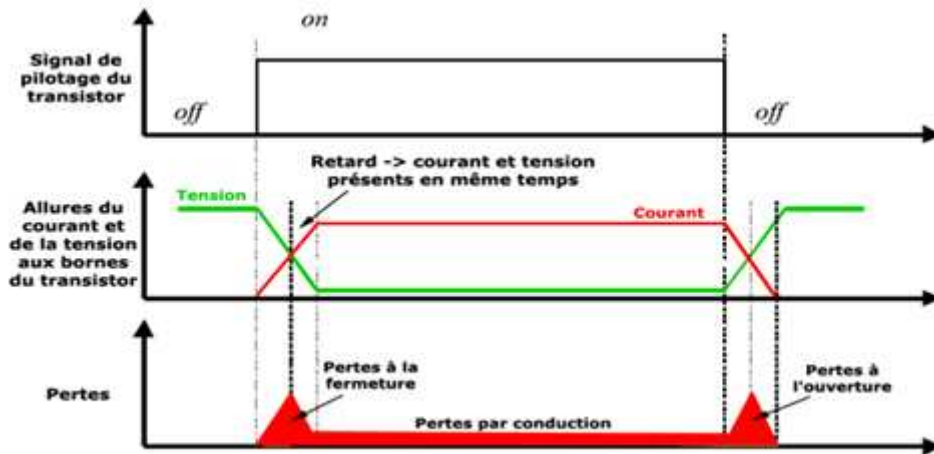


Figure 19 : Les pertes dans un Mosfet

Sur un Mosfet de puissance, lorsque la tension de la grille dépasse 5 ou 6V, le transistor se trouve à l'état passant. Dans cet état le transistor se comporte comme une résistance résiduelle. Idéalement, cette résistance est nulle. Cette résistance est notée $R_{D_{Son}}$ (résistance entre drain et source à l'état passant "on").

Pour calculer la puissance dissipée $P_{conduction}$ du transistor de puissance lorsqu'il est à l'état passant, il suffit de faire comme pour une simple résistance :

$$P_{conduction} = R_{D_{Son}} \cdot I_d^2$$

$R_{D_{Son}}$: Résistance à l'état passant

I_d : Courant de drain ou courant principal

Pour le Mosfet IRL3713 $R_{D_{Son}} = 3\text{m}\Omega$ à 25°C et $V_{gs} = 10\text{V}$.

La résistance $R_{D_{Son}}$ augmente fortement avec la température du transistor (voir la figure 20). Plus elle est chaude, plus sa résistance est élevée. Par exemple de 25°C à 150°C , la résistance $R_{D_{Son}}$ est multipliée par 1.5 environ.

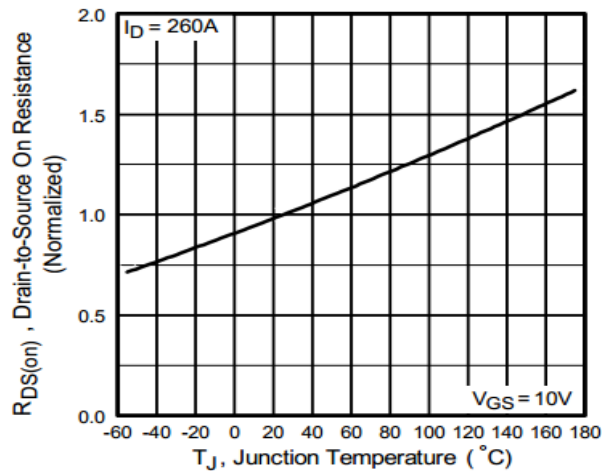


Figure 20 : Evolution de RDSON avec la température

La puissance consommée par le transistor à la fermeture et à l'ouverture a pour expression :

$$P_{commutation} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_r + t_f) \cdot f$$

t_r : Temps de montée du Mosfet.

t_f : Temps de descente du Mosfet.

- **Calcul des pertes pour le Mosfet IRL3713 :**

$$\checkmark P_{conduction} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 142^2$$

$$P_{conduction} = 60.5 \text{ W}$$

$$\checkmark P_{commutation} = \frac{1}{2} \cdot 30 \cdot 142 \cdot (160 \cdot 10^{-9} + 57 \cdot 10^{-9}) \cdot 2000$$

$$P_{commutation} = 0.92 \text{ W.}$$

La puissance totale consommée par le transistor est de :

$$P_{totale} = P_{conduction} + P_{commutation}$$

Donc

$$P_{totale} = 61.42 \text{ W}$$

La chute de tension au niveau du transistor :

$$\begin{aligned}V_{DS} &= R_{DSon} \cdot I_d \\ &= 3 \cdot 10^{-3} \cdot 142\end{aligned}$$

$$V_{DS} = 0.426 \text{ V}$$

C.-à-d. une chute de tension d'environ 1V.

Nous ajoutons un coefficient de sécurité de 2 car R_{DSon} augmente avec la température.

II.3.4.8) Diodes en antiparallèles :

Pour le dimensionnement des diodes de l'onduleur, nous devons nous servir du courant nominal et trouver des diodes ayant la chute de tension la plus faible. Nous choisissons des diodes de Schottky car elles sont très rapides ($V_{seuil} \approx 0.3V$).

Le choix s'est porté sur la diode de référence : SPB10045 ($V_{seuil} = 0.57V$; $I = 200A$).

A l'entrée de l'onduleur nous devons avoir :

$$V_{max} = 10 \text{ V}$$

$$I_{max} = 142 \text{ A}$$

$$P_{max} = 700 \text{ W}$$

Ces valeurs sont surestimées car toutes les caractéristiques des composants changent avec l'augmentation de la température.

III) Dimensionnement de l'alimentation à découpage :

L'alimentation à découpage est un convertisseur de puissance qui convertit une tension continue en une autre tension continue fixe ou réglable de plus faible valeur.

L'utilisation d'une alimentation à découpage au lieu d'un hacheur est dû au fait que, dans la première l'entrée est isolée de la sortie par un transformateur (voir la figure 21).

III.1) Convertisseur Forward :

Ce convertisseur est issu de l'hacheur série auquel nous avons rajouté deux diodes, D_m et D_{tr} , afin de générer une tension alternative aux bornes du transformateur (voir la figure 23).

Ce montage est bien adapté aux applications nécessitant un fort courant de sortie (continuité du courant de sortie dans les hacheurs de type Buck), pour des puissances allant jusqu'à 1000W dans le commerce.

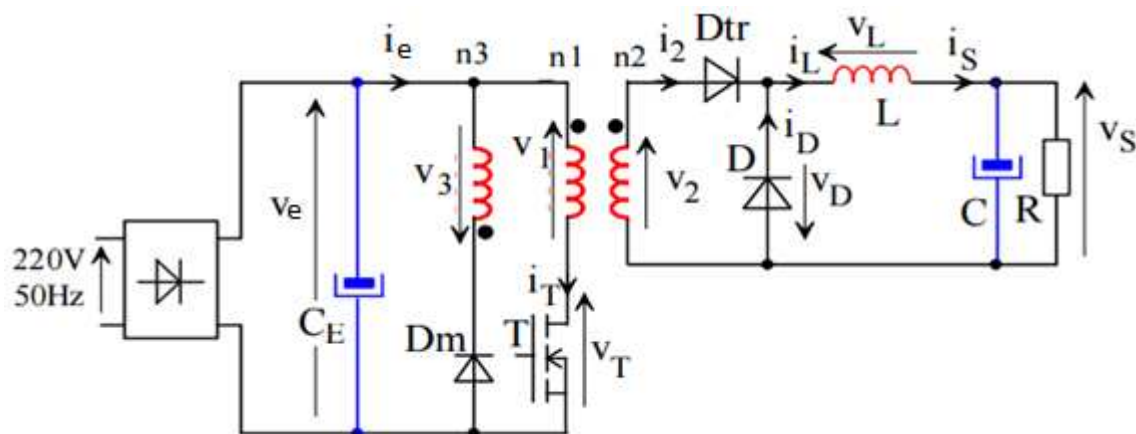


Figure 21 : Schéma de montage d'un convertisseur Forward

La figure 22 illustre les différentes étapes de conduction du convertisseur Forward durant une période.

Dans l'étape **a**, T_p est passant, donc il y aura magnétisation du circuit magnétique du transformateur et transfert simultané de l'énergie de la source V_e à la charge.

Après la fermeture de T_p (étape **b**) **L** et **C** assurent la continuité de l'alimentation de la charge et la démagnétisation totale du circuit magnétique est assurée par l'enroulement annexe.

Finalement (étape **c**) le transformateur reste inerte (phase morte) jusqu'à la fin de la période, tandis que **L** et **C** continuent à alimenter la charge.

Les formes d'ondes correspondantes à ces étapes sont représentées par la figure 23.

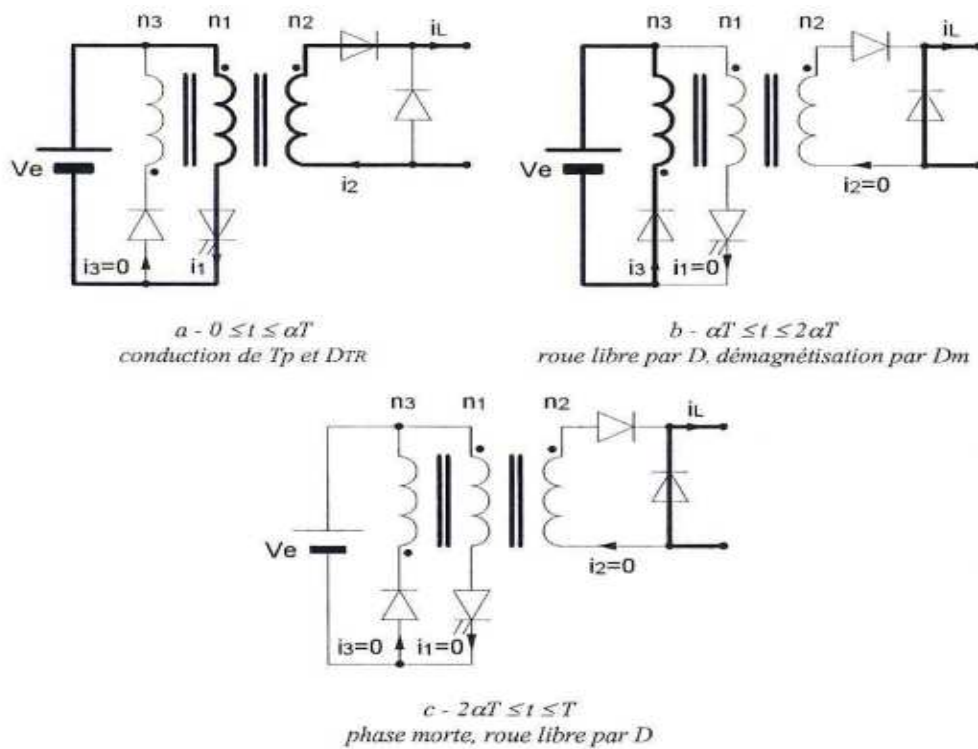


Figure 22 : Etapes de conduction d'un convertisseur Forward

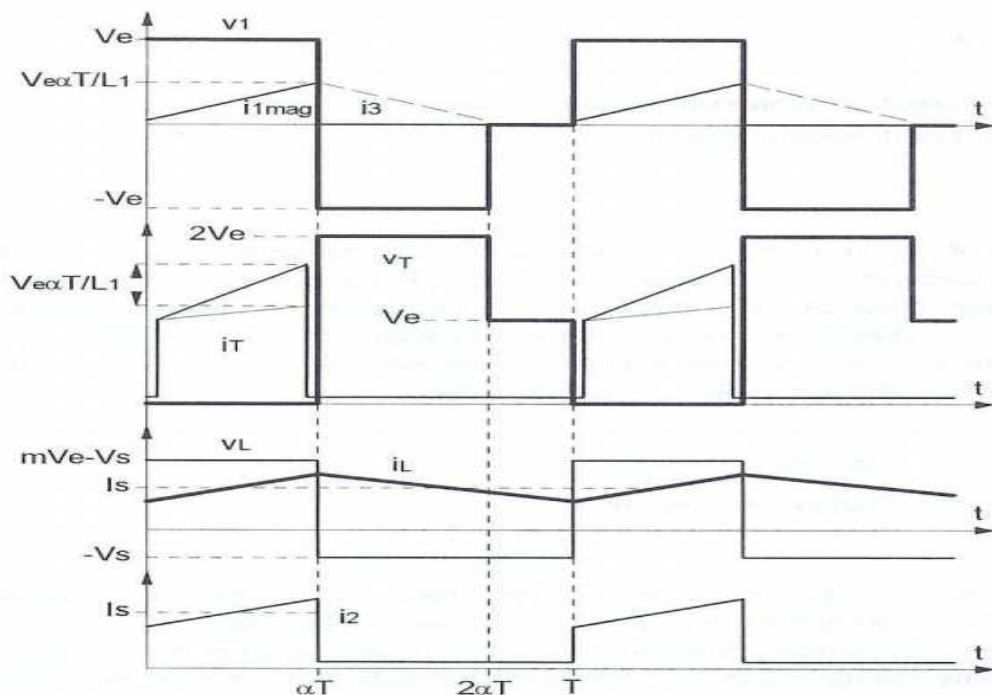


Figure 23 : Forme d'onde en conduction continue pour un convertisseur Forward

Pour raisonner sur ce transformateur à trois enroulements nous utilisons la loi d'Hopkinson

(avec $R = \frac{n_i^2}{L_i}$ la réluctance du circuit magnétique) :

n_i : Le nombre de spire de l'enroulement i .

L_i : L'inductance de l'enroulement i .

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 + n_3 i_3 = R\Phi$$

De plus :

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

Avec Φ le flux commun dans le circuit dont le comportement est supposé linéaire.

Lorsque nous fermons l'interrupteur nous aurons :

$$v_1 = V_e$$

$$v_2 = mV_e = -v_D \quad (\text{m c'est le rapport de transformation})$$

$$v_{Dm} = -(1 + m)V_e$$

Donc les diodes D et D_m sont bloquées, l'énergie est transmise à la charge via la diode D_{TR} et le transformateur est magnétisé (stockage d'énergie).

Nous avons alors :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = R\Phi$$

Et

$$v_1 = n_1 \frac{d\Phi}{dt} = V_e$$

D'où

$$\Phi = \frac{V_e}{n_1} t \quad (\text{en démagnétisation complète})$$

Et

$$i_1 = m i_L + \frac{RV_e t}{n_1^2} = m i_L + i_{1,mag}$$

Lorsque nous ouvrons l'interrupteur, la continuité des ampères-tours magnétisants (reliés au flux) est respectée grâce au troisième enroulement en série avec la diode D_m .

D'où

$$v_3 = -V_e$$

$$v_1 = -\frac{V_e}{m'}$$

$$v_T = \left(1 + \frac{1}{m'}\right)V_e$$

Nous avons :

$$v_1 = -\frac{V_e}{m'} = n_1 \frac{d\phi}{dt}$$

Donc

$$\phi = \phi_M - \frac{V_e t}{n_1 m'}$$

Avec

$$\phi_M = \frac{V_e \alpha T}{n_1}$$

D'où

$$i_3 = \frac{R\phi_M}{n_3} - \frac{V_e t}{L_3}$$

Il y a récupération à la source de l'énergie magnétique stockée pendant la première phase jusqu'à la démagnétisation totale (pour éviter la saturation du circuit), ce qui impose une valeur moyenne de tension aux bornes du transformateur nulle. Nous pouvons avoir une phase morte durant laquelle la diode de roue libre continue à laisser circuler i_L . Le rapport cyclique est limité par la valeur supérieure α_m telle que :

$$\alpha_m = \frac{1}{1+m'} \text{ Pour } m' = 1; \alpha_m = \frac{1}{2}$$

Nous avons pour finir :

La tension de sortie sera donnée par l'équation suivante :

$$\frac{V_S}{V_E} = m\alpha \Rightarrow V_S = m\alpha V_e$$

Alors que l'ondulation de la tension est exprimée par :

$$\Delta V_S = \alpha(1 - \alpha) \frac{mV_e}{8LCf^2}$$

Par ailleurs l'ondulation du courant peut être évaluée avec :

$$\Delta I_L = \alpha(1 - \alpha) \frac{mV_e}{Lf}$$

III.2) Dimensionnement du transformateur :

Pour un transformateur la première contrainte est directement liée à la tension aux bornes de l'enroulement primaire et au temps pendant lequel est appliquée.

$$\int_0^{\alpha T} V_e dt = B_{max} \cdot n_1 \cdot A_e$$

A_e : La section du circuit magnétique.

n_1 : Le nombre de spire du primaire.

B_{max} : L'induction maximale exigée du circuit magnétique du transformateur.

Donc
$$B_{max} = \frac{V_e \alpha T}{n_1 A_e}$$

Nous devons avoir :
$$B_{max} < B_{sat}$$

Nous prenons :
$$B_{max} = 0.3 \text{ Tesla} \quad (\text{car } B_{sat, ferrite} = 0.3 \text{ Tesla})$$

III.2.1) Sélection du circuit magnétique :

Le choix d'un circuit magnétique est obtenu par le produit des surfaces S_W et S_f .

S_W : Surface de la fenêtre représentée en bleu sur la figure 24.

S_f : Surface du fer représentée en vert sur la même figure.

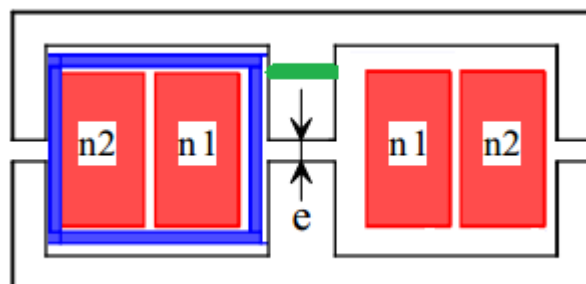


Figure 24 : Circuit magnétique en E

Ce produit est donné par la formule empirique suivante :

$$S_w S_f = \left(\frac{11,1 P_{in}}{K \cdot B \cdot f} \right)^{1.143} \text{ cm}^4$$

P_{in} : La puissance absorbée par le convertisseur Forward.

K : Facteur de forme.

$$S_w S_f = \left(\frac{11,1 \cdot 1000}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 10000} \right)^{1.143} \text{ cm}^4$$

$$S_w S_f = 6,65 \text{ cm}^4$$

Alors :

$$S_w S_f = 66500 \text{ mm}^4$$

Type Number	S_f (mm ²)	S_w (mm ²)	$S_f S_w$ (mm ⁴)
ETD 29/16/10	76	128	9728
ETD 34/17/11	97	171	16587
ETD 39/20/13	125	234	29250
ETD 44/22/15	173	279	48267
ETD 49/25/16	211	343	72373
ETD 54/28/19	280	412	115360
ETD 59/31/22	368	473	174064

Tableau 2 : Les données d'une série des circuits magnétiques ETD

Nous déduisons de ce tableau que l'ETD 49/25/16 est le circuit adéquat.

III.2.2) Détermination de n_1 et n_2 :

Pour déterminer le nombre de spires du primaire, nous allons nous servir de la relation suivante :

$$B_{max} = \frac{V_e \alpha T}{n_1 A_e}$$

Le nombre minimal de spire du primaire correspond au rapport cyclique maximal.

Donc

$$n_1 > \frac{V_e \alpha_{max} T}{B_{max} A_e}$$

$$n_1 > \frac{311,13.0,5.2.10^{-5}}{0.3.211.10^{-6}}$$

$$n_1 > 49$$

Nous prenons $n_1 = 50$ spires.

D'après le rapport de transformation m nous avons :

$$m = \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_{smax}}{V_{e,min}\alpha_{max}}$$

Alors :

$$n_2 = \frac{n_1 V_{smax}}{V_{e,min}\alpha_{max}}$$

$$n_2 = \frac{50.12}{311,13.0,5}$$

$$n_2 = 4 \text{ spires}$$

III.2.3) Section de fil du primaire :

Soit un fil de cuivre de section S parcouru par un courant I , et J la densité de courant dans le cuivre, la relation entre S , I et J est la suivante :

$$S = \frac{I}{J}$$

Donc
$$S_{pfil} = \frac{3,2}{4,5} = 0,7 \text{ mm}^2$$

Nous avons :
$$S = \frac{\pi.D^2}{4}$$

Donc
$$D_{pfil} \approx 1 \text{ mm}$$

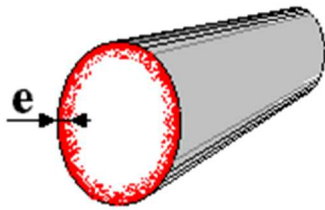
III.2.4) Section de fil du secondaire :

Par le même calcul de la partie précédente nous obtenons :

$$S_{sfil} = \frac{141,5}{4,5} = 31,5mm^2$$

$$D_{sfil} \approx 6mm$$

III.2.5) Effet de peau :



Les courants à haute fréquence ne se propagent pas dans les conducteurs comme le courant continu ou à basse fréquence. Au lieu d'utiliser la totalité de la section du conducteur ils se propagent dans les couches proches de la surface du conducteur.

La densité de courant décroît de façon exponentielle au fur et à mesure que nous nous éloignons de la surface. L'épaisseur moyenne e (en m) de la "peau" dans laquelle circule les courants HF peut être estimée à l'aide de la formule suivante :

$$e = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \mu_r \cdot f}}$$

Avec :

μ_0 : perméabilité magnétique du vide ($4\pi 10^{-7}$)

μ_r : perméabilité magnétique relative du conducteur (on prendra 1 pour le cuivre)

f : fréquence en Hz

ρ : résistivité du conducteur en $\Omega \cdot m$ ($1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ pour le cuivre)

Il faut contrer cet effet, parce que les pertes vont augmenter et il y aura réchauffement des conducteurs. La solution consiste à diviser le fil en brins plus fins isolés électriquement les uns des autres. Chacun des fils doit avoir un diamètre qui est inférieur à la valeur de l'épaisseur de peau à la fréquence de travail. Cependant, même lorsque le fil est composé de brins isolés

électriquement, les effets de proximité entre les fils rendent encore le fil résistif à haute fréquence car le courant ne se répartit pas également entre tous les brins. Afin de lutter contre les effets de proximité, il faut que chaque brin ne soit pas toujours situé au même endroit du fil, mais alterné entre différentes positions. Ainsi, le courant se répartit équitablement entre tous les brins. Une possibilité pour le faire consiste à tresser ou toronner les brins entre eux.

Les fils de Litz utilisent cette technologie. A 10 KHz, $e = 0.66 \text{ mm}$.

Donc nous aurons besoin au moins de trois fils de 0,6 mm de diamètres pour fabriquer le fil du primaire et de cent fils de 0,6 mm de diamètres pour fabriquer le fil du secondaire.

III.3) Dimensionnement du filtre de sortie :

III.3.1) Calcul de l'inductance L :

Nous pouvons déduire la valeur de L de l'expression de l'ondulation :

$$\Delta I_L = \alpha(1 - \alpha) \frac{mV_e}{Lf}$$

Donc
$$L = \alpha(1 - \alpha) \frac{mV_e}{f\Delta I_L}$$

Pour une ondulation de 0.5A :

$$L_{min} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2}\right) \frac{4}{50} \cdot \frac{311,13}{10000 \cdot 0,5}$$

$$L_{min} = 249\mu\text{H}$$

III.3.2) Choix du Tore :

Le tore choisi est un tore de chez Arcelor Mittal. Le matériau est le Nanophy il permet de réduire les pertes à température élevée. En outre, une induction de saturation pour ce matériau qui peut atteindre 1.25T et sa fréquence d'utilisation est comprise entre 10KHz et 100KHz ce qui correspond à notre application. Il faut également prévoir un tore avec un diamètre suffisamment grand pour faire passer le nombre souhaité de tours de fil. Le tore adéquat est référencé par N4E1.

III.3.3) Calcul du nombre de spires :

Les constructeurs des circuits magnétiques donnent, pour une géométrie précise et un type de matériau magnétique, la valeur du coefficient A_L . Le calcul de l'inductance est donné par la formule suivante :

Nous avons :
$$L = N^2 \cdot A_L$$

Avec L : Inductance en μH

N : nombre de spires

A_L : Inductance du tore par tours carrés $\mu H/tr^2$

Nous avons alors :
$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{249}{18}} \approx 4 \text{ spires}$$

III.3.4) Détermination de la valeur du condensateur :

Nous avons l'expression de l'ondulation de sortie qui est donnée par :

$$\Delta V_s = \alpha(1 - \alpha) \frac{mV_e}{8LCf^2}$$

Nous pouvons alors retrouver la valeur de C :

$$C = \alpha(1 - \alpha) \frac{mV_e}{8L\Delta V_s f^2}$$

Pour une ondulation de 25mV :
$$C_{min} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2}\right) \frac{\frac{4}{50} \cdot 311,13}{8,249 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} \cdot 10^8}$$

$$C_{min} = 1.25mF$$

Après réflexion, nous avons choisi le condensateur pour le courant qu'il peut fournir et non pas pour la valeur de ΔV_s recherchée. Nous avons donc choisi comme condensateur le PEH200. Il peut supporter 19 A. Nous en mettons huit en parallèles, ce qui fait 152A. Le cahier de charge limite le courant à 141,5A au maximum en sortie, avec huit condensateurs, le courant supporté est suffisant.

III.4) Choix des diodes :

La tension maximale vue par les deux diodes D et DTR vaut 32V.

Nous choisissons le rectifieur 203CMQ ($V_{\text{seuil}} = 0.7V$; $V_{\text{inverse}} = 80$; $I = 200A$).

Ces paramètres sont mentionnés dans le Datasheet du pont rectifieur (voir le tableau 5 dans l'annexe F).

Pour la diode de démagnétisation D_m :

La tension maximale vue par la diode D_m vaut 623 V.

Le courant maximal traversant la diode D_m est de :

$$I_{D_{moymax}} = I_s \cdot m$$

(I_s : Le courant maximale de sortie ; m C'est le rapport de transformation du transformateur)

$$I_{D_{moymax}} \approx 12 A$$

Le choix s'est porté sur la diode BYT30-1000 de ST Microelectronics, qui peut supporter une tension de 1000V à ses bornes et un courant allant jusqu'à 30A.

III.5) Choix de l'interrupteur électronique :

Nous avons choisi d'utiliser un transistor qui commute à des fréquences élevées. Nous avons choisi le transistor Mosfet, qui est beaucoup plus rapide que le transistor bipolaire ou IGBT et a une chute de tension plus faible.

Les caractéristiques du Mosfet choisi doivent vérifier les inégalités suivantes :

$$V_{DSmax} > 2 \cdot V_e$$

$$I_{DSmax} > m \cdot I_{Smax}$$

Pour Cela nous avons choisi le Mosfet IXFE 36N100 ($V_{DS} = 1000V$; $I_{DS} = 33A$) avec une marge de sécurité supérieure à 1,5 (voir figure 52 Annexe F).

IV) Simulation de la partie puissance :

Nous avons utilisé le logiciel Psim pour simuler le système entier, la commande MLI adoptée dans cette simulation est analogique.

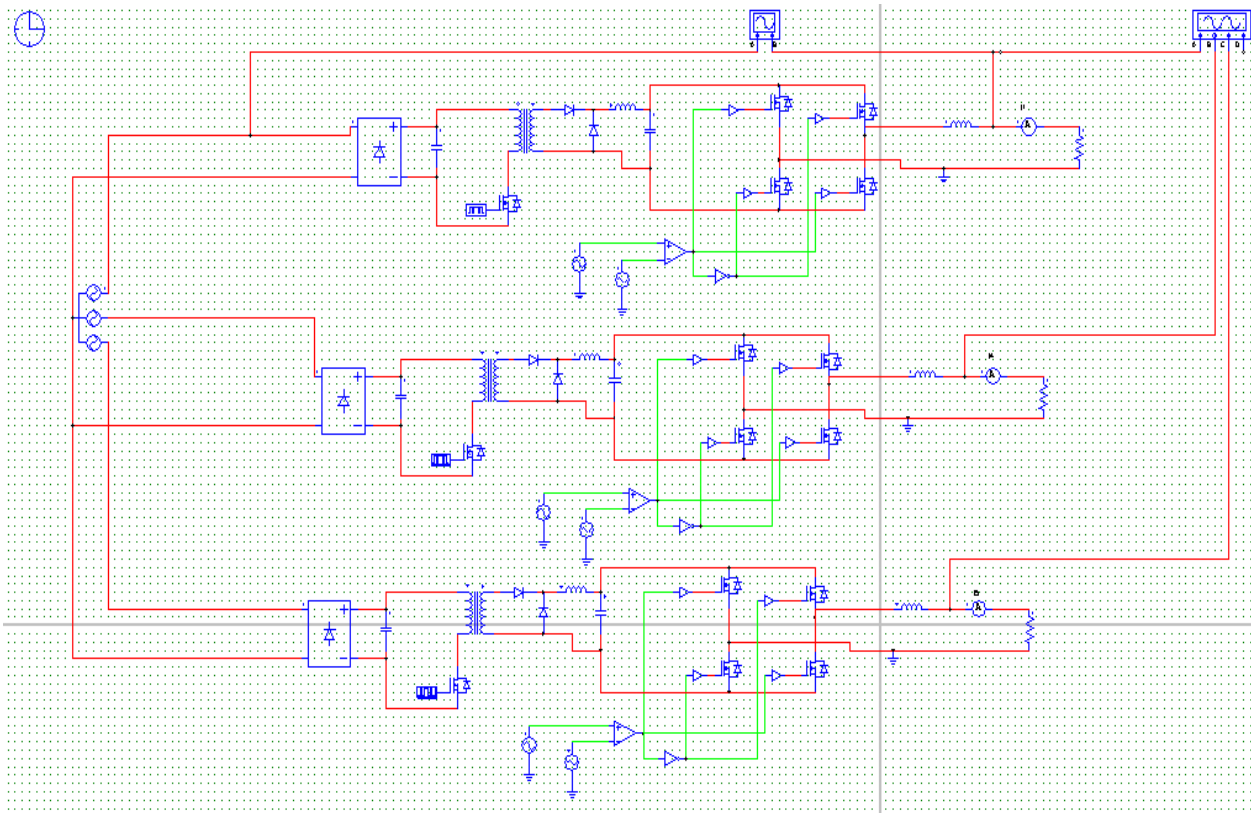


Figure 25 : Simulation de la partie puissance sur le logiciel Psim

Les éléments utilisés dans ce montage sont parfaits, cela revient à négliger les pertes, l'influence de la température sur les caractéristiques des composants et les effets des perturbations électromagnétique.

La figure 26 montre l'allure des courants à la sortie du pupitre, il apparait qu'ils sont bien filtrés.

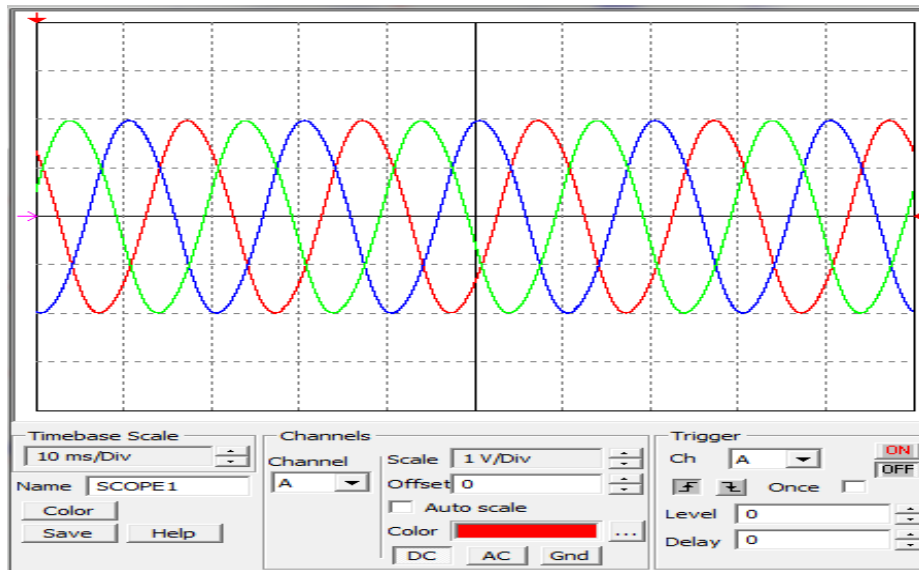


Figure 26 : La forme du courant dans la charge triphasée après filtrage

Si nous retardons la commande de l'onduleur, nous verrons que le déphasage du courant par rapport à la tension du secteur varie proportionnellement à ce retard (figure 27), cela dû au fait que le courant et la tension à la sortie du pupitre sont séparés de la tension du secteur.

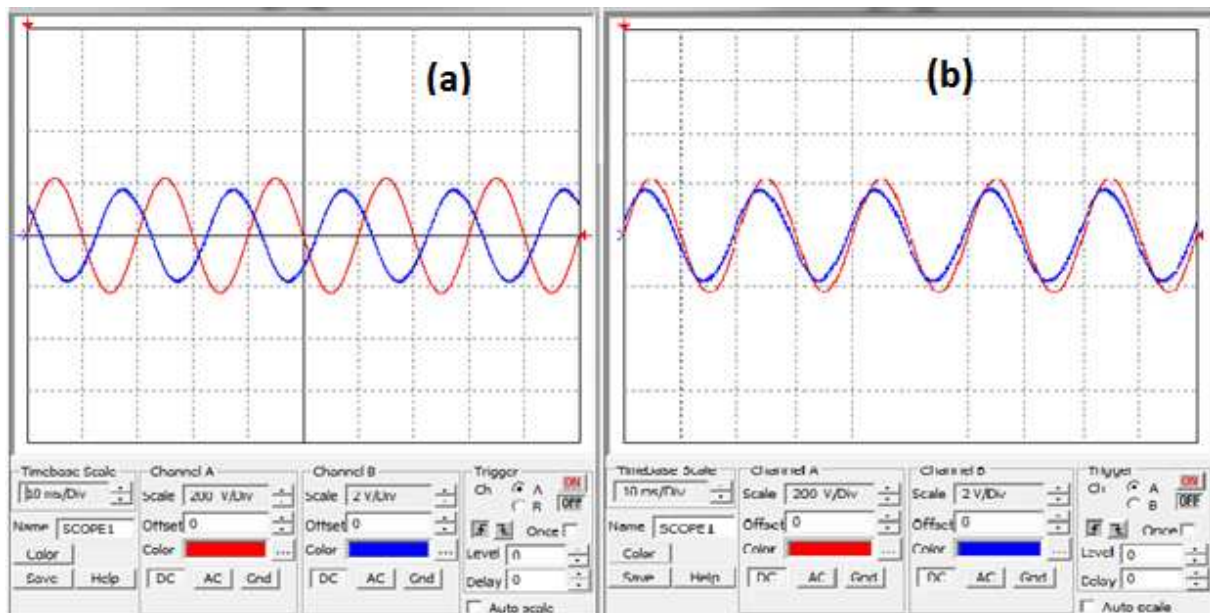


Figure 27 : La variation du déphasage du courant par rapport à la tension

- a) Le déphasage initial entre le courant et la tension avant de retarder la commande.
- b) Le déphasage ajusté entre le courant et la tension.

CHAPITRE III : La partie commande

I) Introduction :

Jusqu'à présent, nous avons plutôt parlé des Mosfet idéaux. Mais en réalité, la grille et la liaison drain-source sont séparées par un mince isolant. Cet isolant a pour effet de former un condensateur entre la grille et le drain (et un autre entre la grille et la source, d'ailleurs). Ces capacités parasites ont deux conséquences :

- ✓ La première est de limiter la réponse en fréquence des Mosfet.
- ✓ La seconde conséquence est que, lorsqu'un signal carré apparaît sur la grille, il provoque la charge et la décharge progressive du condensateur parasite. Plus simplement, lorsqu'un front apparaît, le condensateur se comporte d'abord comme un conducteur puis son impédance augmente au cours de la charge pour devenir progressivement de plus en plus un isolant. Le problème, c'est que lors de premiers instants de la charge du condensateur parasite, un courant (relativement) important est susceptible d'apparaître au niveau de la grille du Mosfet. Peut-être trop important pour le circuit logique qui le pilote.

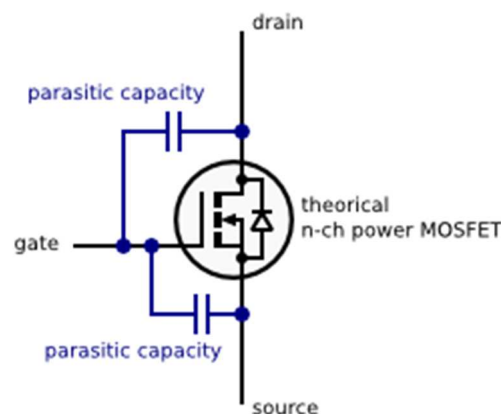


Figure 28 : Capacités parasites sur un MOSFET

Donc La seule limitation de la vitesse de commutation dépend des capacités internes du Mosfet, notamment la capacité d'entrée, c'est-à-dire la capacité de grille. Un certain temps est nécessaire pour que la capacité se charge et se décharge complètement.

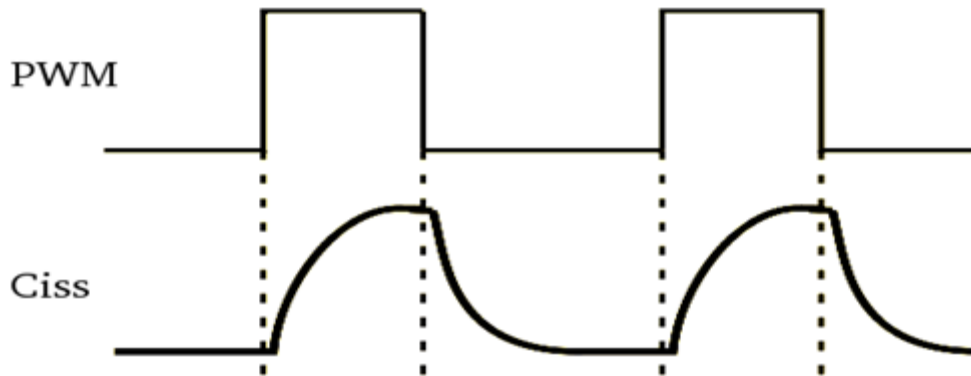


Figure 29 : L'effet des capacités parasites sur un Mosfet

Pour résoudre ce problème nous utiliserons des drivers Mosfet qui seront définis par la suite. Aussi nous avons besoin d'utiliser des optocoupleurs pour isoler la partie commande de la partie puissance.

La partie onduleur ne cause pas un grand problème car la tension à ce niveau ne dépasse pas 10V, tandis que la tension à l'entrée de l'alimentation à découpage peut atteindre quelques centaines de volts, donc l'isolation s'avère indispensable.

II) Drivers Mosfet :

II.1) Définition :

Les drivers de Mosfets sont des circuits intégrés qui sont capable de fournir des pics de courant très importantes dans un laps de temps pour vaincre l'effet capacitif de la grille.

II.2) Choix du composant :

Nous choisissons le driver IR2101. C'est un circuit intégré qui permet le pilotage en haute fréquence de 2 MOSFET ou de 2 IGBT, sous des tensions pouvant atteindre 600V, en garantissant l'isolation électrique de chaque étage. Ces caractéristiques sont présentées sur la figure 54 dans l'annexe F.

II.3) Diagramme de fonctionnement :

Le diagramme de fonctionnement du Mosfet driver IR2101 est présenté sur la figure suivante :

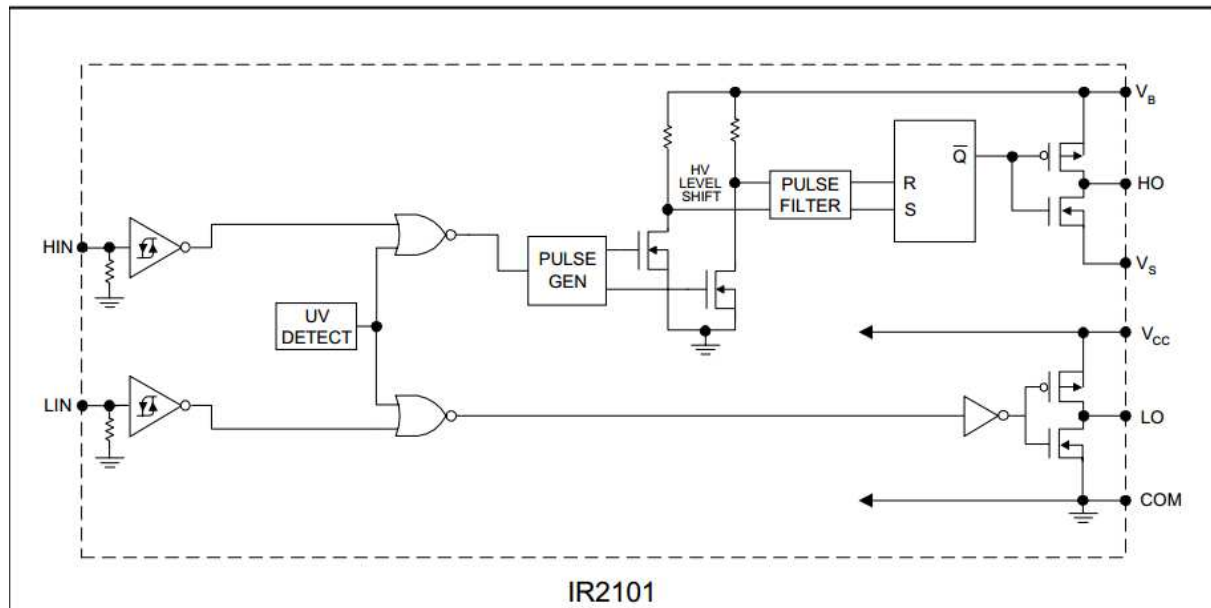


Figure 30 : Schéma du circuit IR2101

Les entrées HIN, HIL sont des entrées logiques, compatibles CMOS et TTL. Les niveaux de basculement sont liés à la valeur de la tension d'alimentation V_{cc} . Par exemple, pour $V_{cc}=15v$, le niveau haut est compris entre 9,5v et 15v, le niveau bas est compris entre 0v et 6v.

Les étages de sortie peuvent délivrer un courant de 2A par l'intermédiaire des transistors montés en push-pull. Ces transistors ont un fonctionnement complémentaire.

III) Optocoupleur :

III.1) Définition :

Un optocoupleur est formé d'une LED infrarouge et d'un phototransistor ou d'une photodiode. Il y a un isolement électrique entre les deux. Les caractéristiques électriques sont :

- courant maximum dans la LED
- courant maximum dans le phototransistor
- taux de transfert (CTR : current transfer ratio)
- courant de fuite dans le phototransistor (dark current)
- puissance que l'ensemble peut dissiper
- tension d'isolation de l'optocoupleur

III.2) Symbole de l'optocoupleur

Un optocoupleur se représente de la façon suivante :

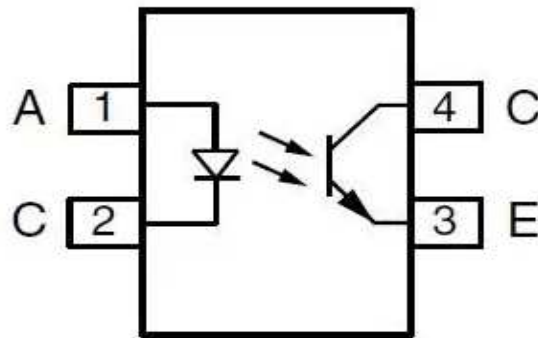


Figure 31 : Symbole d'un optocoupleur

III.3) Principe de fonctionnement de l'optocoupleur

Un optocoupleur repose sur une LED et un phototransistor ou une photodiode. Lorsque nous faisons passer un courant dans la LED, elle brille (elle émet de l'infrarouge) dans un boîtier bien hermétique. La lumière émise par la LED est captée par le phototransistor qui devient alors passant. Nous pouvons donc transmettre un courant électrique tout en isolant électriquement. Dans son principe, l'optocoupleur fait les conversions successives : courant électrique - lumière infrarouge - courant électrique.

III.4) CTR d'un optocoupleur :

Le courant que peut délivrer le phototransistor d'un optocoupleur augmente si le courant dans la LED augmente. Plus le courant dans la LED infrarouge est grand, plus la LED infrarouge émet d'infrarouges et plus le phototransistor est "éclairé", ce qui crée un courant plus élevé, dans la mesure où le circuit où il est le permet.

Le CTR (current transfer ratio) d'un optocoupleur est le rapport suivant :

$$\text{CTR} = \text{courant de sortie dans le transistor} / \text{courant dans la LED}$$

Si le courant de sortie était proportionnel au courant dans la LED, le CTR serait une constante.

Le CTR s'exprime souvent en % : un CTR de 160% correspond un courant collecteur (phototransistor) qui vaut 1.6 fois le courant injecté dans la LED.

III.5) Choix de l'optocoupleur :

Nous devons choisir un optocoupleur qui peut commuter à une fréquence de 10KHz sans aucun problème.

L'optocoupleur TCLT100 (voir figure 55 dans l'annexe F) est plus lent à l'ouverture (turn off time et fall time). Ceci est dû à l'évacuation des charges résiduelles qui commandent le phototransistor. Les durées de quelques microsecondes sont typiques des optocoupleurs standards.

Nous avons la période $T=100\mu s$ donc cet optocoupleur répond à nos attentes.

IV) Unité de traitement :

IV.1) Définition d'un Microcontrôleur :

C'est un circuit programmable capable d'exécuter un programme et qui possède des circuits d'interface intégrés pour communiquer avec le monde extérieur.

IV.2) Microcontrôleur PIC :

De nombreux fabricants se sont implantés sur le marché des microcontrôleurs. La société Américaine Microship a mis au point un microcontrôleur CMOS (Complementary metal oxide semi-conductor) : PIC (Programmable Integrated Circuit).

IV.3) Différentes familles des PICs :

La famille des PICs est subdivisée à l'heure actuelle en 3 grandes familles :

- ✓ Base-line : c'est une famille qui utilise des mots d'instructions de 12 bits.
- ✓ Mid-range : c'est une famille qui utilise des mots de 14 bits (dont font partie les 16F84, 16F876 et 16F877)
- ✓ High-end : c'est une famille qui utilise des mots de 16 bits.

Tous les PICs Mid-range ont un jeu de 35 instructions, stockent chaque instruction dans un seul mot de programme, et l'exécutent (sauf les sauts) en 1 cycle. On atteint donc des très grandes vitesses, et les instructions sont de plus très rapidement assimilées. L'exécution en un seul cycle est typique des composants RISC (Reduced Instruction Set Computer) ou jeu d'instruction réduit.

IV.4) Le choix du PIC 16F877A :

Le microcontrôleur PIC 16F877 (figure 32) est devenu un microcontrôleur très populaire dans l'électronique de loisir. Sa simplicité, son prix, et l'accessibilité des outils de programmation

peuvent expliquer sa popularité.



Figure 32 : Le microcontrôleur PIC 16F877A

IV.5) Brochage du PIC 16F877A :

Le PIC 16F877 contenu dans un boîtier dit « DIL 40 ». Il présente donc 40 broches, 20 de chaque côté. Les broches sont virtuellement numérotées de 1 à 40.

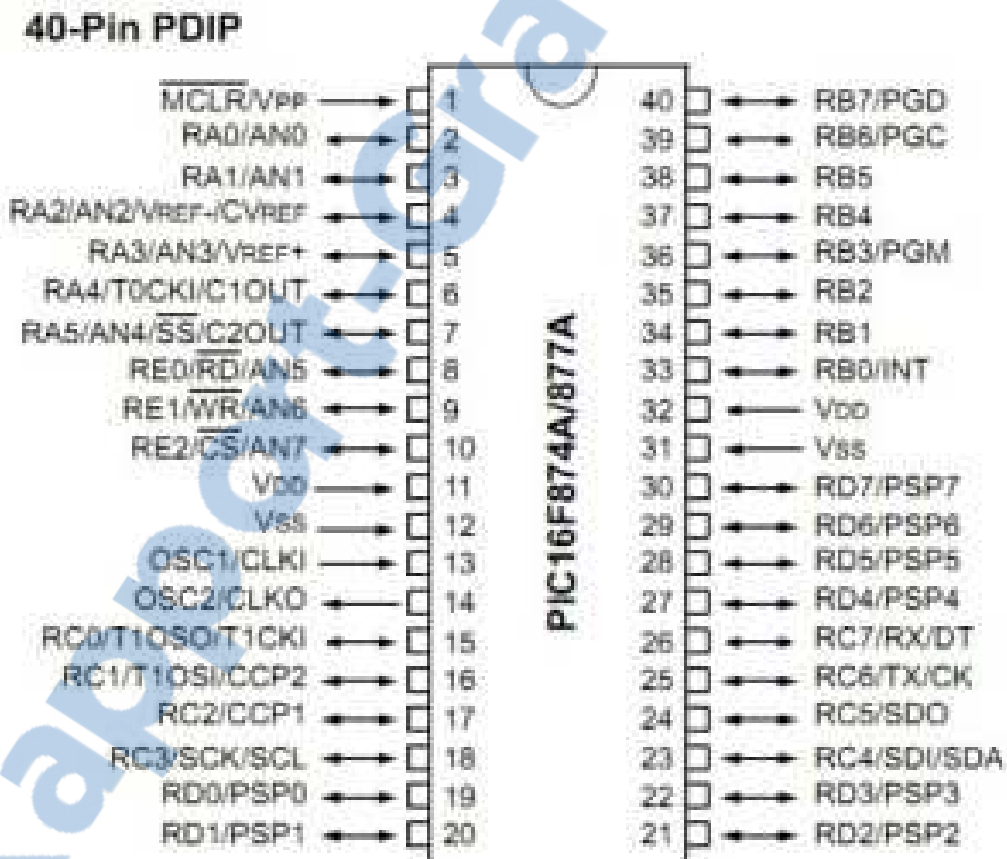


Figure 33 : Brochage du PIC 16F877A

- ✓ 33 pins d'entrées-sorties multiplexées avec d'autres fonctions.
- ✓ 4 pins pour l'alimentation V_{DD} et V_{SS}.
- ✓ 2 pins pour l'oscillateur OSC1 et OSC2.
- ✓ 1 pin pour le RESET : \overline{MCLR} .

IV.6) Eléments constitutifs PIC 16F877A :

Ce microcontrôleur se présente sous la forme d'un circuit intégré réunissant tous les éléments d'une structure à base de microprocesseur. Voici généralement ce que nous trouvons à l'intérieur d'un tel composant :

- ✓ Une unité arithmétique et logique (ALU).
- ✓ Mémoire de données (RAM, EEPROM).
- ✓ Mémoire programme.
- ✓ Des interfaces parallèles et séries.
- ✓ Des timers pour générer ou mesurer des signaux avec une grande précision temporelle.
- ✓ Des convertisseurs analogique/numérique pour le traitement des signaux analogiques.

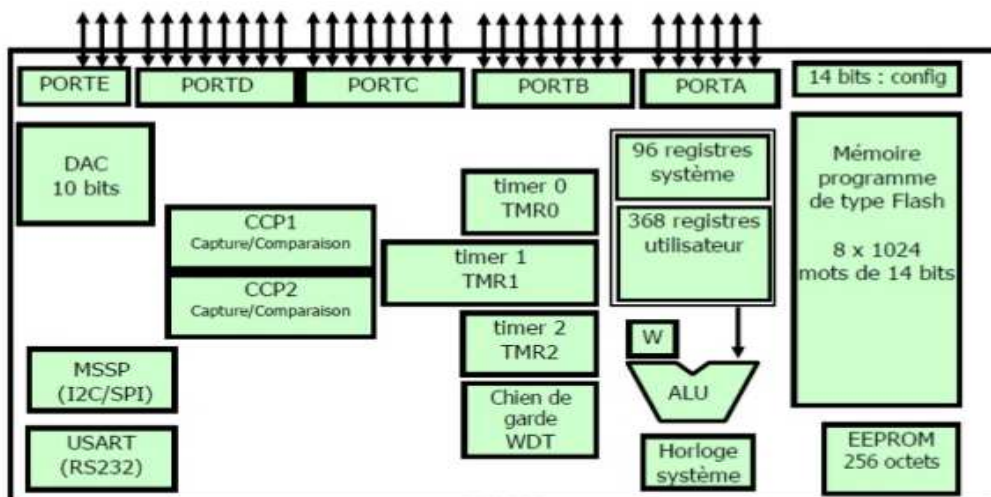


Figure 34 : Structure interne du PIC 16F877A

IV.7) Principales caractéristiques du PIC 16F877A :

Le PIC 16F877 est caractérisé par :

- ✓ Une fréquence de fonctionnement élevée, jusqu'à 20 MHz.
 - ✓ Une mémoire vive de 368 octets.
 - ✓ Une mémoire morte EEPROM de 256 octets pour la sauvegarde des données.
 - ✓ Une mémoire de type FLASH de 8 Kmots (1mot = 14 bits).
 - ✓ Chien de garde WDT.
 - ✓ 33 lignes d'entrées /sorties. Chaque sortie peut sortir un courant maximum de 25 mA. -
- 3 Temporisateurs :

- ✓ TIMER0 (compteur 8 bits avec pré-diviseur).
- ✓ TIMER 1 (compteur 16 bits avec pré-diviseur et possibilité d'utiliser une horloge externe réseau RC ou QUARTZ).
- ✓ TIMER2 (compteur 8 bits avec pré-diviseur et post-diviseur).
- ✓ 2 entrées de captures et de comparaison avec PWM (Modulation de largeur d'impulsions).
- ✓ Un convertisseur Analogique Numérique 10 bits avec 8 entrées multiplexées.
- ✓ Une interface de communication série asynchrone et synchrone (USART/SCI).
- ✓ Une interface de communication série synchrone (SSP/SPI et I2C).
- ✓ Une tension d'alimentation entre 2 et 5.5 V.

V) La MLI pré-calculée :

Pour les calculateurs qui sont très puissants nous utilisons ce que nous appelons la MLI pré-calculée, les angles de commutation sont calculés d'une façon convenable et préalable, tenant compte du nombre des harmoniques de faible ordre que l'on désire éliminer ou pousser vers des fréquences plus élevées. Une fois les angles calculés, le motif de commande peut se générer préalablement et se mémoriser dans un EPROM pour commander les interrupteurs de l'onduleur.

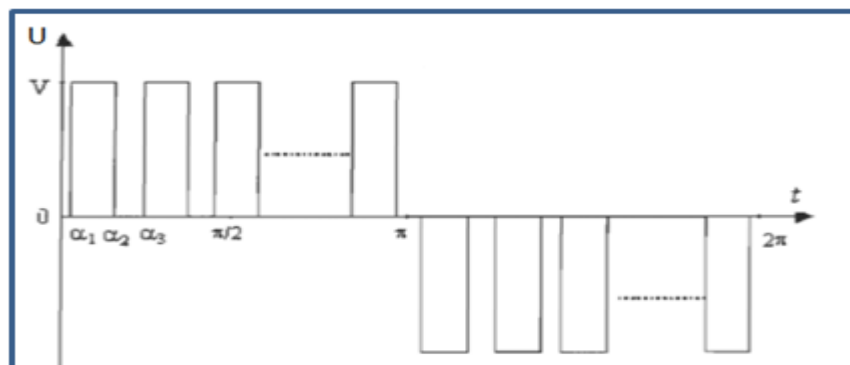


Figure 35 : Signal de sortie dans le cas de la MLI pré-calculée

Avec un développement en série de Fourier du signal de sortie nous obtenons :

$$b_n = 0 \quad \text{Pour tout } n.$$

$$a_n = 0 \quad \text{Pour } n \text{ pair.}$$

$$a_n = \frac{4V}{n\pi} \cdot \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \quad \text{Pour } n \text{ impaire avec } \alpha_k \text{ sont les angles de}$$

commutation.

Le calcul des angles est difficile il se fait à l'aide des méthodes numériques, les angles de commutation varie avec la variation de l'indice de modulation.

Pour éliminer par exemple les 13 premières harmoniques, les angles de commutation α_i sont donnés en fonction des indices de modulation M_I par le graphe suivant :

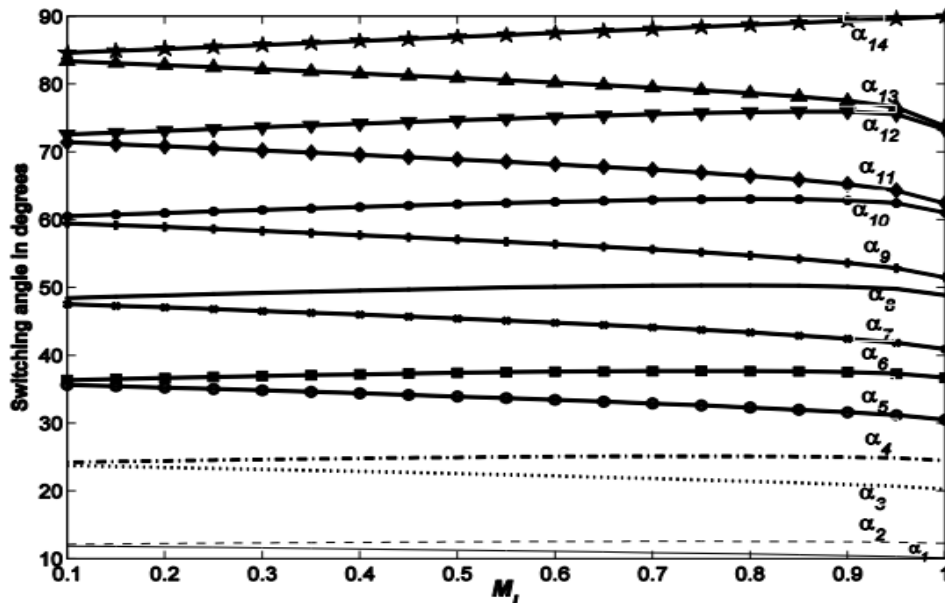


Figure 36 : les angles de commutation en fonction de l'indice de modulation

Il y a une autre méthode qui nous permet de calculer les rapports cycliques au lieu des angles de commutation et plus facile à implémenter, c'est la MLI sinusoïdale ou SPWM.

VI) La MLI sinusoïdale numérique :

Cette technique consiste à produire des pulsations dont les rapports cycliques sont proportionnels à l'amplitude de la sinusoïde, cette méthode est moins chère et peut être facilement implémentée sur un microcontrôleur.

Il faut échantillonner le signal sinusoïdale suivant la fréquence désirée, pour notre cas nous avons choisi 2KHz. D'abord Nous calculons le nombre d'impulsion par période :

$$N_p = \frac{T_S}{T_p}$$

N_p : Le nombre d'impulsions par période

T_S : La période de la sinusoïde

T_p : La période de l'impulsion

Donc :
$$N_p = \frac{20}{0.5} = 40 \text{ impulsions/Période}$$

Le pas d'échantillonnage :

$$P = \frac{360}{40} = 9^\circ$$

Pour le module PWM du microcontrôleur PIC16F877A le rapport cyclique change de 0 à 255 C.-à-d. 0 correspond à un rapport cyclique de 0% et 255 correspond à un rapport cyclique de 100%.

Les valeurs des 40 rapports cycliques successives sont :

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
40	79	116	150	180	206	227	242	252	255
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
252	242	227	206	180	150	116	79	40	0
21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
215	176	139	105	75	49	28	13	3	0
31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
3	13	28	49	75	105	139	176	215	0

Tableau 3 : les rapports cycliques des impulsions générées par le microcontrôleur

Ces valeurs seront mémorisées dans un tableau, le microcontrôleur à chaque fois appelle une valeur et délivre une impulsion dont le rapport cyclique est cette valeur-là.

VI.1) Organigramme de la commande bipolaire de l'onduleur :

Nous devons générer à la sortie du pupitre un signal triphasé, donc les signaux de commande doivent être déphasés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$, aussi nous devons faire varier le déphasage entre les tensions à la sortie de l'onduleur et ceux du secteur.

Pour réaliser ces déphasages il suffit de retarder la commande.

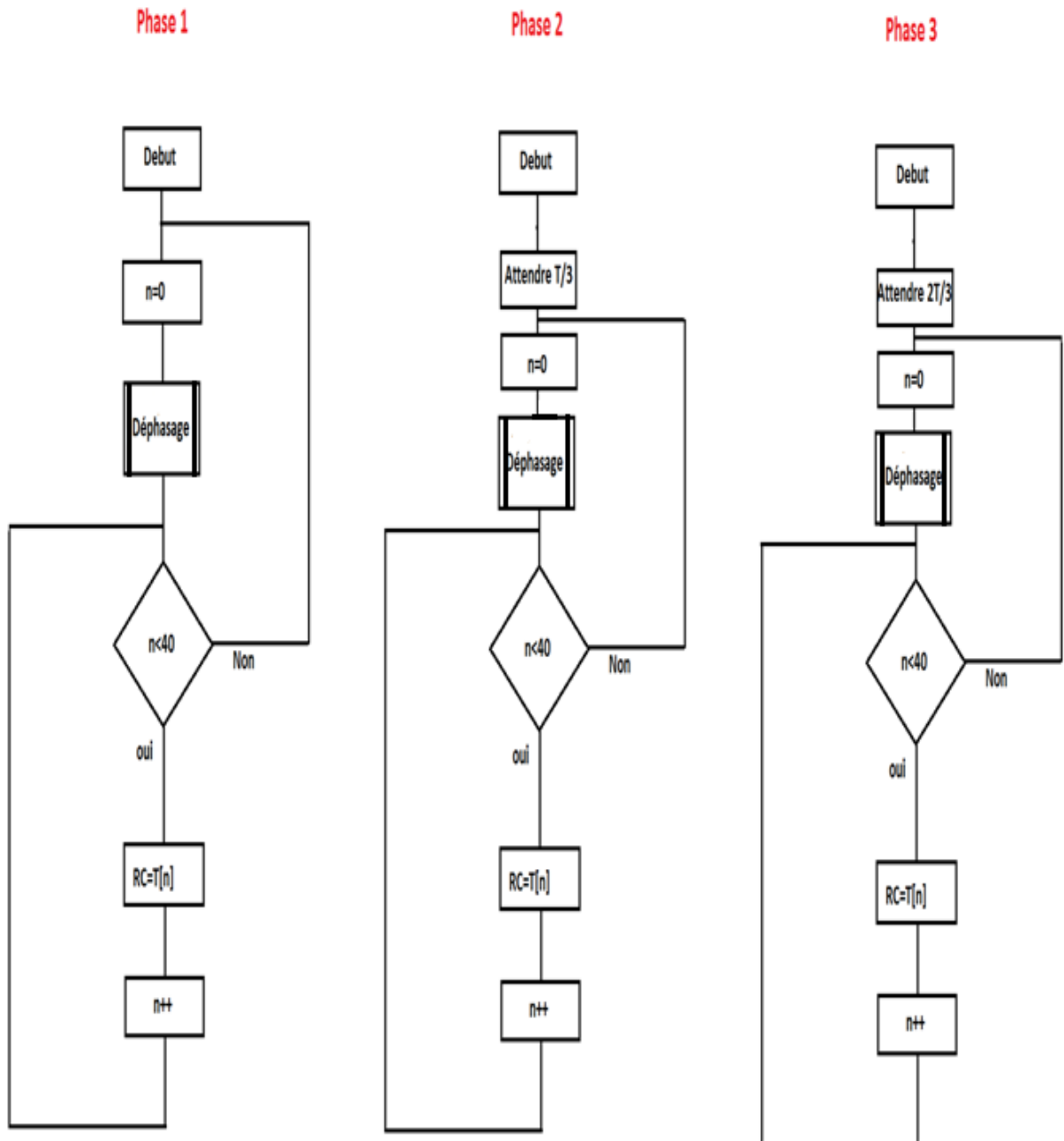


Figure 37 : Organigramme de la commande bipolaire de l'onduleur

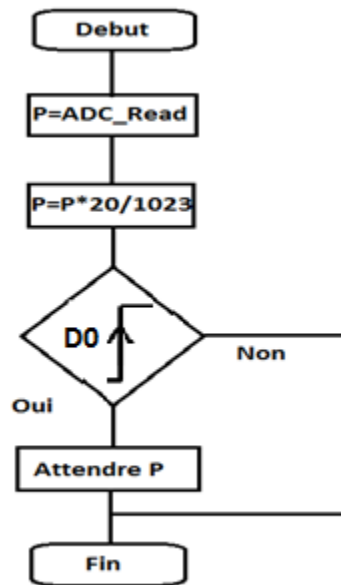


Figure 38 : Organigramme du sous-programme déphasage

Phase 1 : Si l'opérateur appui sur le bouton de réglage du déphasage le microcontrôleur détecte un front montant sur le pin 0 du port D, la génération des impulsions sera retardée par un pas, le pas est choisi par un potentiomètre relié directement au module ADC du microcontrôleur. Sinon le microcontrôleur passe directement à la production des impulsions avec les rapports cycliques (RC) stockés dans le tableau T[i].

Phase 2 : Les mêmes opérations de la phase 1 seront exécutées mais avec un retard de $T/3$

Phase 3 : Les mêmes opérations de la phase 1 seront exécutées mais avec un retard de $2T/3$

VI.2) Visualisation des signaux de commandes :

Le programme de la commande des trois onduleurs est rédigé sur le logiciel Mikroc (Voir Annexe D). Pour simuler le circuit de commande nous avons utilisé le logiciel de CAO électronique ISIS Proteus.

Le montage suivant permet de visualiser les signaux de commande d'une seule phase, les deux autres phases peuvent être déduites directement de la première :

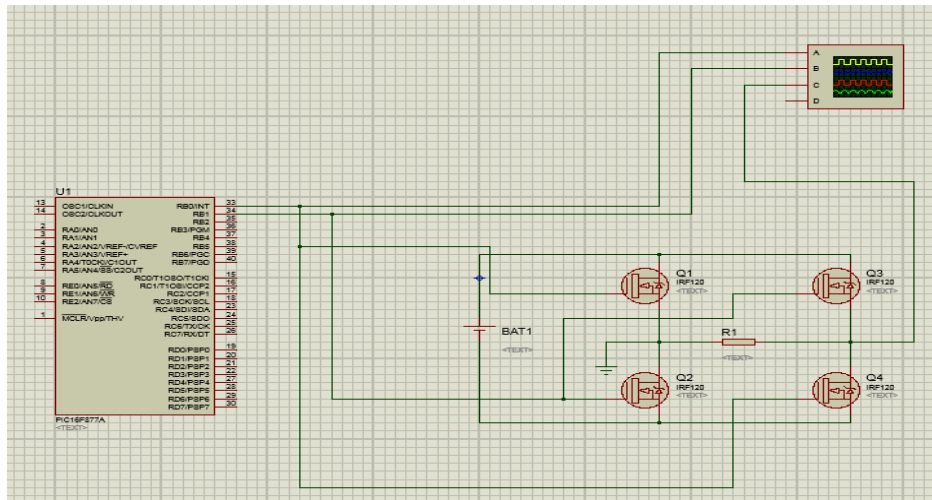


Figure 39 : Circuit électronique sur ISIS Proteus pour tester la commande

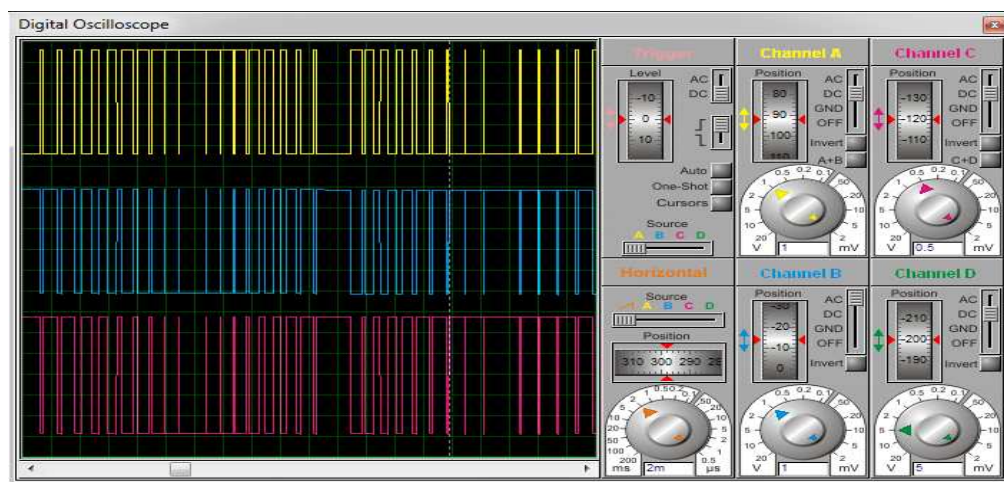


Figure 40 : Les signaux de commande (Jaune et Bleu) et le signal de sortie

Le circuit de la figure 39 représente un onduleur en pont commandé par un PIC 16 F877A, les signaux de commande (Jaune et bleu) attaquent les grilles des Mosfets, nous obtenons aux bornes de la charge une tension qui prend la forme du signal rouge (figure 40).

VI.3) Organigramme de la commande unipolaire de l'onduleur :

La commande MLI unipolaire permet d'atténuer les harmoniques signifiant (Voir l'annexe E), surtout ceux qui se trouvent aux alentours de 2 kHz, ainsi le filtrage par la charge sera plus aisé. Nous adoptons l'organigramme de la figure 41. Dans la première demi-période le

microcontrôleur va générer vingt impulsions successives, leurs rapports cycliques RC1 prend les vingt premières valeurs stockées dans le tableau t pour commander les Mosfets 1 et 4, à ce moment-là les Mosfets 2 et 3 restent ouverts.

Dans la deuxième demi-période le microcontrôleur va générer vingt impulsions successives, leurs rapports cycliques RC2 prend les vingt premières valeurs stockées dans le tableau t pour commander les Mosfets 2 et 3, à ce moment-là les Mosfets 1 et 4 sont ouverts.

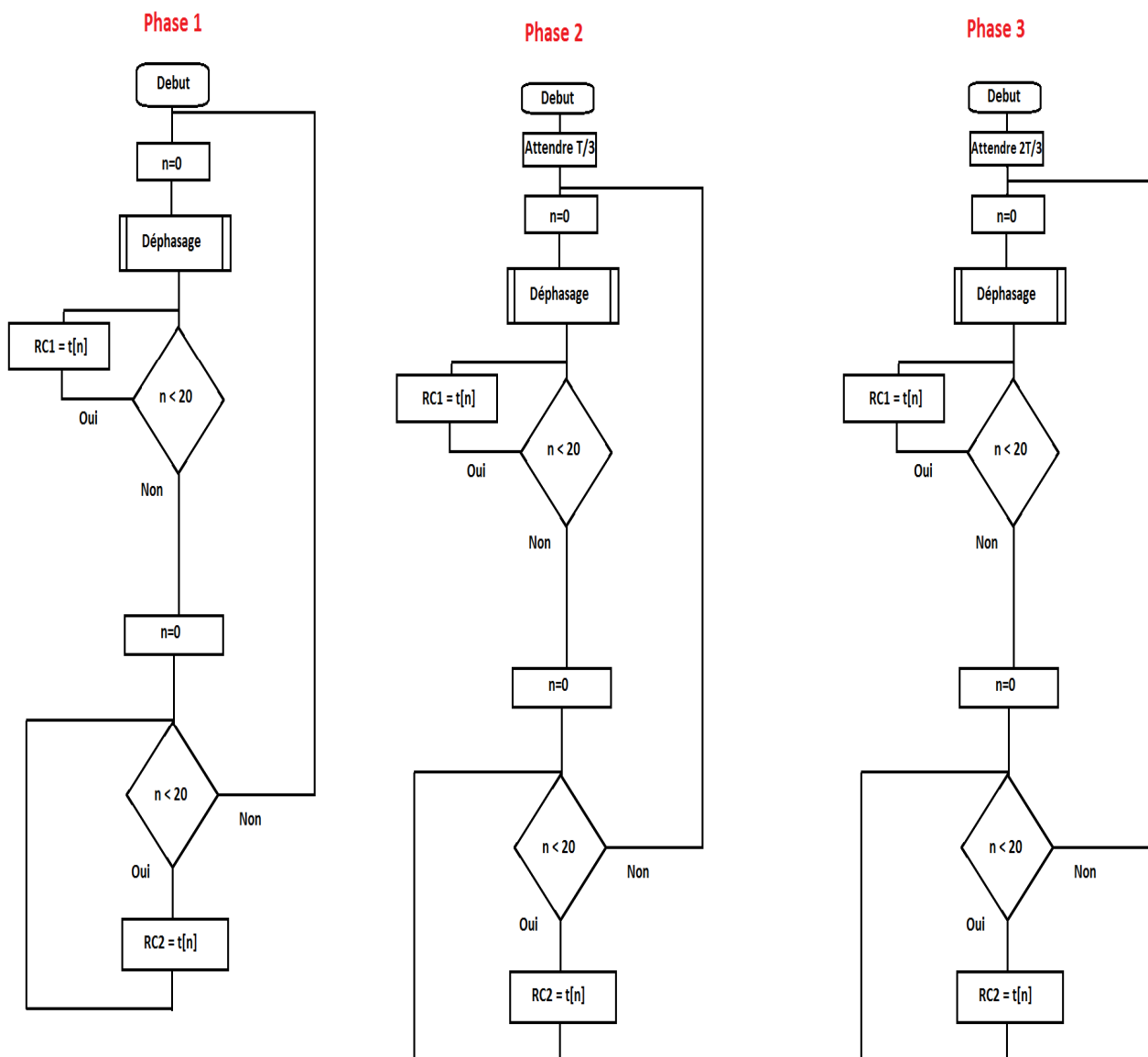


Figure 41 : Organigramme de la commande unipolaire de l'onduleur

Les signaux de commande et la forme du signal de sortie sont donnés par la figure 42.

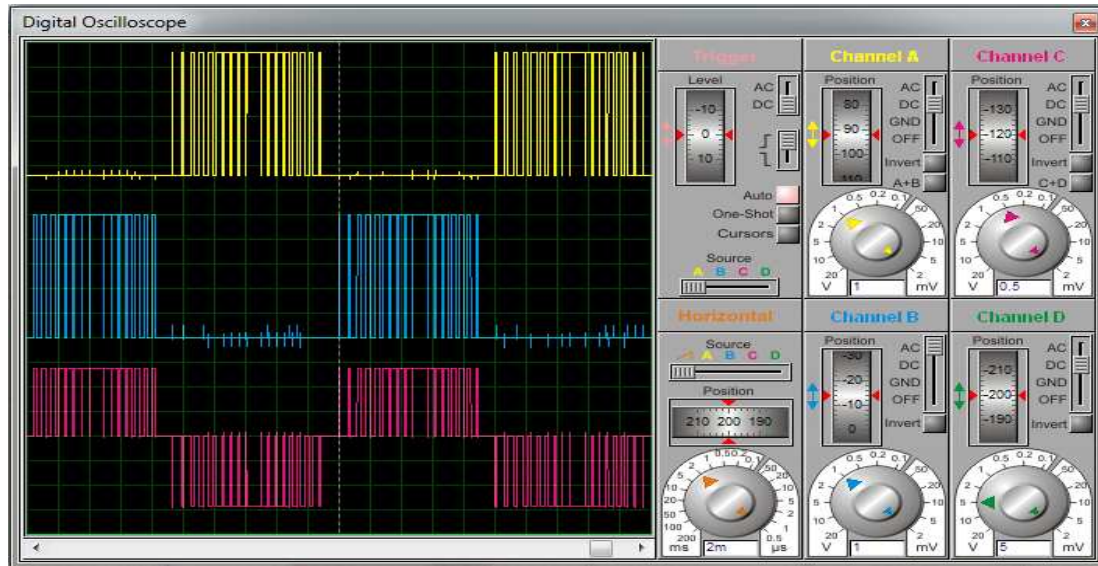


Figure 42 : Les signaux de commande (Jaune et Bleu) et le signal de sortie

VII) Commande des alimentations à découpages :

Pour varier le rapport cyclique du signal de commande des transistors des alimentations à découpages l'opérateur doit agir sur un potentiomètre, la consigne sera lue en utilisant le module ADC (Analog to Digital Converter) intégré dans le PIC 16F877.

Après c'est le module PWM qui va générer le signal avec le rapport cyclique souhaité.

Programme voir l'annexe D.

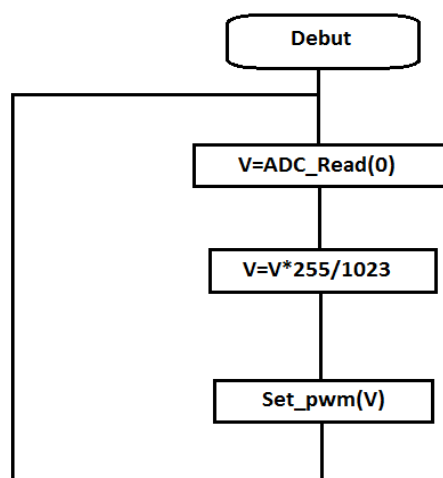


Figure 43 : Organigramme de la commande de l'alimentation à découpage

VIII) L'ampèremètre numérique :

Nous avons conçu un ampèremètre avec une précision de 0.1A, capable de mesurer un courant entre 0 et 100 A.

Premièrement nous avons abaissé le courant à l'aide d'un transformateur de courant 100-3,5.

Le module ADC du PIC ne peut mesurer que la tension, pour cette raison nous avons utilisé une résistance de 1Ω, donc mesurer la tension aux bornes de la résistance revient à mesurer le courant qui la parcourt, ensuite un montage suiveur adapte l'impédance entre l'entrée du module ADC du microcontrôleur et la sortie du secondaire du transformateur.

Finalement le microcontrôleur va lire les valeurs de la tension à partir du module ADC pendant une période, et il va les comparer entre eux, puis il va diviser la valeur maximale sur la racine de deux et il affichera le résultat sur l'afficheur LCD.

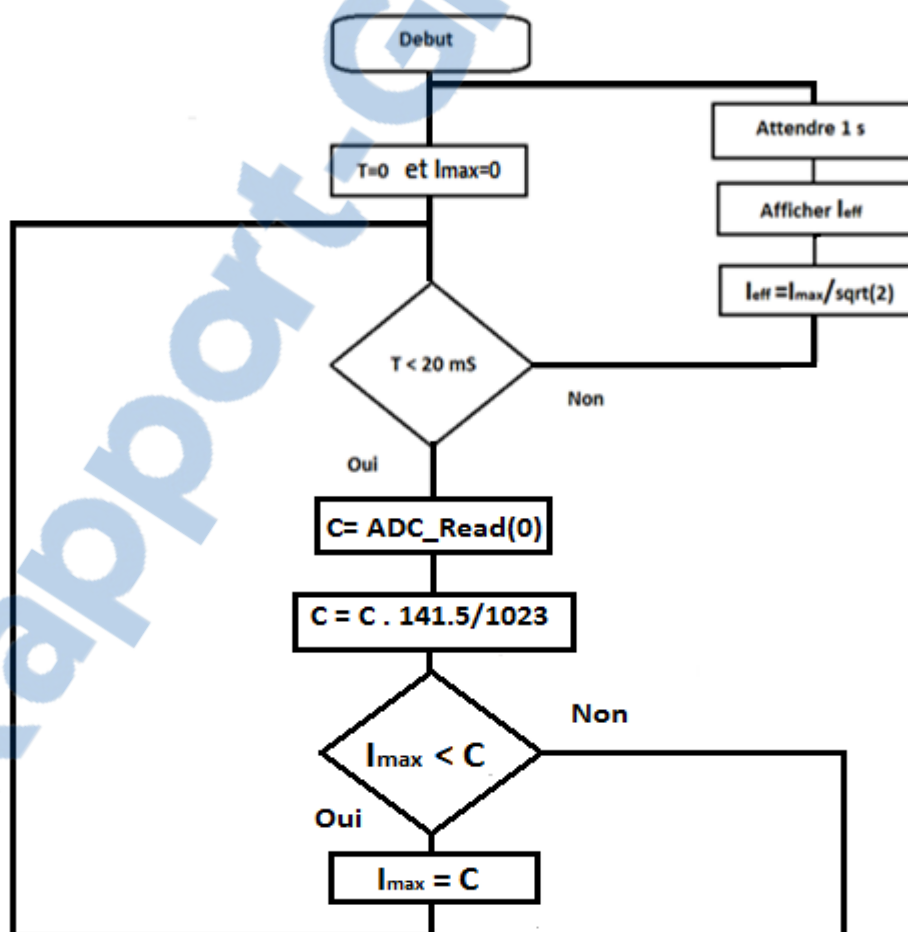


Figure 44 : Organigramme de l'ampèremètre

Conclusion générale

Ce projet, réalisé au sein de l'entreprise CEAC, fut d'abord une très bonne expérience.

En effet, celui-ci nous a permis de progresser, à la fois dans l'apprentissage des méthodes de travail d'un ingénieur, mais également, cœur de notre sujet, dans le dimensionnement des composants électroniques.

Dans ce stage nous nous sommes intéressés à définir la structure générale du nouveau pupitre et à dimensionner ces différents composants.

Nous pouvons considérer que ce travail de fin d'études, s'est articulé autour de trois volets principaux.

Le 1^{er} volet concerne l'onduleur. Il nous a fallu, d'abord, choisir des interrupteurs électroniques qui peuvent commuter à des fréquences élevées tout en supportant un courant très élevé, parmi plusieurs solutions le Mosfet s'est avéré le plus adéquat. La commande MLI a résolu le problème de filtrage pour cet onduleur.

Le 2^{ème} volet concerne l'étude de l'alimentation à découpage Forward et l'élaboration de sa commande. L'étude se base sur le choix des composants y compris l'interrupteur électronique, la diode de démagnétisation, le transformateur et le filtre de sortie.

Le 3^{ème} volet concerne l'ampèremètre numérique qui doit mesurer le courant de sortie avec précision.

La solution que nous avons proposé répond au cahier de charges et permet d'avoir à la sortie du pupitre un courant variable à déphasage variable, mais elle a des limitations, surtout lors de l'augmentation de la température, les caractéristiques des semi-conducteurs changent complètement. En plus le circuit de commande doit être protégé contre les rayonnements de la partie puissance.

Pour approfondir l'étude nous devons mener une étude CEM (compatibilité électromagnétique) de l'ensemble, cette étude a pour but d'immuniser la partie commande contre les perturbations électromagnétiques. Nous devons aussi dimensionner des dissipateurs thermiques pour les Mosfet et aérer la machine à l'aide d'un ventilateur assez puissant pour vaincre l'augmentation accrue de la température. Finalement il faut penser à la réalisation.

Bibliographie :

- [1] K. Billings and T. Morey, “Switch mode power supply”. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [2] R. NATHADI, “Analysis and design of a forward power converter”. Thesis of Master of Science. TexasTech University, 2004.
- [3] K. Mrabet, “Commande MLI d’un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée”. Mémoire. Université de Québec, 2001.
- [4] B. Multon, “Composants passifs de l’électronique de puissance”. Cours. ENS Cachan, 1991-2006.

Annexes

Annexe A:

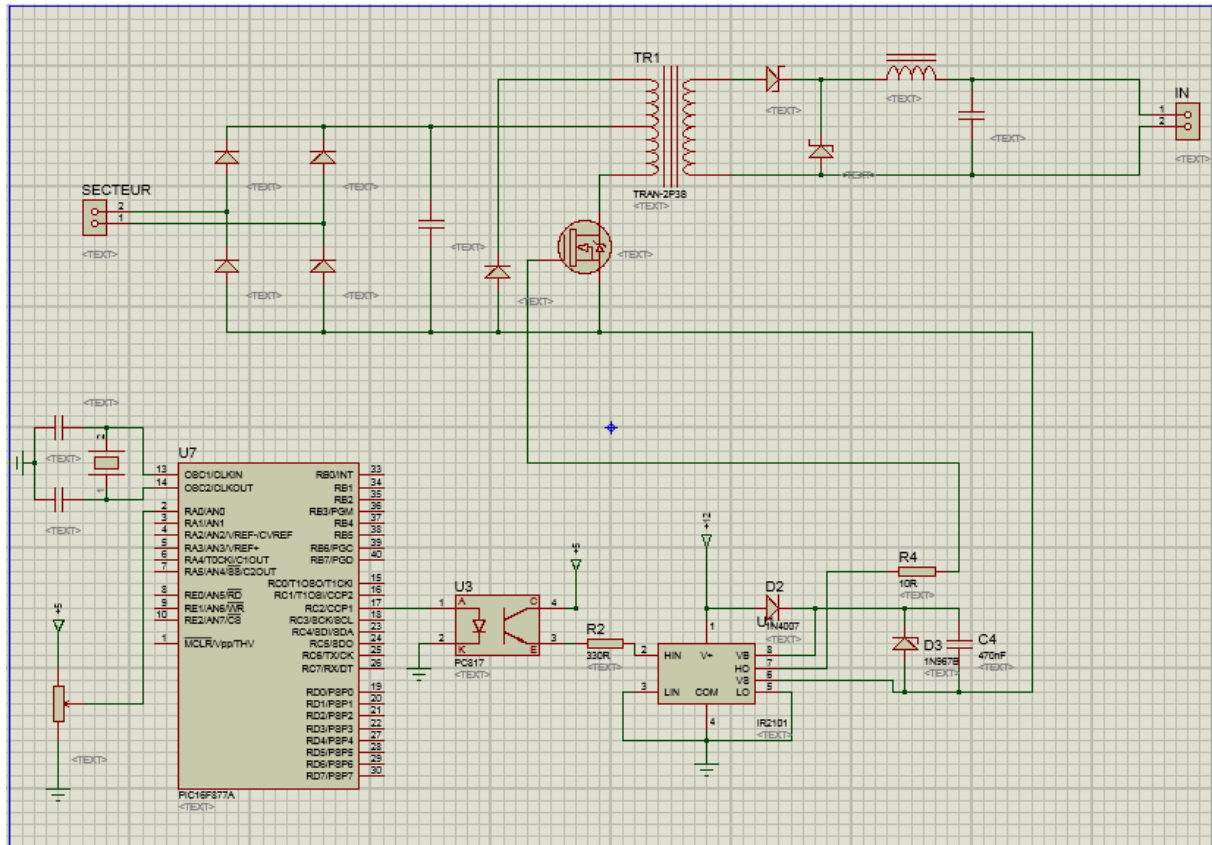


Figure 45 : Circuit de l'alimentation à découpage

Annexe B :

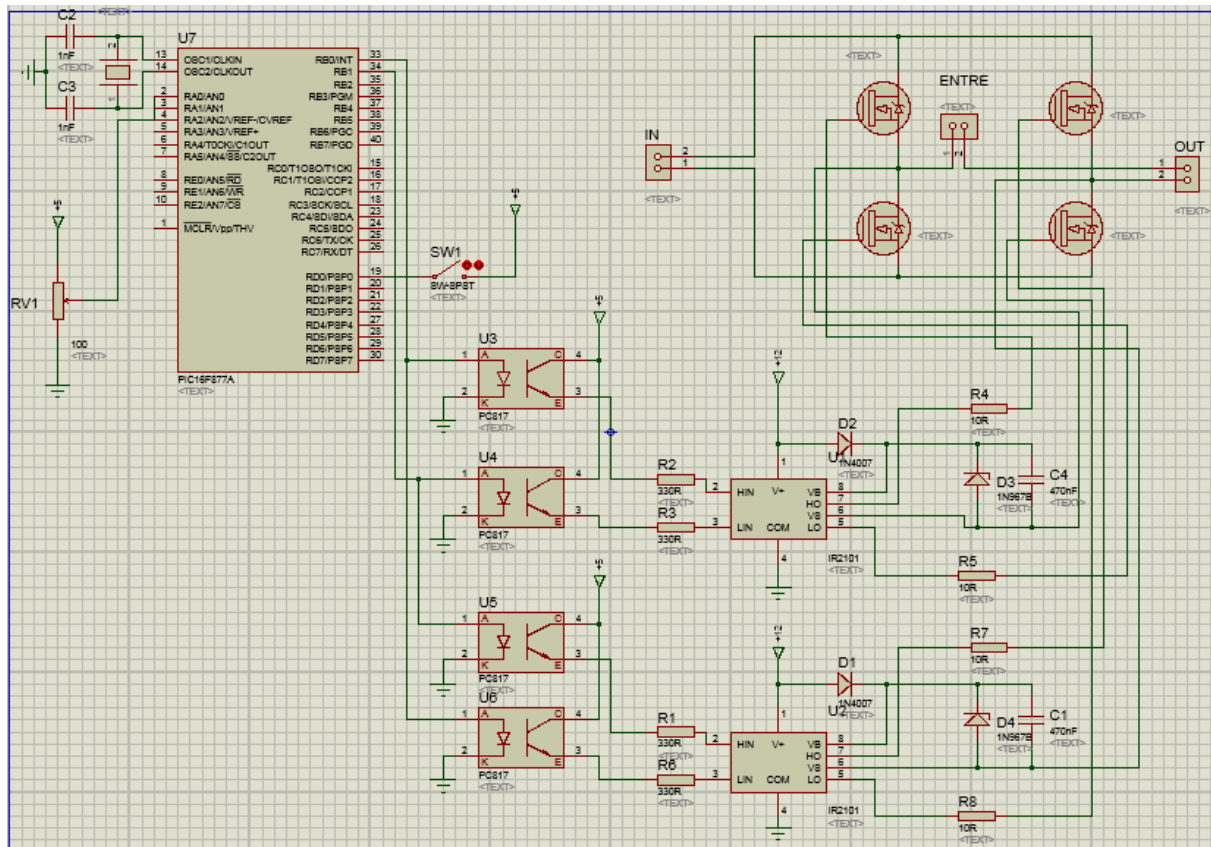


Figure 46 : Circuit de l'onduleur

Annexe C :

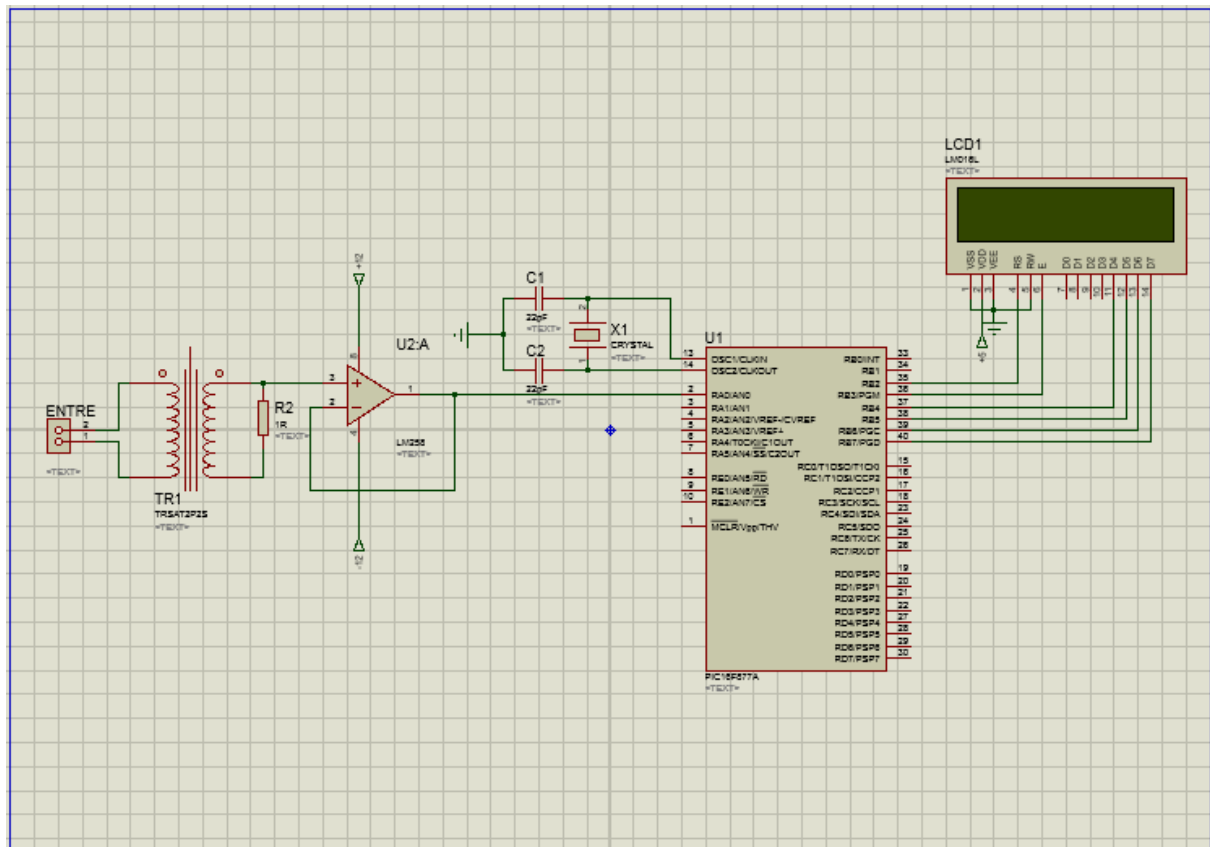


Figure 47 : Circuit de l'ampèremètre

Annexe D :

Programme de commande de l'onduleur :

```
Voiddephasage (void)                // la fonction déphasage //
{
int e ;
intd;
inti ;
ADCON0.ADON=1;                // Activation du module ADC //
    e= ADC_Read(0);            // e reçoit la valeur lu par le module ADC //
e=e*200/1023;
for(i=0; i<e;)
    {

if (intcon.t0if==1)            //Boucle de temporisation //
    {
i++;
    intcon.t0if=0;
    }

    ADCON0.ADON=0;            // désactivation du module ADC //
    }
d=0;
    }
Voidcommande(void)                // la fonction de commande de l'onduleur //
{

intt[20];
inti ;
intc;
intv;
intd;
t[0]=0;
t[1]=40 ;
t[2]=79 ;
t[3]=116 ;
t[4]=150 ;
t[5]=180 ;
t[6]=206 ;
t[7]=227 ;
t[8]=242 ;
t[9]=252 ;
t[10]=255 ;
t[11]=252 ;
t[12]=242 ;
t[13]=227 ;
```



```
t[14]=206 ;
t[15]=180 ;
t[16]=150 ;
t[17]=116 ;
t[18]=79 ;
t[19]=40 ;

while(1)
{
if (!RD0_bit)
{
d=1;
}
if (RD0_bit)
{
if (d==1)
{
dephasage();
}
}
portb.b1=0;
for(c=0;c<20;c++) // génération de vingt impulsions sur b0//
{
v=t[c];
for(i=0;i<v;)
{
portb.b0=1;

}
for(i=0;i<(255-v);)
{
portb.b0=0;
if (intcon.t0if==1)
{
TMR0=250;
i++;
intcon.t0if=0;
}
}
for(i=0;i<(255-v);)
{
portb.b0=0;
if (intcon.t0if==1)
{
TMR0=250;
i++;
intcon.t0if=0;
}
}
}
```

```
    }
    portb.b0=0;
for(c=0;c<20;c++) // génération de vingt impulsions sur b1//
{
    v=t[c];
for(i=0;i<v;)
    {
        portb.b1=1;

if (intcon.t0if==1)
    {
i++;
        TMR0=250;
        intcon.t0if=0;
    }

    }
for(i=0;i<(255-v);)
    {
        portb.b1=0;
if (intcon.t0if==1)
    {
        TMR0=250;
i++;
        intcon.t0if=0;
    }

    }
}
}
}
}
}

/*****main fonction*****/
Voidmain()
{
    OPTION_REG=0x00; // initialisation du compteur 0//
intcon =0x00;

    TRISB = 0 ;      PORTB = 0 ;
    TRISD = 0 ;      PORTD = 0 ;
    ADCON0.ADCS1=1;
    ADCON0.ADCS1=0;
ADCON0.ADON=0;
commande();

}
```

Programme de commande de l'alimentation à découpage :

```
/****** Duty-cycle funtion******/
VoidDuty(void)
{
float RC;
    ADCON0.ADON=0;
    ADCON0.ADON=1;
    RC= ADC_Read(0);
    RC=RC*255/1023;
    ADCON0.ADON=0;
    PWM1_Set_Duty(RC);
}
/******main funtion******/
Voidmain()
{
    TRISC = 0 ;      PORTC = 0 ;
    PWM1_Init(10000); // initialiser le module PWM1 avec 10KHz
    PWM1_Start();    // lancer PWM1

    ADCON0.ADCS1=1;
    ADCON0.ADCS1=0;
    ADCON0.ADON=0;
while(1)
{
    Duty();
}
}
```

Programme de l'ampèremètre :

```
sbit LCD_RS at RB2_bit;
sbit LCD_EN at RB3_bit; // directives de l'afficheur LCD //
sbit LCD_D4 at RB4_bit;
sbit LCD_D5 at RB5_bit;
sbit LCD_D6 at RB6_bit;
sbit LCD_D7 at RB7_bit;
sbitLCD_RS_Direction at TRISB2_bit;
sbitLCD_EN_Direction at TRISB3_bit;
sbit LCD_D4_Direction at TRISB4_bit;
sbit LCD_D5_Direction at TRISB5_bit;
sbit LCD_D6_Direction at TRISB6_bit;
sbit LCD_D7_Direction at TRISB7_bit;
float v;
char txt1[16];
```

```
/*current measurement funtion*/
Voidcurrent_READ(void)
{
float max=0;
inti;
    ADCON0.ADON=1;
for(i=0; i<=200;)
    {
    v= ADC_Read(1);
    v=v*141.5/1023;
    ADCON0.ADON=0;
if(max<v)
    {
max=v;
    }
if (intcon.t0if==1)
    {
i++;
    intcon.t0if=0;
    }
    }
max=max/1.414;
floatToStr(max, txt1);
Lcd_out(2,1,txt1);
delay_ms(1000);
}
/*main funtion*/
void main(void)
{
    OPTION_REG=0x00;
intcon =0x00;

Lcd_Init();          // initialiser LCD
    ADCON0.ADCS1=1;
    ADCON0.ADCS1=0;
    ADCON0.ADON=0;
while(1)
{
    TMR0=0;
Lcd_out(1,1, "L'intensite=");
current_READ();
    }
}
```

Annexe E :

La différence entre la commande MLI unipolaire et bipolaire :

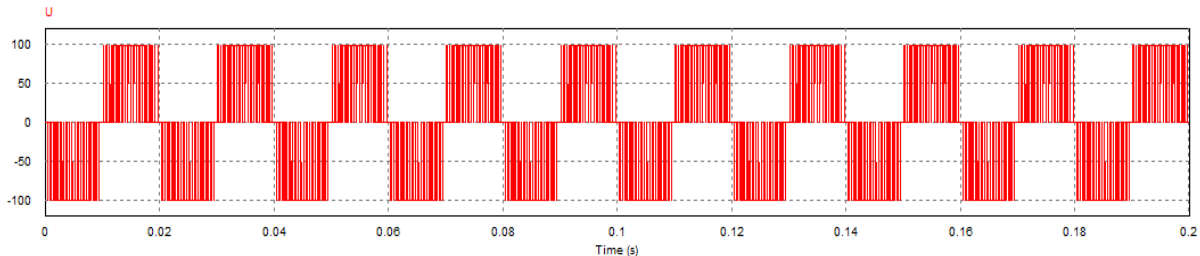


Figure 48 : La tension de sortie d'un onduleur à commande MLI unipolaire

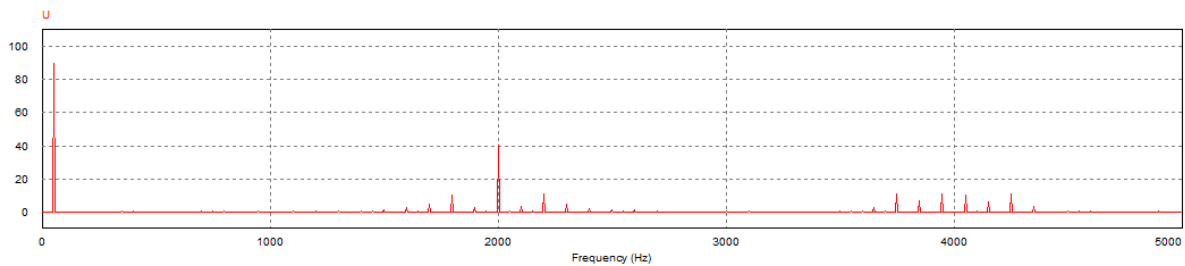


Figure 49 : Spectre fréquentiel du signal de sortie d'un onduleur unipolaire

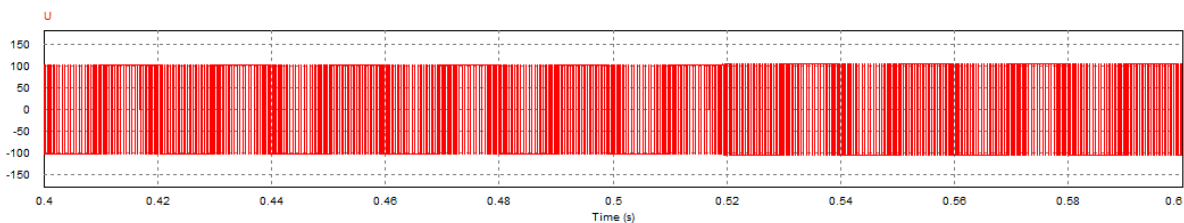


Figure 50 : La tension de sortie d'un onduleur à commande MLI bipolaire

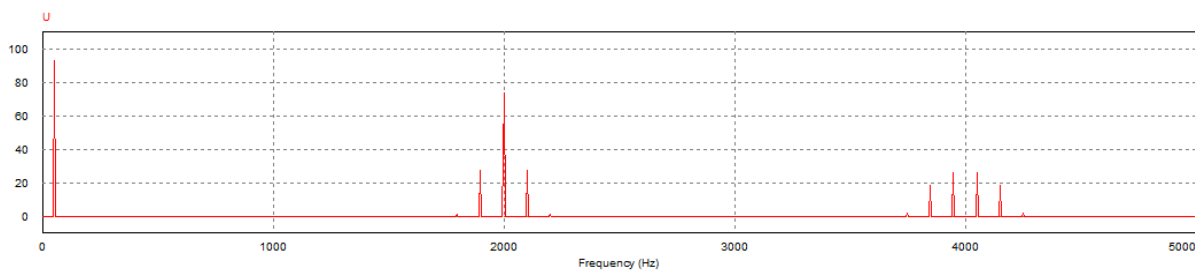


Figure 51 : Spectre fréquentiel du signal de sortie d'un onduleur bipolaire

Dans le cas d'une commande MLI unipolaire l'amplitude des harmoniques d'ordre supérieur diminue.

Annexe F :



TO-220AB
IRL3713

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max	Units
V_{DS}	Drain-Source Voltage	30	V
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	260 ⁽¹⁾	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	180 ⁽¹⁾	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ⁽¹⁾	1040 ⁽¹⁾	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	330	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	170	
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
T_J, T_{STG}	Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C

Tableau 4 : les paramètres de fonctionnement du Mosfet IRL3713

Characteristics	203CMQ...	Units
$I_{F(AV)}$ Rectangular waveform	200	A
V_{RRM} range	80 to 100	V
I_{FSM} @ tp=5 μ s sine	16,000	A
V_F @ 100Apk, $T_J=125^\circ C$ (per leg)	0.70	V
T_J range	-55 to 175	°C

200 Amp

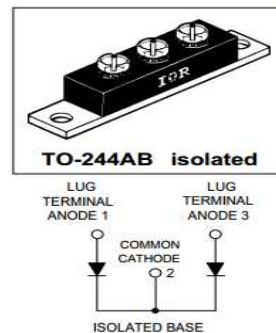


Tableau 5 : Les paramètres de fonctionnement du rectifieur 203CMQ

IXFE 36N100

V_{DSS}	I_{D25}	$R_{DS(on)}$
1000 V	33 A	0.24 Ω

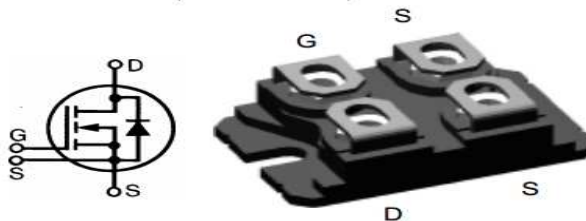


Figure 52 : Caractéristiques du Mosfet IXFE 36N100

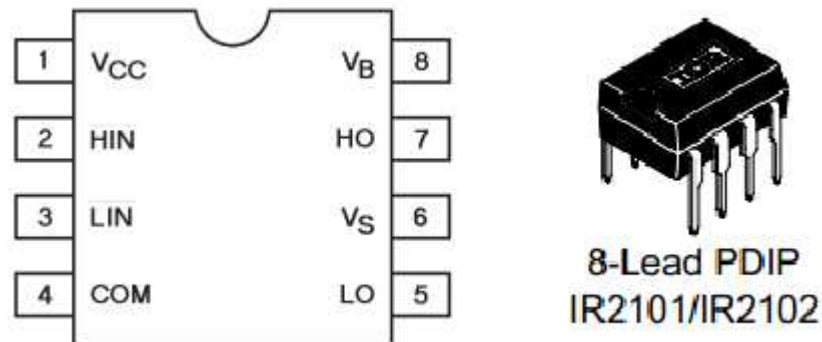


Figure 53 : Brochage du driver IR2101

V_{CC} : Alimentation fixée

HIN : Entrée logique du côté haut

LIN : Entrée logique du côté bas

COM : Retour du côté bas

V_B : Alimentation flottante du côté haut

HO : Sortie du côté haut

V_S : Retour du côté haut

LO : Sortie du côté

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-}	130 mA / 270 mA
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	160 & 150 ns
Delay Matching	50 ns

Figure 54 : caractéristiques principales de l'IR2101

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)						
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Delay time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$, (see figure 3)	t_d	-	3	-	μs
Rise time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$, (see figure 3)	t_r	-	3	-	μs
Fall time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$, (see figure 3)	t_f	-	4.7	-	μs
Storage time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$, (see figure 3)	t_s	-	0.3	-	μs
Turn-on time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$, (see figure 3)	t_{on}	-	6	-	μs
Turn-off time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$, (see figure 3)	t_{off}	-	5	-	μs
Turn-on time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, (see figure 4)	t_{on}	-	9	-	μs
Turn-off time	$V_S = 5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$, (see figure 4)	t_{off}	-	10	-	μs

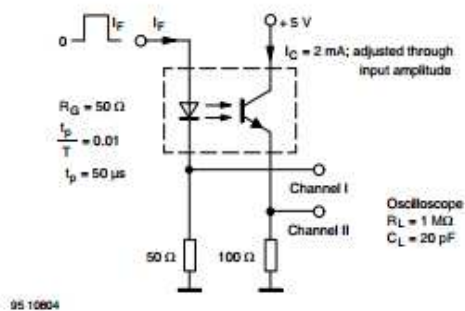


Fig. 3 - Test Circuit, Non-Saturated Operation

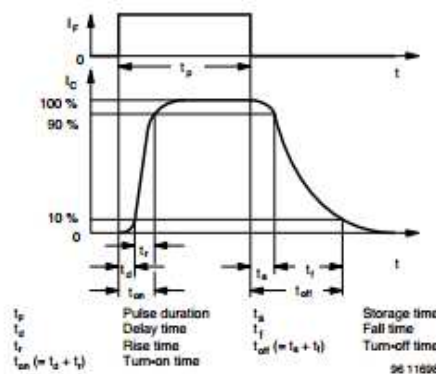


Fig. 5 - Switching Times

Figure 55 : Les caractéristiques de commutation de l'optocoupleur TCLT100