

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique
Spécialité Instrumentation

présenté par

MOKDAD Youcef

&

KHERROUB Chouaib

Conception et réalisation d'un onduleur monophasé 24V- 220V/50Hz/1.5KVA

Proposé par : Mr. ALIANE Ahcene

Année Universitaire 2017-2018

REMERCIEMENTS

Nous remercions ALLAH le tout puissant de nous avoir Accordé

La volonté et le courage pour réaliser notre mémoire.

Nous remercions Le président ainsi les membres du jury

Pour avoir fait l'honneur de juger ce travail, qu'ils trouvent ici

L'expression de notre profond respect.

Nous remercions très chaleureusement à

Nous promoteur M^{er} ALIANE Ahcene

Pour ses efforts, ses conseils et son dévouement.

*Nous remercions aussi à Tout le personnel de département
d'électronique.*

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail :

A mon promoteur Mer: ALIANE ahcene

Qui m'a guidé et éclairci de ses précieux conseils et sa grande expérience et à qui tous les mérites

Reviennent, qu'il trouve ici l'expression de ma haute considération.

A la mémoire de mon père

A ma mère

Pour toutes ses peines durant les années, Humble témoignage de ma grande affection, Qu'elle

Retrouve ici l'expression de mon profond amour.

A mes frères et sœurs

Qui m'ont accompagné durant cette vie pénible.

A mes collègues de promotion.

A la mémoire de mes grands parents.

A tous mes amis et camarades.

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

En fin à l'anonyme africain qui disait :

En Afrique, chaque matin quand le jour se lève.

La gazelle sait qu'elle doit courir plus vite que, le plus rapide des lions, si non elle mourra dévorée.

Chaque matin quand le jour se lève, le lion sait qu'il doit courir que la moins rapide des gazelles,

Si non il mourra affamé.

Qu'importe que vous soyez gazelle ou lion ; quand le jour se lève, il est préférable d'être déjà

Entrain de courir.

*** youcef ***

Je dédie ce modeste travail :

A mon promoteur Mer: ALIANE

Qui m'a guidé et éclairci de ses précieux conseils et sa grande expérience et à qui tous les mérites

Reviennent, qu'il trouve ici l'expression de ma haute considération.

A mon père et ma mère

Pour toutes ses peines durant les années, Humble témoignage de ma grande affection, Qu'elle

Retrouve ici l'expression de mon profond amour.

A mes frères et sœurs

Qui m'ont accompagné durant cette vie pénible.

A mes collègues de promotion.

A la mémoire de mes grands-parents.

A tous mes amis et camarades (youcef et bachir toxique et simou).

A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

chouaib

ملخص:

الغرض من هذا المشروع هو تصميم وإنشاء عاكس شمسي عالي الجهد مستقل بقوة 1500 واط، قادر على توفير على الخرج جهد جيبي بقيمة 220 فولت RMS ، باستخدام تقنية التحكم MLI ، والحصول على تيار متناوب في نهاية التحويل وذلك عن طريق الحد من التوافقيات. و من اجل هذا فإنه سيتم معالجة هذا العمل على ثلاث محاور، المحور الأول نقوم فيه برفع قيمة البطارية من 24 فولت الى 310 فولت مستمر، ثم نقوم بتحويله الى تيار متناوب في المحور الثاني ، ثم نقوم بتطرق للجزء العملي في المحور الثالث

في نهاية نقوم بإعطاء خلاصة عامة مع تحليل كل النتائج العملية المتحصل عليها.

كلمات البحث :

محول دفع-سحب رافع للجهد DC-DC ، MLI أحادي القطب ، العاكس للطاقة الشمسية ، جسر H.

Résumé :

L'objet de ce projet est de concevoir et de réaliser un onduleur solaire monophasé haute tension, capable de fournir une tension sinusoïdale de valeur efficace 220V sous une puissance de 1500W. Afin de minimiser les bruits injectés dans le réseau, le contrôle MLI de l'onduleur sera basé sur un contrôle unipolaire, ce travail est partagé en trois parties. Dans la première partie, nous calculerons le convertisseur DC/DC de type boost nécessaire à convertir la tension de batterie de 12V en une tension de 310VDC. Dans la deuxième partie, nous calculerons l'onduleur haut tension et enfin dans la dernière partie, nous discuterons de l'aspect pratique.

Mots clés :

Convertisseur DC-DC boost push pull, MLI unipolaire, Onduleur solaire, pont H.

Abstract :

the purpose of this project is to design and build a high-voltage autonomous solar inverter, capable of supplying an efficient sine-wave of 220Volts , under a power of 1500W, based on a unipolar PWM control that improves the harmonic distortion rates and thus diminish the noise injected in the electrical network. For this purpose, this work will be treated in three parts, in the first part we will calculate and realize a DC/DC boost. In the second part, we will calculate and achieve the inverter and its control circuit. In the third part, finally, we will expose the basic principles we used to design the boards, the simulations results and the measures we performed.

Keywords: DC-DC boost push-pull converter, unipolar PWM, solar inverter, H Bridge.

Listes des acronymes et abréviations :

Liste des acronymes :

N_s : L'association en série de plusieurs cellules en série.

N_p : L'association en parallèle de plusieurs cellules en parallèle.

V_{CO} : La tension en circuit ouvert.

I_{CC} : Courant du court-circuit.

V_{SCO} : La somme des tension en circuit ouvert de (NS) cellule en série.

I_{SCC} : Courant du court-circuit d'une seule cellule.

I_{PCC} : la somme des courants de court-circuit de (NP) cellules en parallèle.

V_{PCO} : tension du circuit ouvert d'une cellule.

U_{CO} : La tension à vide.

m_a : Le taux de modulation en amplitude.

\emptyset_1 : Le flux dans l'enroulement primaire

\emptyset_2 : Le flux dans l'enroulement secondaire

ϕ_m : le flux de magnétisation

L_m : l'inductance de magnétisation

I_m : le courant de magnétisation

n_1 : nombre de spires de primaire

n_2 : nombre de spires de secondaire

V_1 : la tension de la batterie

V_{2max} : l'amplitude du signal sinusoïdal de l'onduleur

V_d : la tension au sortie de transformateur après redressement et filtrage

I_1 : le courant qui parcourt le transistor T1 ou T2

I'_1 : le courant dans l'enroulement primaire de transformateur

I_2 : le courant dans l'enroulement secondaire de transformateur

I_{1RMS} : Le courant efficace débité par la batterie

I_{2RMS} : Le courant efficace dissipé dans la charge de l'onduleur

V_{2RMS} : La tension efficace qui fournit par l'onduleur

P_2 : la puissance maximale qui fournit par l'onduleur

B_{max} : L'induction maximale

S_e : la surface effective du circuit magnétique du transformateur

S_b : la surface de bobinage

S_{cu1} : la surface de cuivre au primaire

S_{su2} : la surface de cuivre au secondaire

S_{cu} : la surface totale de tout le cuivre

J : La densité de courant

s_2 : La section du fil secondaire

s_1 : la section du fil primaire

δ_p : La profondeur de pénétration

\emptyset_{opt} : La section optimale du cuivre

s_{opt} : La section optimale du fil

\emptyset_2 : Diamètre de fil

n_{b1} : Le nombre de brins du primaire

n_{b2} : Le nombre de brins du secondaire

\emptyset_{sp1} : Le diamètre moyen du bobinage primaire

\emptyset_{sp2} : Le diamètre moyen du bobinage secondaire

ρ : La résistivité du cuivre

r_p : Pertes cuivre au primaire

r_s : Pertes cuivre au secondaire

P_{cu} : Les pertes cuivre

l_e : la longueur moyenne effective du champ magnétique

H : l'intensité du champ magnétique

T_{tri} : Le signal triangulaire

f_{tri} : La fréquence de signal triangulaire

Q_g : la charge nécessaires à la gâchette de transistor pour faire la commutation

I_{des} : Le courant moyen de décharge du condensateur

I_{desh} : Le pic de courant de décharge du condensateur

R_{dson} : la résistance interne de mosfet (entre drain et source)

R_{thjc} : la résistance thermique de transistor

R_{thra} : La résistance thermique de radiateur

R_{thcr} : La résistance thermique entre radiateur et boîtier

T_c : la température de boîtier

T_a : la température ambiante

P_d : la puissance de dissipée

P_{on} : la puissance de commutation en ouverture du transistor

P_{fem} : la puissance de commutation en fermeture du transistor

T_j : la température de jonction

f_{cont} : la fréquence de la tension de contrôle

V_c : la tension de contrôle

V_{ch} : la tension à la borne de la charge

t_{di} : Temps de délai

C_{gs} : condensateur entre gâchette et source

V_{gth} : la tension de seuil

t_{ri} : Temps de montée de courant de drain

V_{gsp} : la tension de plateau

V_{gs} : la tension entre gâchette et source

L_s : l'inductance interne de la source

V_F : la tension de seuil de la diode

t_{fv} : Temps de descente de la tension de drain

t_{fi} : Temps de descente du courant dans le drain

R_g : résistance entre driver et gâchette de transistor

t_{rv} : Temps de montée de la tension V_{ds} :

D : le rapport cyclique

I_D : courant de drain

I_F : courant dans la diode

t_s : durée de déstockage complète de la charge stockée Q_{rr}

t_{rr} : temps de recouvrement inverse

f_c : la fréquence de coupure

H_{fe} : le gain de courant normalisé

I_B : le courant de base de transistor

I_c : le courant traversé le collecteur de transistor

V_{BE} : tension entre bas et émetteur

Liste des abréviations

MPP : point de puissance maximale.

PV : photovoltaïque.

MPPT : Régulateurs de charge (en anglais : Maximum Power Point Tracking).

HT : haut tension.

BF : base fréquence.

HF : haute fréquence.

Cmp : l'amplificateur d'erreur.

IN : l'entrée inverseur.

NI : l'entrée non inverseur.

V_{ref} : Tension de référence.

MLI : Modulation de Largeur d'impulsion.

Ddp : différence de potentiel.

Introduction générale

De plus en plus, l'utilisation des systèmes photovoltaïques est devenue un champ extrêmement vaste au niveau mondial. Les systèmes autonomes de production d'énergie photovoltaïque sont basés sur plusieurs éléments

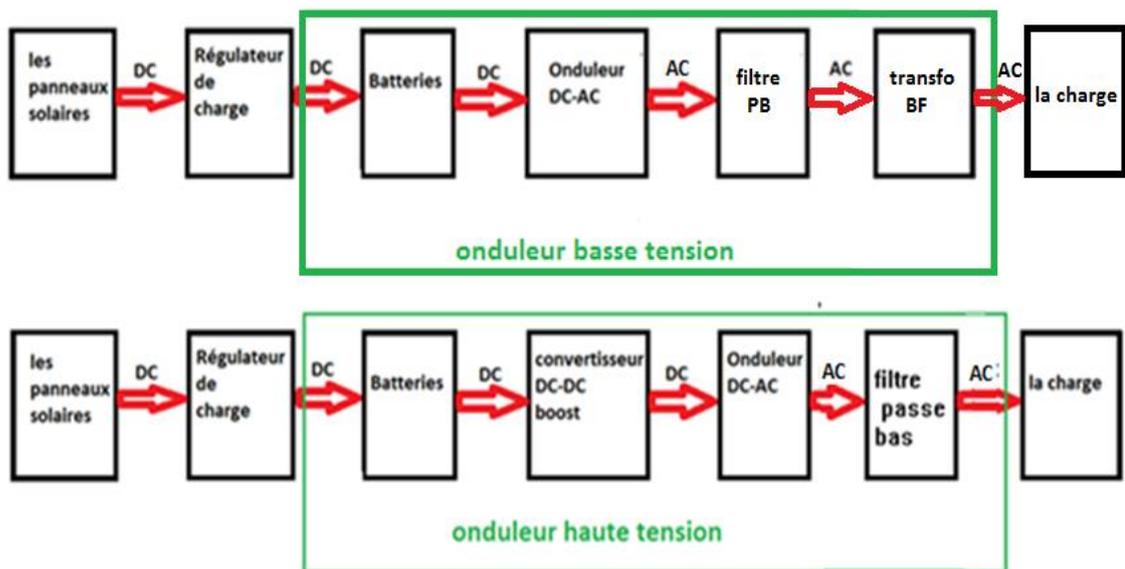
- Les panneaux solaires, le régulateur de charge, les batteries et enfin l'onduleur.

Dans le cadre de ce projet, nous allons nous intéresser au calcul et à la réalisation de l'onduleur solaire. Les onduleurs solaires destinés aux systèmes photovoltaïques sont quelque peu différents des onduleurs classiques utilisés en électrotechnique pour la commande des moteurs asynchrones. À l'inverse des onduleurs utilisés pour la commande des moteurs asynchrones qui sont caractérisés par une variabilité de la fréquence et de la tension de sortie, les onduleurs solaires sont des convertisseurs DC/AC, caractérisés par une tension fixe et une fréquence fixe, dont les plages de tolérance doivent respecter les normes qui régissent les réseaux électriques. L'objet de ce projet est de concevoir et de réaliser un onduleur solaire monophasé capable de fournir une tension sinusoïdale de valeur efficace 220V sous une puissance de 1500W avec un faible taux de distorsions harmoniques. Le principe de base de l'onduleur est assez simple, en soi, il repose sur la commutation d'un ensemble des transistors de puissance constituant le pont H, qui sont alimentés sous une tension continue et qui, par un contrôle particulier, délivrent au réseau électrique par l'intermédiaire d'un filtre passe bas un signal sinusoïdal ayant une tension efficace de 220V et une fréquence de 50Hz.

Deux types de configurations peuvent être choisis dans la réalisation de l'onduleur :

Introduction générale

- L'onduleur basse tension qui est constitué de :
 - a) d'un pont H commutant sous la basse tension de la batterie (ou de plusieurs batteries placées en parallèles) et soumis à un contrôle MLI donné bipolaire, unipolaire et livrant à sa sortie un train d'impulsions de haute tension, dont la composante fondamentale est une tension sinusoïdale dont la valeur efficace et la fréquence sont contrôlées de manière à ce qu'elles soient respectivement de 220V et 50 Hz et dont les harmoniques sont des multiples de la fréquence de commutation des transistors de puissance du pont H.
 - b) D'un filtre base fréquence qui réduit les harmoniques, suivi d'un transformateur basse fréquence (50Hz) qui élève la basse tension de l'onduleur à la tension sinusoïdale de valeur efficace de 220V.
- L'onduleur haute tension qui est constitué :
 - a) Un convertisseur DC/DC Boost qui a pour fonction d'élever la tension de la batterie à une haute tension DC de 310V.
 - b) Un convertisseur DC/AC en pont H de même type que celui de l'onduleur basse tension, sauf que celui-ci est alimenté par la haute tension V_d de 310V.
 - c) Et enfin du filtre passe bas.



L'objet de ce projet est de concevoir et de réaliser un onduleur solaire monophasé, capable de fournir une tension sinusoïdale de valeur efficace 220V sous une puissance de

Introduction générale

1500W avec un faible taux de distorsions harmoniques. Afin d'éviter l'encombrement et le poids excessif du transformateur de puissance basse fréquence, nous choisissons le deuxième type d'onduleur haute tension et enfin, afin d'assurer un faible taux de distorsion harmonique, nous nous proposons d'utiliser un contrôle MLI unipolaire.

Nous avons organisé cette mémoire en quatre chapitres:

- Le premier chapitre sera consacré à quelque notion générale sur les centrales photovoltaïques.
- L'objet du deuxième chapitre est le calcul et la réalisation d'un Convertisseur DC/DC Boost de type push pull qui permet d'élever la tension de la batterie (24 volts) à une haute tension (310V), qui est nécessaire pour alimenter l'onduleur haute tension.
- Dans le troisième chapitre, nous réalisons un onduleur monophasé commandé par un contrôle MLI unipolaire (modulation de largeurs d'impulsions).
- Enfin, dans le quatrième chapitre, nous aborderons l'aspect pratique, nous exposerons les principes de base sur lesquels reposent notre conception du circuit imprimé, puis nous passerons à la simulation et enfin à la discussion des résultats de la réalisation.

**Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes
photovoltaïques**

1.1. Introduction :

Afin de mettre en perspective notre travail, nous essaierons au cours de ce premier chapitre de résumer quelques concepts de base concernant les centrales photovoltaïques. Nous définirons par la suite l'ensemble des éléments principaux qui les constituent.

1.2. Structure générale des stations photovoltaïques :

Les stations photovoltaïques sont des systèmes assurant la production et la gestion de l'électricité fournie par des cellules photovoltaïques. Ils sont en général constitués d'un ensemble des panneaux solaires constituant un générateur photovoltaïque, un régulateur de charge, un ensemble de batteries et un onduleur.

1.2.1. Générateur photovoltaïque :

Un générateur photovoltaïque est un générateur qui convertit l'énergie solaire sous forme d'une tension et d'un courant continu. Selon la tension et la puissance disponible au niveau des panneaux et selon la tension et la puissance en sortie souhaitée, le générateur peut-être constitué d'un ensemble des panneaux solaires regroupés en parallèle, en série ou en série et en parallèle **figure1.1** et **figure1.2**. Les panneaux solaires disponibles sur le marché peuvent se présenter avec différentes tensions de sorties et différentes puissances (Exemple : PV de condor. l'usine de Condor dédiée à l'énergie solaire est destinée à la fabrication des panneaux photovoltaïques avec la technologie du silicium dont la puissance peut varier entre 28W à 70W (mono et poly)) [1]. La connexion série est choisie lorsque l'on souhaite augmenter la tension du générateur photovoltaïque, par contre, la connexion parallèle est choisie lorsqu'on souhaite augmenter le courant de sortie ou la puissance.

a) Structure d'un panneau solaire :

Un panneau solaire est constitué d'un ensemble des cellules photovoltaïques reliées en série et en parallèle de façon à délivrer la tension et le courant nominaux du panneau.

✓ Regroupement en série :

L'association en série des (N_s) cellules (appelée "String") **figure 1.1** (b) permet d'augmenter la tension du panneau photovoltaïque. Les cellules sont traversées par le

même courant et la tension résultante correspond à la somme des tensions générées par chacune des cellules. La caractéristique IV (caractéristiques courant tension des panneaux photovoltaïques) résultante de N_s cellules est donc telle que l'illustre la **figure 1.1** (a) [2].

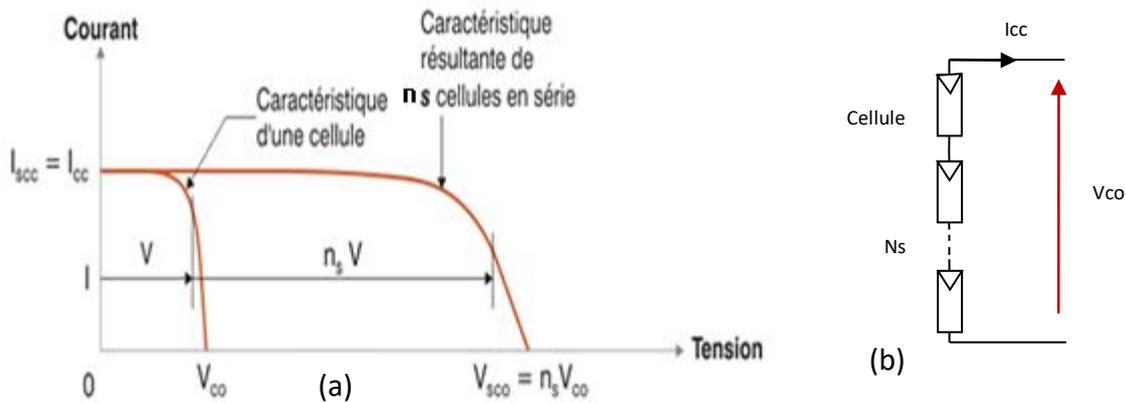


Figure 1.1 : Mise en série des cellules.

Avec :

V_{sco} : la somme des tension en circuit ouvert de (N_s) cellule en série.

I_{scc} : courant du court-circuit d'une seule cellule.

✓ **Regroupement en parallèle :**

L'association en parallèle de (NP) cellules voir **figure1.2** permet d'accroître le courant de sortie de générateur ainsi créé, Dans un groupement des cellules identiques connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et le courant résultant correspond à la somme des courants générés par chacune des cellules. La caractéristique résultante du panneau photovoltaïque est donc telle qu'illustrée dans la **figure1.2** (a) [3].

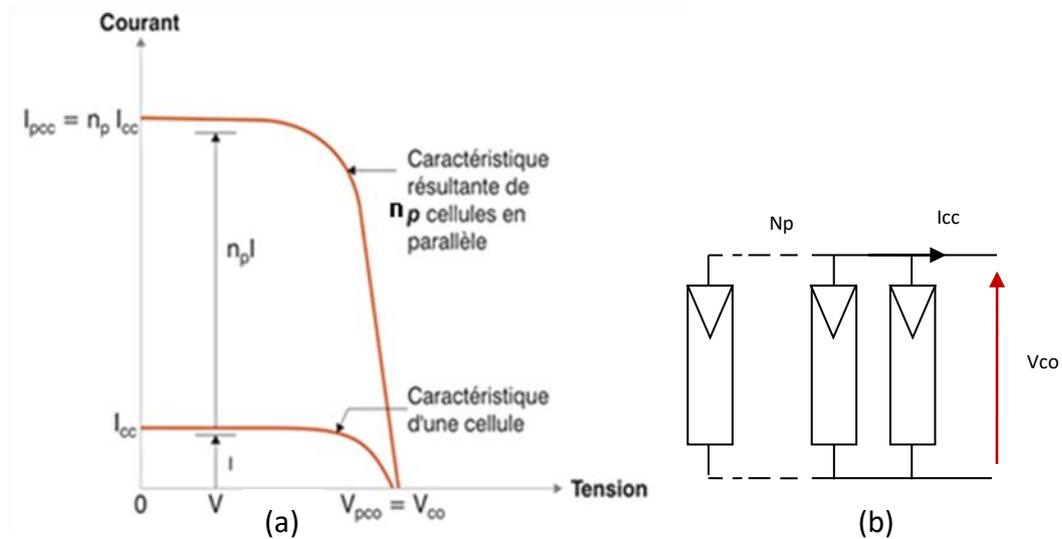


Figure 1.2 : Mise en parallèle des cellules.

Avec :

I_{pcc} : la somme des courants de court-circuit des (N_p) cellules en parallèle.

V_{pco} : tension du circuit ouvert d'une cellule.

1.2.2 L'Effet des ombrages sur une installation photovoltaïque :

Pour fonctionner de manière optimale, une installation solaire photovoltaïque doit être soumise au moins d'ombrage possible. Cependant, certaines contraintes liées au lieu d'installation (présence de montagne, d'arbres, cheminée, poteau électrique...) ne peuvent être évitées [4]. En cas d'ombrage, dans le cas où une cellule interne (ou un ensemble des cellules) d'un panneau photovoltaïque cesse de produire de l'énergie et se comporte comme une diode polarisée en inverse, elle bloque le courant produit par les autres cellules raccordées en série, compromettant toute la production du panneau. De plus, la diode étant soumise à la tension des autres cellules, elle risque d'entraîner la perforation de la jonction due à une surchauffe localisée (point chaud), et risque d'endommager le module.

a) Protection lors de la connexion en série des panneaux solaires :

Afin d'éviter qu'une ou plusieurs cellules ombragées ne compromettent la production d'énergie du panneau, des diodes de protection (by-pass diode) doivent être placées en parallèle avec les panneaux solaires, dans le cas où ceux-ci sont connectés en série, court-circuitant ainsi le panneau ombragé ou partiellement ombragé. Cette protection par diodes by-pass se fait bien sûr au prix d'une réduction de la puissance du générateur photovoltaïque comme on peut l'illustrer par la **figure1.3** et donc le fonctionnement du générateur est garanti au détriment de la réduction de l'efficacité [5].

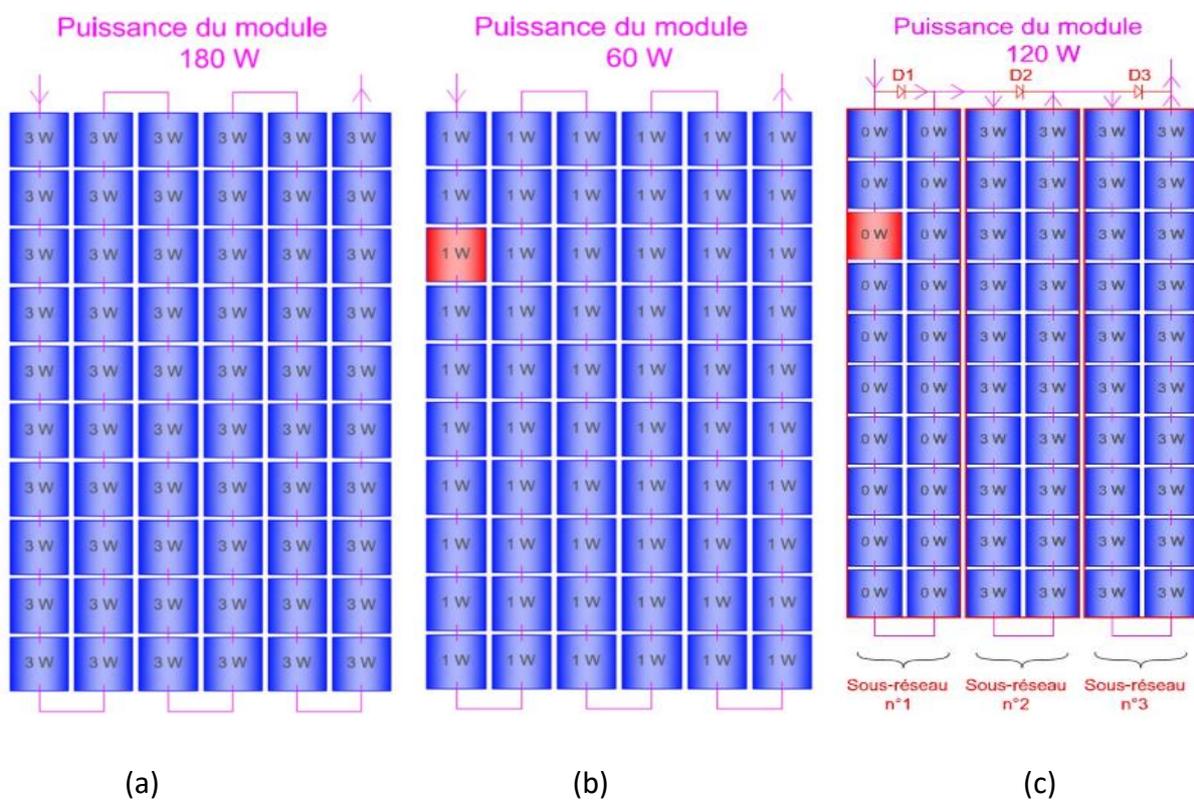


Figure 1.3 : Exemple d'un module de puissance, (a) : Module en fonctionnement normale
 (b) : Module ombragé sans diode by-pass, (c) : Module ombragé avec diode by-pass.

b) Protection lors de la connexion parallèle des panneaux solaires :

Dans le cas où les panneaux photovoltaïques sont mis en parallèle avec la batterie et que l'un des panneaux est ombragé ou partiellement ombragé, il y a un risque que les panneaux ou la batterie se déchargent sur lui. Des diodes anti-retour doivent donc être placées

en série avec les panneaux solaires de façon à éviter qu'un effet d'ombrage ne les détruise. De la même façon, une diode anti-retour entre le générateur photovoltaïque et la batterie doit être toujours disponible de façon à éviter la destruction du générateur en cas d'obscurité.

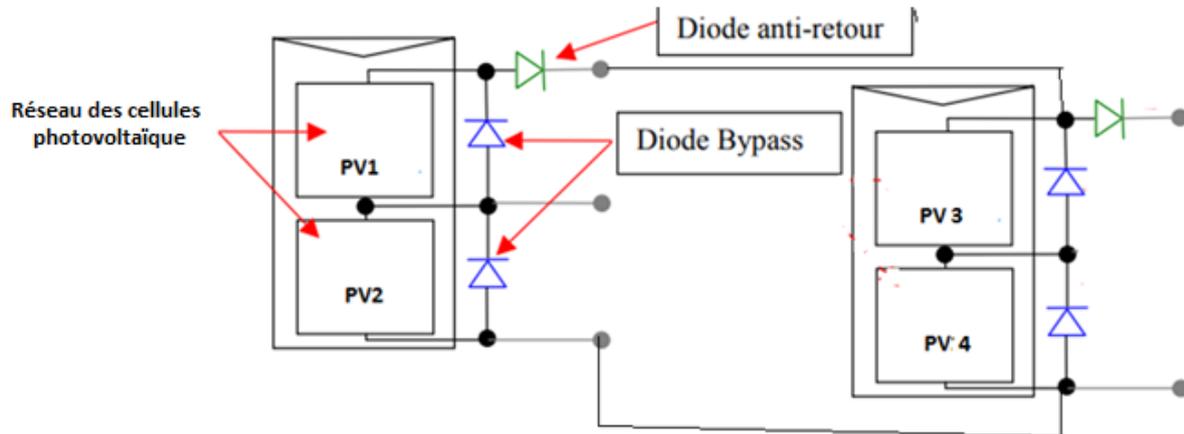


Figure 1.4 : Panneaux solaires montés en série et en parallèle et diodes de protection.

1.2.3. Régulateur de charge :

Le régulateur de charge solaire est l'élément central d'une installation solaire. Il contrôle la production des panneaux tout en optimisant la durée de vie des batteries [6]. Le régulateur de charge connecte les panneaux solaires avec les batteries : il permet de limiter le courant des panneaux pour ne pas surcharger les batteries dans le cas d'une diminution de la charge d'une part et d'autre part de contrôler l'orientation des panneaux solaires de façon à augmenter la puissance maximale fournie par les panneaux de façon à éviter une trop forte décharge des batteries et d'optimiser ainsi leurs durées de vie. En effet, la caractéristique I-V (représentant l'ensemble des configurations électriques que peut prendre la cellule) des panneaux solaires n'étant pas forcément identique à celle de la charge, cela veut dire que l'impédance de sortie des panneaux est différente de celle de la charge et par conséquent le transfert de puissance vers la charge n'est pas maximal. Le régulateur de charge fait donc office d'un adaptateur de charge qui, continuellement, présente à son entrée une impédance, telle que le transfert de puissance entre le générateur photovoltaïque et la charge que constitue la batterie et l'onduleur soit toujours maximale.

Lors de la sélection d'un régulateur de charge, le courant de court-circuit (I_{sc}) des panneaux solaires est la caractéristique essentielle. Pour les régulateurs de charge MPPT, deux critères sont essentiels : d'une part, la somme de la puissance en Wh de tous les panneaux solaires raccordés, ne doit pas dépasser la puissance d'entrée maximale du régulateur de charge solaire et d'autre part, la tension à vide (U_{oc}) de tous les panneaux solaires éventuellement montés en série, ne doit jamais dépasser la tension d'entrée maximale du régulateur de charge solaire.

1.2.4. Les batteries de stockage :

Le rôle des batteries dans le système PV est de stocker l'énergie produite par les panneaux solaires pour assurer l'alimentation électrique sans interruption, à tout moment, et dans toutes les circonstances soient jour ou nuit et qu'il soit nuageux ou ensoleillé.

Les batteries solaires peuvent se connecter directement aux panneaux PV, cependant, sans régulateur de charge, cela peut avoir des conséquences graves sur les batteries et peut les endommager de façon définitive.

1.2.5. Les onduleurs :

Le rôle de l'onduleur solaire est de convertir la tension continue fournie par le générateur photovoltaïque en une tension sinusoïdale monophasée ou triphasée, similaire à celle que génèrent les réseaux de transport d'énergie électrique. On distingue deux types d'onduleurs : les onduleurs de courant et les onduleurs de tension qui ne diffèrent d'ailleurs que par la présence d'une forte inductance qui transforme la source de tension en une source de courant.

a) Architecture des onduleurs :

Les onduleurs monophasés sont réalisés soit sur la base d'un convertisseur pont H ou double bras, soit sur la base d'un convertisseur demi-pont ou 1 bras. Les onduleurs triphasés sont réalisés sur trois bras.

✓ **Onduleur Pont H :**

Tel que l'illustre la **figure 1.5**, l'onduleur monophasé en pont H est constitué de 4 interrupteurs dont la durée de fermeture et d'ouverture obéit aux résultats de la comparaison entre un signal de contrôle sinusoïdale V_c et un signal alternatif triangulaire d'amplitude V_{tri} , de manière à ce que la tension moyenne de sortie de l'onduleur est égale à

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{v_c}{V_{tri}} V_d = \frac{V_c}{V_{tri}} V_d \sin 2\pi f t \tag{1.1}$$

Où V_d est la tension DC d'alimentation de l'onduleur, V_c est l'amplitude du signal sinusoïdal de contrôle et f la fréquence de sortie désirée et également la fréquence du signal sinusoïdal de contrôle.

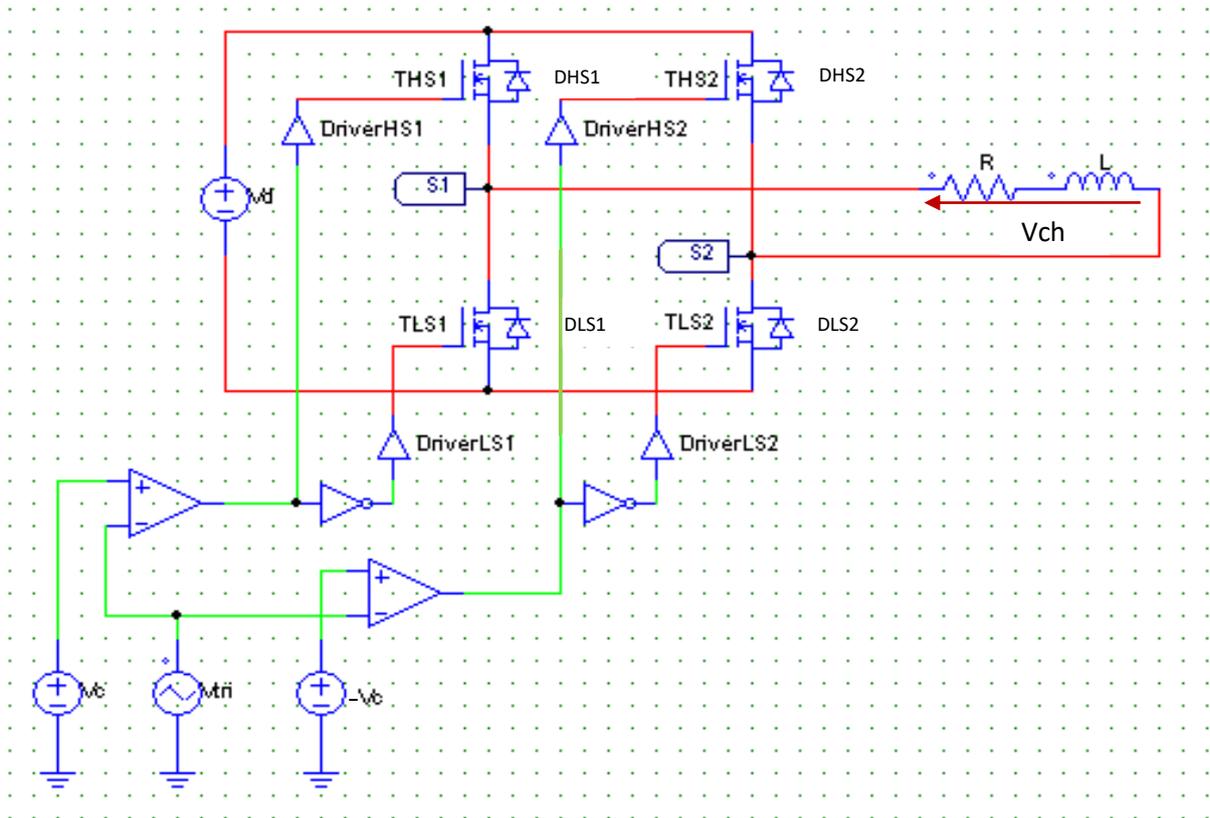


Figure 1.5 : onduleur en pont H.

✓ **Onduleur demi pont :**

L'architecture d'un onduleur demi-pont **figure 1.6** est similaire à celle d'un onduleur pont H dont l'un des bras est constitué de 2 condensateurs, dont le point milieu constitue

le point de référence $\frac{V_d}{2}$. L'onduleur demi pont a l'avantage de ne contenir que deux interrupteurs, il a cependant l'inconvénient de délivrer une tension de sortie moyenne moitié de celle du pont H

$$\langle V_{ch} \rangle = \frac{v_c}{V_{tri}} \frac{V_d}{2} = \frac{V_c}{V_{tri}} \frac{V_d}{2} \sin 2\pi ft \tag{1.2}$$

Et de nécessiter deux condensateurs de forte capacité.

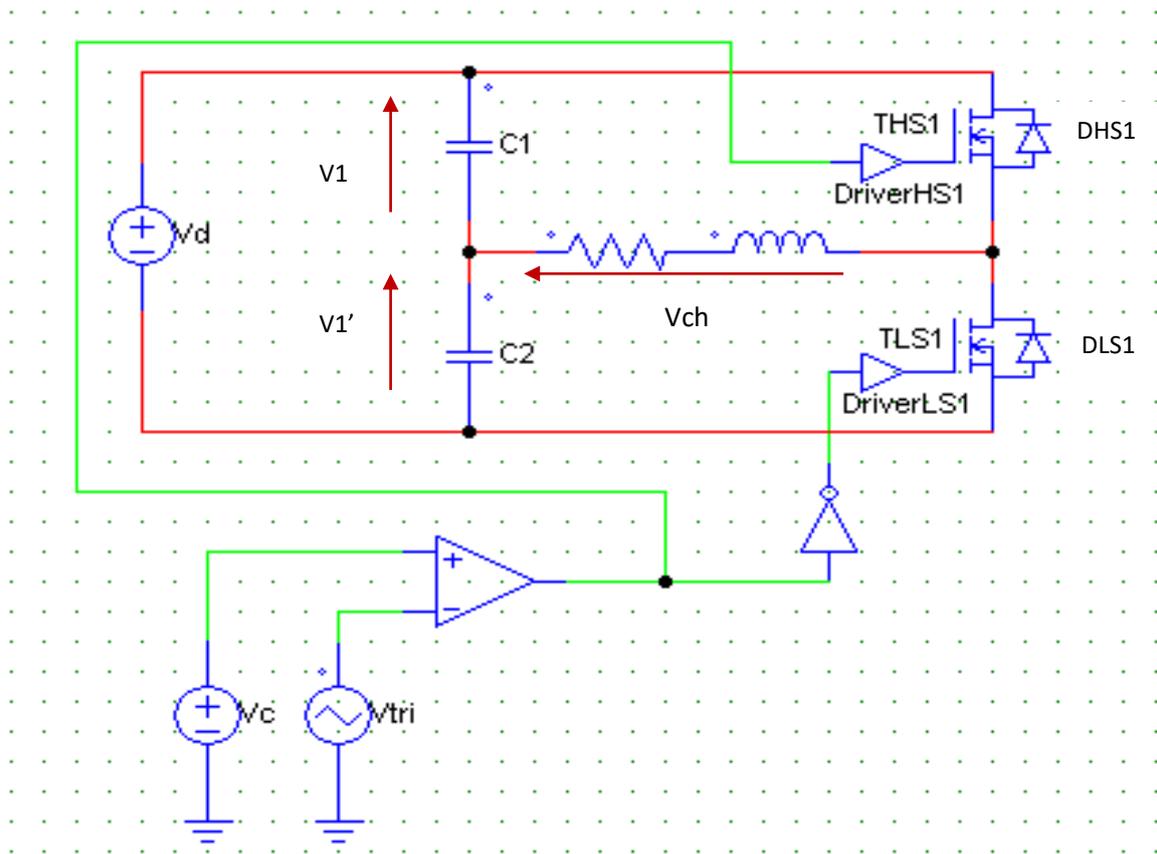


Figure 1.6 : onduleur en demi-pont.

✓ **Onduleurs triphasés :**

Les onduleurs triphasés sont constitués, tel que l'illustre la **figure 1.7**, de 3 bras S1, S2 et S3, constitué chacun de deux interrupteurs dont la fermeture et l'ouverture est contrôlée par des tensions de contrôle sinusoïdales V_{c1} , V_{c2} et V_{c3} déphasés respectivement de 120° , d'amplitude V_c et de fréquence f . La fonction de transfert de chacun des bras est similaire à celle que donne un onduleur demi pont, cependant, dans

le cas des onduleurs triphasés, on n'utilise pas des condensateurs, ce qui signifie que la tension moyenne au niveau de chacun des bras V_{S1} , V_{S2} et V_{S3} contient une composante continue $\frac{V_d}{2}$ présente dans toutes les phases et donc nous avons :

$$\langle V_{S1} \rangle = \frac{v_{c1} V_d}{V_{tri} 2} = \frac{V_c V_d}{V_{tri} 2} \sin(2\pi ft) + \frac{V_d}{2} \quad 1.3$$

$$\langle V_{S2} \rangle = \frac{V_{c2} V_d}{V_{tri} 2} \sin(2\pi ft - 120^\circ) + \frac{V_d}{2} \quad 1.4$$

$$\text{Et } \langle V_{S3} \rangle = \frac{V_{c3} V_d}{V_{tri} 2} \sin(2\pi ft + 120^\circ) + \frac{V_d}{2} \quad 1.5$$

Pour les onduleurs solaires, cette tension continue est supprimée par le filtre passe bas nécessaire pour éliminer les harmoniques présentes dans la tension de sortie, pour ne laisser le passage qu'à la tension moyenne. Pour la commande des moteurs asynchrones, cette tension ne pose aucun problème car dans le cas où ceux-ci sont branchés en triangle, les tensions continues s'annulent et le bobinage est suffisamment élevé pour rendre négligeables les courants des harmoniques.

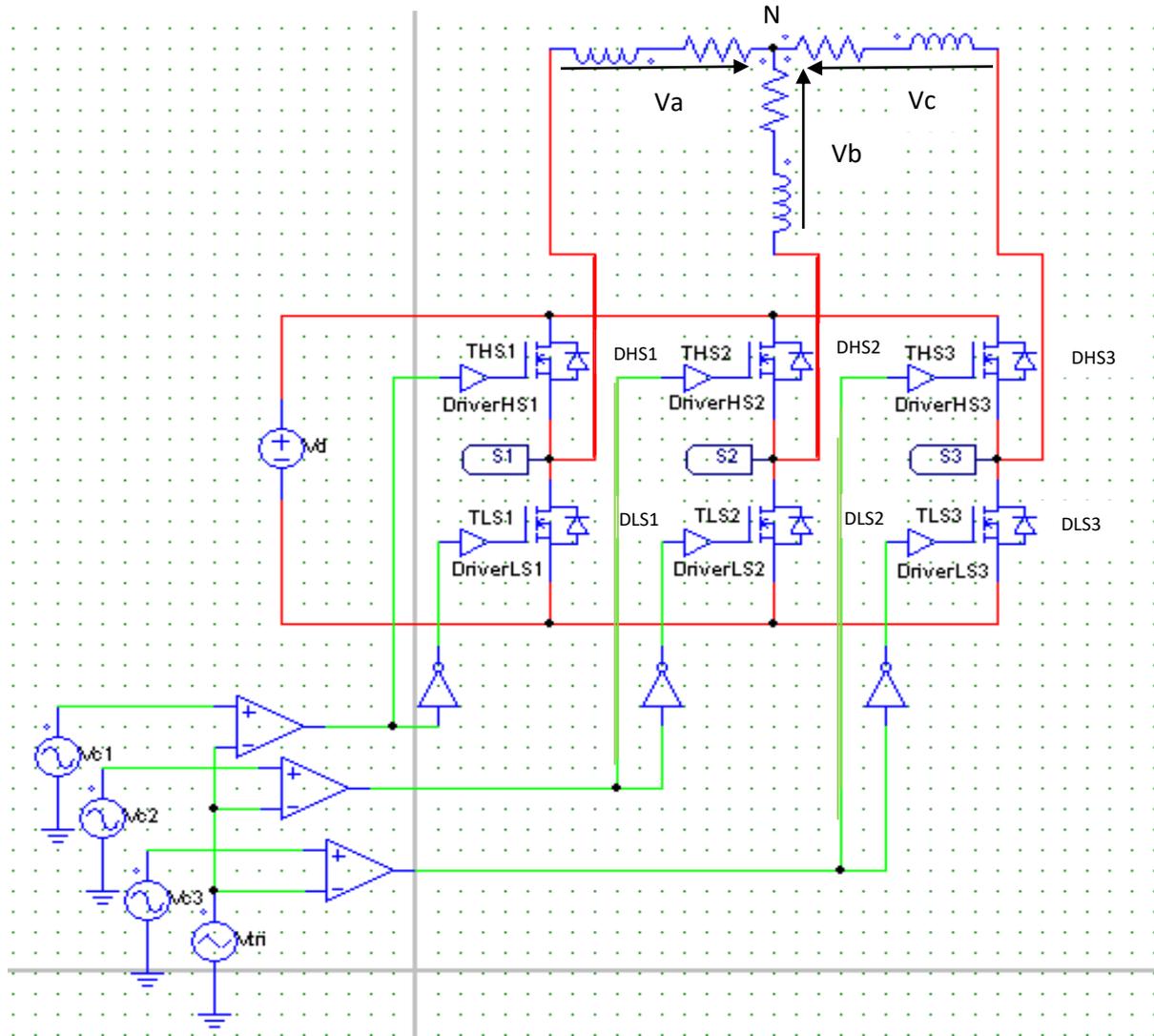


Figure 1.7 : schéma de principe d'un onduleur triphasé avec psim.

b) Types de contrôle :

Dans le cas de l'onduleur, nous avons principalement 3 types de contrôle¹ : le contrôle MLI bipolaire appelé aussi contrôle symétrique **figure 1.8**, le contrôle MLI unipolaire ou contrôle décalé **figure 1.9** et enfin le contrôle par signal carré. Dans le cas du contrôle bipolaire et unipolaire, la tension de contrôle est toujours une tension sinusoïdale dont l'amplitude module celle de la composante moyenne de sortie de l'onduleur, ce qui n'est pas le cas du contrôle par signal carré.

¹ D'autres contrôles un peu plus complexes assurant une meilleure suppression d'harmoniques existent, mais ils sont généralement utilisés pour les onduleurs à résonance série ou parallèle qui sont surtout utilisés dans le chauffage par induction.

✓ **Contrôle MLI bipolaire :**

Le contrôle MLI bipolaire, tel qu'illustré dans la **figure 1.8**, repose sur une comparaison d'un signal de contrôle sinusoïdal et d'un signal triangulaire suivi d'un inverseur, dont les réponses rythme la commutation des switches, de manière à ce que le switch T_{HS1} (T_{HS1} et T_{LS2} pour l'onduleur double bras) soit On et T_{LS1} soit Off (T_{HS2} et T_{LS1} dans le cas de l'onduleur double bras), au moment où la tension de contrôle est supérieure à la tension triangulaire. Dans ce type de contrôle, la commutation des switches est rythmée par la fréquence du signal triangulaire et dans le cas où le rapport entre la fréquence de commutation f et la fréquence de contrôle f_{cont} appelé taux de modulation de fréquence est grand (supérieur à 9), entier et impaire, dans ce cas les fréquences harmoniques présentes dans la sortie de l'onduleur sont bien identifiées et proportionnelles à m (voir **tableau1.1**). Ce type de contrôle est appelé bipolaire car la tension de sortie de l'onduleur bascule de V_d à $-V_d$ pour chaque période commutation du signal triangulaire, ce qui implique des intensités d'harmoniques assez élevées.

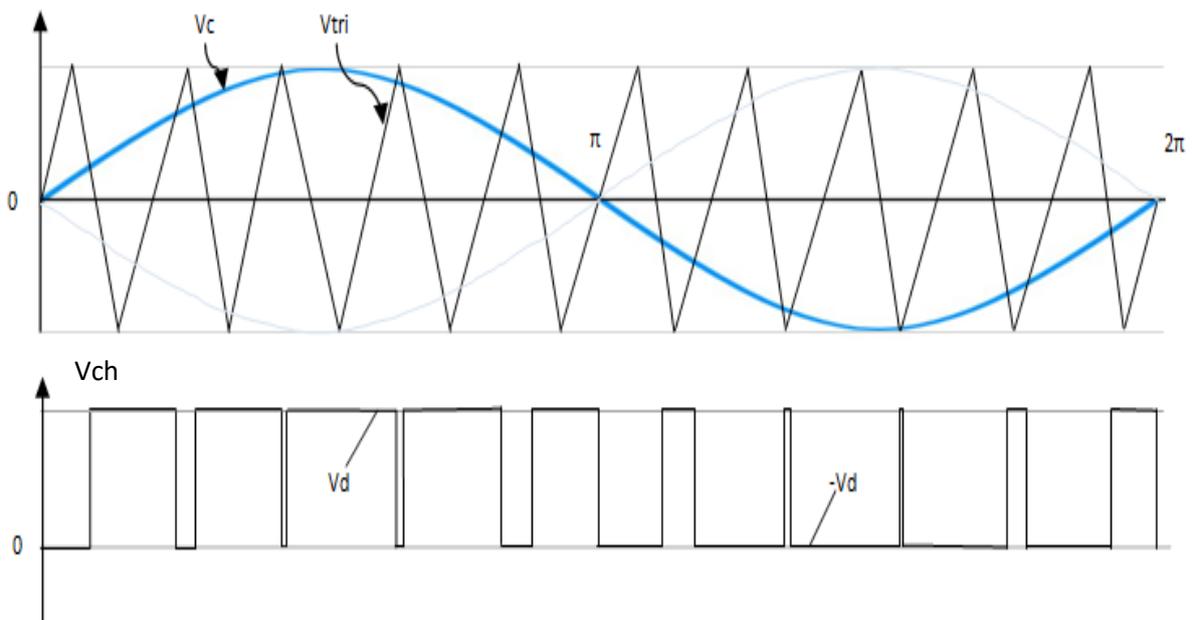


Figure 1.8 : le contrôle MLI bipolaire appelé aussi contrôle symétrique.

✓ **Contrôle MLI unipolaire :**

Ce type de contrôle ne peut être utilisé que dans le cas de l'onduleur pont H. À l'inverse du contrôle bipolaire qui exige tout le temps une conduction simultanée de T_{HS1} et T_{LS2} lorsque T_{HS2} et T_{LS1} sont off et inversement, dans le cas du contrôle unipolaire, le contrôle des deux bras de l'onduleur se fait de façon indépendante, ce qui permet d'avoir divers switch de bras différents On en même temps (exemple : T_{HS1} et T_{HS2} On, T_{LS1} et T_{LS2} On et T_{HS1} et T_{LS2} On et T_{HS2} et T_{LS1} On). La base de ce type de contrôle repose sur deux comparateurs et deux inverseurs (voir **figure 1.5**) qui commandent indépendamment les deux bras de l'onduleur. Un premier comparateur compare le signal triangulaire au signal de contrôle V_c et met à l'état On le switch T_{HS1} pour $V_c > V_{tri}$, tandis que le deuxième comparateur compare le signal triangulaire à $-V_c$ pour mettre à l'état On le switch T_{HS2} . Les deux inverseurs assurent que les switch d'un même bras ne sont jamais à l'état On, ce qui évite le court-circuit de l'alimentation V_d . Ce type de contrôle est appelé unipolaire, car la tension de sortie ne possède qu'un seul pôle : positive ou négative en fonction de la tension de contrôle. L'avantage de ce type de contrôle sur le contrôle bipolaire est la réduction de l'intensité des harmoniques impaires.

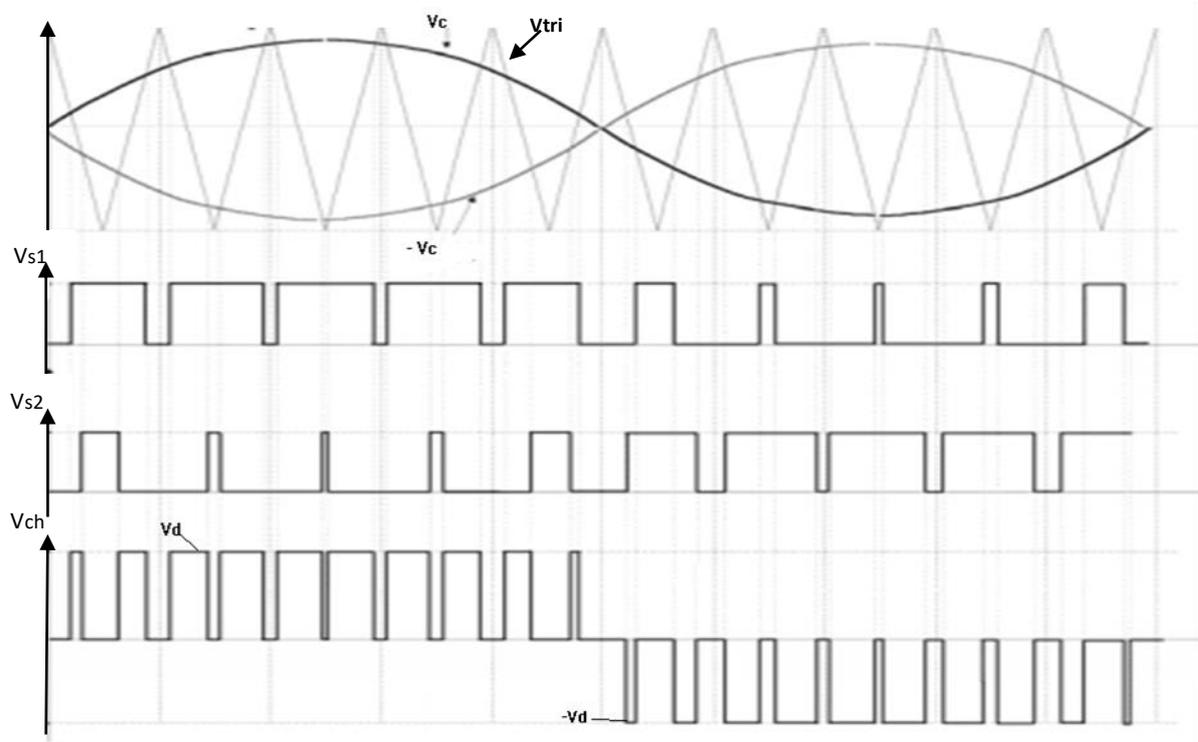


Figure 1.9 : le contrôle MLI unipolaire ou contrôle décalé.

✓ **Contrôle par signal carré :**

Ce contrôle est semblable au contrôle MLI bipolaire sauf que la tension de contrôle est une tension carrée similaire à la tension de sortie de l'onduleur. À l'inverse des deux autres types de contrôle, le taux de modulation en amplitude :

$$m_a = \frac{V_c}{V_{tri}} \quad 1.6$$

pour le contrôle par signal carré peut dépasser l'unité et atteindre la valeur de $\frac{4}{\pi}$ pour $m_a = 3.24$ [7]. La fréquence de commutation doit être un multiple entier de la fréquence de contrôle qui est comme pour les deux contrôles précédents la fréquence de la composante fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur. Bien que plus facile à mettre en œuvre, ce type de contrôle a deux défauts :

Il introduit des harmoniques trop proches de la composante fondamentale de l'onduleur : 3^{eme}, 5^{eme} harmoniques, ce qui rend très compliqué la réalisation du filtre passe bas.

Difficulté de contrôler l'amplitude de la tension sinusoïdale de l'onduleur, ce qui requiert un contrôle supplémentaire de la tension d'alimentation de l'onduleur V_d .

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<i>Fundamental</i>					
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Tableau1.1 : Harmoniques généralisées de V_{Ao} pour un largeur m_f [8].

En général, ce type de contrôle, bien que facile, présente cependant une forte distorsion car il a l'inconvénient de rendre difficile le filtrage de la tension de sortie de l'onduleur, par le fait que la première harmonique à éliminer n'est que 3 fois plus grande que celle de la fréquence de sortie désirée. Ce type de contrôle n'est toléré pour la simplicité de sa mise en œuvre que dans le cas de la commande des moteurs asynchrones. Dans le cas des deux autres types de contrôle, nous verrons le contrôle unipolaire dans le chapitre 3, ceux-ci permettent d'avoir des harmoniques bien éloignées de celle de la fréquence désirée, dans le cas où la fréquence de commutation des switchs constituant le pont H est élevée, ce qui permet un meilleur filtrage, donc un très faible taux de distorsion et donc une meilleure fiabilité aux normes exigées par la compatibilité électromagnétique.

1.3. Classification des systèmes solaires photovoltaïques :

Les systèmes photovoltaïques sont divisés en deux catégories principales: Les systèmes autonomes et les systèmes connectés au réseau

1.3.1. Systèmes autonomes :

a) Systèmes autonomes avec stockage:

Le système Photovoltaïque fournit de l'électricité à l'utilisateur sans se connecter au réseau électrique. C'est bien souvent le seul moyen d'électrification lorsque le courant du réseau n'est pas disponible.

Comme on le remarque sur la **figure 1.10** qui représente l'exemple d'un système PV autonome. Un système de stockage (batteries) doit être associé aux générateurs PV pour assurer l'alimentation à chaque instant sans interruption et pendant quelques jours (en fonction de la capacité des batteries) malgré l'intermittence de la production. Ce système de stockage représente une part très importante du coût de l'installation qui est variable par la qualité de la batterie et sa technologie de fabrication, et ses conditions de fonctionnement sont très contraignantes. Par conséquent, des systèmes de gestion de l'alimentation nécessitant la présence d'un régulateur de charge ont été développés pour améliorer la durée de vie du système de stockage et réduire les coûts d'exploitation.

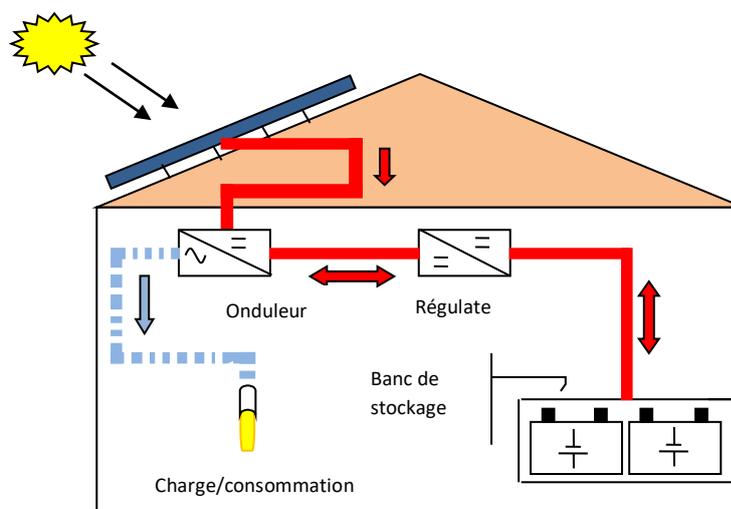


Figure 1.10 : Exemple de la structure d'un système PV autonome.

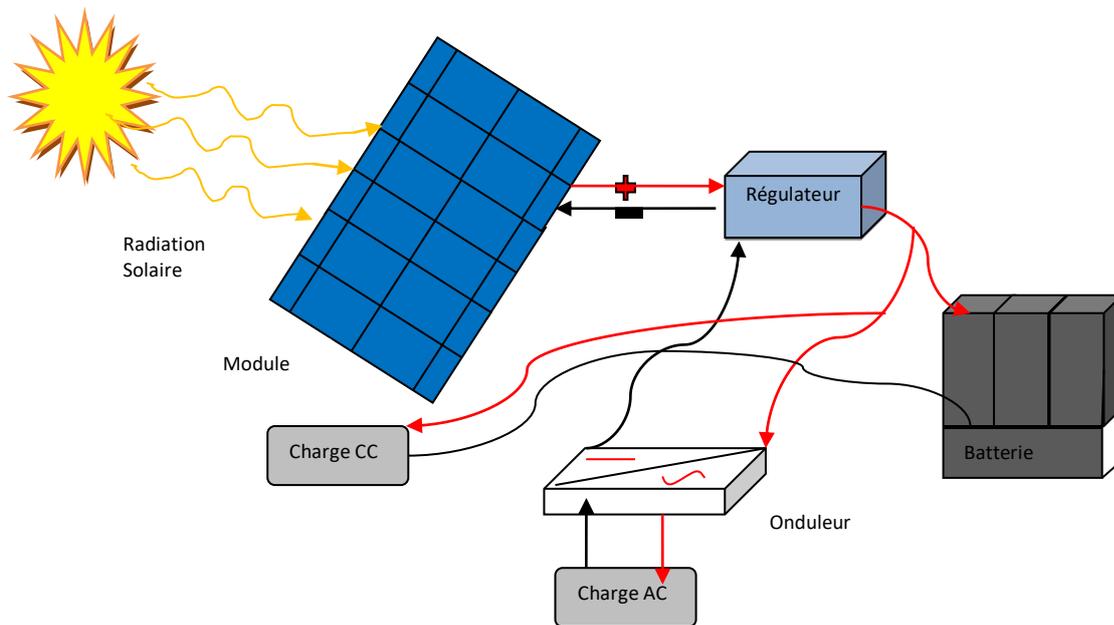


Figure 1.11 : Les systèmes autonomes avec stockage.

b) Systèmes autonomes sans stockage:

Dans ce type des systèmes, aucun dispositif de stockage d'énergie n'est utilisé et les appareils alimentés ne fonctionneront qu'en présence d'un éclairage solaire suffisant pour leur mise en fonction. Ce système est intéressant pour les applications qui n'ont pas besoin de travailler dans l'obscurité et pour lesquelles le besoin en énergie coïncide avec la présence de l'éclairage solaire. Mais, dans ce cas, il faut bien dimensionner le générateur photovoltaïque de sorte qu'il ait assez de puissance pour alimenter l'appareil à l'éclairage le plus faible.

Nous pouvons trouver ce système dans les fermes où les agriculteurs ont besoin d'arroser leurs plantes pendant la journée et de répondre aux besoins des animaux. La pompe fonctionne tous les jours du lever au coucher du soleil (Il n'y a pas besoin de les utiliser la nuit).

1.3.2. Systèmes raccordés au réseau :

Le photovoltaïque raccordé au réseau est constitué des systèmes de production qui peuvent être centralisés ou décentralisés (toits de maisons individuelles, de mairies, de granges, etc...).

Ces systèmes sont constitués des modules solaires reliés entre eux (en série ou en parallèle) et branchés sur un ou plusieurs onduleur(s) eux-mêmes connecté(s) au réseau de distribution ou de transport d'électricité[9].

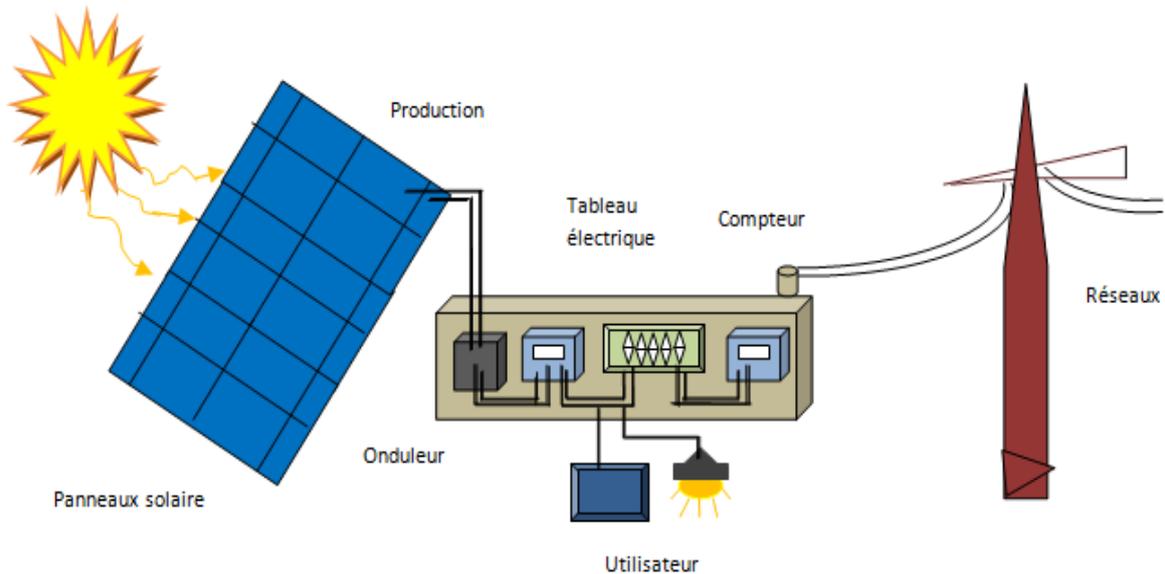


Figure 1.12: Système photovoltaïque relié au réseau.

a) Injection de la totalité de la production :

L'énergie produite par les modules est directement injectée sur le réseau électrique. Les périodes d'injections sur le réseau correspondent aux périodes de production photovoltaïque.

b) Injection du surplus de production :

L'énergie produite par les modules est directement consommée sur place par les charges internes et l'éventuel surplus de production par rapport à la consommation instantanée est injecté sur le réseau.

1.3.3. Système hybride :

Les systèmes hybrides autonomes permettent la production d'énergie électrique hors réseau électrique public, notamment dans les zones peu accessibles.

La production d'énergie est optimisée par l'emploi de plusieurs sources : solaire photovoltaïque, éolien, micro hydraulique et méthanisation. Le groupe électrogène est

sollicité ponctuellement en complément si nécessaire. Le stockage sur batteries reste nécessaire et permet d'optimiser l'usage du groupe et l'autonomie du système [10].

Les systèmes hybrides permettent ainsi l'alimentation de mini-réseaux de 1 kVA à plus de 300 kVA dans les secteurs suivants :

- électrification rurale
- électrification insulaire
- industries
- tourisme
- agriculture
- télécommunications

a) Les avantages des systèmes hybrides :

- Diminution de la consommation de carburant et des contraintes d'approvisionnement.
- Indépendance énergétique et visibilité à long terme du coût de l'énergie.
- Durée de vie des groupes électrogènes allongée, maintenance allégée.
- Réduction des nuisances sonores et de la pollution de l'air du site.

1.4. Conclusion :

Ce chapitre contient des généralisations sur la structure des systèmes photovoltaïque où nous avons parlé des composants contenus dans cette structure et comment cela fonctionne et le rôle de chaque partie.

Chapitre 2 : Calculs du convertisseur DC-DC de type push-pull

2.1. Introduction :

Bien qu'une association des panneaux solaires et des batteries en série puisse commander un onduleur HT, cette solution est cependant assez coûteuse comparée à l'addition d'un convertisseur DC/DC de type Boost. L'objet du convertisseur DC/DC de type Boost est donc d'éviter une association série de modules solaires assez fastidieuse. L'utilité de celui-ci est donc d'élever la tension de la batterie à la haute tension $V_d=310V$ nécessaire à l'alimentation DC de l'onduleur haute tension que l'on étudiera dans le chapitre 3.

2.2. Choix du type de convertisseur Boost :

Pour la réalisation de notre convertisseur Boost, nous avons la possibilité de choisir soit une configuration classique telle qu'illustrée par le **figure 2.1**, soit l'utilisation d'un convertisseur Boost de type Push Pull tel qu'illustré par la **figure 2.2**, où l'élévation de tension est effectuée par un transformateur HF élévateur de tension. Dans les deux cas de figures, afin de diminuer les dimensions de la bobine ou du transformateur, la fréquence de commutation des switchs doit être élevée, ce qui nécessitera l'utilisation des transistors MOSFETs de puissance ou des IGBT. Bien que la configuration classique du Boost semble très simple, celle-ci a cependant l'inconvénient de nécessiter l'utilisation de transistors devant bloquer une forte tension de 310V, ce qui a pour conséquence de générer des puissances de commutation trop élevées. Or, le courant d'entrée basse tension (côté batterie) étant très élevé ($1500W/24=62.5A$), le transistor du convertisseur boost, au moment de sa commutation devra supporter en plus du courant de 62.5A, la haute tension de sortie de 310V, or les transistors MOSFETs actuellement disponibles sur le marché et supportant une telle tension, supportent de très faible courant (30 à 40A au maximum) Nous choisirons donc pour notre réalisation la configuration Boost de type push pull, où nous pourrons voir que les puissances de commutation mises en jeu, seront beaucoup plus faibles que ceux de la configuration classique.

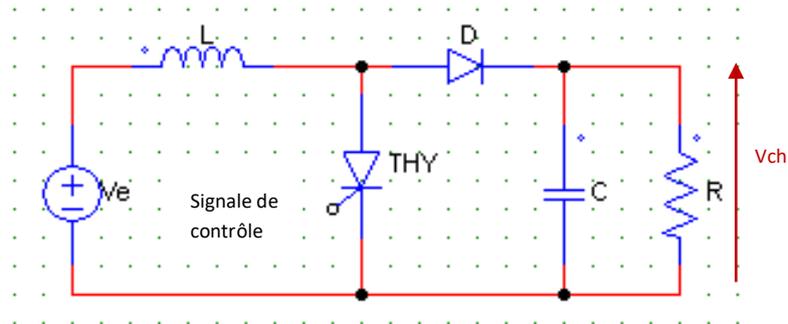


Figure 2.1 : schéma du convertisseur Boost classique.

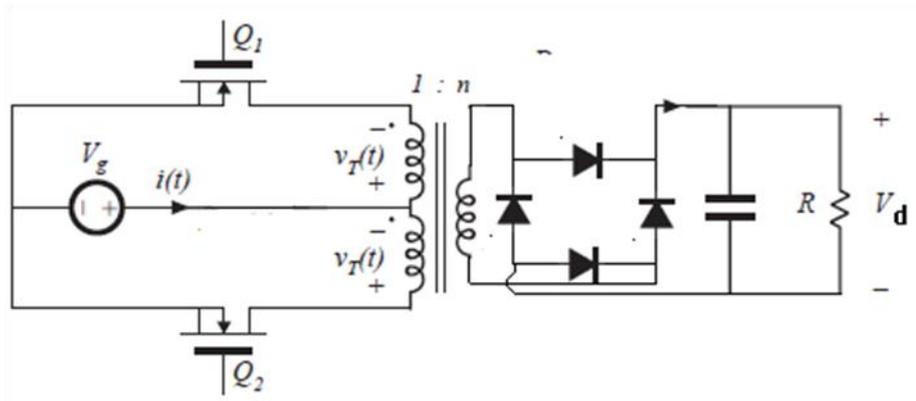


Figure 2.2 : Convertisseur Boost Push Pull.

2.3. Principe de fonctionnement du convertisseur Boost de type Push Pull :

Le principe général du convertisseur Boost de type Push pull est assez simple. Celui-ci est basé sur la génération d'impulsion de tension au primaire d'un transformateur élévateur qui fournit à son secondaire une tension alternative qui est redressée par un pont des diodes puis filtrée par un condensateur de filtrage pour fournir la tension continue HT qui alimente l'onduleur HT. Le principe de fonctionnement repose sur 2 transistors de puissance qui

commutent de façon complémentaire, de manière à ce que lorsque l'un est bloqué, l'autre est conducteur. Le contrôle des deux transistors (voir **figure 2.2** et **figure 2.7**) est effectué par le circuit SGS3525. Ce dernier, grâce à des composants externes que l'on calculera par la suite, fournit sous une fréquence donnée (à déterminer par la suite) au niveau de ses sorties OutA et OutB des impulsions de courants et de tension commandant les gates des deux transistors Mosfet de puissance, de manière à ce que lorsqu'un transistor est à l'état On, l'autre est à l'état Off. Les enroulements primaires du transformateur étant bobinés dans le même sens, sont donc mis à la masse alternativement, durant chaque demi période et sont alors embrassés par un flux, dont le sens varie de façon alternative, de manière à créer dans chacun des enroulements, au primaire, une tension contre électromotrice telle que :

$$V_1 = n_1 \frac{d\phi_1}{dt} \rightarrow \phi_1(t) = \frac{1}{n_1} \int V_1 dt, \quad 2.1$$

or étant donné que le courant d'excitation au niveau des deux enroulements s'inverse de façon alternative¹, cela veut dire que le flux s'inverse de façon alternative, ce qui donne tantôt un flux croissant durant une demi-période :

$$\phi(t) = \frac{V_1}{n_1} t \quad 2.2$$

Et tantôt un flux décroissant durant l'autre demi période :

$$\phi(t) = -\frac{V_1}{n_1} t \quad 2.3$$

La variation du flux crée dans l'enroulement secondaire une tension induite qui, par une mise en place judicieuse des diodes de redressement, s'oppose à la variation du flux ϕ_1 et créent un flux ϕ_2 dans le sens inverse du flux ϕ_1 , et ainsi le flux de magnétisation du circuit magnétique devient $\phi_m = \phi_1 - \phi_2$, ayant ainsi une valeur moyenne nulle et prenant une valeur maximale pour $t = T/2$. Sachant que $n_1 \phi_m = L_m I_m$, cela signifie, si l'on néglige pour le moment les pertes fer et les pertes cuivre, que le transformateur se comportera comme une induction de magnétisation L_m suivie d'un transformateur parfait qui convertit le courant $I_1 = I_1 - I_m$ en un courant I_2 , de manière à ce que $n_1 I_1$ soit égal à $n_2 I_2$. On déduit, en négligeant les flux de fuite et les résistances des bobinages que le flux de magnétisation ϕ_m augmente

¹ En négligeant la chute de tension produite par la résistance du primaire.

tantôt selon l'équation 2.2 et diminue tantôt selon l'équation 2.3, de manière à ce que la valeur moyenne soit nulle et que l'amplitude maximale du flux de magnétisation Φ_{mmax} soit :

$$\Phi_{mmax} = \frac{V_1 T}{n_1 2} = \frac{V_1}{2fn_1} \tag{2.4}$$

Où V_1 est la tension de la batterie, f la fréquence de commutation du SG3525 et n_1 est le nombre des spires de chaque enroulement primaire. En négligeant le flux de fuite et la résistance du secondaire, nous déduisons donc l'expression de la tension au secondaire :

$$v_2(t) = -n_2 \frac{d\phi_m}{dt} \tag{2.5}$$

Nous obtenons donc au secondaire une tension carrée de valeur moyenne nulle et d'amplitude V_{2max} , telle que $V_{2max} = \frac{n_2}{n_1} V_1$.

A partir des équations 2.2, 2.3 et 2.5, nous pouvons déduire les chronogrammes de la **figure 2.3** du flux de magnétisation et de la tension au secondaire du transformateur. Après redressement et filtrage, nous obtenons donc la tension V_d .

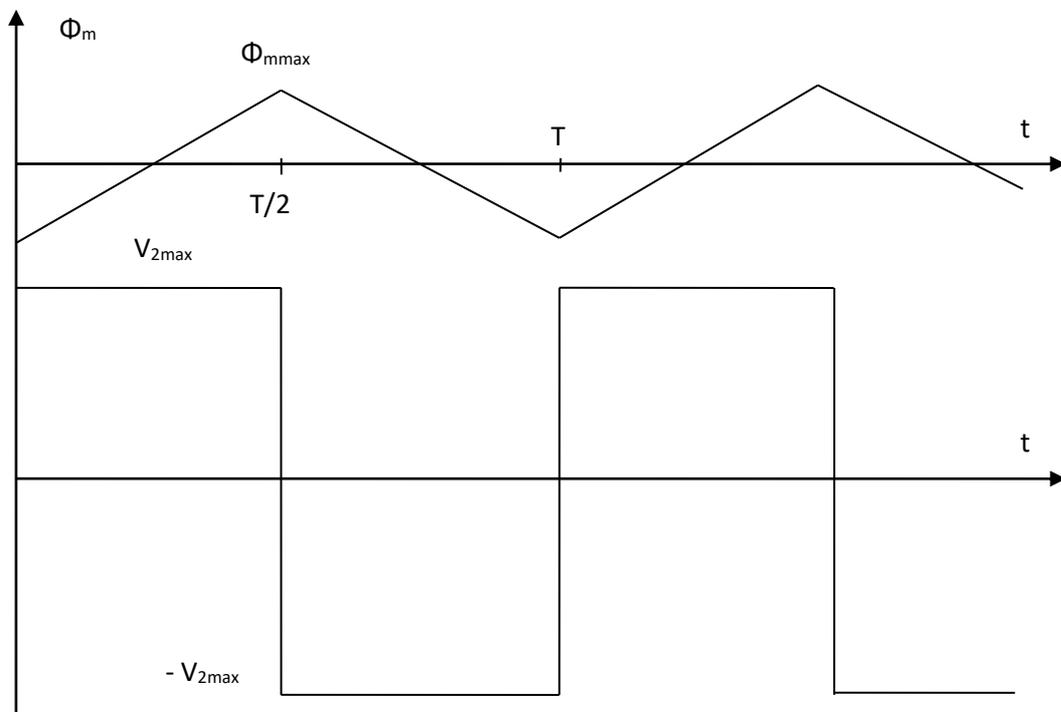


Figure 2.3 : Chronogrammes du flux de magnétisation et de la tension au secondaire.

2.4. Calculs du convertisseur boost Push-pull :

2.4.1. Calcul du transformateur :

À partir des équations 2.4 et 2.5, nous pouvons définir la relation qui définit la surface effective du circuit magnétique du transformateur :

$$\frac{V_1}{n_1} = \frac{V_{2max}}{n_2} = 2f\phi_{mmax} = 2fB_{mmax}S_e \quad \text{Avec} \quad \phi_{mmax} = B_{mmax}S_e \quad 2.6$$

$$2fB_{mmax}S_e = \frac{V_{2max}}{n_2} \rightarrow \frac{2n_2fB_{mmax}S_e}{\sqrt{2}} = \frac{V_{2max}}{\sqrt{2}} \quad 2.7$$

En multipliant l'équation 2.7 par I_{2rms} , nous obtenons :

$$\sqrt{2}n_2fB_{mmax}S_eI_{2rms} = \frac{V_{2max}}{\sqrt{2}}I_{2rms} = V_{2rms}I_{2rms} = P_2 \quad 2.8$$

$$\text{Avec} \quad V_{2rms} = \frac{V_{2max}}{\sqrt{2}}$$

La puissance fournie au secondaire est donc :

$$P_2 = \sqrt{2}n_2fB_{mmax}S_eI_{2rms} \quad 2.9$$

a) Calcul de la surface de bobinage :

Afin de choisir le noyau nécessaire à la confection de notre transformateur, nous devons évaluer la surface de bobinage nécessaire, mais avant cela, nous devons calculer la surface de cuivre, étant donné que le bobinage sera plein de vide :

Soit la surface du cuivre du secondaire :

$$S_{cu2} = n_2s_2 = \frac{n_2I_{2Rms}}{J} \quad \text{avec } s_2 \text{ la section du fil du secondaire } s_2 = \frac{I_{2Rms}}{J}$$

Soit la surface du cuivre des 2 enroulements primaires :

$$S_{cu1} = 2n_1s_1 = \frac{2n_1I_{1Rms}}{J} = \frac{2n_1I_1}{J\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}n_1I_1}{J} \quad \text{avec } s_1 \text{ la section du fil du primaires } s_1 = \frac{I_{1Rms}}{J}, \text{ on}$$

peut démontrer que $I_{1Rms} = \frac{I_1}{\sqrt{2}}$

La surface totale du cuivre est donc :

$$S_{cu} = S_{cu1} + S_{su2} = \frac{\sqrt{2}n_1I_1}{J} + \frac{n_2I_{2Rms}}{J}$$

Or, en négligeant le courant de magnétisation, on sait que la force magnétomotrice résultante est :

$$2n_1I_{1Rms} - n_2I_{2Rms} = 0, \text{ d'où } n_2I_{2Rms} = \sqrt{2}n_1I_1, \text{ ce qui nous donne donc une surface de cuivre } S_{cu} = 2 \frac{n_2I_{2Rms}}{J}$$

-Estimation de la surface de bobinage :

Pour s'assurer que dans la pratique la fenêtre de transformateur est suffisante pour le bobinage de cuivre on prend :

$S_b = K_b S_{cuivre}$ avec la valeur de K_b entre 2 et 5 (la valeur de K_b dépend de la puissance fournie par le transformateur, si la puissance augmente, K_b doit aussi augmenter).

Nous avons donc : $S_{cu} = \frac{S_b}{K_b}$

On déduit : $2 \frac{n_2I_{2Rms}}{J} = \frac{S_b}{K_b} \rightarrow S_b = \frac{2K_b n_2I_{2Rms}}{j}$ 2.10

b) Choix du noyau :

En choisissant le noyau de ferrite type UR et U, on trouve que le noyau le plus apte à travailler dans les grandes puissances est le noyau de référence U101/57/25 voir la **figure 2.4**. En consultant le datasheet des noyaux de ferrite, nous trouvons $S_e=645\text{mm}^2$ et $S_b=3220\text{mm}^2$. Pour 2 noyaux UU

Donc

$$S_b S_e = 207 \text{ cm}^4.$$

-Calcul de la fréquence minimale :

À partir de la relation 2.10, nous avons $n_2I_{2Rms} = \frac{jS_b}{2K_b}$

En remplaçant cette équation dans 2.9, nous obtenons :

$$P_2 = \frac{jf\sqrt{2} S_b S_e B_{mmax}}{2K_b} \tag{2.11}$$

Pour une induction maximale proche de l'induction de saturation pour un matériau de la famille C81 jusqu'à C94 de 0,32T, cela nous donne une fréquence minimale :

$$f_{min} = \frac{2K_b P_2}{j\sqrt{2} S_b S_e B_{mmax}} = \frac{2 \times 4 \times 1500}{3 \times \sqrt{2} \times 207 \text{cm}^4 \times 0.32} \cong 4.27 \text{ khz}$$

Avec $K_b = 4$; $J = 3\text{A/mm}^2$

U100/57/25 + I100/25/25

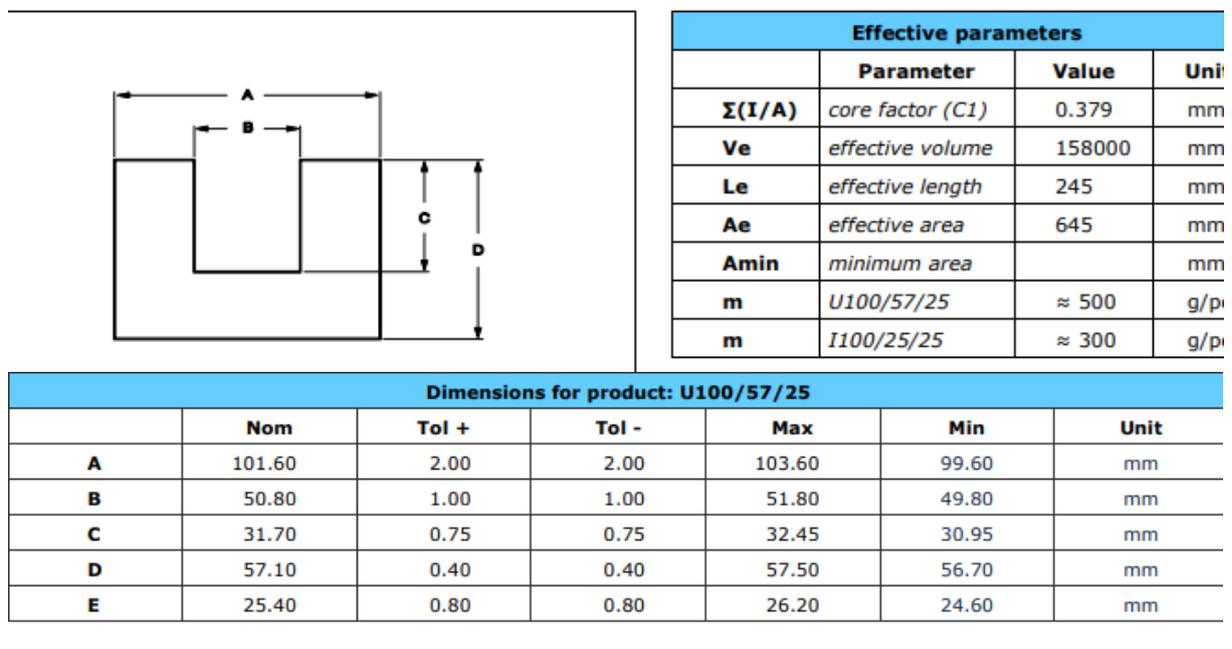


Figure 2.4 : Caractéristiques du noyau de ferrite type U 101/57/25.

c) Calcul de la section optimale du fil et la fréquence optimale :

Calcul de la section optimale du cuivre pour $f_{min}=4.27\text{Khz}$:

Sachant que la profondeur de pénétration est $\delta_p = \frac{70}{\sqrt{f}}$ en mm, Lorsqu'on choisit les sections des fils, par économie, on prend le diamètre de fil égal à 2 fois la profondeur de pénétration **figure 2.5**, donc le diamètre optimal du cuivre est $\phi_{opt} = 2 \frac{70}{\sqrt{f}} = 2,14 \text{ mm}$.

La section optimale du fil est donc :

$$S_{opt} = \frac{\pi}{4} \phi_{opt}^2 = 3.6 \text{ mm}^2$$

Or la section du fil nécessaire pour le secondaire est $s_2 = \frac{I_{2Rms}}{j} = \frac{6,8}{3} = 2,27 \text{ mm}^2$

Avec : $P_2 = I_{2Rms} V_{2Rms}$ nous avons $I_{2Rms} = \frac{P_2}{V_{2Rms}} = \frac{1500}{220} = 6.8 \text{ A}$

Et donc le diamètre de fil est $\phi_2 = \sqrt{\frac{4}{\pi} s_2} = 1,7 \text{ mm}$ qui est une valeur normalisée.

Le diamètre de fil nécessaire étant inférieur au diamètre correspondant à f_{min} calculée, nous pouvons donc augmenter la fréquence de commutation des transistors, de manière à ce que ce diamètre corresponde à 2 fois la nouvelle profondeur de pénétration. Cette augmentation de la fréquence permettra par la suite soit de diminuer le nombre de spires, soit de diminuer l'induction maximale (voir l'équation 2.9) :

Soit $f_{opt} = \frac{4270}{(\frac{\phi_2}{2})^2} = 5.9 \text{ KHz}$ avec cette nouvelle fréquence, la nouvelle section optimale est donc 2.27 mm^2

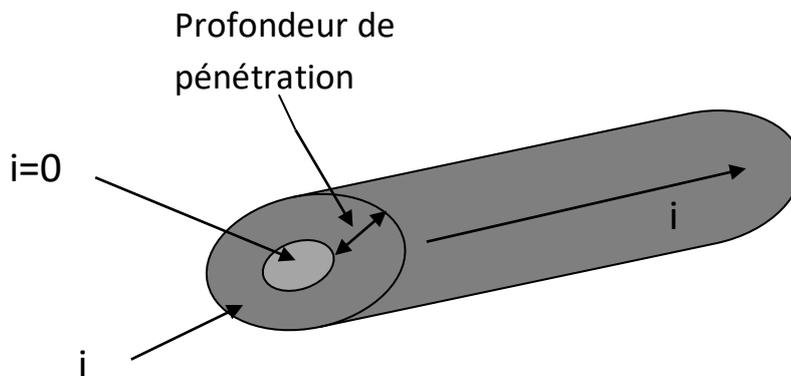


Figure 2.5 : le choix de section optimale de fil.

d) Calcul du nombre de spires et le nombre de brins :

-Au niveau du primaire :

Sachant que $I_1 V_{bat} = I_{2Rms} V_{2Rms} \rightarrow I_1 = \frac{I_{2Rms} \times V_{2Rms}}{V_{bat}} = 62.33$ et $I_{1Rms} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} = \frac{62.33}{\sqrt{2}} = 44A$.

Le nombre de brins du primaire est : $n_{b1} = \frac{S_1}{S_{opt}} = \frac{I_{1Rms}}{j} = 6.5 \approx 7$ brins de 1,7mm de diamètre.

Pour calculer Le nombre de spires, on utilise l'équation 2.3, nous obtenons :

$$n_1 = \frac{V_1}{2fB_{max}S_e} = \frac{24}{2 \times 5.9 \times 10^3 \times 0.32 \times 645 \times 10^{-6}} = 9.85 \approx 10 \text{ spires}$$

-Au niveau du secondaire :

Le nombre de brins du secondaire est : $n_{b2} = \frac{S_2}{S_{opt}} = 1$ brins

Le nombre de spire est :

$$n_2 = \frac{V_{2max}}{2fB_{max}A_e} = \frac{220 \times \sqrt{2}}{2 \times 5.9 \times 10^3 \times 0.32 \times 645 \times 10^{-6}} = 128 \text{ spires.}$$

e) Calcul des pertes cuivre :

Sachant que le bobinage du secondaire occupe la même surface que le bobinage des 2 enroulements primaires, on peut donc déduire (étant donné que le premier bobinage est celui du secondaire) qu'au maximum, le diamètre moyen du bobinage secondaire est : $\phi_{sp2} = E + \frac{B}{2} = 50,8mm$ et pour le primaire $\phi_{sp1} = E + \frac{3}{2}B = 101,6mm$. En considérant une résistivité du cuivre $\rho = 2,26 \times 10^{-8} \Omega \cdot mm$ valable pour une température élevée de 100°C, nous aurons alors au maximum les pertes de cuivre suivantes :

- Résistance du primaire : $r_p = \rho \frac{n_1 \pi \phi_{sp1}}{n_{b1} \frac{\pi}{4} \phi_{s1}^2} = 2,26 \times 10^{-8} \frac{10 \times 101,6 \times 10^{-3} \times 4}{7 \times (1,7 \times 10^{-3})^2} = 4.5m\Omega$
- Résistance du secondaire : $r_s = \rho \frac{n_2 \pi \phi_{sp2}}{n_{b2} \frac{\pi}{4} \phi_{s2}^2} = 2,26 \times 10^{-8} \frac{128 \times 50,8 \times 10^{-3} \times 4}{1 \times (1,7 \times 10^{-3})^2} = 0.2\Omega$

Ce qui nous donne les pertes cuivre est :

$$P_{cu} = 2r_p I_{1Rms}^2 + r_s I_{2Rms}^2 = 17.4W + 9.2W = 29.85W$$

f) Calcul des pertes fer :

En consultant l'abaque du matériau 3C94 donnant les pertes fer par m³, nous pouvons en extrapolant les courbes avoir pour une fréquence de l'ordre de 6,8kHz et une induction de 300mT des pertes de l'ordre de 100KW/m³. Le volume de nos deux noyaux étant 158000mm³, les pertes fer dans le transfo sont donc : 15,8W

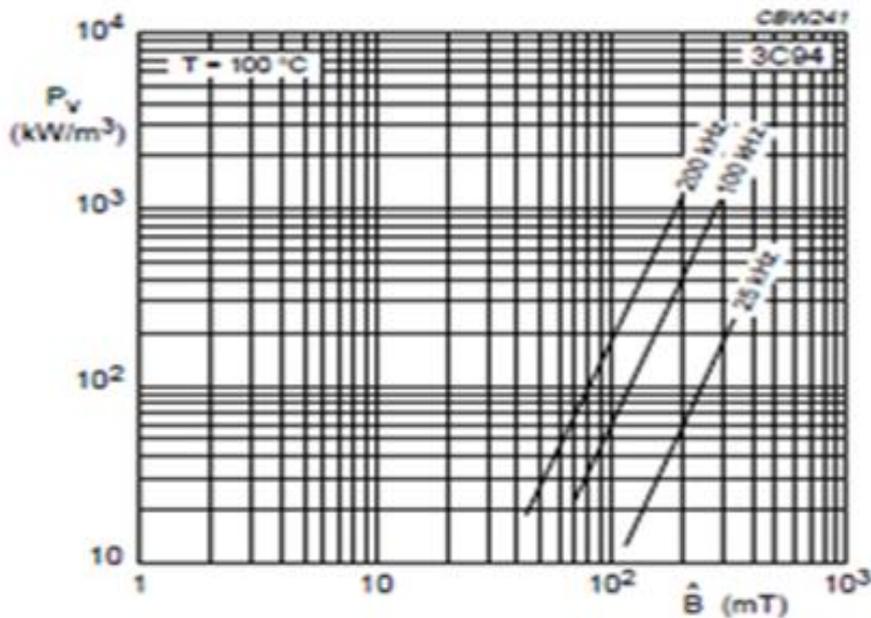


Figure2.6 : perte de puissance spécifique en fonction de la densité de flux de pointe avec la fréquence comme paramètre.

Ce qui nous donne un rendement de $\frac{P_2}{P_2 + \text{pertes fer} + \text{pertes cuivre}} = \frac{1500}{1500 + 15.8 + 29.85} = 97\%$

g) Calcul du courant de magnétisation :

Afin de calculer l'amplitude du courant de magnétisation, calculons l'inductance de magnétisation :

On sait que :

$$\Phi_m = BS_e \rightarrow \Phi_m = \mu_0 \mu_r HS_e \quad \text{D'où } B = \mu_0 \mu_r H$$

Sachant que $n_1 \Phi_m = L_m i_m$, on a donc $n_1 \mu_0 \mu_r HS_e = L_m i_m$ 2.12

Or, la loi d'ampère nous dit $\oint \vec{H} d\vec{l} = n_1 i_m$, selon une longueur de ligne moyenne du champ, nous aurons alors : $n_1 i_m = H l_e \rightarrow i_m = \frac{H l_e}{n_1}$, où en considérant un transformateur constitué de 2 noyaux sous forme de U, on trouve $l_e = 330mm$

En remplaçant dans l'équation 2.11, nous trouvons:

$$L_m = \frac{n_1 \mu_0 \mu_r H S_e}{\frac{H l_e}{n_1}} = \frac{n_1^2 \mu_0 \mu_r S_e}{l_e} = \frac{10^2 \times 4\pi 10^{-7} \times 4000 \times 645 \times 10^{-6}}{330 \times 10^{-3}} = 980 \mu H$$

Avec $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ et $\mu_r = 4000$

Pour une induction maximale de 320mT, en considérant l'équation 2.11, nous avons :

$$I_m = \frac{n_1 B_m S_e}{L_m} = \frac{10 \times 0,32 \times 645 \times 10^{-6}}{980 \times 10^{-6}} = 2.1 A$$

-Calcul de la valeur efficace correspondante au courant de magnétisation :

Sachant que le courant de magnétisation est proportionnel au flux de magnétisation, le courant de magnétisation est donc de forme triangulaire et varie entre -2.1A et 2.1A avec une valeur moyenne nulle, nous pouvons donc déduire la valeur efficace comme suit :

$$I_{mRms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_m^2(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_m^2(t) dt = \frac{I_m^2}{4}$$

Ce qui nous donne $I_{mRms} = \frac{I_m}{2} = 1.05A$

h) Calcul du condensateur de filtrage :

En choisissant un taux d'ondulation égale à 10%, nous avons $\Delta V = 31V$.

On sait que $I = \frac{C \Delta V}{\Delta t}$ en considérant une durée moyenne de décharge maximale de $\frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ pour un redressement double alternance, nous avons $C = I \frac{\Delta t}{\Delta V} = 6.8 \times \frac{84.7 \mu s}{31} = 18.5 \mu F$

Avec $\Delta T = \frac{1}{2f} = \frac{1}{2 \times 5.9 kHz} = 84,7 \mu s$

i) Choix des diodes de redressement :

Les diodes doivent avoir les caractéristiques suivantes :

- Supporter une tension supérieure à 300 volts et un courant moyen supérieur à 7A.
- Diode ultra-rapide et idéalement elles doivent être des diodes shotky pour éviter les problèmes de recouvrement inverse.

2.4.2. Calcul du circuit de contrôle des transistors :

Le circuit de contrôle des transistors de commutation de puissance repose sur le circuit SG3525A. Ce circuit grâce à des composants passifs externes, que nous allons calculer, permet de fournir des impulsions de tension et de courant, de manière alternatives aux gates des transistors avec un rapport cyclique variable et une fréquence variable. Avant d'effectuer nos calculs, nous décrivons brièvement le fonctionnement général de notre circuit de contrôle en nous basant sur le schéma développé de notre convertisseur Boost de type Push Pull.

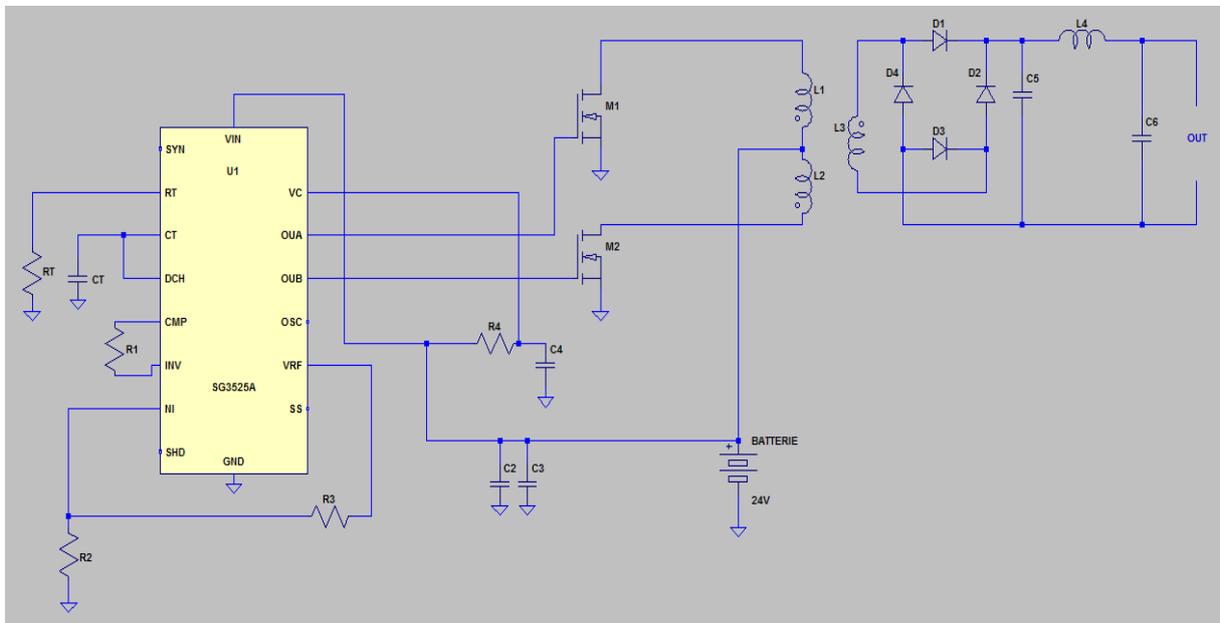


Figure 2.7: Schéma développé du convertisseur Boost type Push Pull.

Afin d'éviter les problèmes de diaphonie qui peuvent survenir lors de la commande des transistors de puissance, le circuit SGS3525A dispose de deux entrées d'alimentation, l'une V_{in} est dédiée aux étages de contrôle internes et l'autre V_C dédiée uniquement pour l'étage de puissance fournissant en sortie l'impulsion de tension et une impulsion de courant constante de 500mA, permettant un amorçage rapide des transistors Mosfet. Afin d'éviter de perturber la tension d'alimentation V_{in} , la tension V_C est prélevée de la batterie, à travers la résistance R_4 et le condensateur C_4 qui assurent un découplage entre les deux alimentations V_{in} et V_C . Les 2 condensateurs C_2 et C_3 sont respectivement 2 condensateurs de découplage BF et HF. La résistance R_T et C_T sont utilisées pour la sélection de la fréquence de commutation qui est dans notre cas la fréquence que nous avons déterminé dans notre calcul du transformateur. Enfin, les deux résistances (R_2 et R_3) sont utilisées pour le choix du rapport cyclique et au cas où on veut augmenter la durée de temps mort entre les impulsions.

a) Calcul de la résistance R_T et de la capacité C_T :

Le circuit SGS3525A dispose d'un oscillateur interne générant un signal triangulaire, dont la fréquence est le double des signaux carré que fournit le SGS3525A à ses sorties OutA et OutB :

$$T_{tri} = \frac{1}{f_{tri}} = \frac{1}{2 \times f} = \frac{1}{2 \times 5.9 \text{kHz}} = 85 \mu\text{s}$$

D'après la figure 2-11 du datasheet qui est ci-dessous, en fixant le temps de charge du condensateur C_T à 85 μs et en choisissant C_T égal à 20nf, nous trouvons $R_T = 6\text{k}\Omega$.

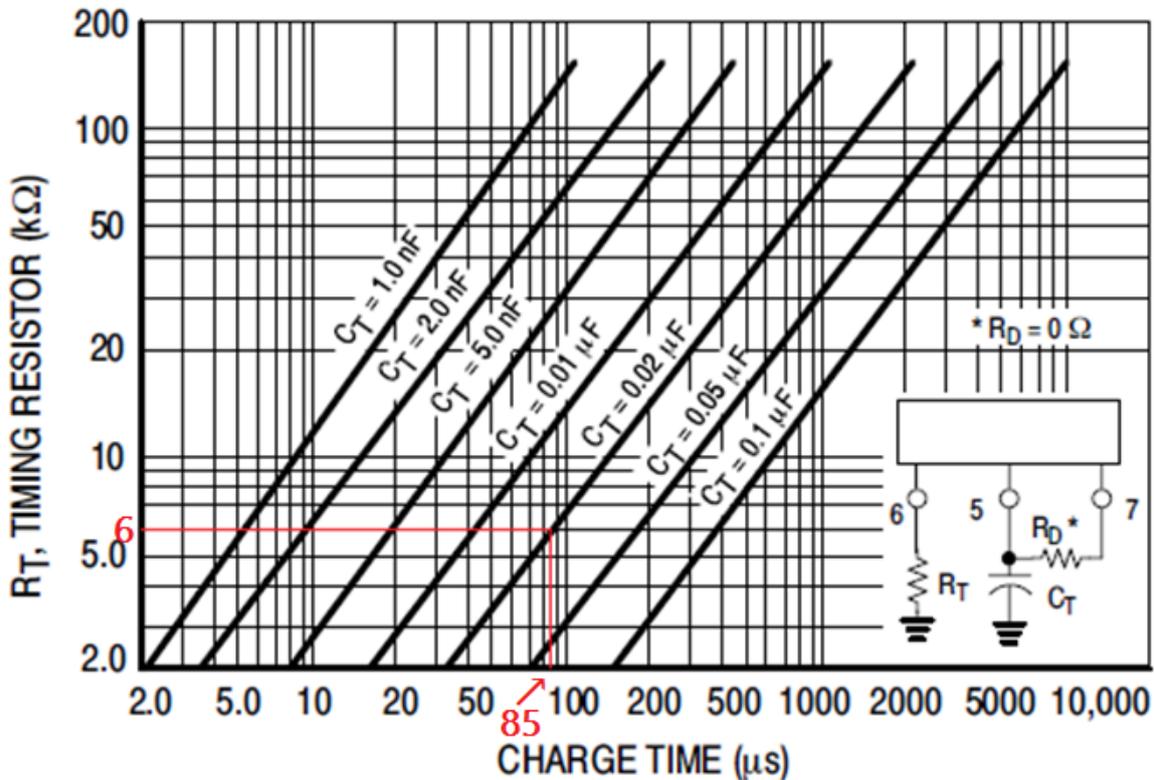


Figure 2.8 : le datasheet nécessaire pour choisir R_T et C_T .

b) Calcul des résistances R_1 , R_2 et R_3 :

C_{mp} , I_N et N_I sont respectivement la sortie de l'amplificateur d'erreur, l'entrée inverseuse et l'entrée non inverseuse. En général, cet amplificateur est utilisé en vue d'un contrôle MLI en vue d'une régulation de la tension de sortie. En effet la sortie de l'amplificateur d'erreur est comparée au signal triangulaire interne et produit aux sorties OutA et OutB des signaux carrés dont la largeur dépend du résultat de la comparaison. Ainsi une augmentation de la tension de sortie de l'amplificateur d'erreur correspondra une augmentation du rapport cyclique. Dans notre cas, il n'y aura pas de régulation de tension et nous travaillerons donc avec un rapport cyclique de 50% (un peu moins à cause du temps mort, qui par défaut est de 500ns), l'amplificateur est donc utilisé comme un montage suiveur qui génère en sortie une tension égale à la tension que génère le diviseur de tension constitué par les résistances R_2 , R_3 et la tension de référence de 5 V que fournit la sortie V_{ref} du SGS3525A. Pour le calcul de R_2 et R_3 , il suffira donc de choisir la tension du diviseur de tension égale à la tension maximale du signal triangulaire tel qu'illustré par la figure

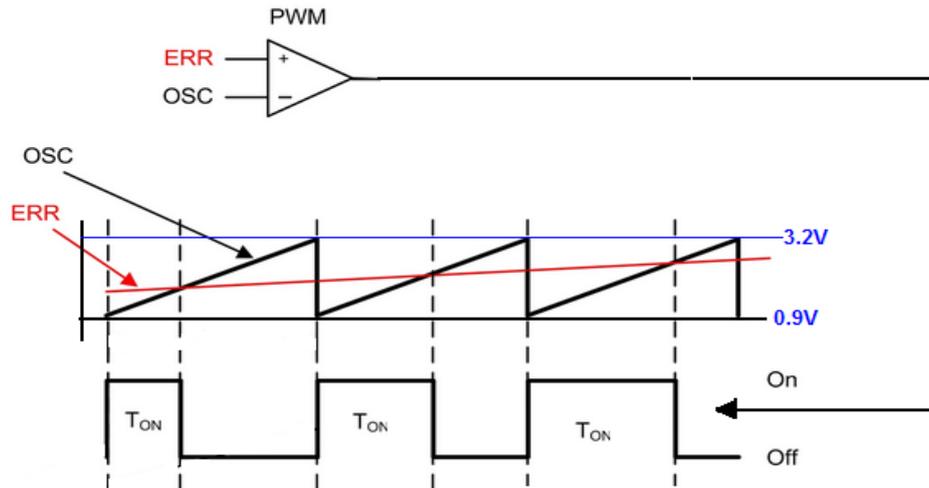


Figure 2.9: principe de génération du signal OutA et OutB du SGS3525A.

Remarquons que le signal triangulaire dont la fréquence est double de la fréquence de commutation est tour à tour comparée au signal ERR pour générer alternativement aux sortie OutA et OutB des signaux carrés de rapport cyclique au maximum égal à 50% pour ERR égal à la valeur limite de 3.2V :

$$3,2 = \frac{R_2 \times V_{ref}}{R_3 + R_2} \rightarrow \frac{R_3}{R_2} = \frac{V_{ref}}{3,2} - 1 \rightarrow R_3 = 0,56 R_2.$$

Si on prend $R_3 = 3k\Omega \rightarrow R_2 = 5,4k\Omega.$

c) Calcul des condensateurs C₂ et C₃ :

Le condensateur C₂ est un condensateur de découplage HF, le rôle de celui-ci est de réduire les perturbations sur la tension d'alimentation, que pourraient provoquer les bruits de courants dus à la commutation des étages numériques internes. Le calcul de ce condensateur est difficile à calculer sans informations sur l'intensité de ces bruits, pour cette raison, on prendra un condensateur en céramique de valeur un peu excessive de 100nF pour être sûr que les transitoires de la tension d'alimentation soient négligeables.

Le condensateur C₃ est un condensateur de découplage bas fréquence, dont l'objet est de fournir les impulsions de courant qu'exigent les étages de contrôle du SG3525A, ainsi que la charge du condensateur C₄. Celui-ci doit être calculé de façon à assurer une tension V_{in} la plus stable possible. Or, étant donné que le courant de charge du condensateur C₄ dépendra de la résistance R₄, nous calculerons C₃, une fois que l'on aura calculé R₄ et C₄.

d) Calcul de R_4 et C_4 :

Le rôle de la résistance R_4 est d'assurer une isolation entre l'alimentation V_C et V_{in} , de manière à perturber le moins possible l'alimentation des étages de contrôle du SG3525A lors des impulsions de courant de contrôle que fournit le Condensateur C_4 aux gates des transistors Mosfets. Le calcul de la résistance R_4 doit tenir compte de la durée de charge minimale du condensateur C_4 , de façon à être sûr, qu'après chaque décharge du Condensateur C_4 d'une tension ΔV , que la constante de temps de charge soit suffisamment petite, pour que le condensateur puisse se charger. Sachant que le condensateur C_4 est sensé charger les Mosfet pendant une durée très courte négligeable devant la période de commutation des transistors, nous pouvons donc approximer la constante de charge $R_4 C_4$ à $T/2$, étant donné que le condensateur se décharge durant toutes les demi périodes.

Sachant que la charge Q_g nécessaires aux transistors IRF3205 est $Q_g = 140nC$, en prenant $C_4=100nF$, nous aurons donc une transitoire de décharge de : $\Delta V = \frac{Q_g}{C_4} = 1.4V$

Etant donné que le condensateur se décharge deux fois par période :

$R_4 C_4 < \frac{T}{2} \rightarrow R_4 < \frac{1}{2fC_4}$, en prenant une durée de charge égale à $T/4$ On a :

$$R_4 = \frac{1}{4 \times 5.9 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-9}} = 425\Omega$$

Au moment où le condensateur C_3 se décharge sur C_4 , la tension aux borne de celui-ci est égale à $V_{in}-1.4V$, le pic de courant de décharge de C_3 est donc $I_{desh} = \frac{\Delta V}{R_4} = \frac{1.4}{425} = 3.3mA$. En considérant l'hypothèse extrême que ce courant soit un courant moyen de décharge du condensateur C_3 , tel que $I_{des} = C_3 \frac{\Delta V_{C3}}{\Delta T}$, où $\Delta T = \frac{T}{4} = \frac{1}{4f} = 42.4\mu s$, ΔV_{C3} étant ici la variation de la tension V_{in} correspondante à la charge du condensateur C_4 . En choisissant $\Delta V_{C3} = 100mV$, nous trouvons $C_3 = \frac{\Delta T I_{des}}{\Delta V_{C3}} = 140nF$, en prenant un condensateur de $1\mu F$, nous sommes certains que la perturbation de tension ne sera pas supérieure à $20mV$.

e) Le choix des transistors T_1 et T_2 :

Les MOSFET sont choisis sur la base des caractéristiques suivantes :

- Ils doivent pouvoir supporter un courant continu supérieur à 44A.
- une petite résistance $R_{ds(on)}$ pour minimiser la puissance dissipée.
- Une résistance thermique R_{thJC} petite qui permettra d'utiliser un petit radiateur.
- Une petite charge totale de la gâchette Q_g pour faciliter leur contrôle par le SGS3525A.

Le choix a été finalement porté sur le IR3205 qui possède une résistance $R_{ds(on)}$ de $8m\Omega$ et une charge totale de gate de $140nC$.

f) Calcul du radiateur :

Pour le calcul du radiateur, un calcul de la puissance de dissipée doit être effectué. Celle-ci est constituée des puissances de commutation en ouverture et en fermeture du transistor, ainsi que la puissance P_{on} . Vu la complexité du calcul, nous avons préféré valider notre conception avec une simulation effectuée avec LtSpice voir **figure 2.11**. Pour cela, nous avons simulé le transformateur par un transformateur parfait en parallèle à une inductance de magnétisation définie par les paramètres de notre transformateur réel (section effective A_e , nombre de spires N , Induction de saturation B_s , Champ coercitif H_c , longueur effective l_e). Pour la faisabilité de la simulation, le transformateur simulé est un transformateur avec deux enroulements secondaire avec un point milieu, au lieu d'avoir un seul enroulement secondaire. Pour cette raison, nous avons utilisé dans la simulation uniquement 2 diodes de commutation au lieu de 4. Le transistor utilisé est le IRFP4668 qui possède une résistance $R_{ds(on)}$ de $8m\Omega$ et une charge totale de gate de $160nC$, donc assez proche de notre IRF3205. Enfin, nous avons choisi des diodes ultra soft recovery RFN10N56S assez proches des diodes MUR820 que l'on a utilisé dans la réalisation. Après simulation (voir **figure 2.12** et **2.13**), nous avons trouvé pour une puissance moyenne de charge de $1500W$ que la puissance de commutation moyenne dissipée est de $10,2W$.

Pour un fonctionnement sécuritaire du transistor, nous choisissons la température de boîtier maximale de 85°C, en négligeant pour le moment le ΔT entre le boîtier et le radiateur ($R_{thcr}=0.5^\circ\text{C/W}$), nous avons :

$$R_{thra} \times P_d = T_c - T_a \rightarrow R_{thra} = \frac{T_c - T_a}{P_d} = \frac{85 - 40}{10,2} = 4,4^\circ\text{C/W}$$

En consultant le datasheet des radiateurs (aavid standard heat sink datasheet) , on trouve que tous les radiateurs plus grands ou de la taille du 6398BG (4.4°C/W) peuvent convenir sans nécessiter une ventilation.

En rajoutant l'effet de la résistance thermique entre radiateur et boîtier et (voir **Figure 2.10**) calculé la température de jonction nous avons :

$$T_j - T_a = (R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra})P_d \rightarrow T_j = (R_{thjc} + R_{thcr} + R_{thra})P_d + T_a$$

$$= (0,75 + 0,5 + 4,4) \times 10,2 + 40 = 97,6^\circ\text{C}$$

$$T_j = 97,6^\circ\text{C} < T_{jmax} \quad \text{avec } T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$$

Dans notre cas, nous avons utilisé un radiateur dont la dimension est proche de celle du 6400BG de résistance thermique de 2.7°C/W, ce qui nous donne une température de jonction de $T_j = 80,3^\circ\text{C}$.

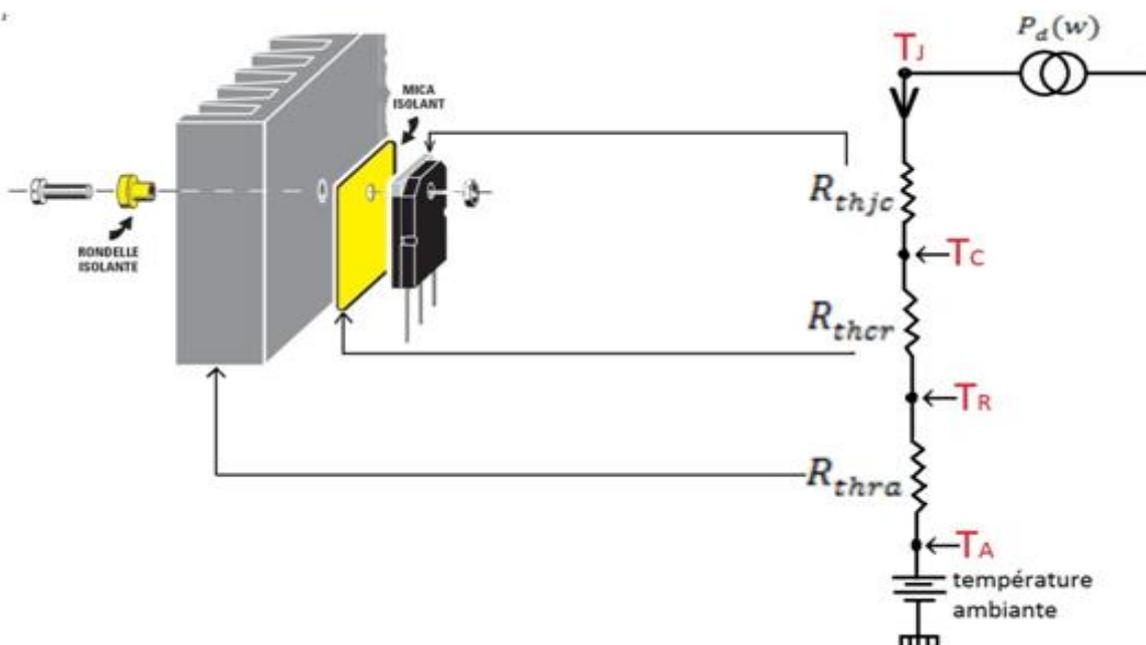


Figure 2.10 : le circuit équivalent des résistances thermique.

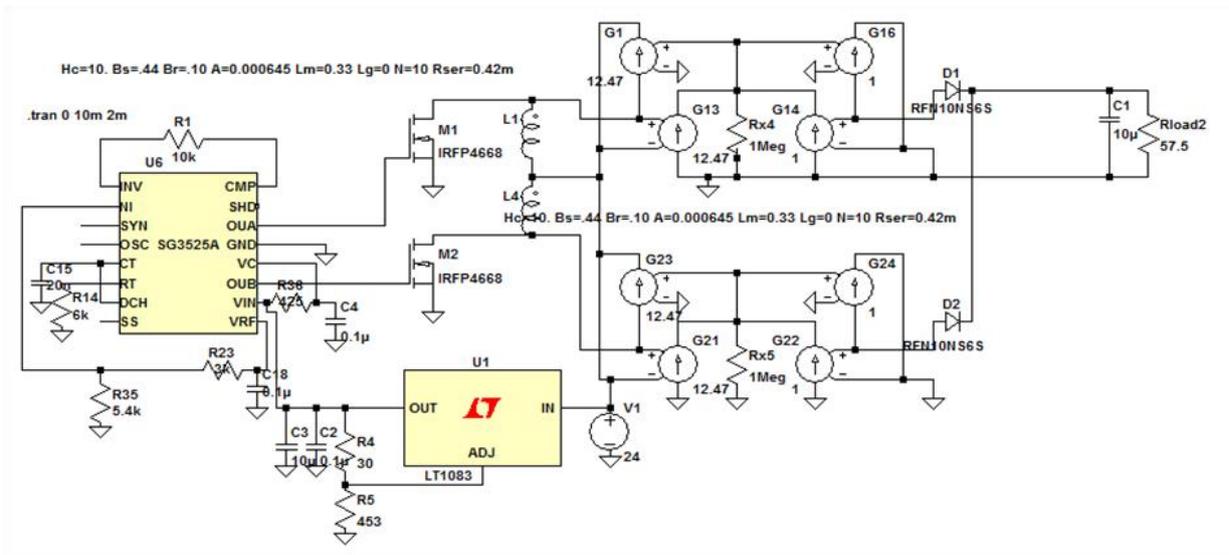


Figure 2.11 : Schéma utilisé pour la simulation du convertisseur Boost Push pull de 1500W.

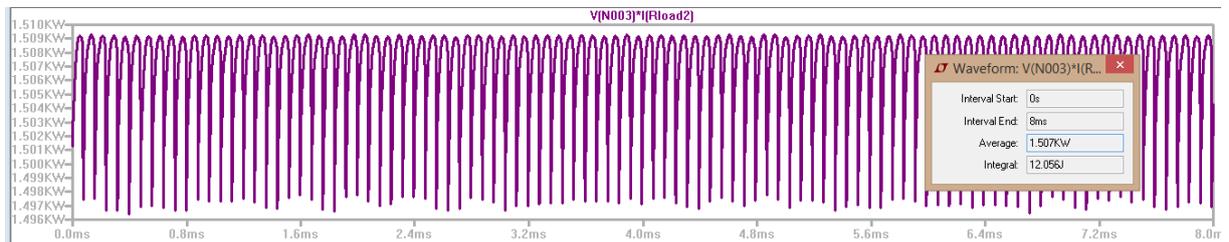


Figure 2.12: Puissance instantanée et puissance moyenne dissipée dans la charge.

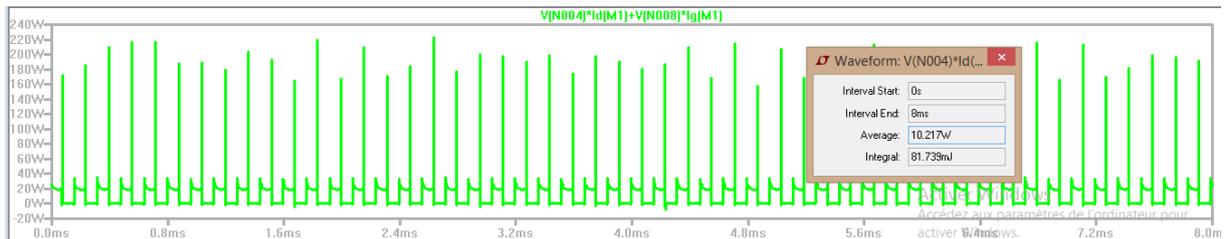


Figure 2.13: puissance instantanée et moyenne dissipée au niveau de chaque transistor.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement de notre convertisseur boost de type push-pull. Nous avons fait par la suite les calculs de transformateur, ainsi que les calculs du circuit de contrôle des transistors repose sur le circuit SG3525A et le choix des composants de circuit. Les résultats obtenus à la sortie de notre circuit est important pour alimenter le pont H tel qu'il sera dans le troisième chapitre.

Chapitre 3 : Calculs de l'onduleur

3.1. Introduction

L'onduleur solaire, que l'on veut réaliser, est constitué du convertisseur DC/DC boost que l'on a étudié dans le chapitre 2 et dont la fonction est uniquement de convertir la tension de 24V de la batterie en une haute tension V_d de l'ordre de 300V qui alimentera l'onduleur monophasé que l'on calculera dans ce chapitre. Afin de diminuer les bruits injectés dans la charge par l'onduleur, nous nous sommes proposés d'utiliser, au lieu du contrôle bipolaire, un contrôle MLI unipolaire et ceci en utilisant 2 circuits intégrés UC3842A. L'objectif de ce chapitre est d'étudier et de calculer tous les composants nécessaires pour réaliser un onduleur monophasé qui doit être capable de générer une tension sinusoïdale de 220V rms sous une charge de 1500W.

3.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé avec contrôle MLI unipolaire:

Comme l'illustre la **figure 3.1** l'onduleur monophasé est constitué d'un étage de contrôle MLI, d'un driver pour MOSFETs, d'un convertisseur Pont H constitué des transistors MOSFETs de puissance et enfin d'un filtre LC qui livre à la charge une tension sinusoïdale libérée de ses harmoniques.

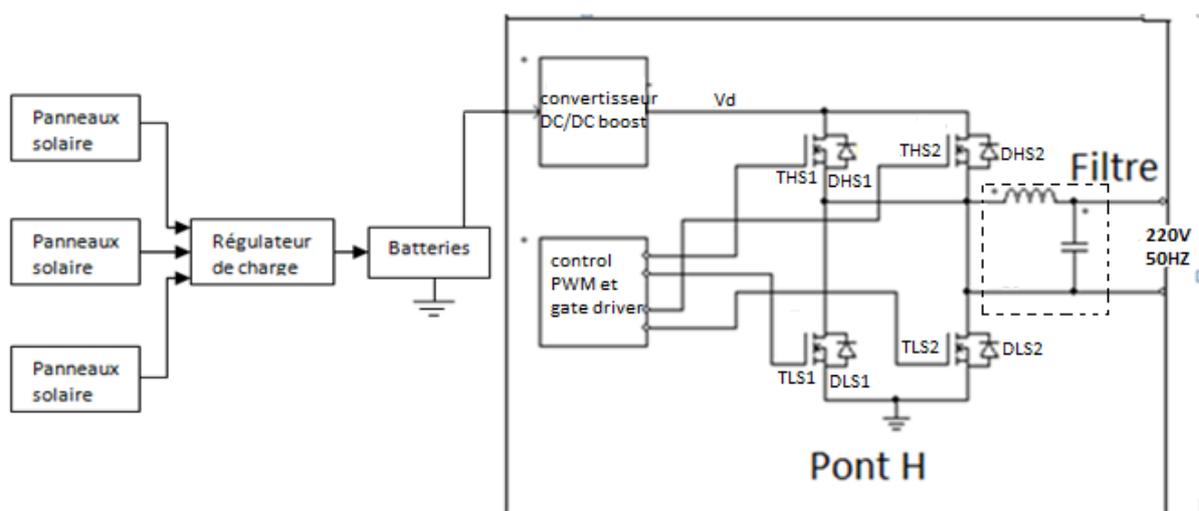


Figure 3.1 : schéma de principe de l'onduleur monophasé.

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs (transistors MOSFETs de puissance dans notre cas) du pont H, qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre la source d'alimentation continue V_d et la charge. Le transfert d'énergie est contrôlé par une commande du rapport cyclique et donc de la fermeture et de l'ouverture de chaque interrupteur et donc par la modulation des largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs. Dans notre cas, nous avons utilisé le contrôle MLI unipolaire, ce type de modulation est basé sur la comparaison de deux tensions de contrôles V_c et $-V_c$ (appelé tension de contrôle ou de modulation) de forme sinusoïdale à une tension triangulaire (porteuse) V_{tri} de fréquence f très élevée par rapport à la fréquence de la tension de contrôle (f_{cont}), ce qui donne une tension de sortie modulée en largeur d'impulsion et donc un train d'impulsion de largeur variable. Cette tension sert à commander les deux bras (S1, S2) du pont H.

Le principe de fonctionnement du contrôle MLI unipolaire est donné par la **figure 3.2**.

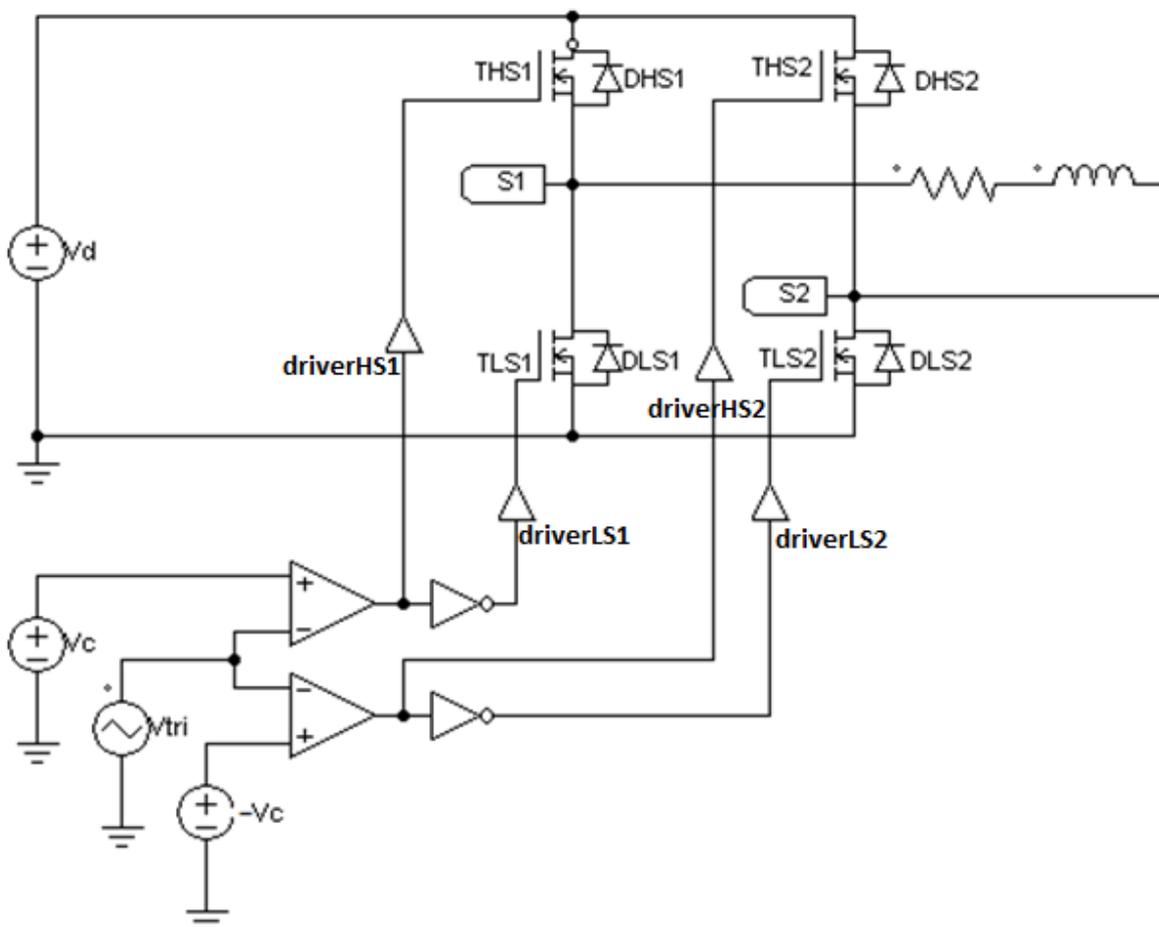


Figure 3.2 : La structure de l'onduleur monophasé commandé par contrôle MLI unipolaire.

La fermeture et l'ouverture des transistors du bras S_1 (THS1, TLS1) du pont H repose sur la comparaison du signal sinusoïdal (signal de contrôle V_c) à un signal triangulaire, ce qui nous donne pour $V_c > V_{tri}$:

T_{HS1} On et T_{LS1} Off.

Par contre, le contrôle de la fermeture et de l'ouverture des transistors du bras S_2 (THS2, TLS2) du pont H repose sur la comparaison du signal opposé au signal de contrôle ($-V_c$) à un signal triangulaire, ce qui nous donne pour $-V_c > V_{tri}$:

T_{HS2} ON et T_{LS2} Off.

Quel que soit le courant dans la charge : positif, nul ou négatif, nous avons donc aux bornes de la charge la tension V_{ch} :

$$V_{ch} = V_{S1} - V_{S2} = 0 \text{ pour } \begin{cases} T_{HS1} \text{ et } T_{HS2} \text{ à l'état ON} \\ \text{ou} \\ T_{LS1} \text{ et } T_{LS2} \text{ à l'état ON} \end{cases}$$

$$V_{ch} = V_{S1} - V_{S2} = V_d \text{ pour } T_{HS1} \text{ et } T_{LS2} \text{ à l'état ON}$$

$$V_{ch} = V_{S1} - V_{S2} = -V_d \text{ pour } T_{HS2} \text{ et } T_{LS1} \text{ On.}$$

Ceci nous donne donc les chronogrammes de la **figure 3.3**.

La tension moyenne de sortie de l'onduleur est proportionnelle à la tension de contrôle V_c . Si cette dernière est sinusoïdale, la tension moyenne de sortie de l'onduleur est également sinusoïdale.

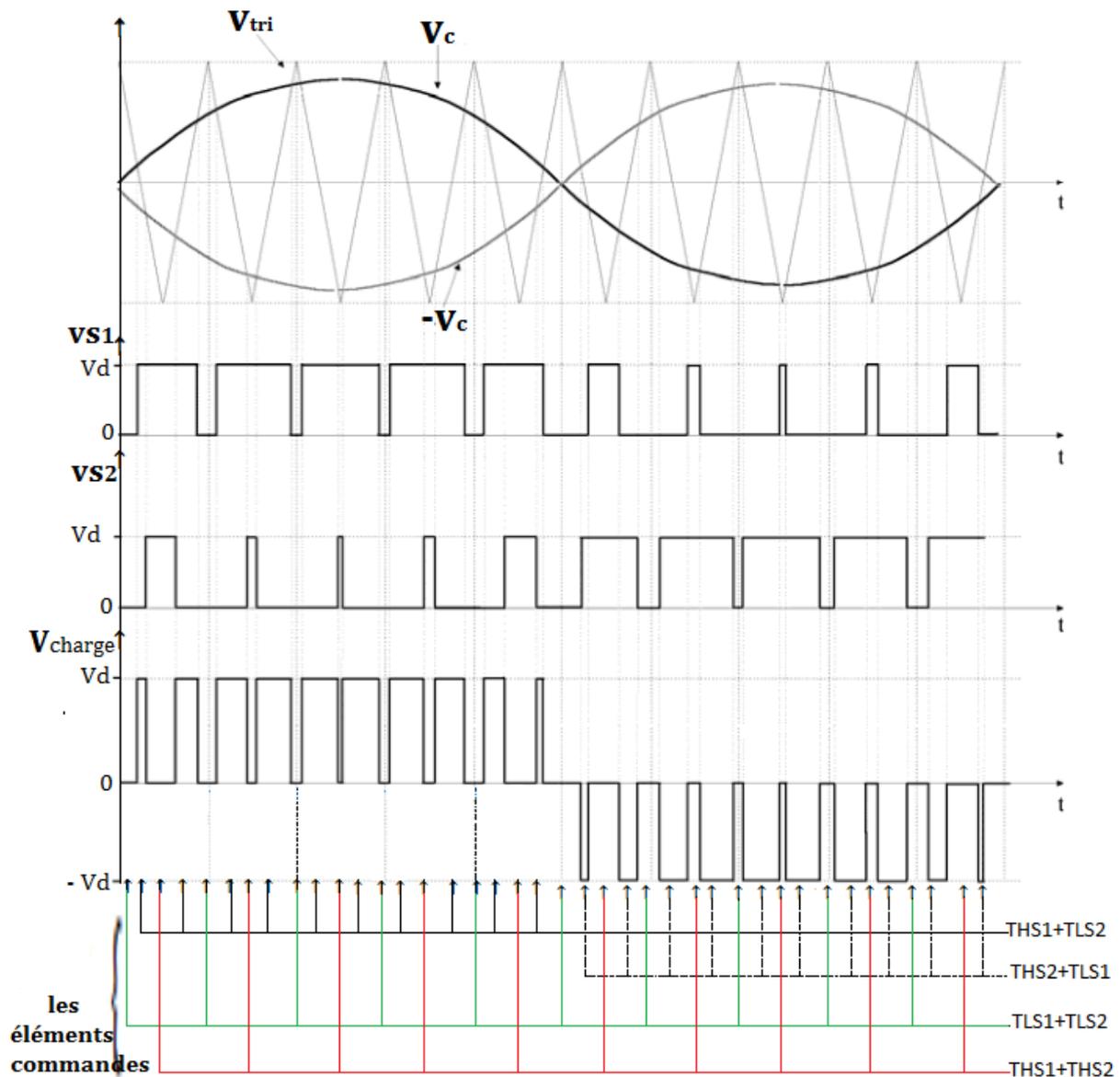


Figure 3.3 : l'oscillogramme de contrôle MLI unipolaire.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections du signal sinusoïdal avec le signal triangulaire. Comme nous l'avons montré dans le chapitre 1, la tension de sortie aux bornes de la charge est constituée d'une composante sinusoïdale dont la fréquence est égale à la fréquence de contrôle et d'un nombre d'harmoniques dont les fréquences sont des multiples de la fréquence porteuse du signal triangulaire. Dans le cas d'une charge inductive, l'impédance de celle-ci étant très élevée pour les harmoniques, nous aurons donc un courant d'autant plus proche d'une forme sinusoïdale que la fréquence porteuse du signal triangulaire est élevée. Dans la **figure**

3.4, nous présentons une illustration des courants et tension aux bornes d'une charge inductive en fonction de la commutation des différents transistors du pont H.

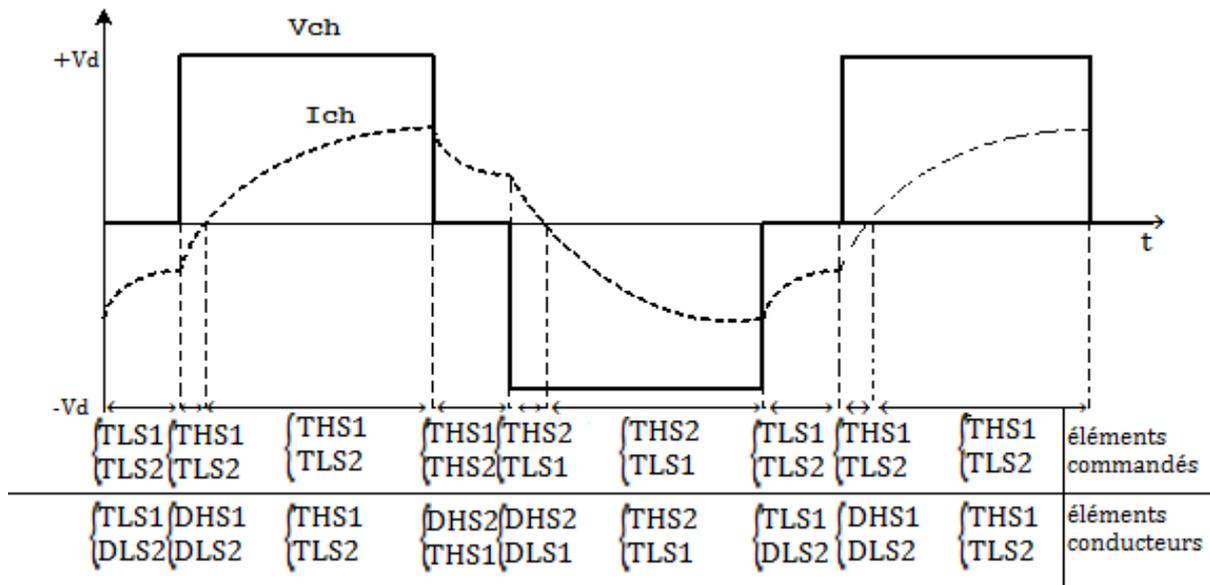


Figure 3.4 : l'allure de courant dans la charge inductive.

3.2.1. Cheminement du courant de sortie dans l'onduleur :

Au cas où la charge est inductive, le courant est déphasé en retard par rapport à la tension, on obtient donc quatre cas possibles :

a) Cas où la tension et le courant sont positifs :

T_{HS1} et T_{LS2} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers les transistors T_{HS1} et T_{LS2} .

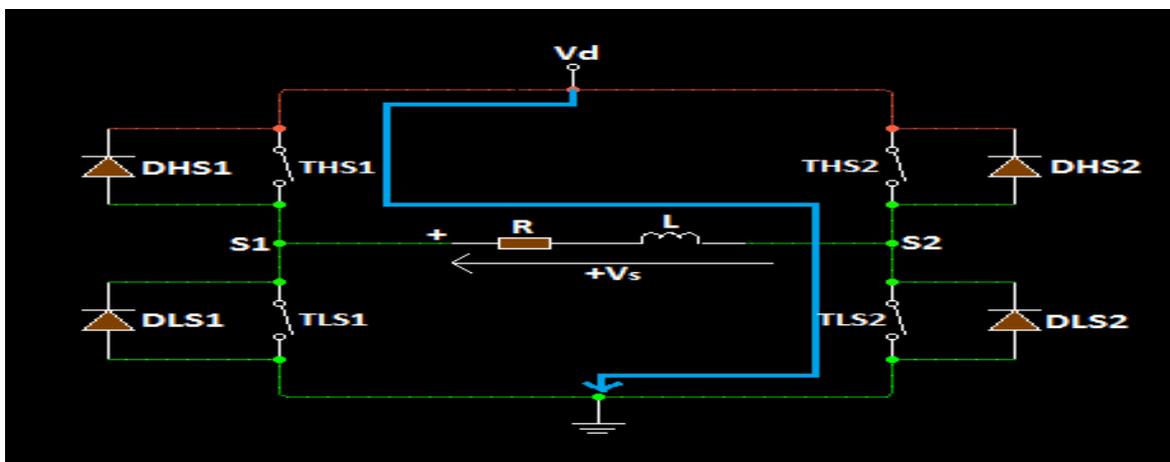


Figure 3.5 : le passage de courant dans le cas où la tension et le courant sont positifs.

b) Cas où la tension est positive et le courant est négatif :

T_{HS1} et T_{LS2} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers les diodes D_{HS1} et D_{LS2}

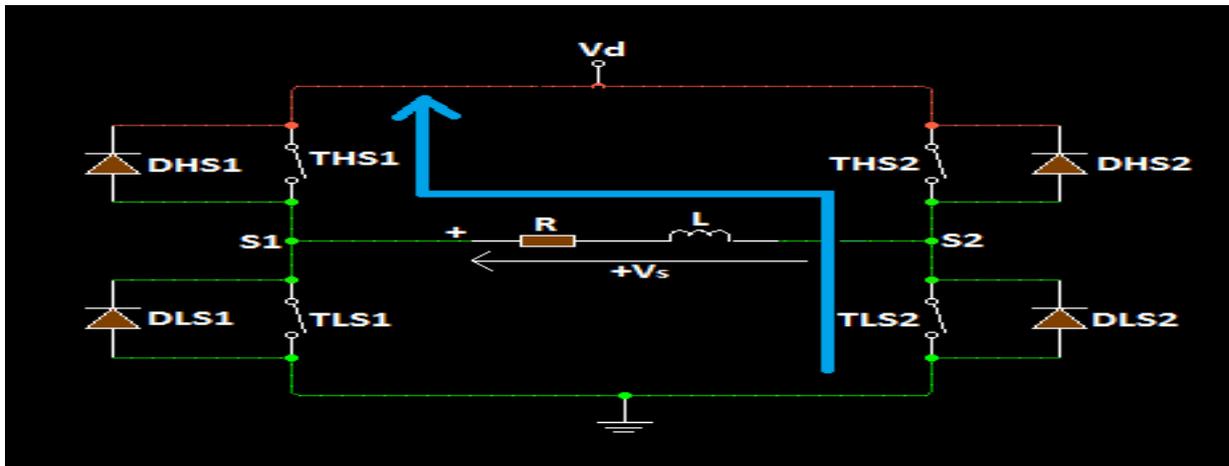


Figure3.6 : le passage de courant dans le cas au la tension positive et le courant négatif.

c) Cas où la tension est négative et le courant est positif :

T_{HS2} et T_{LS1} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers les diodes D_{HS2} et D_{LS1} .

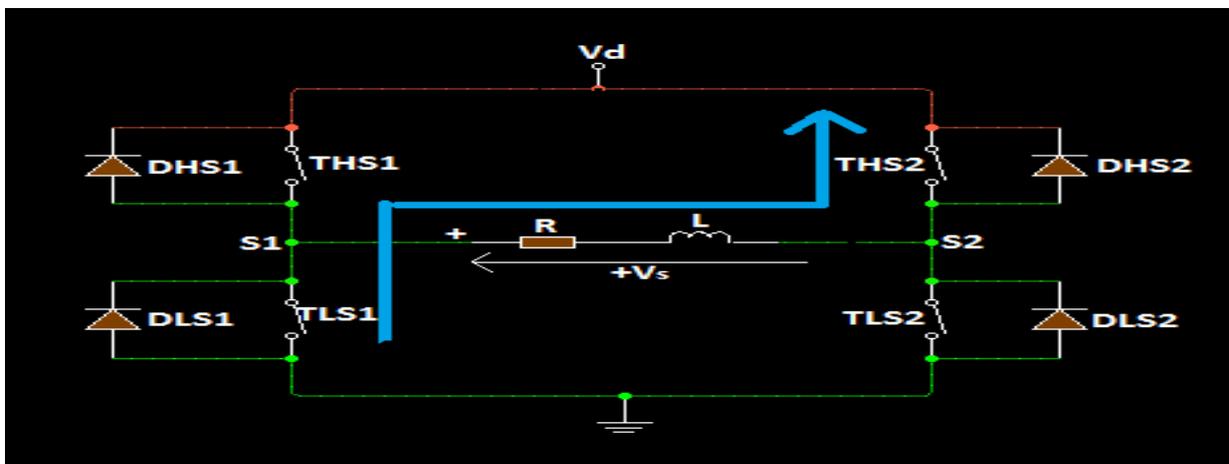


Figure3.7 : le passage de courant dans le cas au la tension négative et le courant positif.

d) cas où la tension et le courant sont négatifs :

T_{HS2} et T_{LS1} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers les transistors T_{HS2} et T_{LS1} .

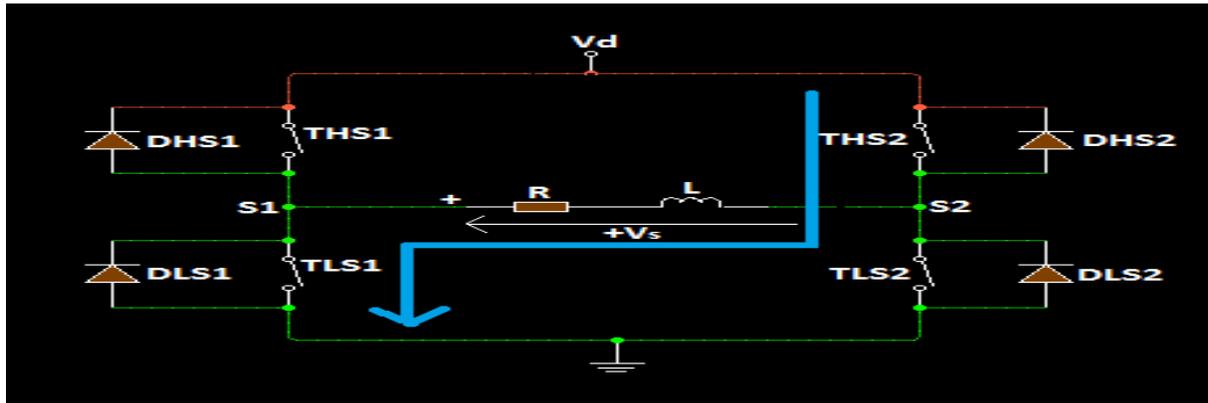


Figure3.8 : le passage de courant dans le cas au la tension et le courant sont négatif.

3.2.2. Cheminement du courant dans l'onduleur au cas où la tension moyenne de sortie est nulle :

a) Cas où le courant est positive :

- T_{HS1} et T_{HS2} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers le transistor T_{HS1} et la diode D_{HS2} .
- T_{LS1} et T_{LS2} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers le transistor T_{LS2} et la diode D_{LS1} .

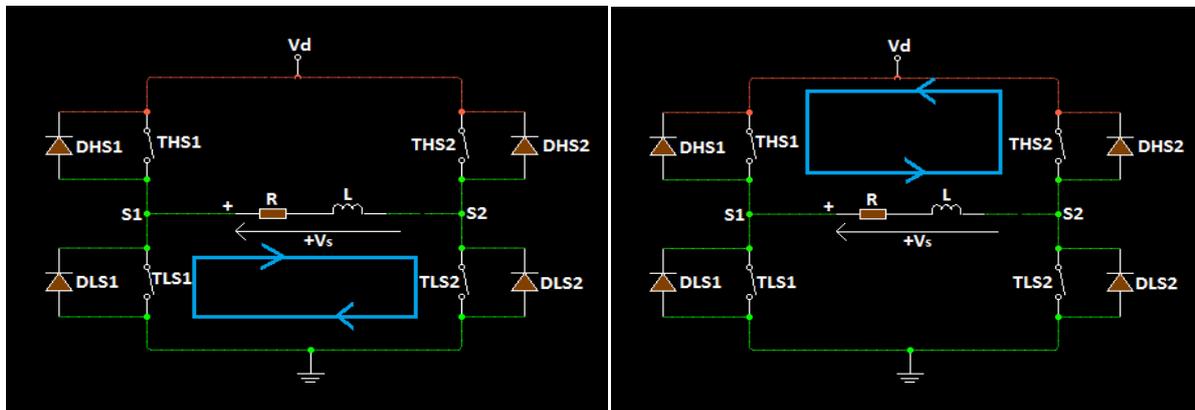


Figure3.9 : le passage de courant dans le cas au la tension nulle et le courant positif.

b) Cas où le courant est négatif

- T_{HS1} et T_{HS2} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers le transistor T_{HS2} et la diode D_{HS1} .

- T_{LS1} et T_{LS2} ON : dans ce cas, le courant est acheminé à travers le transistor T_{LS1} et la diode D_{LS2} .

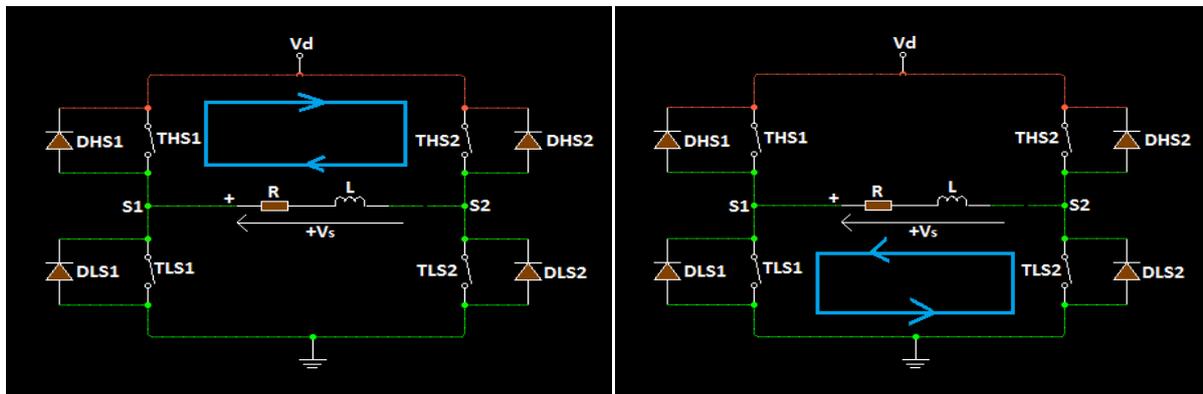


Figure 3.10 : le passage de courant dans le cas au la tension nulle et le courant négatif.

3.3. Calcul du pont H :

3.3.1. Choix des transistors MOSFET de puissance du pont H:

Le choix des MOSFET sera basé sur les facteurs suivants :

- Pour l'état off, le transistor doit être capable de bloquer une tension supérieure à 310V
- Le transistor doit être capable de supporter un courant plus grand que le courant nominal de 8.5A (dans le cas d'une charge inductive de facteur de puissance de 0.8)
- Le transistor doit avoir une très faible résistance R_{dsON} qui permettra de réduire la puissance dissipée P_{on} .
- Il doit avoir de faible temps de commutation et une diode parasite rapide pour diminuer les puissances de commutation en ouverture et en fermeture.
- Nous devons également vérifier que ce MOSFET puisse être commandé par l'IR2133 (IR2133 doit pouvoir fournir la charge Q_g totale que nécessite la commutation du MOSFET).

Parmi les MOSFET nous choisissons pour des raisons alliant la qualité et le prix le IRFP350 qui possède les caractéristiques suivantes :

paramètres	VDS(max)	ID(max)	RDS	Q _{gtot}	Ls	Trr (typ)
valeurs	400V	16A	0.3Ω	150nC	13nH	248ns

Tableau 3.1 : les paramètres de MOSFET.

3.3.2. Commutation des transistors T_{HS1}, T_{LS2} et des diodes D_{LS1} et D_{HS2} :

Les calculs de puissance dissipée dans les transistors Mosfet du pont H nécessite de calculer les temps de commutation des transistors Mosfet durant leur fermeture et leur ouverture.

a) Commutation en fermeture des transistors :

Au moment où le gate driver délivre les impulsions au niveau des gate des transistors, la fermeture des transistors ne s'établit pas instantanément, mais passe par différentes phases :

✓ Temps de délai (t_{di}) :

Temps durant lequel, ni la tension, ni le courant dans le transistor ne changent. Ce temps correspond à la durée correspondante à la charge de la capacité C_{gs} pour atteindre la tension de seuil V_{gth}, correspondante à l'ouverture du canal d'inversion entre drain et source.

✓ Temps de montée t_{ri} de courant de drain :

Le temps t_{ri} est le temps nécessaire pour que le courant de drain passe de 0 à sa valeur finale à l'état On. Ce temps correspond également au temps que fait la tension V_{gs} pour passer de la valeur V_{gth} (la tension de seuil) à la valeur de V_{gsp} (la tension de plateau). En effet, lorsque les transistors Mosfets travaillent en interrupteurs, donc dans la région résistive, le courant de drain est proportionnel à V_{gs} et donc étant donné que le courant de drain ne varie plus, la tension V_{gs} ne varie pas également. Ce temps de commutation est dicté par la charge de la capacité C_{gs} à travers le courant que génère le driver IR2133 $I_g = \frac{V_{cc}}{R_{drive}} = 0,2A$ (en considérer le driver IR2133 comme une source de tension V_{cc} avec une résistance interne R_{drive}. D'après le datasheet du IR2133, ce driver génère 2 impulsions de courant fixes, l'une pour l'état ON de 0.2A et l'autre négative de -0,5A pour l'état Off).

Dans le cas où la charge est inductive, après la fermeture du MOSFET et dès le moment où la tension V_{gs} atteint V_{gth} , le courant de drain augmente et crée une tension induite au niveau de l'inductance L_S et dans les pistes de connexion (les inductances parasites de connexion du circuit imprimé entre la pin VS1 du driver et la source du transistor T_{HS} ou celle entre la pin com et la source du transistor T_{LS}) $L \frac{dI_D}{dt}$ qui s'oppose à la charge de la capacité C_{gs} et fait que la tension entre gate et VHS (ou la pin com) devient la somme de la tension accumulée entre gate et la source réelle interne et celle aux bornes des inductances parasites. Nous pouvons donc écrire :

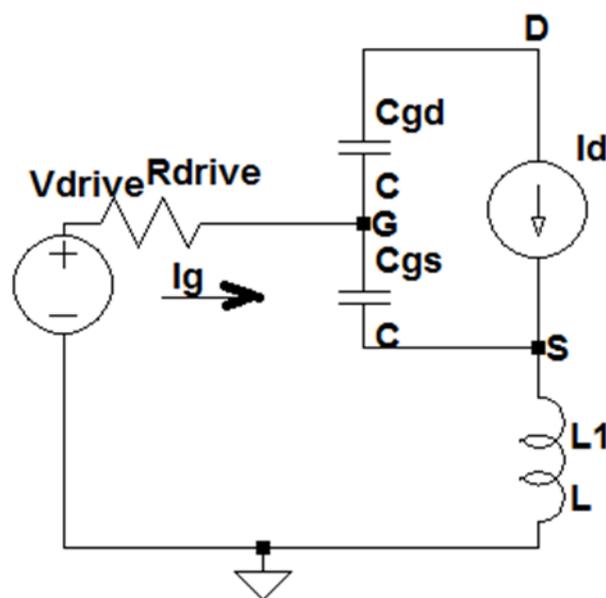


Figure 3.11 : Schéma équivalent du driver, de l'inductance parasite du circuit imprimé et du transistor MOSFET dans sa région linéaire.

$$\text{On peut écrire que } I_g = \frac{V_{drive}}{R_{drive}} - \frac{L_p}{R_{drive}} \frac{dI_D}{dt} \quad 3.1$$

où $L_p = L_S + L_{piste}$

- L_S : l'inductance interne de la source
- L_{piste} : l'inductance de la piste de circuit imprimé entre le point de connexion de la source et la pin VHS (ou com du IR2133)

Remarque : la valeur de l'inductance parasite L_{piste} , dépend à la longueur et de la largeur des pistes du circuit imprimé. La piste à une largeur de 0,8mm et une longueur de 1cm correspond une inductance parasite de 10nH.

Or on sait que la charge de la capacité C_{gs} se fait sous le courant I_g , donc :

$$I_g = C_{gs} \frac{dV_{gs}}{dt} \quad 3.2$$

Le transistor étant encore dans la région active, nous avons $I_D = K(V_{gs} - V_{gth})^2$

$$\text{Ce qui nous donne : } L \frac{dI_D}{dt} = 2K(V_{gs} - V_{gth}) \frac{dV_{gs}}{dt} \quad 3.3$$

En remplaçant ces deux dernières expressions dans l'équation 3.1, nous obtenons l'équation suivante :

$$I_g = C_{gs} \frac{dV_{gs}}{dt} = \frac{V_{drive}}{R_{drive}} - \frac{2KL_p}{R_{drive}} (V_{gs} - V_{gth}) \frac{dV_{gs}}{dt}$$

$$\text{Donc : } \frac{dV_{gs}}{dt} = \frac{\frac{V_{drive}}{R_{drive}}}{C_{gs} + \frac{2KL_p(V_{gs} - V_{gth})}{R_{drive}}} \rightarrow (R_{drive} C_{gs} + 2KL_p(V_{gs} - V_{gth})) dV_{gs} = V_{drive} dt$$

Le temps t_{ri} étant le temps où la tension V_{gs} passe de la valeur V_{gth} à la valeur de V_{gsp} , nous avons donc :

$$t_{ri} = \int_{V_{gth}}^{V_{gsp}} \frac{(R_{drive} C_{gs} + 2KL_p(V_{gs} - V_{gth})) dV_{gs}}{V_{drive}} = \frac{(R_{drive} C_{gs} - 2KL_p)}{V_{drive}} (V_{gsp} - V_{gth}) + \frac{KL_p(V_{gsp}^2 - V_{gth}^2)}{V_{drive}}$$

3.4

Où :

- $R_{drive} = \frac{V_{cc} - V_F}{I_g} = \frac{17.4}{0.2} = 87\Omega$, où V_F est la tension de seuil de la diode de boot
- $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} = 2400\text{pf} - 50 = 2.35\text{nf}$ selon le datasheet international rectifier
- $L_p = L_{piste} + L_S = 12.5 + 13 = 25.5 \text{ nH}$ selon le datasheet $L_S=13 \text{ nH}$ et en supposant que $L_{piste} = 12.5 \text{ nH}$.
- $V_{gsp} = 4.7\text{V}$ pour un courant de 6.8A (cas d'une charge résistive) : cette valeur a été obtenue en considérant la courbe du datasheet donnant I_d en fonction de V_{gs} et en prenant une courbe médiane entre 25°C et 150°C.

- $V_{gth} = 3$ volt, selon la datasheet la valeur maximale est égale à 4Volts et la valeur minimale est égale à 2Volts, on prendra donc une valeur intermédiaire 3 Volts.
- $K = \frac{I_D}{(V_{gsp} - V_{gth})^2} = \frac{6.8}{(4.7 - 3)^2} = 2.35 \text{ A/V}^2$ 3.5

Selon l'équation 3.4 on a :

$$t_{ri} = \frac{87 \times 2.35n - 2 \times 2.35 \times 25.5n}{17.4} (4.7 - 3) + \frac{2.35 \times 25.5n(4.7^2 - 3^2)}{17.4} = 53.36 \text{ ns}$$

✓ **Temps de descente t_{fv} :**

Ce temps correspond à la charge de la capacité C_{gd} . En effet, ce n'est qu'au moment où le courant de drain ne varie plus que la tension V_{gs} arrête d'augmenter et donc atteint la tension de plateau V_{gsp} que la tension V_{ds} commence à diminuer et que la capacité C_{gd} commence à se charger. La diminution de V_{ds} se fera donc au rythme d'une charge de la capacité C_{gd} ($I_{gon} = C_{gd} \frac{dV_{gd}}{dt} = -C_{gd} \frac{dV_{ds}}{dt}$ puisque V_{gs} est constante) qui se fait sous courant constant :

On peut montrer dans ce cas que le temps nécessaire pour que la tension V_{ds} passe de V_d à V_{dson} est : $t_{fv} = \frac{Q_{gd}}{I_{gon}}$ 3.6

Avec $I_{gon} = \frac{V_{drive}}{R_{drive}} = 0,2A$ et Q_{gd} donné dans le datasheet est de 53nC

$$t_{fv} = \frac{Q_{gd}}{I_{gon}} = \frac{53n}{0,2} = 265ns$$

b) Commutation en ouverture des transistors :

Même chose que la fermeture des transistors, l'ouverture des transistors ne s'établit pas instantanément, les différentes phases sont :

✓ **Temps de descente du courant dans le drain (t_{fi}) :**

Le temps t_{fi} correspond à la durée que fait le courant de drain pour s'annuler :

$$t_{fi} = \frac{Q_{gsp} - Q_{gth}}{I_{goff}} = \frac{12.5n - 7.5n}{0.5} = 10ns$$

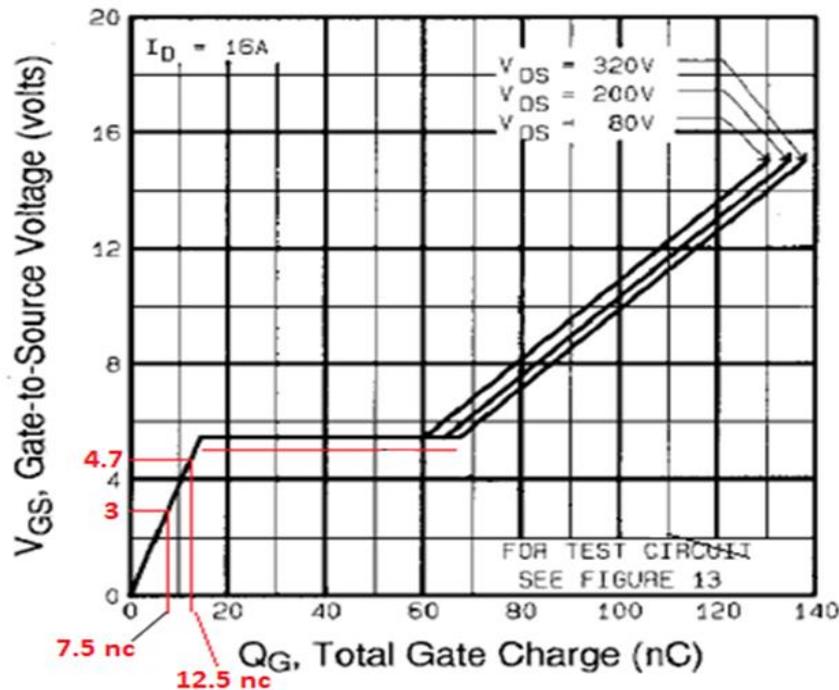


Figure 3.12 : Courbe de V_{gs} en fonction de la charge du gate (tirée du datasheet de l'IRFP350).

Ce temps est trop petit, cela signifie que le courant de drain passe de 6.8A à 0 durant 10ns, donc la vitesse de variation du courant de drain est $di/dt = 6.8A/10n = 0.68A/ns$.

A l'instant où le courant de drain commence à diminuer, le bobinage de la charge crée une tension induite dans le sens opposé et rend donc les diodes DLS1 et DHS2 conductrices. C'est-à-dire qu'au moment où le courant dans le transistor THS1 et TLS2 commence à diminuer, le courant dans la diode DLS1 et dans la diode DHS2 commence à augmenter avec le même di/dt (le potentiel négatif du bobinage se présente au niveau de la cathode de la diode DLS1, ce qui la rend conductrice, tandis-que le potentiel positif du bobinage devient plus grand que celui de l'alimentation V_d et donc la diode DHS2 devient conductrice). Ceci signifie que le potentiel de VS1 devient inférieur à celui de la masse.

La tension induite au point S1 devient égale au moment de l'ouverture du transistor THS1 a $-Lpdi/dt = -0.68A/ns \times 25nH = -17V$, et donc instantanément le potentiel de la cathode de la diode de boot passe de 17.4V (à peu près) à 0.4V, ce qui risque de claquer la diode de Bootstrap puisqu'elle va être soumise à une ddp de $18 - 0.4 = 17.6V$.

Dans la pratique le constructeur du driver IR2133 conseille de n'avoir jamais une tension VS1 au-dessous de 5volts, car la tension minimale de Boot ne doit pas être au-dessous de V_{BSUV} (under lock Boot votage)

En choisissant une tension induite maximale de 1,5V et en s'assurant d'avoir une très faible inductance parasite causée par les pistes des circuits imprimés, nous devons avoir un di/dt maximal :

$di/dt = 1.5V/L_p = 1.5/25n = 0.06A/ns = 60A/\mu s$, ce qui nous donne un temps

$$t'_{fi} = \frac{I_{D0}}{\frac{di}{dt}} = \frac{6,8A}{0.06A/ns} = 113ns \quad 3.7$$

Afin d'augmenter la durée t_{fi} nous sommes obligés de diminuer le courant I_{goff} . t_{fi} étant inversement proportionnel à I_{goff} en diminuant I_{goff} on augmente t_{fi} et donc on diminue la vitesse de variation du courant de drain di/dt et donc on diminue les pics de tension négatives à la pin VS1 (et VS2).

En considérant l'équation 3.6, on trouve que pour un fonctionnement sécuritaire du driver, le courant I_{goff} doit être amené à la valeur : $I_{goff} = \frac{Q_{gsp} - Q_{gth}}{t'_{fi}} = \frac{5nC}{113ns} = 44mA$

Cela veut dire que pour diminuer le courant I_{goff} il faut mettre une résistance au niveau du gate telle que $R_{tot} = \frac{V_{gsp}}{I_{goff}} = \frac{4.7}{44m} = 107\Omega$

Sachant que R_{drive} du driver à l'état bas est (18/0,5=36Ω), cela nous donne donc une résistance $R_g = R_{tot} - R_{drive} = 107 - 36 = 71\Omega$.

Cependant, afin d'éviter que cette résistance n'influe sur la commutation en fermeture du transistor, nous devons prévoir une diode de signal (telle que le 1N4148) en parallèle avec la résistance R_g .

✓ **Temps de montée de la tension V_{ds} (t_{rv}) :**

Le temps t_{rv} correspond au temps où la tension V_{ds} passe de V_{dson} à V_d . A partir du moment où la tension V_{gd} a atteint la valeur de V_{gsp} , la capacité C_{gd} commence la décharge sous courant constant $I_{goff} = 44mA$, cette décharge s'exprime par une augmentation de la tension du drain de V_{dson} à V_d .

On peut montrer que $t_{rv} = \frac{Q_{gd}}{I_{goff}} = \frac{23n}{44mA} = 1.2\mu s$ 3.8

✓ **Temps de délai d'ouverture :**

Au moment où les transistors sont commandés à être bloqués, la capacité C_{gd} se décharge sous courant constant $I_{goff} = 0,5A$, de manière à ce que la tension V_g passe de V_{CC} (V_{CC} est la tension du condensateur de bootstrap à laquelle le gate s'est auparavant chargé¹) à la tension de plateau V_{gsp} . Cette durée est le temps de délai d'ouverture pendant lequel ni la tension V_{ds} , ni le courant de drain ne changent et correspond à :

$$C_{gd} \frac{dV_{gd}}{dt} = I_{goff} = -0,5A$$

On déduit dans cette phase l'évolution de $V_{gd} = \frac{I_{goff}}{C_{gd}} t$, d'où :

$$t_{doff} = \frac{(V_{CC}-V_{gsp})}{I_{goff}} C_{gd} = \frac{Q_g-Q_{gd}}{I_{goff}}$$

3.3.3. Calcul de la puissance dissipée dans le pont H:

Afin d'évaluer la puissance dans chacun des transistors et dans chaque diode de corps du transistor, nous allons considérer le cas extrême d'une charge inductive de facteur de puissance 0,8 dissipant la puissance nominale de 1500W (avec un facteur de puissance de 0,8 et donc une valeur rms du courant de 8,5A au lieu de 6,8A) et nous allons essayer de comprendre le cheminement du courant pour pouvoir définir avec précision, à quels moments et pendant quelles durées moyennes le courant circule à travers les transistors et à quels moments, il circule à travers leurs diodes de corps pour pouvoir évaluer les courant rms au niveau des transistors et au niveau des diodes de corps. Pour pouvoir faire cette évaluation, nous allons considérer le cheminement du courant dans les transistors et dans les diodes et cela en considérant les 6 phases principales (voir **figure 3.13**):

- a) Phase où la tension de sortie moyenne est positive et varie de 0 à $0,6V_d$ ($V_d \sin \phi$) et courant négatif variant de $-7,2A$ à 0. La durée de cette phase est donc $\frac{\phi}{2\pi} T_{cont} = 0.103 T_{cont} = 2.05ms$ où $\phi = \text{Arccos}0.8 = 0,64rad$ et $T_{cont} = 20ms$.

¹ En principe, la tension est V_{CC} – la tension de seuil aux bornes de la diode de bootstrap.

- b) phase où la tension moyenne est positive est croissante de $0,6V_d$ à V_d et courant positif variant de 0 à 9.6A. La durée de cette phase est donc :

$$\frac{\frac{\pi}{2}-\phi}{2\pi}T_{cont} = 0.148T_{cont} = 2.95ms$$

- c) Phase où la tension moyenne est positive et décroissante de V_d à 0V et courant positive variant de 9.6A à 7,2A. La durée de cette phase est donc :

$$\frac{\frac{\pi}{2}}{2\pi}T_{cont} = 0.25T_{cont} = 5ms$$

- d) Phase où le courant moyen est positif et variant de 7,2A à 0 et la tension est négative et variant de 0 à $-0,6V_d$. La durée de cette phase est donc :

$$\frac{\phi}{2\pi}T_{cont} = 0.103T_{cont} = 2.05ms$$

- e) Phase où le courant moyen est négatif et variant de 0 à -9.6A et la tension moyenne est négative et variant de $-0,6V_d$ à $-V_d$. La durée de cette phase est donc :

$$\frac{\frac{\pi}{2}-\phi}{2\pi}T_{cont} = 0.1475T_{cont} = 2.95ms$$

- f) Phase où le courant moyen est négatif et variant de -9.6A à -7,2A et la tension moyenne est négative variant de $-V_d$ à 0. La durée de cette phase est donc :

$$\frac{\frac{\pi}{2}}{2\pi}T_{cont} = \frac{T_{cont}}{4} = 5ms$$

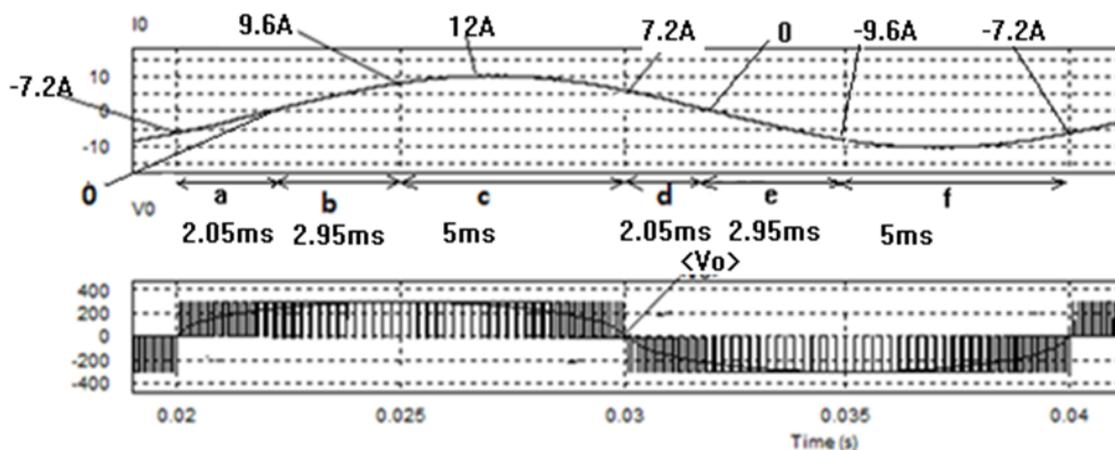


Figure 3.13 : Chronogrammes du courant moyen, de la tension moyenne et instantanée de sortie de l'onduleur pour une charge de puissance 1500W et de facteur de puissance de 0.8.

Phase a) On sait, étant donné que le facteur de puissance est de 0,8, que le courant moyen dans la charge est en retard de phase de 37° sur la tension moyenne de sortie de

l'onduleur et donc la tension atteint son maximum $37^\circ(\cos^{-1}0,8)$ avant que le courant soit à son maximum, ce qui signifie qu'au moment où la tension entame l'alternance positive, passant par 0, le courant moyen dans la charge est négatif (phase a), mais croissant, ce qui signifie qu'en valeur absolue, le courant dans la charge est entrain de diminuer pour s'annuler complètement au moment où la tension V_d croit et à la valeur moyenne de $V_d \sin 36,87^\circ = 0,6V_d$ et donc le rapport cyclique² de fermeture du transistor T_{HS1} D a la valeur de $\frac{1+0,6}{2} = 0,8$. Ceci signifie³ donc que pour D variant de 0,5 à 0,8, le courant moyen dans le transistor, étant négatif, il ne peut pas circuler à travers les transistors T_{HS1} et T_{LS2} et ne peut circuler qu'à travers soit la diode de corps D_{HS1} et le transistor T_{HS2} lorsque le transistor T_{HS1} et T_{HS2} sont On, donc durant une durée moyenne $(1-D_{moy})T = 0,35T$, ou à travers la diode D_{LS2} et la diode D_{HS1} pour T_{HS2} Off et ceci durant une durée moyenne de $(2D_{moy}-1)T = 0,3T$. Enfin, au moment où le transistor T_{HS1} est Off et donc T_{LS1} est On, le courant de décharge circule à travers le transistor T_{LS1} et D_{LS2} et ceci durant une durée moyenne de conduction de $(1-D_{moy})T = 0,35T$. On déduit donc que pendant la phase a, les durées moyennes de conduction de D_{HS1} , de T_{HS2} , de D_{LS2} et T_{LS1} sont respectivement 0,7T, 0,35T, 0,7T et 0,35T.

Phase b) la tension moyenne de sortie de l'onduleur croît de $0,6V_d$ à V_d , tandis que le courant varie de 0 à 8,27A et donc D varie entre 0,8 et 1. Le courant, étant positif, il est donc un courant de charge qui ne peut circuler qu'à travers T_{HS1} et T_{LS2} et ceci pendant une durée moyenne de $(2D_{moy}-1)T = 0,8T$ (voir figure) durant chaque période de commutation. Le courant moyen de décharge, étant positif, il circule à travers le transistor T_{HS1} et la diode D_{HS2} tantôt et tantôt à travers T_{LS2} et D_{LS1} et ceci durant une durée moyenne de $(1-D_{moy})T = 0,1T$. Ce qui nous donne une durée moyenne de conduction pour T_{HS1} , T_{LS2} , D_{LS1} et D_{HS2} respectivement de 0,9T, 0,9T, 0,1T et enfin de 0,1T.

c) À la fin de la phase b, la tension moyenne de sortie s'annule et le rapport cyclique de fermeture de T_{HS1} devient donc $D = 0,5$, le rapport cyclique moyen D_{moy} est donc 0,75, ce qui nous donne un temps de conduction moyen des transistors T_{HS1} et T_{LS2} égale à $(2D_{moy} - 1)T =$

² puisque la valeur moyenne de la tension est égale à $(2D-1)V_d$, à la fin de la phase a, $\langle V_o \rangle = 0,6V_d = (2D-1)V_d$ implique $D = 0,8$.

³ On négligera le cas où l'ondulation de courant de décharge est en partie négative et en partie positive, ce qui signifie que le courant circule dans la diode D_{HS1} lorsque le courant est négatif puis dans le transistor lorsque le courant est positif.

0,5T durant chaque période de commutation, où le courant passe de 9,6A à 7,2A en passant par 12A. Par contre, le courant de décharge circule périodiquement à travers D_{LS1} et T_{LS2} et tantôt à travers T_{HS1} et D_{HS2} et ceci pendant une durée moyenne de $(1-D_{moy})T = 0,25T$. Ce qui nous donne une durée moyenne de conduction pour T_{HS1} , T_{LS2} , D_{LS1} et D_{HS2} respectivement de 0.75T, 0.75T, 0.25T et 0.25T.

d) Durant cette phase, le courant est décroissant et positif variant de -7.2A à 0 et circule donc de S1 à S2, tandis que la tension moyenne est dans son alternance négative et donc V_c est négatif et donc les temps d'ouverture et de fermeture des différents transistors du pont H correspondent à la **figure 3.15**. Nous avons $\langle v_0 \rangle$ qui passe de 0 à $V_d \sin -36,87^\circ = -0,6V_d$. Cette phase ressemble à la phase a, sauf que par symétrie, ce sont cette fois-ci D_{HS2} , T_{HS1} , D_{LS1} et T_{LS2} qui sont On. On peut donc déduire que les durées moyennes de conduction de D_{HS2} , T_{HS1} , D_{LS1} et T_{LS2} sont respectivement : 0.7T, 0.35T, 0.7T et 0.35T.

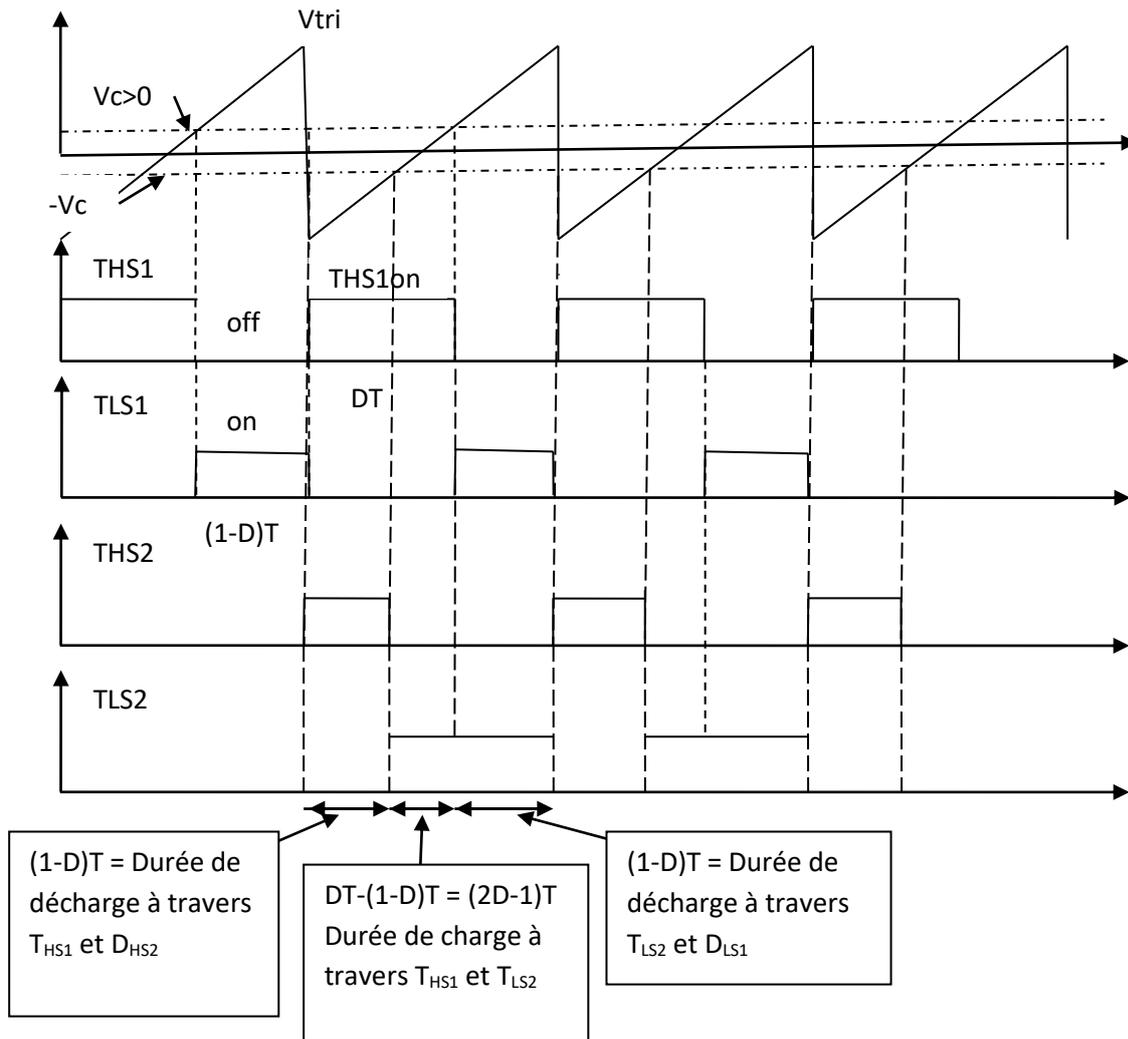


Figure 3.14 : Etats de conduction des transistors du pont H pour l'alternance positive et donc pour une tension de contrôle positive.

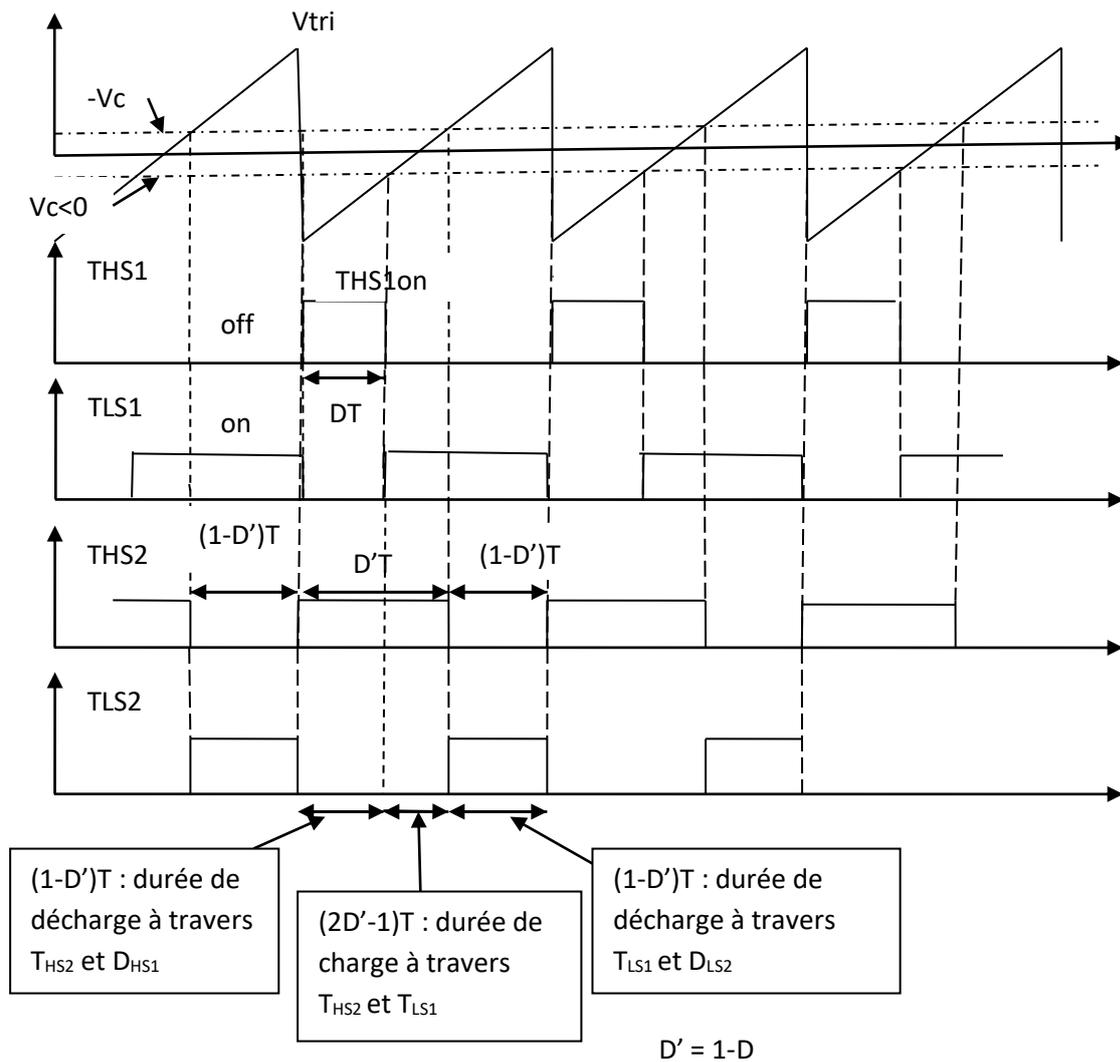


Figure 3.15 : Etats de conduction des transistors du pont H pour l'alternance négative et donc pour une tension de contrôle négative.

Par symétrie, la phase e est similaire à la phase b et la phase f est symétrique à c. En effet, nous pouvons voir que T_{HS1} et T_{LS2} ne seront jamais conducteurs puisque le courant moyen est négative et donc cette fois ci la charge du bobinage se fait maintenant à travers les transistors T_{HS2} et T_{LS1} (tandis qu'elle se faisait à travers T_{HS1} et T_{LS2}) et se fait donc dans le sens inverse avec un courant négatif allant de S2 à S1. Le courant étant négatif se décharge tantôt à travers le transistor T_{HS2} et la diode D_{HS1} et tantôt à travers le transistor T_{LS1} et la diode D_{LS2} . On déduit donc les durées moyennes de conduction de T_{HS2} , T_{LS1} , D_{HS1} et D_{LS2} qui sont respectivement de $0.9T$, $0.9T$, $0.1T$ et $0.1T$ pour la phase e et $0.75T$, $0.75T$, $0.25T$ et $0.25T$ pour la phase f.

En résumé, nous pouvons établir le tableau suivant dans lequel nous mentionnons les durées moyennes de conduction et leurs occurrence par période de commutation au niveau de chacun des composants :

En considérant chacun des switches, nous pouvons observer que pour chacun d'eux, le transistor est passant seulement durant une demi période de 10ms (b, c et d) pour T_{HS1} et T_{LS2} ou (e, f, a) pour T_{HS2} et T_{LS1} , par contre pour chacun des switches, la diode est également conductrice durant une demi période, soit (a, e, f) pour D_{HS1} et D_{LS2} ou (b, c et d) pour D_{HS2} et D_{LS1} . Afin de calculer avec précision la puissance totale dissipée dans chacun des transistors et dans chacune des diodes, nous devons donc évaluer une valeur moyenne du courant pour les transistors et pour les diodes, à partir de laquelle on pourra calculer la puissance P_{onT} pour les transistors et la puissance P_{onD} pour les diodes. Sachant que les impulsions de la tension de sortie de l'onduleur ne changent pas et sont toujours égales à approximativement à V_d (en négligeant la tension de seuil de la diode corps du deuxième transistor du même bras), on peut dire que la puissance de commutation moyenne est proportionnelle au courant moyen, sachant que les temps de commutations dépendent uniquement du courant de gate et de la charge Q_{gd} et Q_{gs} , nous pouvons donc établir une proportionnalité entre la puissance moyenne de commutation et le courant moyen de drain. L'évaluation du courant moyen dans chacun des transistors dans une alternance, nous permet donc de calculer les puissances moyennes de commutation. Pour la diode de corps, il est clair que la puissance P_{onD} qu'elle dissipe est proportionnelle au courant moyen I_{F0} lui correspondant, par contre, la puissance de commutation en fermeture du transistor est proportionnelle au pic de courant moyen dans le drain, que l'on a calculé I_{Rmax} , qui lui est proportionnel au courant moyen I_{F0} circulant dans la diode lorsque celle-ci est polarisée en direct.

Phases	Phase a -7,2A à 0	Phase b 0 à 9,6A	Phase c 9,6A à 7,2A	Phase d 7,2A à 0	Phase e 0 à -9,6A	Phase f -9,6 à -7,2A
T _{HS1}	0	0,9T	0,75T	0,35T	0	0
D _{HS1}	0,7T	0	0	0	0,1T	0,25T
T _{HS2}	0,35T	0	0	0	0,9T	0,75T
D _{HS2}	0	0,1T	0,25T	0,7T	0	0
T _{LS1}	0,35T	0	0	0	0,9T	0,75T
D _{LS1}	0	0,1T	0,25T	0,7T	0	0
T _{LS2}	0	0,9T	0,75T	0,35T	0	0
D _{LS2}	0,7T	0	0	0	0,1T	0,25T

Tableau 3.2 : l'Etats et la durée de conduction des transistors et des diodes du pont H.

a) évaluation du courant moyen dans le drain durant une alternance:

Sachant que le courant est le même pour chacun des transistors et chacune des diodes de corps (voir tableau ci-dessus), nous allons appliquer l'analyse à l'un des transistors, soit T_{HS1} et sa diode de corps D_{HS1}. Soit i(t) le courant circulant dans la bobine et sachant que le transistor n'est conducteur que pendant les phases b, c et d avec un rapport cyclique moyen respectivement de D_b=0.9, D_c=0.75 et D_d=0.35 et que sa diode de corps est conductrice dans les phases a, e et f et ceci avec un rapport cyclique moyen de D_a=0.7, D_e=0.1 et D_f=0.25. On peut donc déduire que le courant moyen de conduction dans chaque transistor et dans chaque diode de corps est comme suit :

-Courant moyen dans les transistors durant une alternance de T_{cont}/2 (T_{cont}=20ms) :

$$I_{D0} = \frac{2}{T_{cont}} D_b \int_0^{0,148T_{cont}} i(t) dt + \frac{2}{T_{cont}} D_c \int_{0,148T_{cont}}^{0,4T_{cont}} i(t) dt + \frac{2}{T_{cont}} D_d \int_{0,4T_{cont}}^{0,5T_{cont}} i(t) dt \quad 3.9$$

Soit i(t)= I_{max}sinωt, nous avons $\int i(t) dt = \frac{-I_m}{\omega} \cos\omega t$ avec $\omega = \frac{2\pi}{T_{cont}}$

Nous obtenons donc :

$$I_{D0} = \frac{2}{T_{cont}} D_b \frac{-I_m}{\omega} \cos \omega t I_0^{0,148 T_{cont}} + \frac{2}{T_{cont}} D_c \frac{-I_m}{\omega} \cos \omega t I_0^{0,4 T_{cont}} + \frac{2}{T_{cont}} D_d \frac{-I_m}{\omega} \cos \omega t I_0^{0,5 T_{cont}}$$

D'où

$$I_{D0} = \frac{2}{T_{cont}} (D_b \frac{I_m}{\omega} (1 - 0,6) + D_c \frac{-I_m}{\omega} (-0,8 - 0,6) + D_d \frac{-I_m}{\omega} (-1 + 0,8))$$

$$I_{D0} = D_b \frac{I_m}{\pi} 0,4 + D_c \frac{I_m}{\pi} 1,4 + D_d \frac{I_m}{\pi} 0,2$$

Et donc $I_{D0} = \frac{I_m}{2\pi} (0,4 \times 0,9 + 1,4 \times 0,75 + 0,2 \times 0,35) = 0,48 I_m$

Le courant moyen maximal dans le cas d'une charge de 1500W et d'un facteur de puissance de 0,8 est donc $I_{D0} = 0,48 \times 8,5 \times \sqrt{2} = 5,8A$

Evaluation du courant moyen dans chaque diode de corps :

Sachant que le courant circulant dans les différentes diodes est le même, nous avons donc:

$$I_{F0} = \frac{2}{T} D_e \int_{0,5 T_{cont}}^{0,648 T_{cont}} i(t) dt + \frac{2}{T} D_f \int_{0,648 T_{cont}}^{0,9 T_{cont}} i(t) dt + \frac{2}{T} D_a \int_{0,9 T_{cont}}^{T_{cont}} i(t) dt \tag{3.10}$$

Après calcul, nous trouvons :

$$I_{F0} = D_e \frac{I_m}{\pi} (-0,4) + D_f \frac{I_m}{\pi} (-1,4) + D_a \frac{I_m}{\pi} (-0,2) =$$

$$I_{F0} = -\frac{I_m}{\pi} (0,4 \times 0,1 + 1,4 \times 0,25 + 0,2 \times 0,7) = -2A$$

Remarquons que le signe – là indique uniquement que le courant est négatif et donc passe de l'anode vers la cathode de a diode D_{HS1}.

b) Calcul des puissances P_{on} des transistors et de leurs diodes de corps :

Puissance P_{on} maximale dissipée dans chaque transistor :

Sachant que chaque transistor est conducteur durant une alternance sur deux, nous pouvons écrire :

$$P_{onTrans} = \frac{1}{2} R_{dson} \times I_{D0}^2 = \frac{1}{2} \times 0,3 \times 5,8^2 = 5,05W$$

Et $P_{onDiode} = \frac{1}{2}V_F I_{F0}$, en consultant le datasheet du IRFP350, nous trouvons pour $I_{F0}=2A$, $V_F=0,6V$, soit : $P_{onDiode} = 0,6W$

c) Calcul des Puissances de commutation dans le transistor et dans sa diode de corps :

Avant de calculer les puissances de commutation, nous allons tout d'abord vérifier si les temps de commutations ne changent pas avec ces nouvelles valeurs du courant de drain. En effet, le changement du courant a un impact sur V_{gsp} et sur la constante K, par conséquent, il aura un effet sur t_{ri} . Par contre, on peut voir, en considérant la courbe de la **figure 3.12**, que cette variation du courant a peu d'effet sur Q_{gd} et donc peu d'effet sur les temps t_{rv} , t_{fv} et t_{fi} moyens. En ayant eu connaissance du courant qui circule dans les diodes de corps, nous devons également considérer les pics de courants que le recouvrement inverse des diodes au moment de leur blocage introduit.

Le courant dans les transistors étant maximal avec une charge inductive, nous nous intéresserons donc au cas où le facteur de puissance est égal à 0,8. Dans ce cas, nous avons : $I_{D0}=5.8A$

En consultant le datasheet du transistor IRFP350, nous avons une valeur maximale V_{gth} de 4Volts et une valeur minimale correspondante à 2Volts, nous prendrons la valeur intermédiaire de 3V⁴. En considérant la courbe donnant I_d en fonction de V_{gs} du datasheet du transistor IRFP350 et une température de jonction réaliste (étant donné que le transistor va chauffer) intermédiaire de 100°C, on peut prendre pour V_{gsp} la tension de plateau la valeur approximative de 4.5V (correspondante à un courant nominal de 5,8A voir figure 3.12). Pour la valeur de Q_{gsp} et Q_{gd} , on prendra respectivement les valeurs données dans le datasheet 12.5nc et 53nc. Connaissant la tension V_{gsp} correspondante au courant de drain, ainsi que la tension V_{gth} et en appliquant l'équation 3.5, on peut calculer le coefficient K :

$$k = \frac{I_D}{(V_{gsp} - V_{gth})^2} = \frac{5.8}{(4,5 - 3)^2} = 2,58A/V^2$$

⁴ V_{gth} augmente avec une diminution de la température et diminue avec son augmentation. Pour une température de jonction probable de 100°C, on peut alors s'attendre à une tension intermédiaire entre la valeur maximale 4V correspondante à une température de 25°C où le transistor ne chauffe pratiquement pas et la valeur minimale de 2V correspondante à la température maximale de jonction de 175°C.

✓ Calcul de (t_{ri}) :

En appliquant l'équation 3.4 et en considérant l'inductance L_S du IRFP350 (13nH) et en supposant une inductance parasite supplémentaire de la piste entre la source du transistor bas au point com du driver et celle de la source du transistor du haut au point S du driver de 12nH, nous avons $L_p = 25nH$.

$$\text{Sachant que } t_{ri} = \frac{(R_{drive}C_{gs} - 2KL_p)}{V_{drive}}(V_{gsp} - V_{gth}) + \frac{KL_p(V_{gsp}^2 - V_{gth}^2)}{V_{drive}}$$

$$\text{Nous avons donc : } t_{ri} = \frac{87 \times 2,35n - 2 \times 2,58 \times 25n}{17,4} (4,5 - 3) + \frac{2,58 \times 25n (4,5^2 - 3^2)}{17,4} = 47,5ns$$

Pour t_{fi} , t_{rv} et t_{fi} , on peut conserver les valeurs calculées, vu que le courant déterminé a peu d'effets sur leurs valeurs, nous avons : $t_{rv}=1,2\mu s$, $t_{fi}=113ns$ et $t_{fv}=265n$

Nous allons essayer d'exprimer la puissance totale au niveau du transistor en fonction de la fréquence. En considérant les calculs faits, nous pouvons écrire dans le cas de l'utilisation de l'IRFP350 :

✓ Calcul de la puissance de commutation en fermeture du transistor :

Avant d'établir ce calcul, nous devons établir les chronogrammes correspondants à la tension V_{ds} et au courant I_D , au moment de la fermeture du transistor. Nous avons vu que tant que le courant I_{D0} n'est pas atteint et donc que la tension V_{gsp} n'est pas atteinte, V_{ds} ne change pas et reste égale à $V_d + V_F^5$. Cependant, au moment où le courant dans le drain commence à augmenter, le courant dans la diode D_{LS1} va diminuer de façon proportionnelle de manière à ce que $I_D + I_F$ soit égal au courant dans la charge (puisque la charge inductive s'oppose à toute variation du courant). Au moment où le courant s'annule dans la diode et qu'elle devrait être bloquée, le phénomène du recouvrement inverse implique que la diode ne se bloque pas et se comporte comme un court-circuit, tant que la charge stockée dans la région N de la diode au moment de son blocage n'est pas complètement évacuée. L'évacuation de cette charge est commandée par la vitesse

⁵ Nous avons vu que pour une alternance positive et un courant moyen positif que lorsque le transistor T_{HS1} est off, la charge inductive se décharge à travers les diodes D_{LS1} et D_{HS2} , ce qui veut dire que dans ce cas, la source du transistor T_{HS1} est au potentiel $-V_F$ et que la tension V_{ds} du transistor est $V_d + V_F$.

de variation du courant de drain au moment de fermeture du transistor et donc le courant dans la diode ne s'arrête qu'au moment où la durée a atteint la valeur de t_s (durée de déstockage correspondante à l'évacuation complète de la charge stockée Q_{rr}). Ce court-circuit momentané de la diode D_{LS1} fait que le transistor est momentanément relié directement à la masse et donc le courant dans le drain continue à augmenter au dessus de la valeur de I_{D0} pour atteindre la valeur de $I_{D0} + I_{Rmax}$ où I_{Rmax} est le courant inverse maximal dans la diode D_{LS1} .

$$\text{On peut montrer que } I_{Rmax} = \frac{di}{dt} t_s \text{ et } Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{Rmax} t_s \quad 3.11$$

Une fois que la charge stockée est complètement évacuée, la diode se comporte comme une capacité de transition et la tension aux bornes de la charge commence à augmenter pour atteindre V_d , tandis que le courant commence à diminuer pour s'annuler durant la durée de transition et la durée totale de ce recouvrement inverse correspond au temps t_{rr} que donne le datasheet. Dans le cas du IRFP350, en consultant le datasheet, nous trouvons $t_{rrtyp}=380ns$ et $Q_{rrtyp}=4.7\mu C$ ($t_{rrmax}=570ns$ et $Q_{rrmax}= 7.1\mu C$) pour $I_F=16A$ et $di/dt=100A/\mu s$. Or, on sait que la charge stockée est proportionnelle au courant qui traverse la diode en polarisation directe et donc la charge Q_{rr} l'est également, on déduit donc dans notre cas :

$$Q_{rr} = Q_{rrdatasheet} \frac{I_{F0}}{I_{datasheet}} = 4.7 \frac{2}{16} = 0,6\mu C \text{ et donc } I_{Rmax} = \sqrt{2Q_{rr} \frac{di}{dt}}$$

Dans notre cas le di/dt est la vitesse de variation du courant I_D au moment de sa fermeture, donc $di/dt=I_{D0}/t_{ri} = 5.8A/47.5n = 122A/\mu s$, on dira $100A/\mu s$ pour simplifier (le Q_{rr} donné correspond à un di/dt de $100A/\mu s$, ce qui signifie que le Q_{rr} est légèrement plus grand que la valeur que nous avons calculé).

Cela nous donne donc : $I_{Rmax} = \sqrt{2 \times 0,6\mu C \times 122A/\mu s} = 12,1A$
 et $t_s = \frac{I_{Rmax}}{\frac{di}{dt}} = 100ns$

En reprenant la formule qui lie Q_{rr} , I_{Rmax} et t_s , on peut montrer $t_s = \sqrt{\frac{2Q_{rr}}{\frac{di}{dt}}}$ et donc on peut considérer que si Q_{rr} est proportionnel à I_F , t_s et donc aussi t_{rr} sont proportionnels à

$\sqrt{I_F}$, on déduit donc que pour $t_{rr} = t_{rr\text{datasheet}} \sqrt{\frac{I_{RmsDiod}}{I_{datasheet}}} = 380ns \sqrt{\frac{5.8}{16}} = 229ns$, ce qui nous donne une durée $t_t = t_{rr} - t_s = 129ns$. On peut donc déduire les chronogrammes de courants et tension suivants :

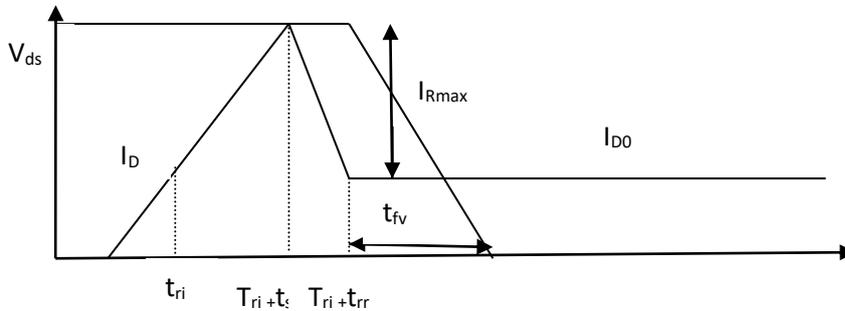


Figure 3.16 : Chronogrammes des tensions et courant V_{ds} et I_D .

$$D'où P_{ferm} = \frac{1}{2} f (V_d + V_F) \left(\left(1 + \frac{I_{Rmax}}{I_{D0}}\right) (t_{ri} + t_s) + t_{fv} \right) I_{D0} \quad 3.12$$

et $P_{ferm} = \frac{1}{2} f (300 + 0.6) \times \left(\left(1 + \frac{12.1}{5.8}\right) (47.5n + 100n) + 265n \right) 5.8 = 0,63f \text{ Watts}$ où f est exprimé en KHz.

✓ **Calcul de la puissance moyenne de commutation en ouverture :**

On peut facilement montrer que :

$$P_{ouv} = \frac{1}{2} f (V_d + V_F) I_{D0} (t_{rv} + t_{fi}) = \frac{1}{2} f (300 + 0.6) \times 5,8 \times (1.2\mu + 113n) \quad 3.13$$

et donc $P_{ouv} = 1.14f \text{ Watts}$ où f est exprimé en KHz.

Calcul de la puissance moyenne de commutation dissipée dans la diode de corps :

La puissance de commutation en fermeture de la diode est généralement négligeable, on ne considérera donc que la puissance de commutation en ouverture, soit :

$$P_{comouv} = \frac{1}{2} V_{off} I_{F0} t_t f \quad 3.14$$

La puissance totale dissipée dans chaque transistor est donc :

$P_{total} = P_{ontrans} + P_{ondiode} + P_{fermTrans} + P_{ouvtrans} + P_{ouvDiode} = 5.05 + 0.6 + 1.8f = 5.65 + 1.8f$ où f est exprimée en KW.

On peut voir dans cette dernière relation qu'une augmentation de f implique une augmentation de la puissance. Le choix d'une fréquence trop petite a cependant un impact sur le filtre passe bas à placer en sortie de l'onduleur. En effet, une grande fréquence nous permet d'utiliser un simple filtre passe bas à base d'une inductance et d'un condensateur ayant une fréquence de coupure suffisamment grande devant la fréquence de 50Hz et suffisamment petite devant la fréquence de commutation des transistors f . Dans notre cas, on choisira la fréquence sur la base du plus gros radiateur que l'on aura à notre disposition.

3.3.4. Calcul du radiateur :

Nous choisissons la température de boîtier maximale de 85°C et une température ambiante de 40°C et nous déduisons :

$$R_{thra} \times P_d = T_c - T_a \rightarrow R_{thra} = \frac{T_c - T_a}{P_d} \quad 3.16$$

Le radiateur le plus gros que l'on a à notre disposition est le 6400BG. En consultant le datasheet des radiateurs Aavid, on trouve qu'il possède une résistance thermique de 2.7°C/W. Ce qui nous donne une puissance maximale à dissiper dans ces conditions de $P_d = \frac{T_c - T_a}{R_{thra}} = 16.7W$

Nous devons donc choisir la fréquence f tel que $P = 5.65 + 1.8f = 16.7KW$,

$$d'où f = \frac{16.7 - 5.65}{1.8} = 6Khz$$

3.3.5. Calcul du filtre passe bas :

Le filtre passe bas est constitué d'une inductance L_f et d'un condensateur C_f . Ce filtre est de type passif d'ordre 2 dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad 3.17$$

Le signal de sortie de l'onduleur est caractérisé par une composante sinusoïdale de fréquence égale à 50Hz et d'harmoniques multiples de la fréquence de commutation. La fréquence de coupure doit être donc choisie de manière à ce que $50hz < f_c \ll 6Khz$. La qualité du filtre dépend de la valeur de la fréquence de coupure, plus celle-ci est petite

devant la fréquence de commutation f et plus le filtrage est efficace. L_f doit être choisie de manière à ce qu'elle soit petite devant l'inductance de la charge de l'onduleur. Dans notre cas, la charge est caractérisée par une puissance active de 1500W et un facteur de puissance de 0.8 et une tension efficace aux bornes de 220V. Nous déduisons donc :

$$V_{rms} = Z_{charge} I_{rms} \text{ avec } Z_{charge} = \sqrt{L_{charge}^2 \omega^2 + R_{charge}^2}$$

Sachant que $\cos\phi = 0.8$ et $\frac{L_{charge}\omega}{R_{charge}} = tg\phi$, nous déduisons donc que :

$$Z_{charge} = R_{charge} \sqrt{1 + tg^2(\phi)}, \text{ ce qui nous donne : } Z_{charge} = 1,25 R_{charge}$$

Or, la puissance active, étant de 1500W, cela implique que $I_{rms} = \frac{P}{V_{rms} \cos\phi} = 8.5A$

Et donc $R_{charge} = \frac{V_{rms}}{1.25 I_{rms}} = 20.65\Omega$ et enfin $L_{charge} = \frac{tg\phi}{\omega} R_{charge} = 50mH$

On choisit donc une inductance de filtre petite devant l'inductance de charge, soit $L_f = 5mH$

Et on déduit de l'équation 3.17 un condensateur de filtrage de :

$$C_f = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_f} = 14nf \cong 15nF$$

3.4. Calcul du circuit de contrôle MLI unipolaire :

Le circuit de contrôle MLI unipolaire est principalement constitué de 2 circuits UC3842A avec leurs composants accessoires et de deux inverseurs. Chacun des circuits UC3842A réalise la génération du signal triangulaire et la fonction de comparateur au signal sinusoïdal de contrôle externes V_{sin} pour l'un et $-V_{sin}$ (voit **figure 3.12**) pour l'autre et commande le transistor T_{HS1} du pont H pour l'un et T_{HS2} pour l'autre comme l'illustre la figure 3.2. Les 2 inverseurs, par contre, réalisent l'inversion du signal MLI qui permet de commander à travers le driver les transistors T_{LS1} et T_{LS2} . Les résistances R_{10} et R_{18} et les diodes zener $DZ3$ et $DZ6$ sont utilisés pour écrêter les impulsions du signal de sortie de 18V des deux contrôleurs MLI à la valeur de 5V que nécessitent les entrées TTL du driver IR2133.

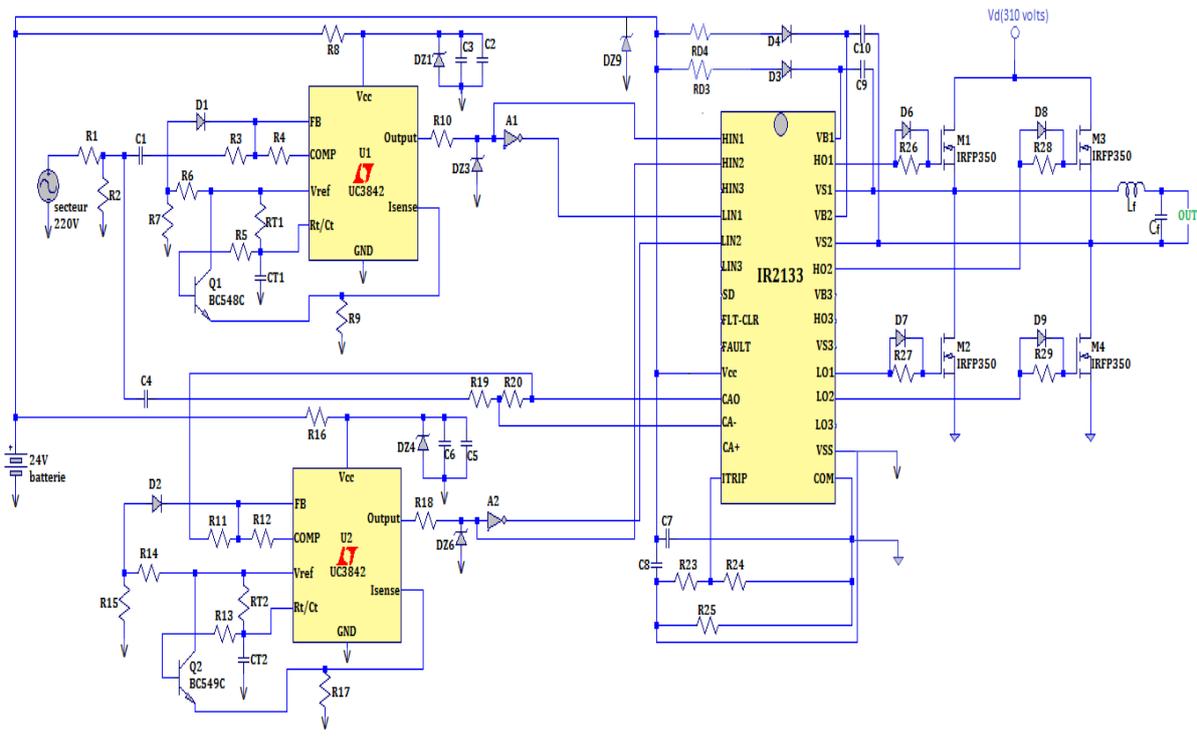


Figure 3.17 : Schéma développé de l'onduleur.

3.4.1. Calcul du circuit d'adaptation du UC3842A :

Bien que le circuit UC3842A soit un contrôleur MLI, son principe de fonctionnement repose néanmoins sur une génération de signaux MLI qui se fait sous le contrôle du courant de charge, donc sur la comparaison de la tension de contrôle au courant dans la charge et non sur une comparaison directe de la tension de contrôle au signal triangulaire interne. Afin de permettre la comparaison de la tension de contrôle au signal triangulaire disponible sur la pin 4 (R_T/C_T), nous avons introduit, comme illustré dans la figure 3.17, un circuit constitué du transistor Q_1 et des résistances R_5 et R_9 (respectivement Q_2 , R_{17} et R_{13} pour le deuxième contrôleur MLI) qui permettent d'injecter le signal triangulaire interne du contrôleur au niveau de la broche Sensing, permettant ainsi une comparaison directe de la tension de contrôle V_C au signal triangulaire. La résistance R_5 est choisie de manière à présenter une grande impédance d'entrée $Z_e = R_5 + H_{fe}R_9$ ⁶ pour ne pas perturber la génération du signal triangulaire. Le signal triangulaire généré au niveau de la pin 4 est caractérisé par une tension d'offset de 1,95V et une variation crête à crête de 1,7V, or la tension au niveau de la pin 3 est écrêtée par une diode Zener de 1V et ne peut donc pas la dépasser, nous devons

⁶ On néglige ici la hie du transistor

donc choisir R_9 , de façon à ce que le courant I_c crée une tension ($R_9 I_c$) proportionnelle au signal triangulaire généré au niveau de la pin 4 et qui au maximum soit égale à 0,8V lorsque le signal triangulaire à la pin 4 est à son maximum de 2.8V.

a) Calcul de R_5 et R_9 :

BLOCK DIAGRAM

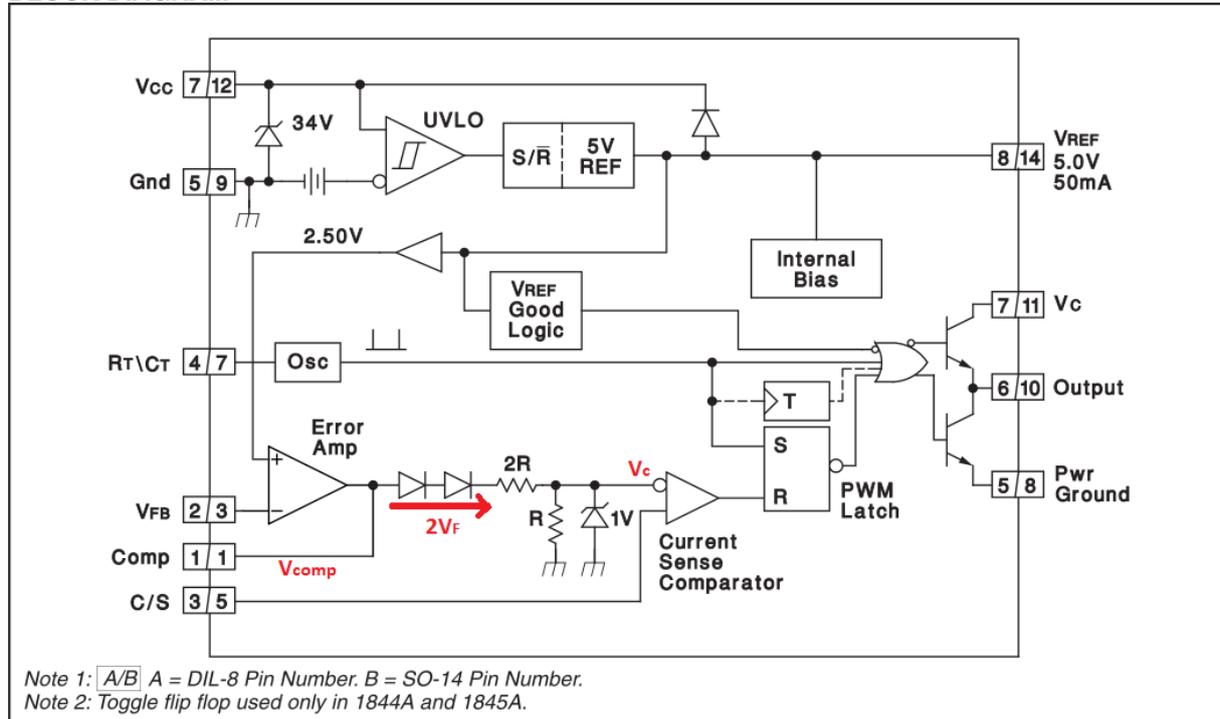


Figure 3.18: Schéma interne du circuit intégré UC3842A.

Le courant I_c qui traverse la résistance R_9 est un signal triangulaire et est une amplification du courant que débite la pin 4. Afin de ne pas perturber la tension de référence V_{ref} (pin8) du UC3842A qui alimente l'oscillateur interne et le condensateur C_T avec un courant maximal de 8,3mA (correspondant au courant de décharge maximal que doit pouvoir fournir la tension de référence au condensateur C_T), nous choisissons un courant I_c qui au maximum soit égal à 0.3mA, de manière à ce que le courant I_{Bmax} qui est déduit du courant de charge du condensateur C_T soit négligeable. À partir du datasheet du BC548C (voir figure 3.19), nous relevons pour un courant de 0.3mA le gain H_{fe} suivant :

$$H_{fe} = \frac{0.6}{0.8} 520 = 390$$

Où 0,6 et 0,8 sont respectivement les gains normalisés pour un courant de 0,3mA et pour un courant de 2mA et enfin 520 est le gain typique pour un courant de 2mA), nous

trouvons donc $I_{Bmax} = \frac{I_{Cmax}}{H_{fe}} = 770nA$ est le courant débité à la sortie de la pin 4, lorsque la tension signal triangulaire est à son maximum et égale à $V_{4max} = 2.8V$.

$$\text{Soit } V_{4max} = V_{BE} + R_9 \times I_{Cmax} + R_5 \times I_{Bmax} \tag{3.18}$$

avec $R_9 I_{Cmax}$ étant la tension V_{trimax} désirée = 0,8V

$$\text{D'où } R_5 = \frac{V_{4max} - V_{BE} - V_{trimax}}{I_{Bmax}} = \frac{2,8 - 0,6 - 0,8}{770nA} = 1,8M\Omega$$

Sachant que V_{trimax} désirée est de 0,8V, cela implique donc que :

$$R_9 = \frac{V_{trimax}}{I_{Cmax}} = \frac{0,8}{300\mu} = 2,7K\Omega$$

b) Calcul de V_{trimin} :

$$\text{Sachant que } V_{trimin} = R_9 \times I_{Cmin}, \text{ on déduit donc que } R_5 \times I_{Bmin} = \frac{V_{trimin} R_5}{H_{femin} R_9} \tag{3.19}$$

$$\text{D'où } V_{4min} = V_{be} + R_9 I_{Cmin} \left(1 + \frac{R_5}{R_9 H_{femin}}\right) \tag{3.20}$$

avec V_{4min} étant la tension minimale du signal triangulaire généré au niveau du pin 4 et donc $V_{4min} = 1.1V$

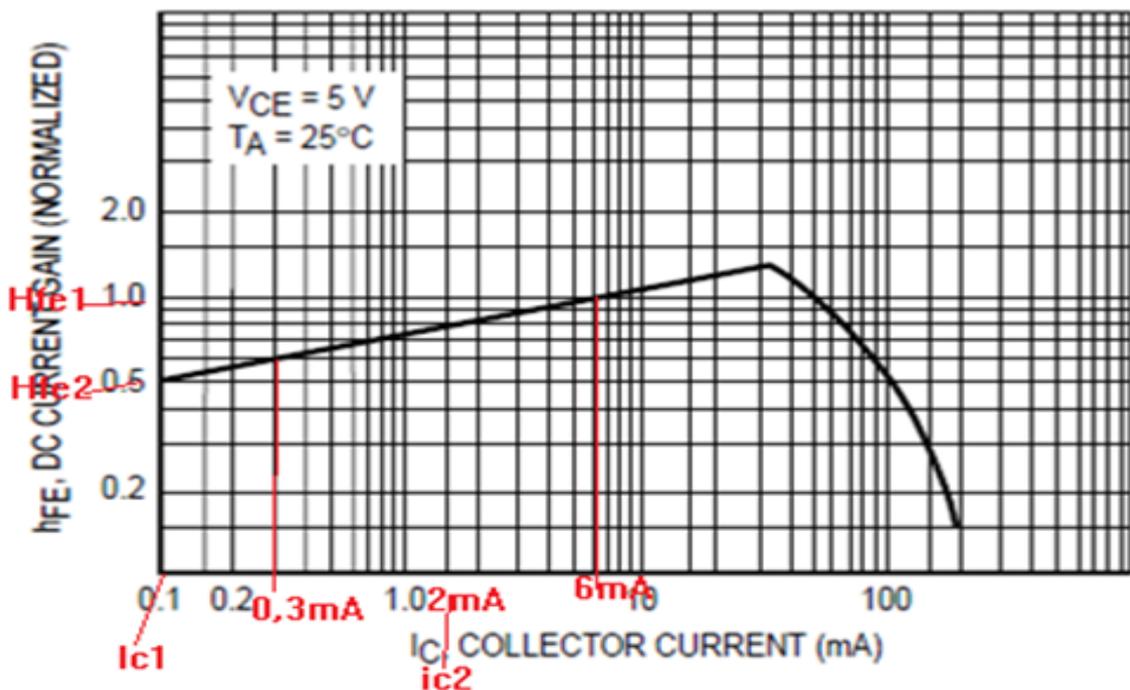


Figure 3.19: Courbe de Hfe en valeurs normalisées en fonction du courant Ic.

Afin de résoudre l'équation 3.20 qui est une équation à deux inconnues, il nous faut trouver une deuxième équation. Pour cela, nous allons considérer la courbe des gains normalisés de la figure 3.18 en fonction du courant I_C . On peut voir que pour $I_C < 5mA$, nous avons une diminution linéaire du gain, nous pouvons donc écrire la relation entre H_{fe} et I_C comme suit :

$$H_{fe} = aI_C + b \quad 3.21$$

avec $a = \frac{H_{fe1} - H_{fe2}}{I_{C1} - I_{C2}} = \frac{(0,8 - 0,5) \times \frac{520}{0,8}}{2m - 0,1m} = 102700$ avec $I_{C1} = 2mA$, $I_{C2} = 0,1mA$, H_{fe1} le gain correspondant à I_{C1} et H_{fe2} le gain correspondant à I_{C2} .

$$\text{et } b = H_{fe2} - aI_{C2} = 0,5 \times \frac{520}{0,8} - 102700 \times 0,1m = 314$$

En remplaçant l'expression de H_{fe} trouvée dans l'équation 3.20, nous déduisons :

$$(V_{4min} - V_{be}) \times R_9 \times (aI_{Cmin} + b) = R_9 I_{Cmin} (aI_{Cmin} R_9 + R_9 b + R_5)$$

L'équation 3.20 devient donc :

$$aR_9 I_{Cmin}^2 + (bR_9 + R_5 + (V_{be} - V_{4min})a)I_{Cmin} + b(V_{be} - V_{4min}) = 0$$

Cette équation est donc sous la forme de :

$$Ax^2 + Bx + C = 0 \text{ où } A = aR_9 = 102700 \times 2,7K = 2773 \times 10^5, B = 2596450 \text{ et } C = -157$$

En résolvant l'équation, nous trouvons $I_{Cmin} = 60\mu A$ d'où $V_{trimin} = 162mV$.

c) Détermination de l'amplitude de la tension sinusoïdale de contrôle :

Nous avons trouvé que la tension de contrôle V_C interne qui est comparée au signal V_{tri} appliqué à la pin 3 a une valeur maximale de 0,8V pour laquelle le rapport cyclique de fermeture du transistor T_{HS1} est égal à 1 et une valeur minimale de 162mV pour laquelle le rapport cyclique est de 0. En considérant le schéma interne de l'amplificateur d'erreur, nous pouvons déterminer l'amplitude maximale du signal sinusoïdal V_{sin} à appliquer pour avoir un rapport cyclique maximal de 1, qui correspondra à une amplitude maximale de la composante moyenne de sortie de l'onduleur de $V_d = 300V$ (ce qui donne une valeur RMS de 220V).

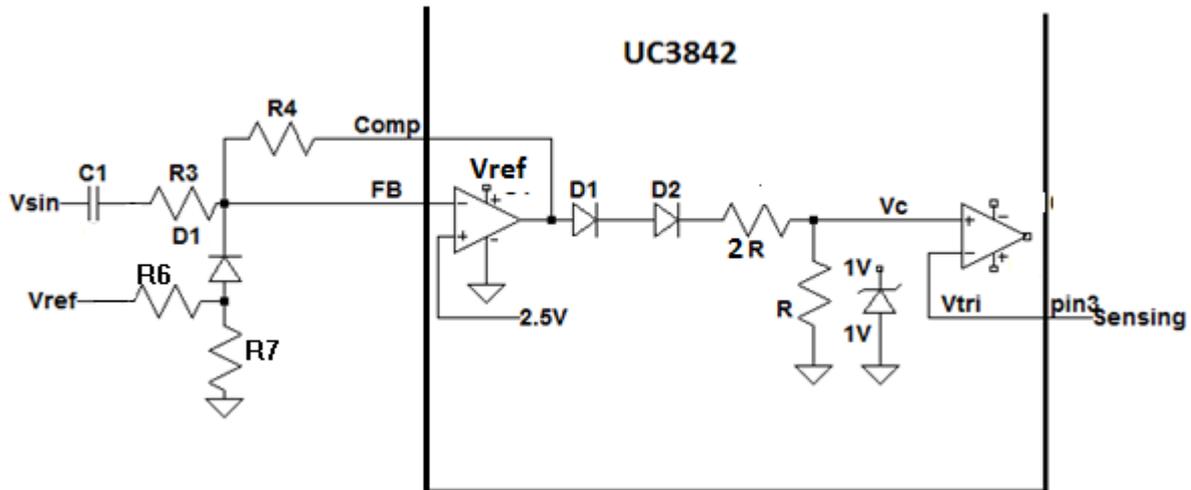


Figure 3.20:schéma de l'ajustement de la tension de contrôle.

La tension interne de 2,5V appliquée à la borne non inverse de l'amplificateur interne de l'UC3842 introduit une masse virtuelle de 2,5V à la borne - et permet de ce fait d'amplifier le signal V_{sin} sans avoir recours à une alimentation symétrique. Pour que la masse virtuelle soit de 2,5V à la borne FB, il faudrait cependant placer un condensateur de façon à ce que celui-ci se charge à la tension de 2, 5V et bloque ainsi la composante continue que délivre la source de tension de 2,5V. Le calcul de ce condensateur (C_1 et C_4) consiste à choisir une valeur telle que l'impédance à la fréquence de 50Hz soit négligeable devant la résistance R_3 ($Z_{C1} < \frac{1}{10} R_3$), nous prenons $C_1=C_4= 1\mu F$, ce qui nous donne une impédance négligeable . En choisissant un gain unitaire ($R_3 = R_4=100K\Omega$ et $R_{11}=R_{12}=100K\Omega$), la sortie de l'amplificateur à la borne Comp est donc notre signal sinusoïdal qui varie autour de la valeur de 2,5V :

$$V_{Comp} = V_{sin} + 2,5$$

On déduit donc que :

$$V_C = \frac{1}{3}(V_{comp} - 2V_F) = \frac{1}{3}(v_{sin} + 2,5 - 1,2) = \frac{1}{3}(v_{sin} + 1,3)$$

Or, on sait que pour une tension maximale V_{sin} , la tension de contrôle correspondante devrait correspondre à la valeur maximale $V_{tri}=0.8V$ et pour une tension minimale $-V_{sin}$, la tension de contrôle doit être égale à V_{trimin} , ce qui est impossible à réaliser puisque nous

avons 2 équations à une seule inconnue. La solution est donc d'introduire dans la tension de contrôle une autre tension qui nous permettra d'avoir deux équations à deux inconnues.

Soit $V_c = v_{sin} + V_{offset}$ nous avons donc :

$$\frac{1}{3}(V_{sin} + V_{off} + 1,3) = V_{cmax} = 0,8 \text{ d'où } V_{sin} + V_{offset} = 1,1V$$

$$\text{et } \frac{1}{3}(-V_{sin} + V_{offset} + 1,3) = V_{cmin} = 0,162, \text{ d'où } -V_{sin} + V_{offset} = 0,486 - 1,3 = -0,814$$

En résolvant ces deux équations, nous trouvons : $2V_{offset} = (1,1-0,814) \rightarrow V_{offset} = 0,143V$
 et $V_{sin} = 0,957V \cong 0,96V$.

La borne non inverse de l'amplificateur interne, n'étant pas disponible, nous devons donc introduire cette tension d'offset au niveau de la masse virtuelle au moyen d'un diviseur de tension composé des résistances R_6 (67K Ω) et R_7 (10K Ω) et d'une diode de signal D_1 de type 4148 comme c'est illustré dans la figure précédente (prévoir la même chose pour le deuxième contrôleur R_{14} , R_{15} et D_2). Le calcul des résistances R_1 et R_2 consiste à réaliser le diviseur de tension qui nous donne à partir de la tension du secteur (220V rms, 50Hz) donc 310V d'amplitude, l'amplitude V_{sin} que nous avons calculé $V_{sin} = 0,96V$, ceci nous donne $R_1 = 1M\Omega$ et une résistance R_2 de 3K Ω . Pour pouvoir générer la tension de contrôle $-V_c$, nous avons utilisé l'amplificateur opérationnel interne du circuit IR2133, identifié par sa borne inverse CA-, sa borne non inverse CA+ et sa sortie CAO, en amplificateur inverseur avec les résistances de même valeur R_{19} et R_{20} (100K Ω) de façon à avoir un gain unitaire.

Les condensateurs C_2 et C_5 sont des condensateurs de découplages Hf en céramique et de valeurs arbitraires de 100nF. C_3 et C_6 , par contre, sont des condensateurs de découplage basse fréquence qui doivent fournir le courant nécessaire aux entrées du driver. Ce courant, n'étant pas très élevé, étant donné que la charge du UC3842 est vraiment faible, puisque le circuit inverseur que charge le UC3842 est un circuit CMOS compatible TTL qui nécessite un courant négligeable devant le courant zener minimal de l'ordre de 5mA qu'exige la régulation de tension de la diode zener, une valeur de 1 μ F est donc tout à fait suffisante pour assurer une bonne stabilité de l'alimentation des UC3842A. Enfin, la diode zener dz1 et dz4 sont utilisées pour assurer une tension de 18V pour le fonctionnement des deux

contrôleurs MLI et les deux résistances R_8 et R_{16} sont calculés de façon à pouvoir assurer un courant de 18mA aux deux contrôleurs.

3.4.2. Détermination de la fréquence et du rapport cyclique du signal triangulaire :

L'idéal dans la réalisation du contrôle MLI unipolaire est d'avoir un rapport cyclique exactement de 50% , permettant de décaler les harmoniques de la sortie de l'onduleur à une fréquence double de f , cependant, ceci ne nous a pas été possible avec le UC3842A, où il est beaucoup plus facile d'assurer des rapport cycliques proches de 100%. Nous avons donc choisi un rapport cyclique proche de 1 et une fréquence égale à celle que nous avons calculée dans la section 3.3, donc une fréquence de 6Khz. En utilisant la courbe de la figure 3.21 et en fixant le rapport cyclique à 95%, nous trouvons R_T égale à 13K Ω .

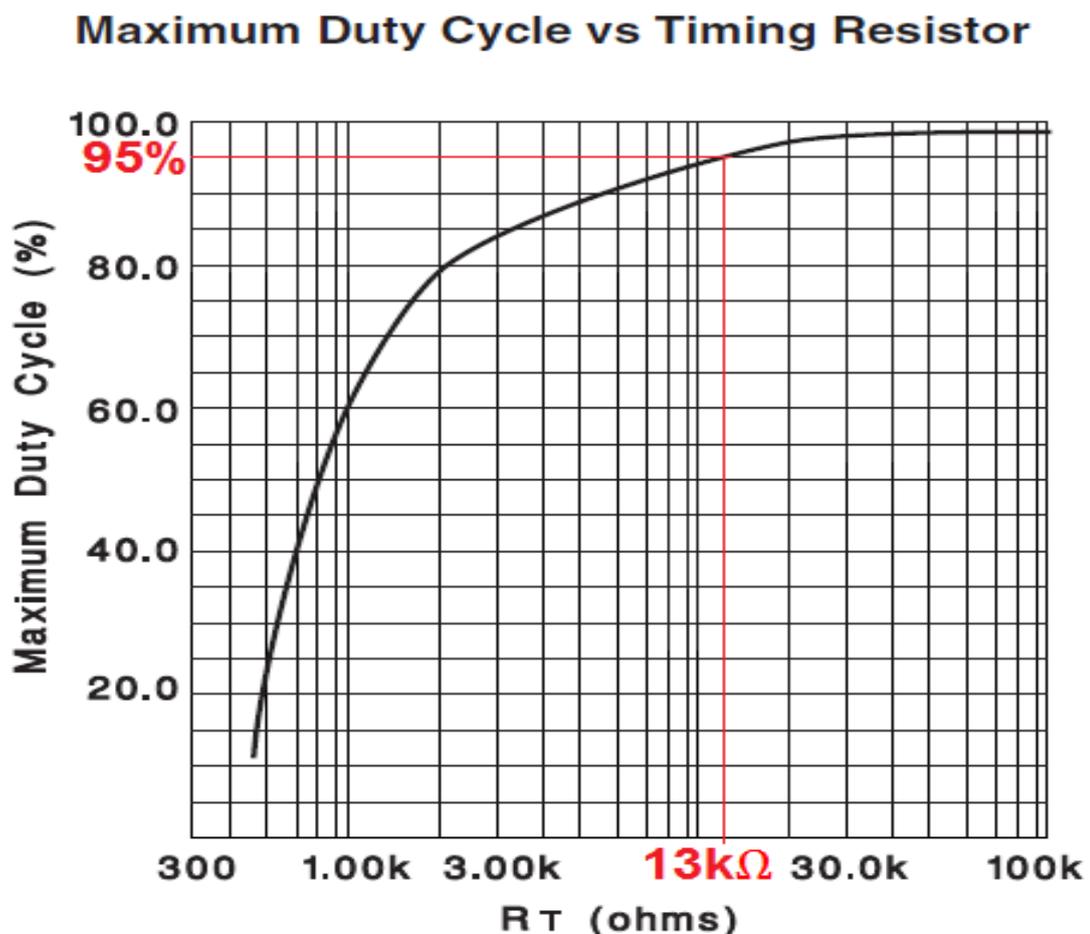


Figure 3.21: Courbe du rapport cyclique en fonction de la résistance R_T (courbe tirée du datasheet de l'UC3842A).

La fréquence de l'oscillateur interne du UC3842A est définie par la loi suivante : $f = \frac{1.72}{R_T \times C_T}$

Nous déduisons donc $C_T = \frac{1.72}{R_T \times f} = \frac{1.72}{13k\Omega \times 6kHz} = 22 \text{ nf}$

3.5. Calcul des composants du Driver IR2133 :

Le IR2133 est un circuit intégré capable de piloter et de protéger les transistors MOSFET du pont H. En effet, lors de la commutation des transistors supérieurs du pont H (high side, T_{HS1} et T_{HS2}), le potentiel de la source est amené à une haute tension V_d , ce qui exige du driver de fournir aux gates de ces transistors une tension supérieure à V_d , donc supérieure à 300V. Ceci est effectué grâce à un condensateur de bootstrap qui se charge au moment où le transistor du niveau bas (LS: low side) est fermé, à travers la diode de bootstrap et à travers la tension d'alimentation V_C du circuit intégré et se décharge sur le gate du transistor HS, au moment où celui-ci est commandé en fermeture. En plus de la capacité du driver de pouvoir fournir la charge nécessaire aux gates des transistors, celui-ci introduit un temps mort de l'ordre de 700ns entre la commutation de deux transistors du même bras Side1 ou Side2, ce qui évitera les courts circuits de l'alimentation V_d au moment de la commutation des transistors. Le driver présente trois canaux de sortie séparés prévus pour la commande et la gestion des transistors de niveau supérieur d'une application triphasé et de 3 sorties (Lo1, Lo2 et Lo3) prévues pour la gestion des transistors de niveau bas. Dans notre cas nous n'utiliserons que deux canaux de niveau haut l'un pour la commande du transistor T_{HS1} et l'autre pour la commande du transistor T_{HS2} et 2 sorties Lo pour la commande des transistors de niveau bas T_{LS1} et T_{LS2} . Chaque canal de sortie est constitué d'une entrée de boot V_{Bi} ($i=1, 2$ ou 3) et d'une entrée V_{Si} ($i=1, 2$ ou 3), de manière à ce que lorsqu'on place un condensateur entre l'entrée de Boot et l'entrée VS qui est reliée aux sources des transistors de niveau haut, le condensateur se charge à travers le transistor du niveau inférieur lorsque le transistor du niveau élevé est bloqué. Cette charge du condensateur Bootstrap, qui se fait à travers l'alimentation V_{CC} et la diode de Boot, permet alors d'avoir au niveau de l'entrée de Boot une tension toujours supérieure à la tension de la source du transistor de niveau élevé, même lorsque celui-ci est conducteur et est donc à un potentiel élevé de 300V. C'est grâce à ce principe, que le condensateur se déchargera à

travers un étage de puissance du driver et fournit le courant de décharge nécessaire au gate du transistor.

3.5.1. Calcul du circuit de protection contre les courts circuits :

Le driver est également caractérisé par un circuit de protection qui protège les Mosfet de puissance contre des intensités de courants trop élevées et ceci en mettant à bas ses sorties. Ce circuit est constitué par les résistances R_{23} , R_{24} , R_{25} et l'entrée I_{trip} . Ce circuit est prévu pour bloquer les transistors du pont H, au cas où ceux-ci sont parcourus par un courant trop intense. En tenant compte du pic de courant maximal dans le fonctionnement de l'onduleur avec une charge nominale, nous devons définir un courant au-delà duquel les sorties du IR2133 seront temporairement off. La tension aux bornes de la résistance de shunt R_{25} est utilisée pour délivrer une tension I_{trip} qui dès le moment où elle dépasse la valeur maximale de 0,67Volt (voir datasheet) met à bas les sorties de commandes des transistors et signale, à travers la luminosité d'une led reliée à la sortie fault, un courant trop excessif. Les résistances R_{23} et R_{24} constituent un diviseur de tension, dont la tension délivrée I_{trip} doit dépasser 0,67 volt dès lors que le courant dépasse le courant de faute défini. Les valeurs de ces résistances doivent donc être très grandes par rapport à la résistance de shunt et doivent être telles que I_{trip} soit égal à 0,67V. En ce qui concerne la valeur de la résistance de shunt, sa valeur doit être telle que $I_{faute}R_{25}$ soit supérieur ou égal à 0,67V, donc $R_{25} \geq \frac{0,67}{I_{faute}}$. Pour l'évaluation du courant de faute, nous ne devons pas considérer les courants moyens que nous avons évalués dans la section 3.5, mais plutôt la valeur maximale que l'on pourrait avoir au niveau de la charge nominale de 1500W avec un facteur de puissance de 0.8. En consultant la figure 3.11 que l'on a obtenue par une simulation avec PSIM d'un onduleur monophasé pont H ayant une charge inductive de facteur de puissance 0,8, nous pouvons voir que le courant maximal est de 12A. Dans ce cas, le courant de décharge qui se fait à travers la diode D_{LS1} par exemple, sera aussi de 12A, ce qui nous donnera un courant I_{Rmax} bien plus grand que celui que nous avons évalué pour l'estimation du radiateur nécessaire. En considérant l'équation 3.11 et la discussion que l'on a fait à propos du Q_{rr} , on peut calculer :

$$Q_{rr} = Q_{rrdatasheet} \frac{I_{Fmax}}{I_{datasheet}} = 4.7 \frac{12}{16} = 3,5\mu C \text{ et donc } I_{Rmax} = \sqrt{2Q_{rr} \frac{di}{dt}} = 30A$$

Ce qui nous donne donc un courant de drain maximal $I_{Dmax} = 42A$ inférieur au courant I_{dmax} que peut supporter le transistor et qui est de 64 A (voir datasheet).

La résistance de shunt R_{25} doit donc être choisie de manière à ce que :

$$R_{25} \geq \frac{0,67}{I_{faute}} = 0.016\Omega$$

Nous disposons d'une résistance de shunt de $0,1\Omega$ et de puissance 20W. Pour évaluer la puissance dissipée dans la résistance de shunt, nous devons bien sûr considérer le courant moyen efficace dans la charge qui est 8.5A, ce qui nous donne une puissance dissipée dans la résistance de shunt de :

$$P_{shunt} = R_{shunt} \times I_{Rms}^2 = 0.1 \times 8.5^2 = 7.25W$$

Le diviseur de tension constitué par la résistance R_{23} et R_{24} est donc tel que :

$$\frac{R_{23}}{R_{23}+R_{24}} V_{suntmax} = I_{tripmax} = 0.64V, \text{ ce qui nous donne } \frac{R_{23}}{R_{23}+R_{24}} = \frac{0.64}{0.1 \times 42} = 0.15$$

En choisissant $R_{24} = 100K\Omega$, on trouve donc $R_{23} = \frac{0.15}{1-0.15} 100K\Omega = 17K\Omega$

3.5.2. Calcul de la capacité et de la diode de Bootstrap (C9/C10) :

Les condensateurs de Bootstrap doivent être calculés de manière à pouvoir fournir le double de la charge totale Q_g requise par le gate du transistor.

$$\text{Nous avons } Q_{C9} = Q_{C10} = 2Q_g + \frac{I_{CBS(fuite)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{gmax}}{f}$$

La charge emmagasinée dans le condensateur de bootstrap étant proportionnelle à la tension qui est à ses bornes, donc $V_{cc} - V_F - V_{LS}$ où V_{LS} est la tension du transistor low side lorsque celui-ci est conducteur.

La tension aux bornes de la capacité C_9 , ne doit cependant jamais descendre au-dessous d'une valeur minimale V_{min} . La charge de la capacité C_9 doit donc être telle que $Q_{C9} > C_9 \times (V_{CC} - V_F - V_S - V_{min})$. Dans la pratique, cependant, afin d'éviter une ondulation de tension qui peut amener la tension aux bornes du condensateur au-dessous de V_{BSUV} (under lock V_{BS} voltage)(la tension au-dessous de laquelle l'application du boost s'arrête), on conseille dans la pratique de prendre une valeur double:

Nous avons donc :

$$C_9 = C_{10} > \frac{2(2Q_g + \frac{I_{CBS}(fuite)}{f}) + Q_{LS} + \frac{I_{gmax}}{f}}{V_{CC} - V_F - V_{LS} - V_{min}}$$

avec:

$Q_g = 150 \text{ nc}$ (voir datasheet de IRFP350)

$I_{CBS} = 10 \mu\text{A}$ dans le cas de l'utilisation d'un condensateur électrolytique au tantale.

$Q_{LS} = 5 \text{ nc}$ une charge supplémentaire qui doit tenir compte du niveau de la tension maximale appliquée au bras du convertisseur

$I_{gmax} = 0.2 \text{ A}$

$V_F = V_{LS} = 0.7 \text{ volts}$ sont respectivement les tensions de seuil la diode de boot et le transistor low side T_{LS}

$V_{min} = 8 \text{ volt}$ donnée dans le datasheet de IR2133 avec le nom (VBSUV-)

$$C_9 = C_{10} > \frac{2(2 \times 150 \text{ n} + \frac{10 \mu}{6 \text{ khz}} + 5 \text{ n} + \frac{0.2}{6 \text{ khz}})}{18 - 0.7 - 0.7 - 8} = 7.75 \mu\text{F}$$

On prend deux condensateurs au tantale C_9 et C_{10} égales à $10 \mu\text{F}$

3.5.3. Les condensateurs (C7 / C8) :

C_7 est un condensateur de découplage BF qui se décharge sur les gates des transistors de niveau bas et sur les condensateurs de bootstrap que nous venons de calculer. En plus d'assurer l'alimentation des étages de contrôle du IR2133, leurs valeurs doit donc être beaucoup plus grande que celle des Bootstrap, on prendra donc :

$$C_7 = 15 \times C_{boot} = 150 \mu\text{F}$$

C_8 , par contre, est un condensateur de découplage HF qui limite les perturbations de la tension d'alimentation vis-à-vis des bruits de courant que les étages numériques internes introduisent dans leurs commutation. En général, on donne à ce condensateur une valeur de 100 nF .

3.5.4. Choix de la diode de boot :

La diode de Boot permet de charger le condensateur de Boot, lorsque le transistor bas du bras T_{LS} est à l'état On. Dans ce cas, S_1 ou S_2 sont à leur potentiel le plus bas V_{LS} =-tension de seuil de la diode de corps polarisée en directe = -0,85V (voir Datasheet).

Au moment de la commutation, cependant, en supposant que l'inductance parasite du circuit imprimé est plus élevée à la valeur prévue et en supposant une transitoire maximale de 5V, la diode de boot doit pouvoir supporter un courant égal à $\frac{V_{CC}+5}{R_{drive}} = \frac{23}{90} = 250mA$. Par contre, lorsque le transistor T_{HS} est à l'état On, la diode devra pouvoir bloquer une tension supérieure à 300V.

On choisira donc une diode ultrasoft recovery (MUR820) (pour éviter les effets désastreux du temps de recouvrement inverse) qui possède le minimum de temps de recouvrement inverse qui peut supporter une tension de 400V et un courant direct supérieur à 0,25A.

3.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement de l'onduleur ainsi que le principe du contrôle MLI unipolaire. Nous avons par la suite étudié les temps de commutation des transistors de puissance et évalué les courants moyens de commutation des courants de drains ainsi que les courants circulant dans les diodes de corps et cela pour la charge extrême de 1500W avec un facteur de puissance de 0.8, ce qui nous a permis de calculer les radiateurs nécessaires des transistors. Nous avons par la suite calculé le circuit de contrôle MLI et enfin le driver IR2133 ainsi que le circuit de protection du pont H. Bien que le fonctionnement du circuit de contrôle MLI a été validée par la simulation ainsi que par la réalisation, nous nous sommes rendus compte, bien après la réalisation du montage sur circuit imprimé, que ce circuit aurait pu être facilement réalisé par deux circuits SGS3525A qui font la comparaison directe entre le signal triangulaire et le signal de contrôle et auraient pu nous éviter le fastidieux circuit d'adaptation étudié dans la section 3.4.1., ainsi que le circuit 74C04 que nous avons utilisé.

Chapitre 4 : Réalisation pratique

4.1. Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons discuté des explications et des calculs nécessaires pour nous permettre de passer à la phase pratique dans le quatrième et dernier chapitre.

Dans ce chapitre, nous tenterons d'arriver aux résultats fixés par notre cahier de charge et nous tenterons d'exposer les mesures et les performances de notre réalisation.

4.2. Conception des circuits imprimés :

Pour la réalisation des circuits imprimés, des nombreux outils et logiciels sont disponibles, tels que Multisim, EasyEDA, Alitium Design, Proteus, OrCAD et EAGLE. Ces programmes sont largement utilisés pour la simulation des circuits ainsi que pour la conception des circuits imprimés. Dans ce projet, nous avons conçu notre PCB en utilisant Proteus car, parmi les versions freeware, il donne plus d'espace pour les plaquettes.

4.2.1. L'achèvement du circuit imprimé :

Après l'achat et la collecte des composants nécessaires pour réaliser les circuits que nous avons déjà calculés dans les **chapitre2** et **chapitre3**, nous avons testé précédemment le fonctionnement des nos circuits, principalement, le convertisseur boost ainsi que la carte de contrôle MLI sur une plaque d'essais et nous avons ajusté et fait les modifications nécessaires. Le circuit imprimé a été divisé en trois parties pour éviter la complexité des PCB, d'une part et pour pouvoir assurer une bonne conception de la masse et éviter les problèmes de diaphonie.

Le logiciel Proteus nous permet de choisir de travailler sur une carte simple ou double face selon nos souhaits. Nous avons choisi des cartes simples face pour la réalisation des deux premières parties, soit le convertisseur Boost et la carte de contrôle MLI et double face pour la réalisation du pont H et de son driver. Si ce choix de la division est évident pour le convertisseur Boost, dont la fonction n'est que d'assurer la forte tension d'alimentation pour le pont H, le fait de séparer la carte de contrôle MLI unipolaire de la carte de puissance du

Le pont H est moins évident et exige une explication. Comme nous avons vu dans le **chapitre 3**, les longueurs des pistes du circuit imprimé, respectivement, entre les pins VS du driver et les pastilles de connexion des sources des transistors du niveau supérieur du pont H et entre le pin COM du driver et les sources des transistors du niveau inférieur du pont H sont cruciales dans un fonctionnement sécuritaire du pont H, ce qui exige que le driver doit être impérativement à proximité des transistors et qu'une grande surface soit allouée à la masse COM et également aux lignes VS1 et VS2 reliées aux pins du driver, afin de minimiser au maximum leurs inductances parasites comme cela a été bien expliqué dans le **chapitre 3**. En ce qui concerne le circuit de contrôle, le problème est très différent. En effet, dans le cas du circuit de contrôle MLI, cette proximité n'est pas exigée car la fréquence de commutation est assez basse (6Khz), et par conséquent le circuit ne sera pas sujet à des oscillations des lignes qui exigeraient une diminution de la longueur des pistes de connexion et par conséquent le circuit peut être éloigné du circuit de puissance, à condition d'assurer une forte connexion avec des câbles entre la masse du circuit de contrôle VSS et la pin VSS du driver.

Les étapes de base permettant la conception et la création du circuit imprimé sont les suivantes :

- saisir le schéma structurel à l'aide du logiciel **ISIS** : nous apportons les composants de base du circuit de la bibliothèque d'**ISIS** pour reproduire le circuit. Si le composant ne trouve pas dans la bibliothèque, nous créons un package dans **ISIS** et un package dans **ARES** conformément à la dimension réelle de notre composant.
- ajouter des bords : il faudra ajouter des bords pour relier les entrées, les sorties et le transformateur.
- Exporter le schéma vers **ARES** : Après le lancement d'**ARES**, on place les composants puis on trace les contours de la carte.
- Choisir le type de la carte (simple face ou double face) et faire le routage des pistes qui peut être effectué manuellement ou automatiquement.
- Utiliser une largeur suffisante des pistes conformément au courant qui les traverse et ajoute la surface résiduelle de la carte à la surface de la masse.
- Impression d'un circuit sur un papier transparent.
- fabrication de la carte imprimée.

- Vérifier les circuits : Isolement entre les pistes et règles de connectivité.
- Pointer et perforer les points de montage et de soudure.
- Monter et souder les composants électroniques sur la plaquette.

a) Réalisation de la carte du boost push-pull :

Le schéma présent dans la **figure 4.1** contient le schéma électrique du convertisseur DC/DC Boost qui convertit la tension générée par la batterie de 24 volts à 310 volts à la sortie.

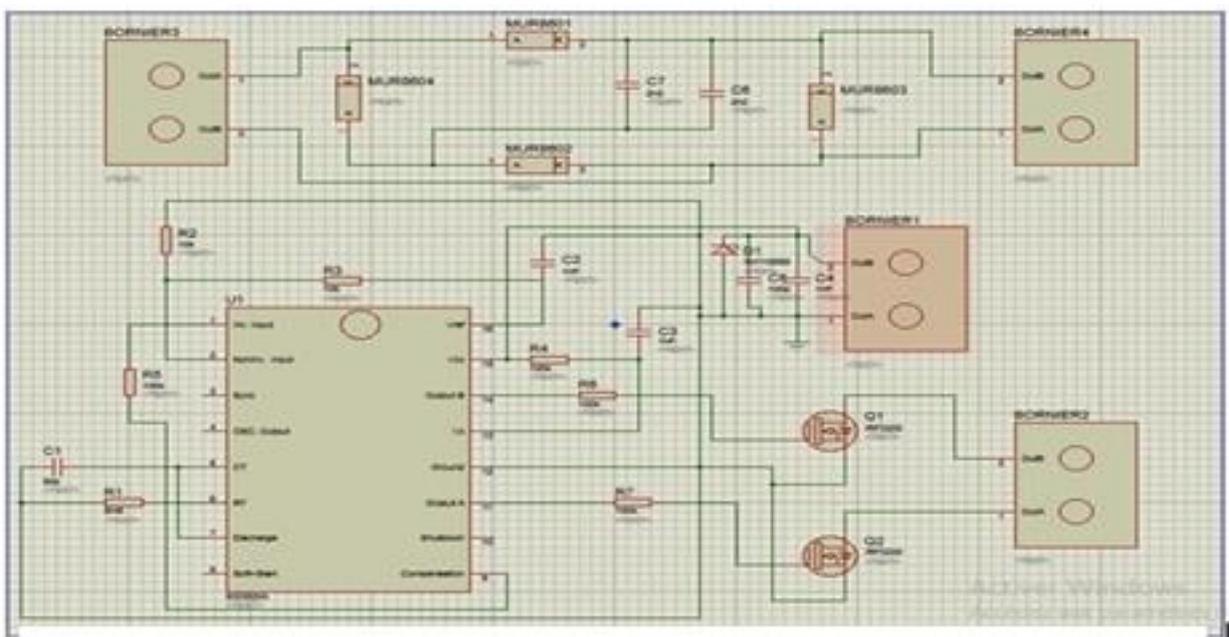


Figure 4.1 : schéma électrique du convertisseur boost sous ISIS-Proteus.

Le programme propose une disposition pour placer les composants avec la possibilité de les déplacer selon les besoins et en tenant compte du contact avec des circuits externes. La **figure 4.2** montre le schéma après édition du PCB.

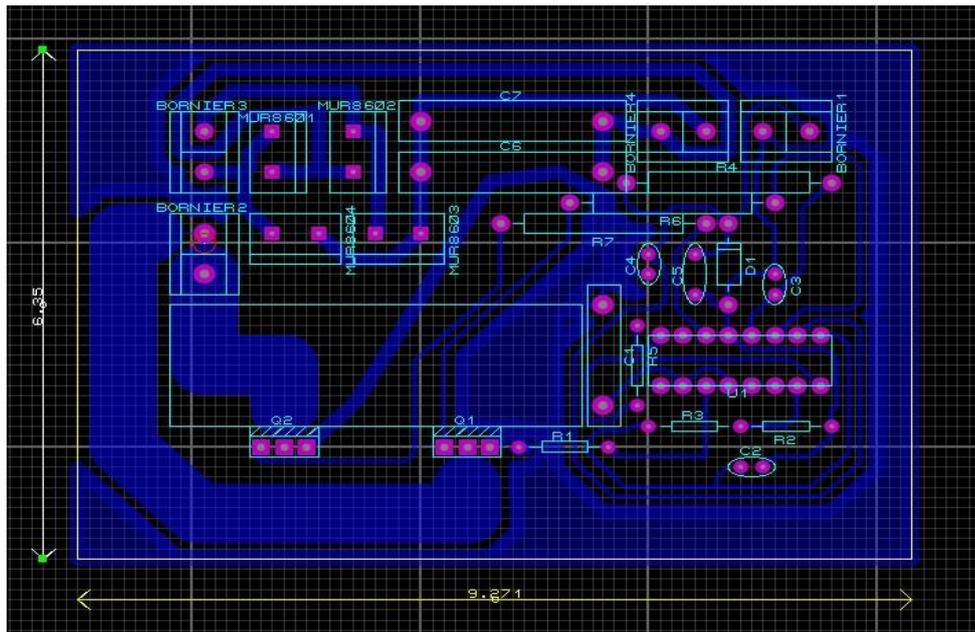


Figure 4.2 : Schéma du PCB du convertisseur boost.

Après avoir préparé le circuit imprimé, nous aurons deux côtés l'un pour les composants et l'autre pour cuivre **figure4.3**. Nous devons tester les continuités entre les éléments de ce circuit pour s'assurer que tout va bien. Lors du soudage, l'utilisation d'étain doit être minimisée afin de ne pas provoquer des problèmes de court-circuit.

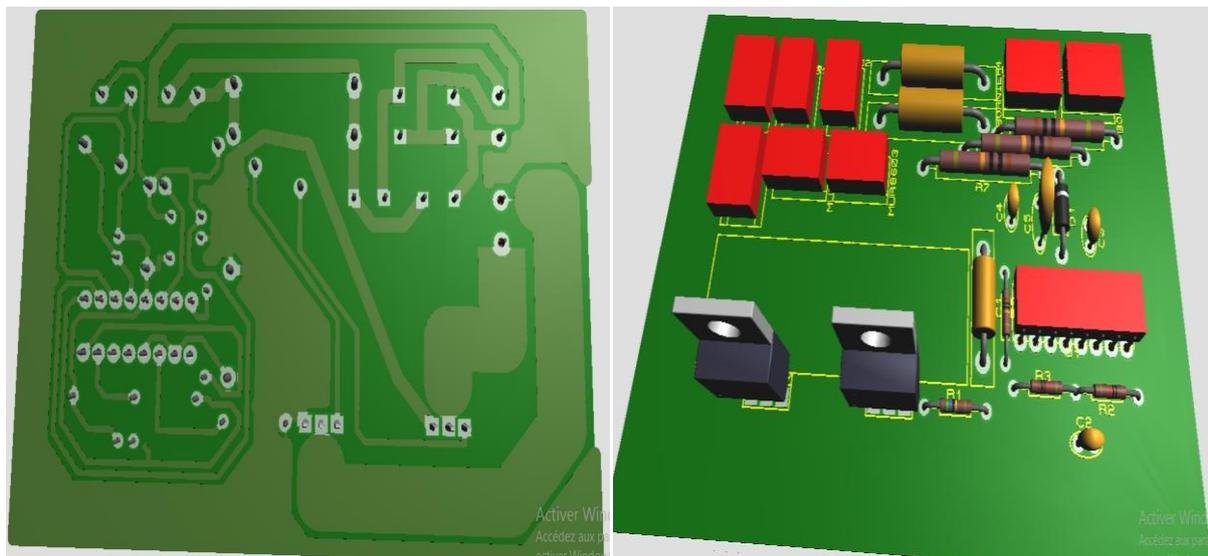


Figure 4.3 : La visualisation en 3D de le coté cuivre et composants de notre carte imprimé de boost.

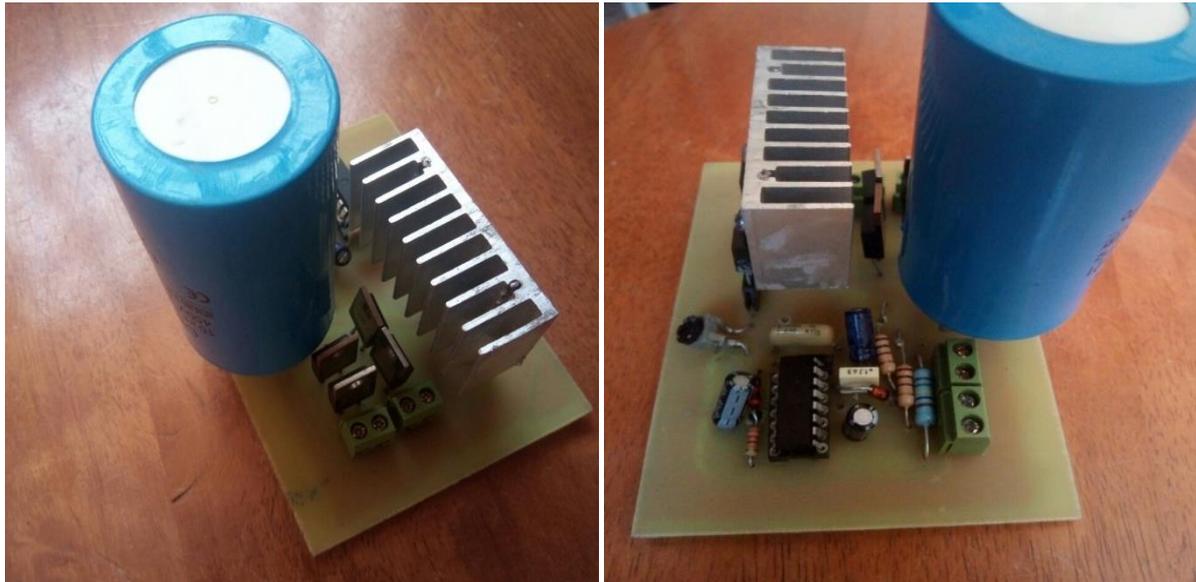


Figure 4.4 : La carte électronique de circuit boost complété.

b) Réalisation de la carte de Contrôle MLI :

La deuxième partie est constituée du contrôle MLI unipolaire avec les 2 circuits intégrés UC3842A qui n'est pas disponibles dans la bibliothèque de Proteus. Donc, nous devons créer un composant similaire en termes de taille et de forme. La **figure 4.5** montre le schéma électrique de contrôle MLI avec ISIS-Proteus.

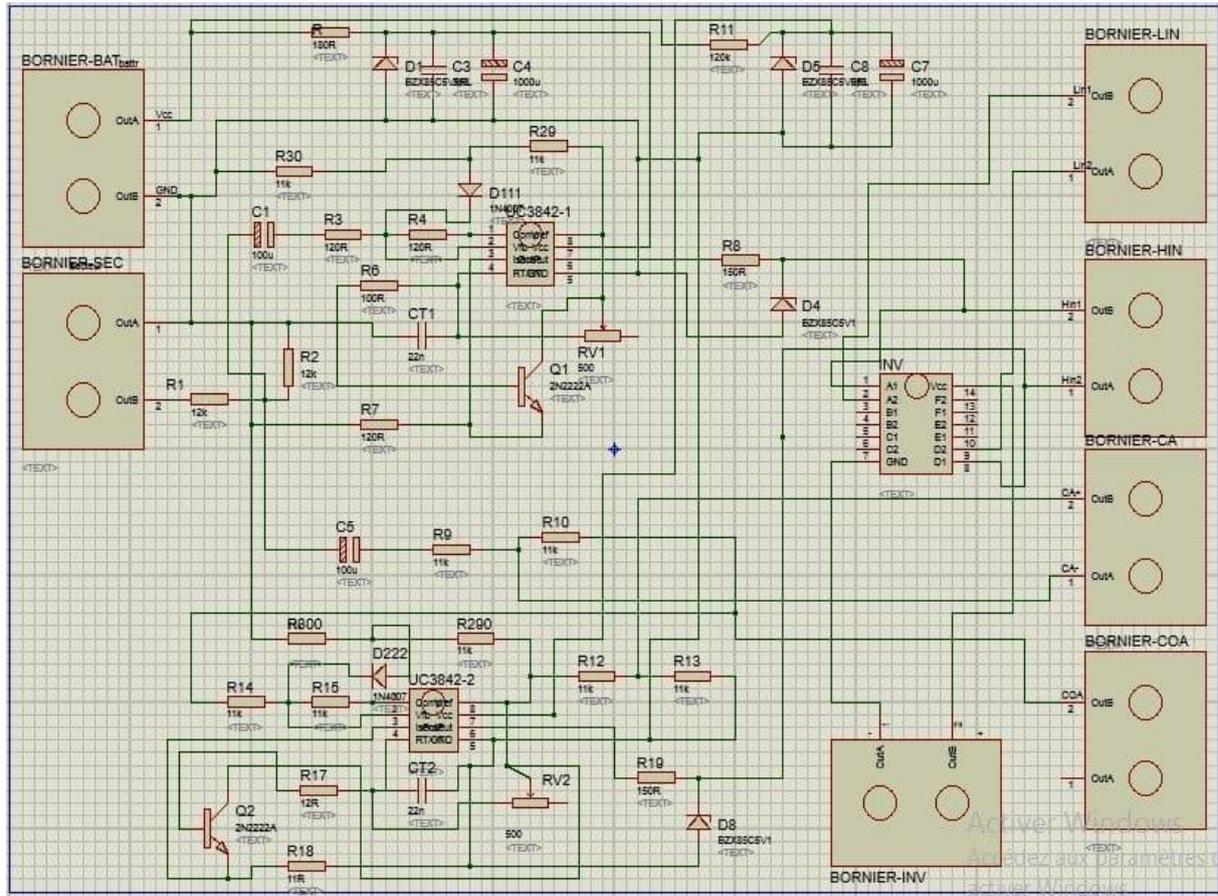


Figure 4.5 : schéma synoptique de contrôle MLI avec Proteus.

La figure 4.6 montre que cette carte a l'air plus complexe que la première carte à contenir un grand nombre de composants et c'est ce qui nous sépare du circuit de pont H, avec l'ajout des bornier pour connecter la carte de contrôle MLI avec le pont H.

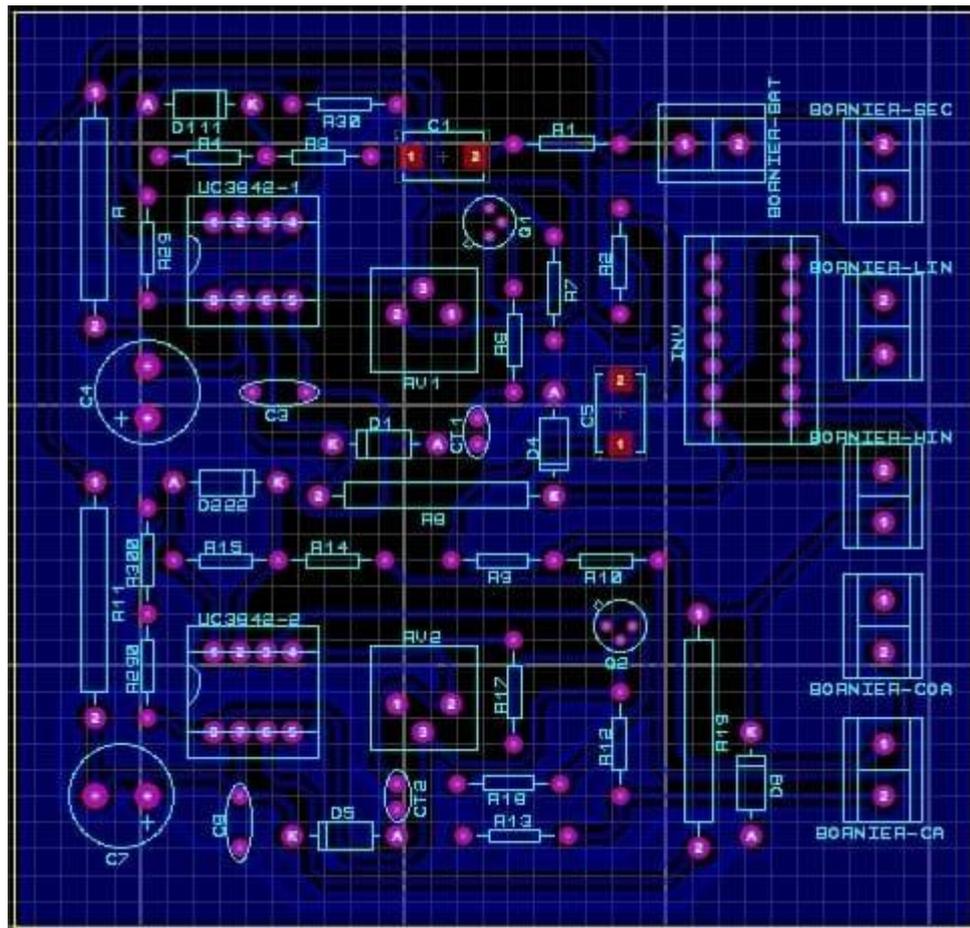


Figure 4.6 : Disposition du PCB de la carte de contrôle MLI.

Nous aurons deux côtés l'un pour les composants et l'autre pour la face cuivrée comme l'illustre la **figure 4.7**. Comme dans la partie précédente Nous devons tester les continuités entre les éléments de ce circuit pour s'assurer que tout va bien. Lors du soudage, l'utilisation d'étain doit être minimisée afin de ne pas rencontrer de problèmes de court-circuit.

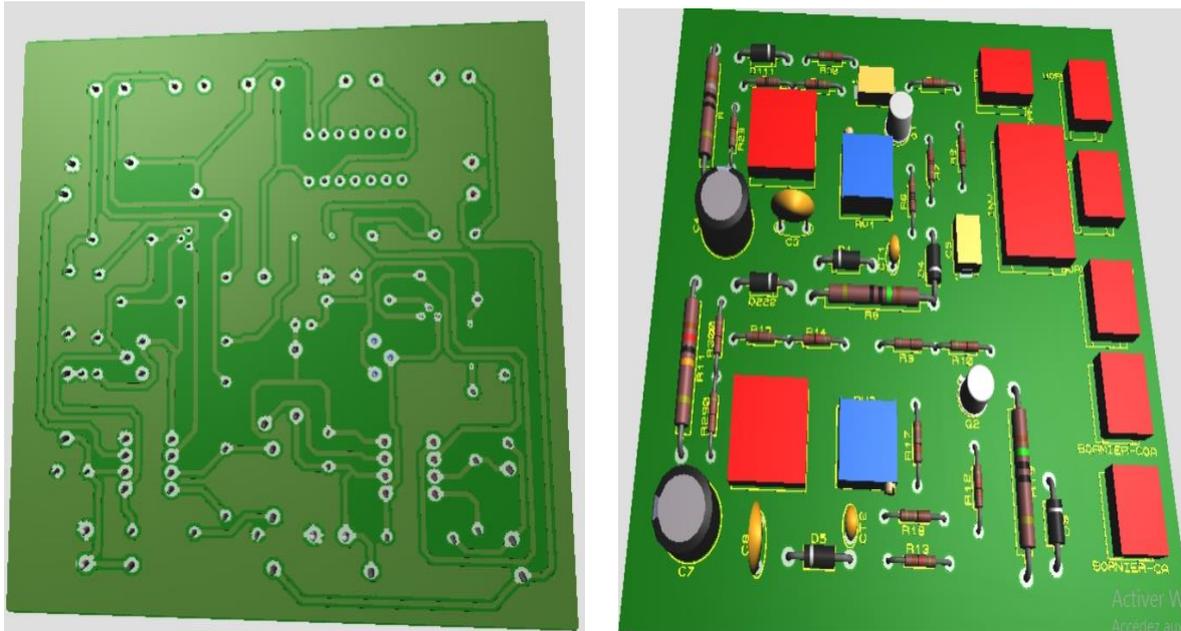


Figure 4.7 : La visualisation en 3D de le coté cuivre et le coté composant de la carte imprimée de contrôle MLI.

Par l'abondance de composants et des liens qui se chevauchent entre eux et de la mauvaise qualité de la photogravure utilisée qui ne nous permet pas de réduire les distances entre les pistes de connexion et d'avoir la configuration désirée, nous avons du faire plusieurs retouches avant d'obtenir la configuration finale illustrée dans la **figure 4.8**.



Figure 4.8 : La carte électronique de circuit de contrôle MLI complété.

c) Réalisation de la carte du pont H :

La troisième carte est constituée du pont H et de son pilote l'IR2133 qui n'existe pas également dans la bibliothèque de Proteus. Par conséquent, nous avons été obligé de générer le package lui correspondant. La **figure 4.9** montre le schéma électrique du pont H.

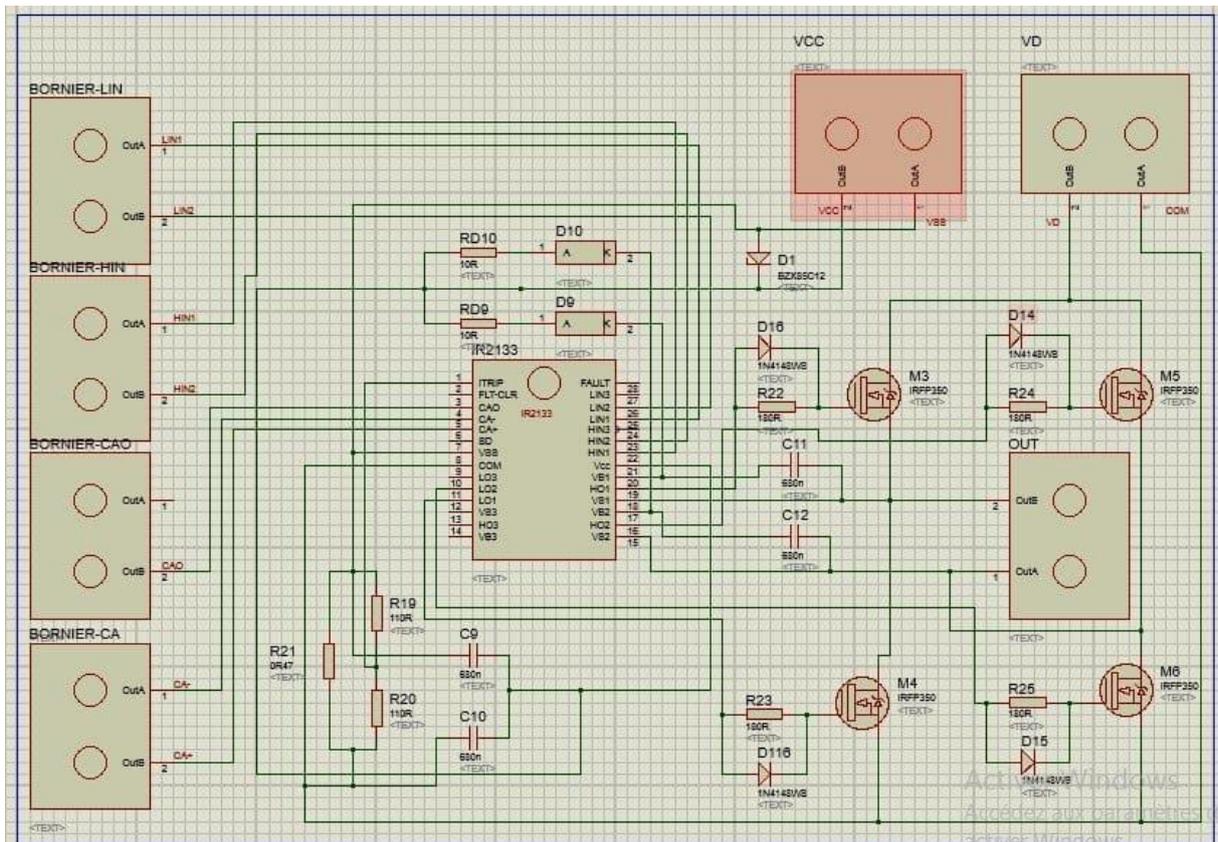


Figure 4.9 : Le schéma synoptique de pont H avec ISIS-Proteus.

La difficulté de la réalisation de cette carte a été accrue par la grande surface des radiateurs des transistors Mosfet et les exigences de proximité entre les transistors et le driver. Le schéma de la carte est illustré dans la **figure 3.10** où la couleur bleue correspond aux connexions de la face cuivrée et celle en rouge à la face composants. En outre, La carte électronique du pont contient des borniers entrées/sorties pour se connecter avec les autres cartes.

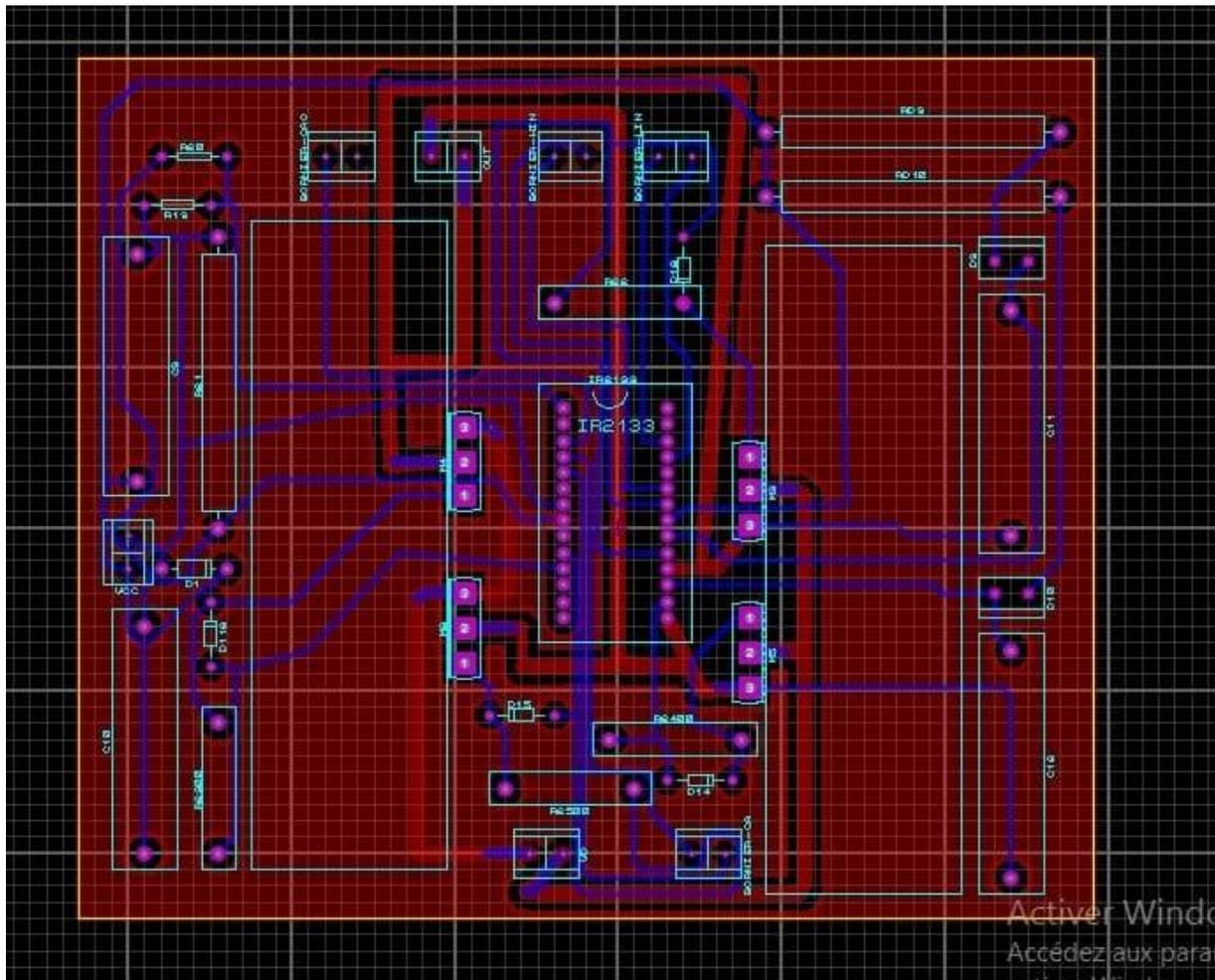


Figure 4.10 : Schéma du PCB du pont H.

Malgré la présence d'une enceinte d'ultra violet prévue pour les circuits double face, le laboratoire de photogravure ne dispose que d'un équipement pour la photogravure des circuits simple face et donc le procédé utilisé ne permet pas de métalliser les trous métallisés assurant les connexions entre la face cuivrée et la face composants qui sont illustrées dans la **figure 4.11**. Cet inconvénient nous a conduits à métalliser de façon manuelle à l'aide d'un brin de fil étamé que l'on soude des deux côtés du circuit imprimé.

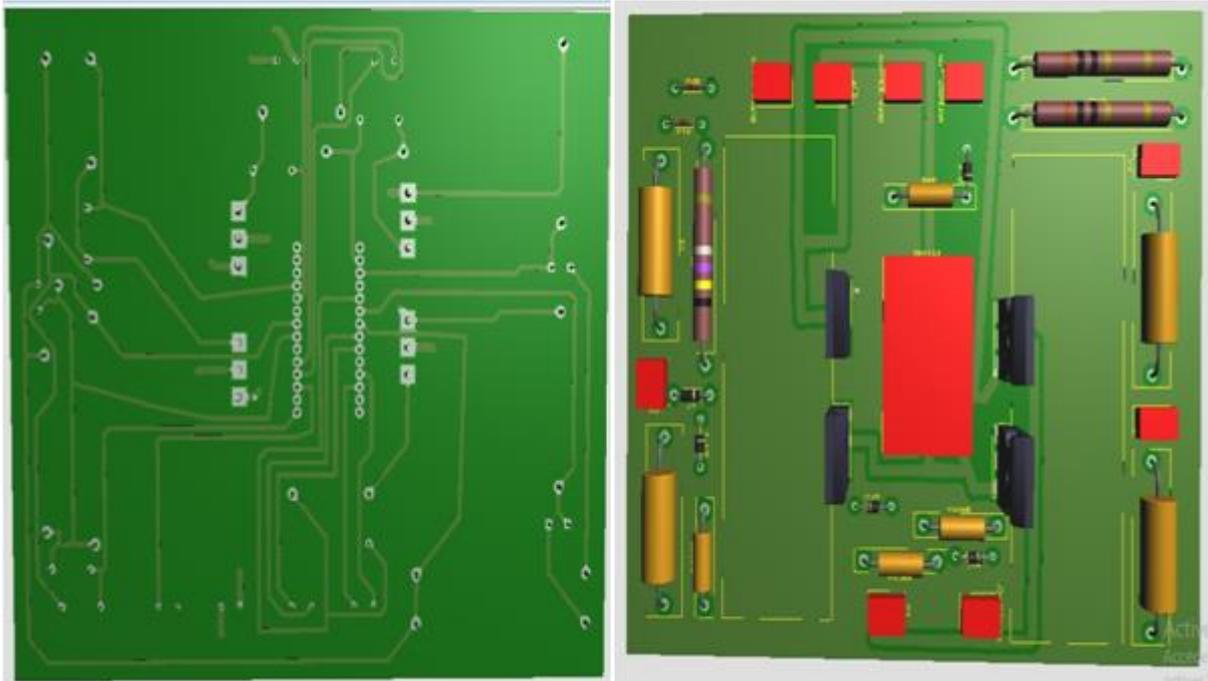


Figure 4.11 : La visualisation en 3d de la face composant et la face cuivrée de la carte du pont H.

La **figure 4.12** illustre la forme finale de la carte du pont après la mise en place des composants la fin du processus de soudage.

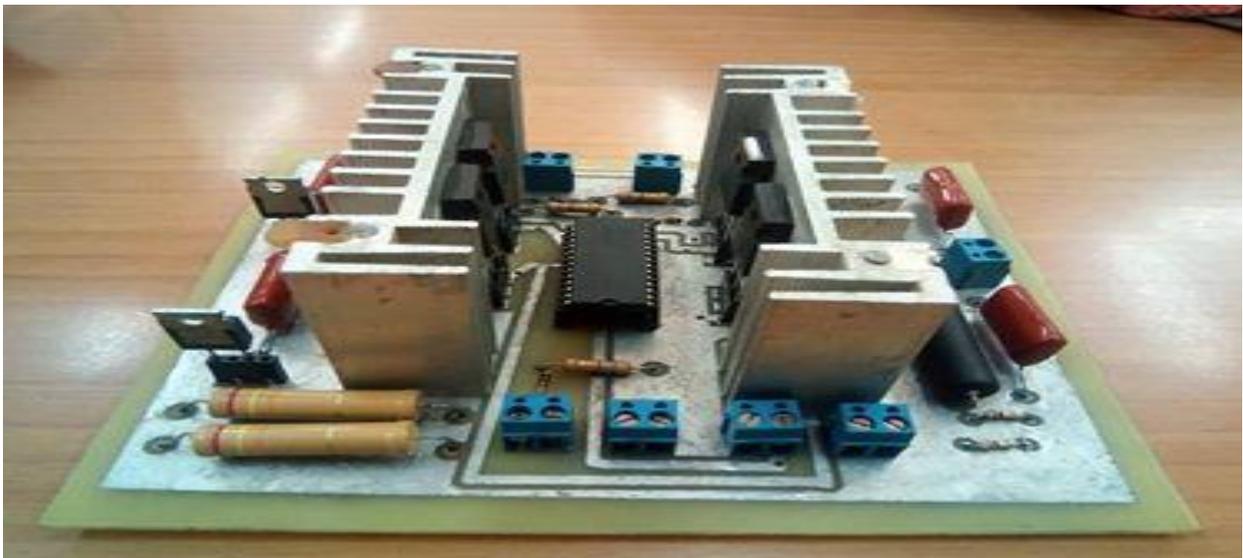


Figure 4.12 : La carte électronique du circuit du pont H complété.

4.3. Réalisation de transformateur :

L'inconvénient le plus grand dans la réalisation pratique du projet a été la difficulté d'obtenir les composants électroniques souhaités et c'est ce qui nous est arrivé, quand nous n'avons pas trouvé le noyau UR100. L'indisponibilité de ce noyau, nous a obligés d'utiliser un noyau de ferrite que l'on a récupéré de transformateurs THT d'anciens téléviseurs. Le noyau utilisé le plus gros est de type UR41/33/14 qui est présenté dans la **figure 4.5**. Ce type de noyaux est probablement obsolète puisqu'on n'a pas retrouvé leurs traces dans les datasheets et donc nous avons, de façon arbitraire, supposé que leur matériau est à base de C381. Nous avons trouvé que la surface effective du fer et la surface de bobinage comme étant:

$$S'_e = \pi \frac{C^2}{4} = 154mm^2$$

$$S'_b = D \times 2B = 660mm^2 \quad \rightarrow \quad S_e \times S_b = 154mm^2 \times 660mm^2 = 10,16cm^4$$

On remarque que la surface de bobinage est beaucoup plus petite que celle du noyau UR100, d'où nous déduisons que si on garde les mêmes conditions (l'induction de magnétisation, la fréquence et la densité de courant) la puissance est diminuée à :

$$P'_2 = P_2 \frac{S'_b S'_e}{S_b S_e} = 1500 \frac{10,16}{207} = 73.6W.$$

Nous avons donc augmenté la puissance par l'augmentation de la fréquence et par la réduction du produit surface $S_b S_e$ (voir l'équation 2.10). La fréquence a été choisie de façon à ce que le diamètre de fil (0.8mm) de bobinage, dont nous disposons soit optimal et correspond à 2 fois la profondeur de pénétration du cuivre et nous donne une section optimale de fil de $\frac{\pi}{4} \phi^2$ de $0.5mm^2$.

$$\text{Sachant que } \delta_p = \frac{70}{\sqrt{f}} \text{ , cela implique } f = \frac{70^2}{\delta_p^2} = 4 \times \frac{70^2}{\phi_{opt}^2} = 30.625 \text{ khz}$$

On remplace cette valeur dans l'équation 2.10 et nous obtenons :

$$P_2 = \frac{jf S_b S_e B_{mmax}}{\sqrt{2} K_b} = \frac{3 \times 30625 \times 10,164 \times 0,32AHzcm^4}{\sqrt{2} \times 3} = 704W$$

a) On déduit donc les valeurs de courant efficace :

- Au secondaire : $I_{2eff} = \frac{704}{220} = 3.2 \text{ A}$
- Au primaire : $I_{1eff} = \frac{9,17 \times 3.2}{\sqrt{2}} = 20.75 \text{ A}$

b) Nombre des spires au primaire et au secondaire :

- $n_1 = \frac{V_1}{2fB_{mmax}A_e} = \frac{24}{2 \times 30625 \times 0,32 \times 154 \times 10^{-6}} \cong 8$
- $n_2 = \frac{V_{2max}}{2fB_{mmax}A_e} = \frac{220 \times \sqrt{2}}{2 \times 30625 \times 0,32 \times 154 \times 10^{-6}} = 103$

c) Nombre des brins par spire au secondaire et au primaire :

- Section du fil nécessaire au primaire : $s_1 = \frac{I_{1eff}}{j} = \frac{20.75}{3} = 6,92 \text{ mm}^2$
D'où $n_{b1} = \frac{s_1}{s_{opt}} = \frac{6.92}{0,5} \approx 14$
- Section du fil nécessaire au secondaire : $s_2 = \frac{I_{2Rms}}{j} = \frac{3,2}{3} = 1,07 \text{ mm}^2$
D'où $n_{b2} = \frac{s_2}{s_{opt}} = \frac{1,07}{0,5} \approx 2$

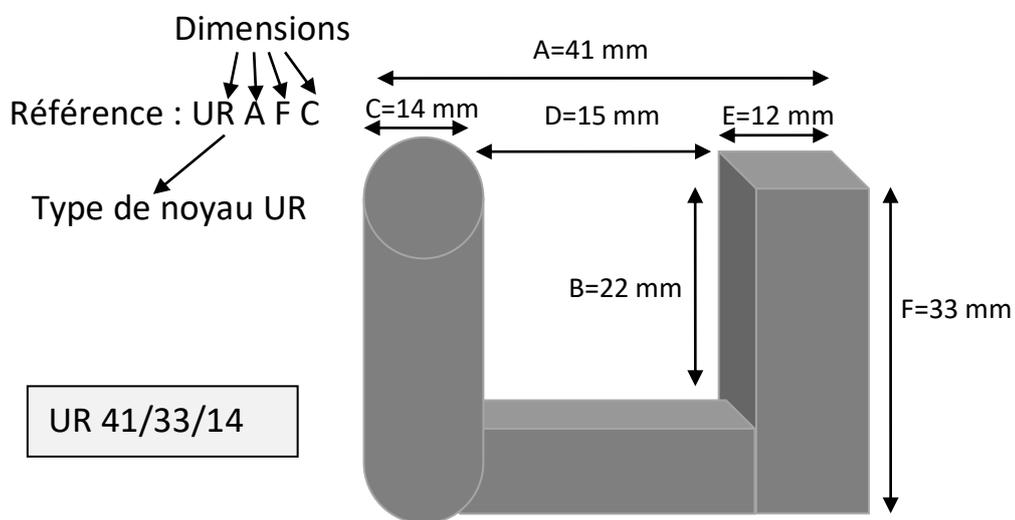


Figure 4.13 : dimensions du noyau UR 41/33/14.



Figure 4.14 : Le transformateur réalisé.

4.4. Mesures et performances du boost type push-pull :

4.4.1. La simulation du boost Push-pull :

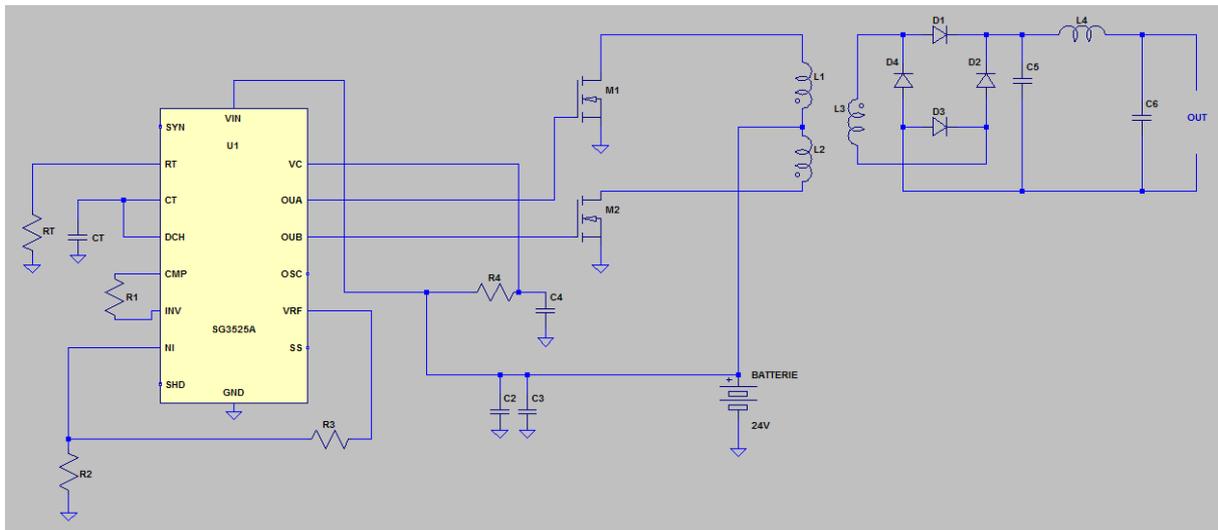


Figure 4.15: Schéma développé du convertisseur Boost type Push Pull.

La simulation a été faite à l'aide du logiciel **LTspice** et le transformateur a été simulé grâce à un transformateur parfait et d'une induction de magnétisation qui tient compte des dimensions et du matériau supposé de C381 de notre noyau (voir figure 2.9). Cela nous a permis de trouver avec les valeurs des composants calculés les signaux suivants :
 -Le signal triangulaire interne disponible au l'entre C_T (pin 5) apparait dans la **figure 4.16**. On

peut voir que la fréquence d'oscillation correspondant à ce signal est de 66 kHz, donc un peu plus du double de la fréquence de commutation fixée à 30,625 kHz.

-Les deux signaux de sortie out A et out B représentés dans la **figure 4.17**, sont de même amplitude maximale de 17.76 volts, de fréquence 33 kHz et sont en opposition de phase, cela signifie que les deux signaux ne peuvent jamais être à l'état haut au même temps. Une analyse des signaux, un peu plus minutieuse, nous montre que les signaux présentent à leurs sommets une variation linéaire qui va approximativement de 14.7V à 16.7V et donc à un ΔV de 2V. Cette variation signifie qu'au moment de la commutation OutA (OutB) et donc de la décharge sur les gates, la tension V_C qui alimente l'étage de puissance et donc fournit la tension de la sortie OutA (OutB), subit une décharge assez rapide et que par la suite, une fois que le transistor est On, la tension V_C aux bornes du condensateur de filtrage commence à augmenter et cette augmentation se répercute évidemment aux sorties OutA et OutB et indiquent que l'ondulation du condensateur de découplage est de 2V, alors que l'on a trouvé théoriquement dans le chapitre 2 que l'ondulation est de 1.4V.

-Dans la **figure 4.18**, nous avons les signaux en sortie du transformateur et dans la **figure 4.19**, on peut observer qu'aux bornes du condensateur de filtrage, nous avons un signal de tension continu de 296 volts et un taux d'ondulation de 0.17 %. Ce dernier résultat est assez petit et nous interpelle (0,17% alors que dans le chapitre 2, nous avons calculé le condensateur de filtrage sur l'hypothèse d'un taux d'ondulation de 10%). La seule explication que nous trouvons est que nous avons exagéré la durée de décharge du condensateur.

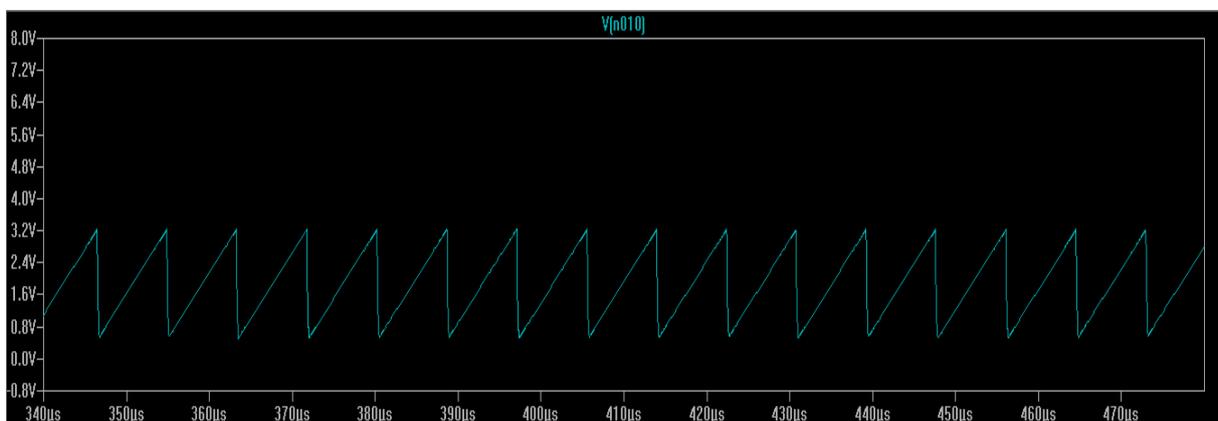


Figure 4.16 : le signal triangulaire interne de SG3525.

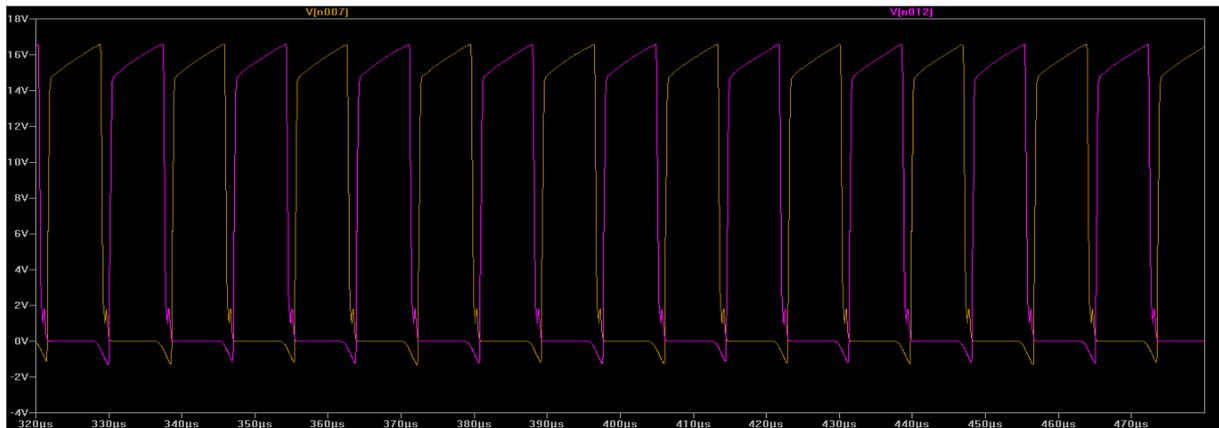


Figure 4.17 : Les signaux de la tension du sortie out A et out B pour le SG3525.

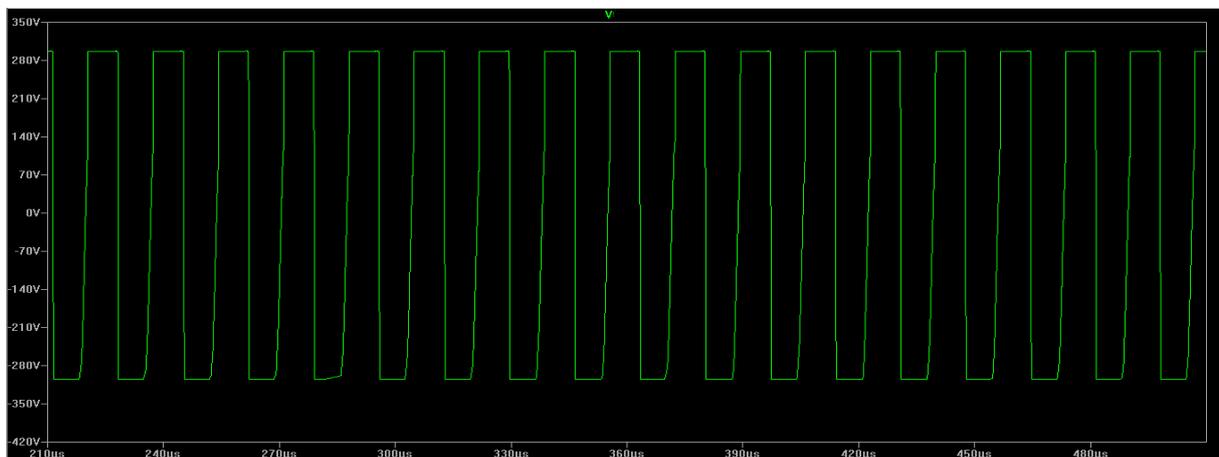


Figure 4.18 : La tension de sortie de transformateur avant le filtrage.

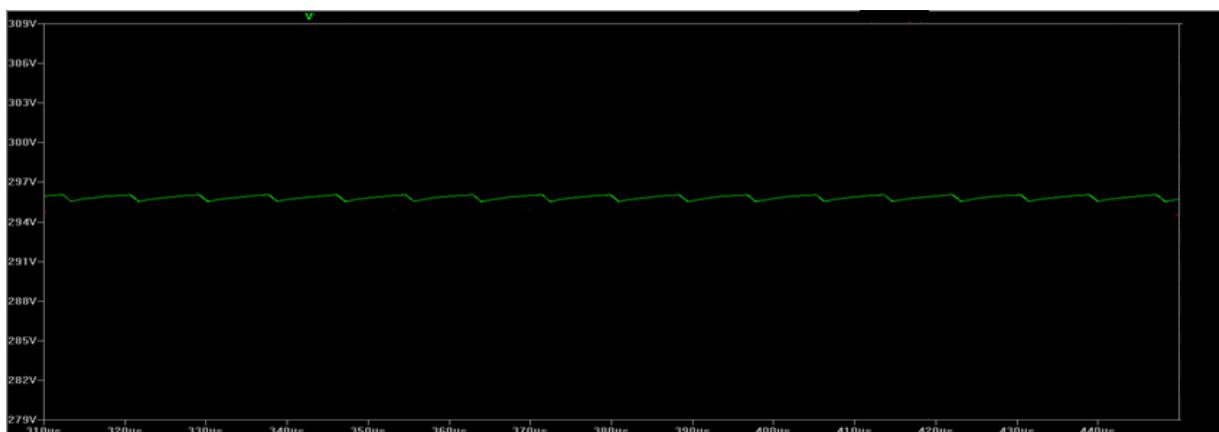


Figure 4.19 : la tension de sortie de transformateur après -le filtrage.

4.4.2. Les résultats pratiques de boost Push-pull :

Le signal triangulaire interne disponible à l'entrée C_T (pin 5) apparaît dans la **figure 2.18**. La fréquence d'oscillation correspondant à ce signal est de 64.52 kHz.

Les deux signaux de sortie out A et out B sont représentés dans la figure 4.19 sont de même amplitude maximale de 16 volts. On remarque que les signaux sont en opposition de phase et donc cela signifie qu'ils ne peuvent jamais être à l'état haut au même temps. La fréquence correspondant aux signaux des sorties out A et out B est de 32.26 KHz.

Le signal d'entrée du transformateur est d'amplitude maximale de 24 volts et à la sortie du transformateur, nous avons mesuré avec le multimètre une tension AC de 220V et aux bornes du condensateur de filtrage la tension devient environ 300V DC.

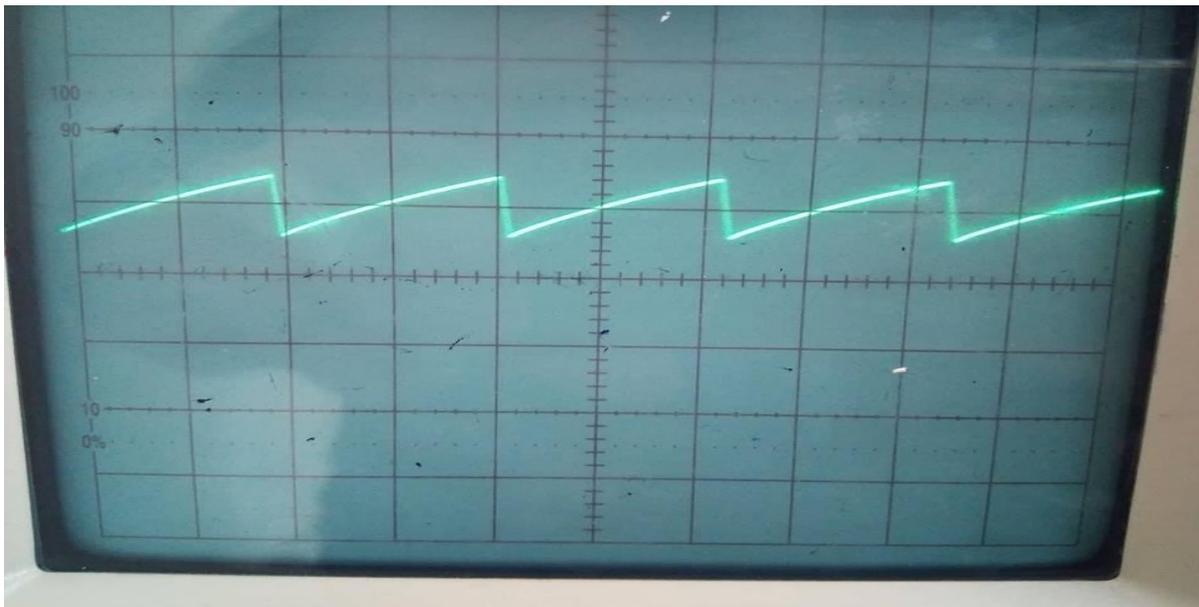


Figure 4.20 : le signal triangulaire résultant en pratique.

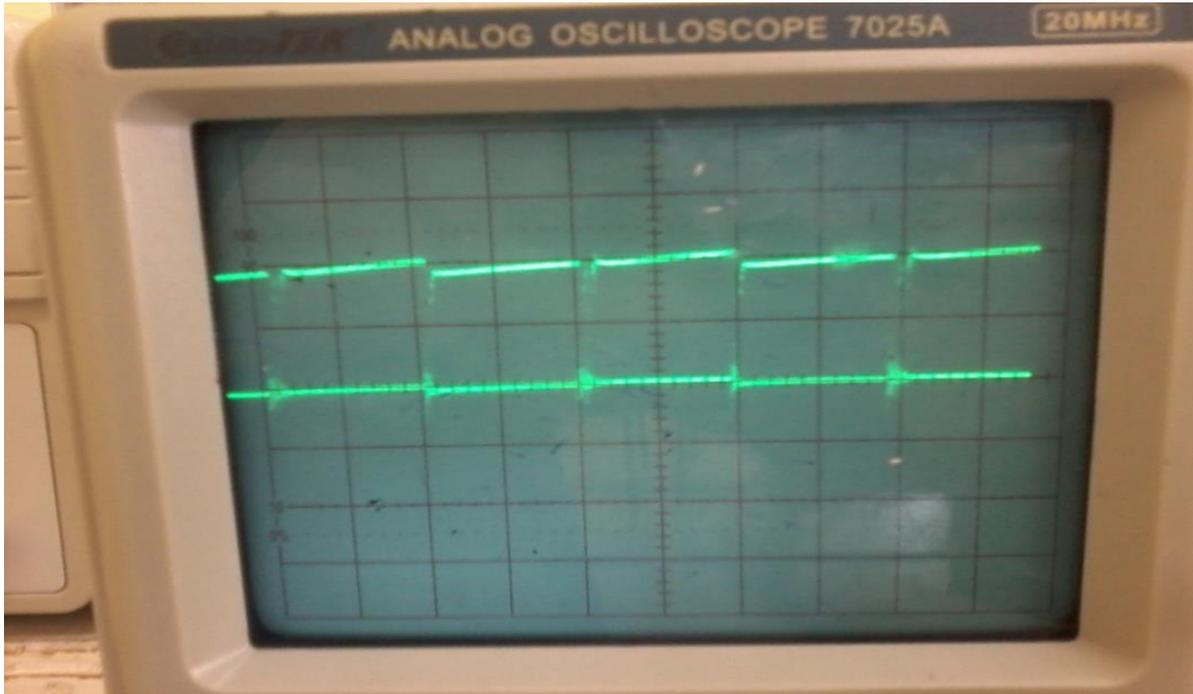


Figure 4.21 : le signale Out A et Out B résultant en pratique.

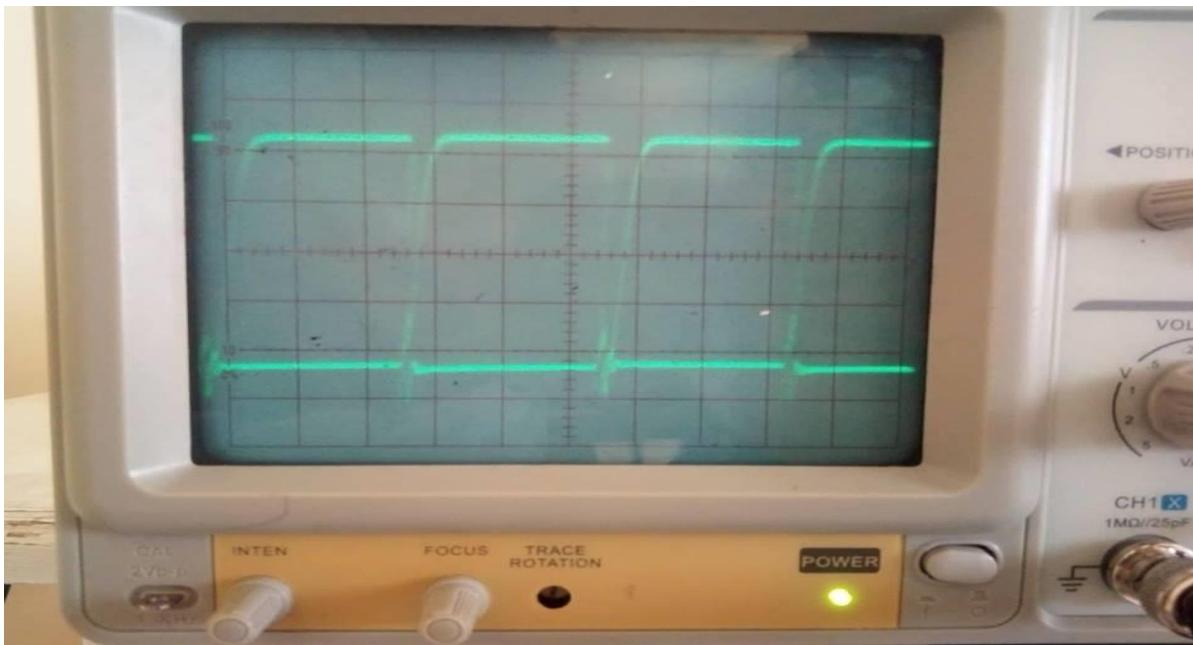


Figure 4.22 : le signal d'entrée du transformateur.

4.5. Mesures et performances de l'onduleur :

4.5.1. Contrôle MLI :

La fréquence de signal triangulaire est de 50 KHz et le rapport cyclique 97%.



Figure 4.23 : le signal triangulaire.

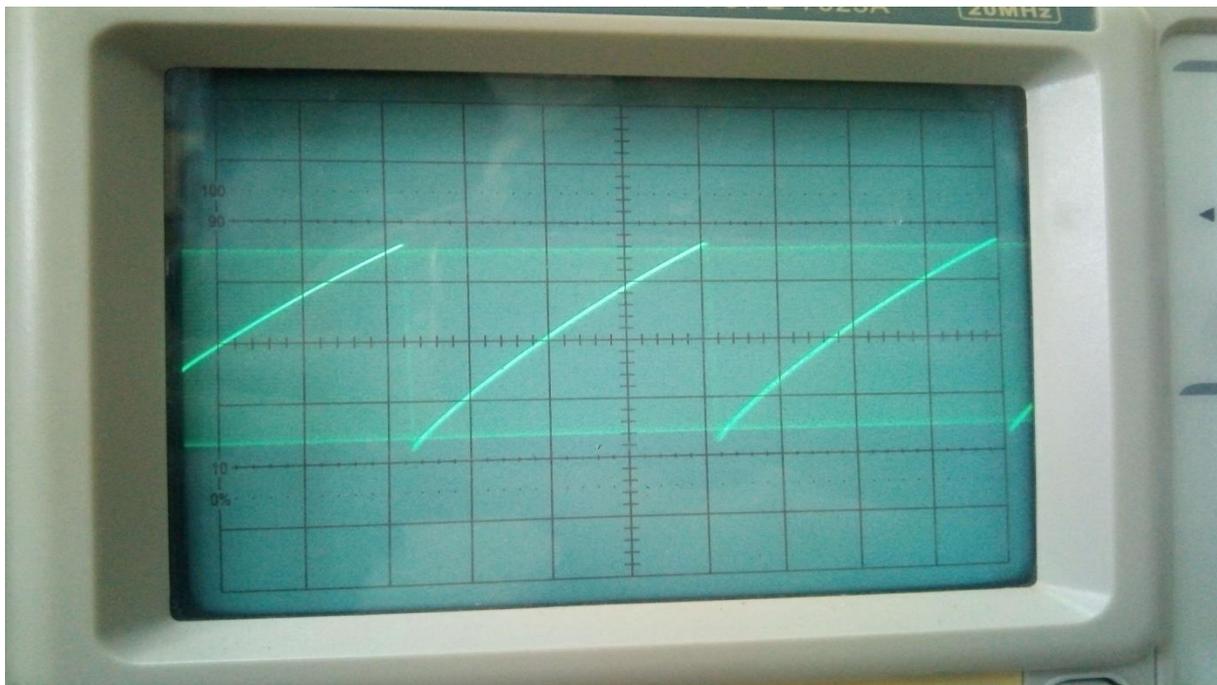


Figure 4.24 : le signale triangulaire et le signale de contrôle, la comparaison.

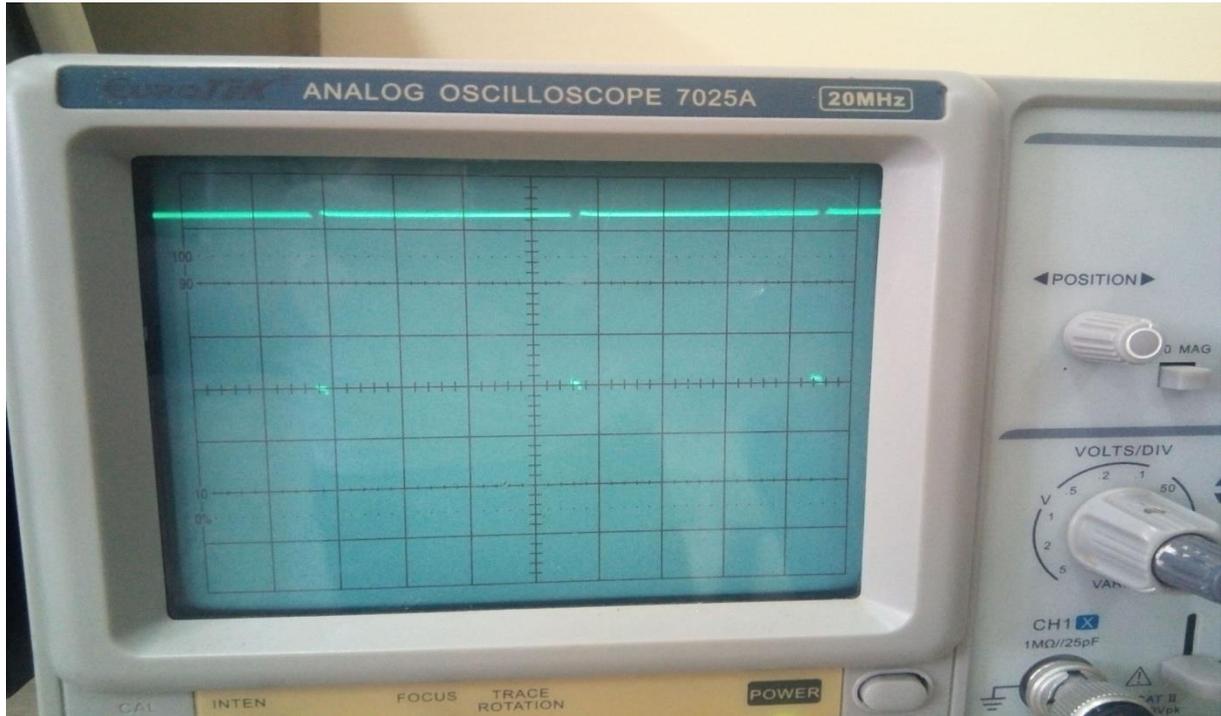


Figure 4.25 : le signale résulte après la comparaison.

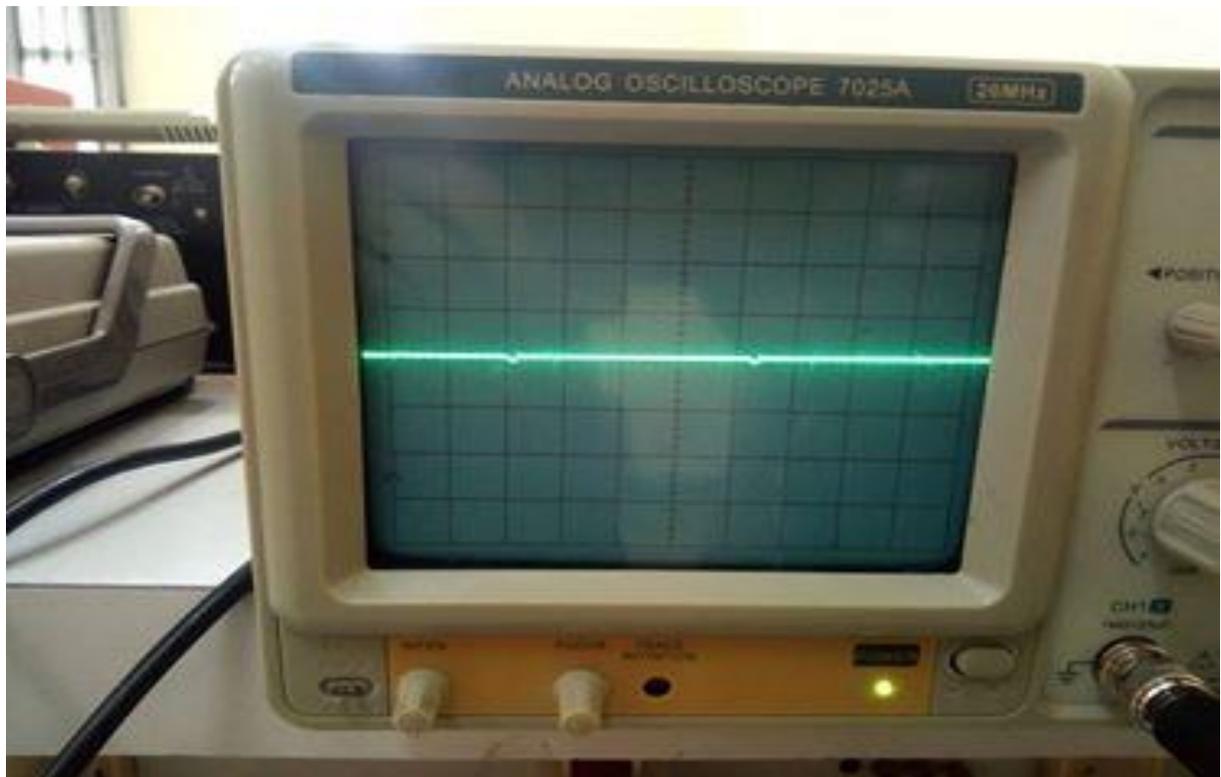


Figure4.26 : le signal de sortie à l'inverseur.

4.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, après avoir montré les principes de base sur lesquels repose la conception des circuits imprimés que nous avons réalisés, nous avons effectué des simulations et finalement réalisé l'onduleur sur lequel on a effectué quelques mesures pour valider notre étude théorique.

Conclusion générale

L'objectif de ce travail a été d'étudier et de concevoir un onduleur solaire d'une puissance de sortie d'environ 1,5 kVA avec une tension d'entrée de 24 VDC et une sortie à onde purement sinusoïdale de 220 VAC à une fréquence de 50 Hz. En utilisant le convertisseur DC/DC boost comme phase de transition pour augmenter la tension d'entrée de 24v à 310v DC pour alimenter le pont H. Nous avons évité l'obligation d'utiliser un transformateur BF élévateur trop encombrant, ce qui nous permet de concevoir des onduleurs de moindre taille et de moindre poids. Bien que le contrôle MLI bipolaire soit beaucoup plus facile à comprendre et à mettre en œuvre, nous avons utilisé le contrôle unipolaire pour diminuer les bruits que génère le contrôle bipolaire. Cela nous a permis également d'approfondir nos connaissances, quant au cheminement complexe du courant dans les transistors et dans leurs diodes de corps. Nous avons développé une méthode dans l'évaluation de la puissance dissipée, que l'on aurait souhaité valider par la simulation et par la réalisation, cependant, nous n'avons pas trouvé dans toutes les bibliothèques des modèles SPICE un modèle qui s'approche de celui du driver IR2133. Ceci nous a conduit à utiliser, dans une première étape pour mieux comprendre les phénomènes de commutation dans les transistors et également valider le fonctionnement de la carte de contrôle MLI unipolaire, d'utiliser dans la simulation 2 drivers LT1158 qui sont limités à une tension de 60V et qui, à l'inverse du IR2133 qui génère des impulsions de courant assez élevées (0.2A et 0.5A pour la transition négative), génèrent un courant constant de 2mA, conduisant donc à des temps de commutation t_{ri} beaucoup plus grand et à un pic de courant beaucoup plus petit que ceux que nous avons développés dans notre étude.

Dans la réalisation du Boost, nous avons également trouvé des difficultés dans la réalisation du transformateur. En effet, nous avons été obligé d'utiliser à la place du noyau de ferrite U100, un noyau de ferrite que l'on a récupéré d'une THT d'un téléviseur et l'utilisation de ce noyau, nous a amené à augmenter la fréquence de commutation des transistors du convertisseur DC/DC boost de type push pull, de manière à ce que la puissance du boost soit de 700W. Nous aurions pu augmenter la puissance à 1500W en utilisant une fréquence beaucoup plus grande, mais cela n'est possible que par l'utilisation de feuilles de cuivre enrobées de vernis que l'on n'a pas trouvé sur le marché (méplat), vu

Conclusion générale

que l'utilisation de grandes fréquences, nous conduit à diminuer fortement le diamètre de fil et donc à augmenter de façon drastique le nombre de brins des enroulements. Enfin dans la réalisation du boost, nous avons décelé un courant de magnétisation beaucoup plus grand que celui escompté. Au départ, nous avons pensé que le problème était du à la qualité du noyau, dont nous n'avons aucune information quant au type de matériau qui le constitue et nous avons donc diminué le rapport cyclique du SGS3525A, afin de diminuer le courant de magnétisation, au détriment d'une puissance de sortie plus petite, puisque par la diminution du rapport cyclique, nous diminuons le courant efficace dans les enroulements primaires. Mais, dernièrement, suite à une simulation avec un modèle de notre transistor IRF3205 sous forme Subckt, nous avons trouvé que le courant de magnétisation était beaucoup plus grand que celui que l'on a obtenu avec le transistor IRFP4668 avec lequel nous avons fait la simulation. Une analyse approfondie des signaux des tensions et des courants de drain, nous a permis d'observer qu'au moment où l'un des transistors commute à l'état On, l'autre transistor commute pendant une durée assez courte et induit une forte augmentation du courant de sortie de la batterie. Ceci nous a permis de comprendre que le dysfonctionnement était du au dV/dt au niveau de la tension V_{ds} qui provoque un courant de gâchette ($I_g = C_{gd} \frac{dV_{gd}}{dt}$) et conduit à l'amorçage indésirable du transistor qui peut être évité par l'insertion d'une résistance de gate qu'il faudra déterminer.

Bibliographie

- [1] <https://www.condor.dz/fr/autres-fr/77-les-energies-renouvelables>, Consulter le 3 mai 2017.
- [2] <https://www.energieplus-lesite.be/index.php?id=16696>, Consulter le 12 Avril 2018.
- [3] <https://www.energieplus-lesite.be/index.php?id=16696>, Consulter le 12 Avril 2018.
- [4] <http://www.photovoltaique.guidenr.fr/cours-photovoltaique-autonome-1/effets-ombrages-installation-photovoltaique-autonome.php>, Consulter le 15 avril 2018.
- [5] <http://www.photovoltaique.guidenr.fr/cours-photovoltaique-autonome-1/effets-ombrages-installation-photovoltaique-autonome.php>, Consulter le 15 avril 2018.
- [6] https://www.sines.fr/Regulateur_charge_solaire.html, Consulter le 18 Avril 2018.
- [7] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: 'Power Electronics, converters, application and design', Steven M. Elliot, 1991.
- [8] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins: 'Power Electronics, converters, application and design', Steven M. Elliot, 1991.
- [9] https://fr.wikipedia.org/wiki/Photovolta%C3%AFque_raccord%C3%A9_au_r%C3%A9seau, Consulter le 22 Avril 2018.
- [10] <http://www.systemoffgrid.com/index.php?P=95&Titre=systemes-hybrides>, Consulter le 1 mai 2018.

Table des matières :

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Généralité sur les systèmes photovoltaïques

1.1. Introduction.....	5
1.2. Structure générale des stations photovoltaïques.....	5
1.2.1. Générateur photovoltaïque.....	5
a) <i>Structure d'un panneau solaire</i>	5
✓ <i>Regroupement en série</i>	5
✓ <i>Regroupement en parallèle</i>	6
1.2.2. L'Effet des ombrages sur une installation photovoltaïque.....	7
a) Protection lors de la connexion en série des panneaux solaires.....	8
b) Protection lors de la connexion parallèle des panneaux solaires.....	8
1.2.3. Régulateur de charge.....	9
1.2.4. Les batteries de stockage.....	10
1.2.5. Les onduleurs.....	10
a) Architecture des onduleurs.....	10
✓ <i>Onduleur Pont H</i>	11
✓ <i>Onduleur demi pont</i>	11
✓ <i>Onduleurs triphasés</i>	12
b) Types de contrôle.....	14
✓ <i>Contrôle PWM bipolaire</i>	15
✓ <i>Contrôle PWM unipolaire</i>	16
✓ <i>Contrôle par signal carré</i>	17

1.3. Classification des systèmes solaires photovoltaïque.....	19
1.3.1. Systèmes autonomes.....	19
<i>a) Systèmes autonomes avec stockage.....</i>	<i>19</i>
<i>b) Systèmes autonomes sans stockage.....</i>	<i>20</i>
1.3.2. Systèmes raccordés au réseau.....	20
<i>a) Injection de la totalité de la production.....</i>	<i>21</i>
<i>b) Injection du surplus de production.....</i>	<i>21</i>
1.3.3. Système hybride	21
<i>a) Les avantages des systèmes hybrides.....</i>	<i>22</i>
1.4. Conclusion.....	22

Chapitre 2 : Calculs du boost

2.1. Introduction.....	24
2.2. Choix du type de convertisseur Boost.....	24
2.3. Principe de fonctionnement du convertisseur Boost de type Push Pull.....	25
2.4. Calculs du convertisseur boost Push-pull.....	28
2.4.1. Calcul du transformateur.....	28
<i>a) Calcul de la surface de bobinage.....</i>	<i>28</i>
<i>b) Choix du noyau.....</i>	<i>29</i>
<i>c) Calcul de la section optimale du fil et la fréquence optimale.....</i>	<i>30</i>
<i>d) Calcul du nombre de spires et le nombre de brins.....</i>	<i>32</i>
<i>e) Calcul des pertes cuivre.....</i>	<i>32</i>
<i>f) Calcul des pertes fer.....</i>	<i>33</i>
<i>g) Calcul du courant de magnétisation.....</i>	<i>33</i>
<i>h) Calcul du condensateur de filtrage.....</i>	<i>34</i>

i) Choix des diodes de redressement.....	35
2.4.2. Calcul du circuit de contrôle des transistors	35
a) Calcul de la résistance R_T et de la capacité C_T	36
b) Calcul des résistances R_1 , R_2 et R_3	37
c) Calcul des condensateurs C_2 et C_3	38
d) Calcul de R_4 et C_4	39
e) Le choix des transistors T_1 et T_2	40
f) <i>Calcul du radiateur</i>	40
2.5. Conclusion	43

Chapitre 3 : Calculs de l'onduleur

3.1. Introduction.....	45
3.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé avec contrôle PWM unipolaire.....	45
3.2.1. Cheminement du courant de sortie dans l'onduleur	49
a) Cas où la tension et le courant sont positifs.....	49
b) Cas où la tension est positive et le courant est négatif	50
c) Cas où la tension est négative et le courant est positif	50
d) cas où la tension et le courant sont négatifs.....	50
3.2.2. Cheminement du courant dans l'onduleur au cas où la tension moyenne de sortie est nulle.....	51
a) Cas où le courant est positive	51
b) Cas où le courant est négatif	51
3.3. Calcul du pont H.....	52
3.3.1. Choix des transistors MOSFET de puissance du pont H.....	52

3.3.2. Commutation des transistors T_{HS1}, T_{LS2} et des diodes D_{LS1} et D_{HS2}.....	53
a) Commutation en fermeture des transistors.....	53
✓ Temps de délai t_{di}	53
✓ Temps de montée t_{ri} des courants de drain.....	53
✓ Temps de descente t_{fv}	56
b) Commutation en ouverture des transistors.....	56
✓ Temps de descente du courant dans le drain (t_{fi})	56
✓ Temps de montée de la tension V_{ds} (t_{rv}).....	58
✓ Temps de délai d'ouverture.....	59
3.3.3. Calcul de la puissance dissipée dans le pont H.....	59
a) Evaluation du courant moyen dans le drain durant une alternance.....	66
b) Calcul des puissances P_{on} des transistors et de leurs diodes de corps.....	67
c) Calcul des Puissances de commutation dans le transistor et dans sa diode de corps.....	68
✓ Calcul de t_{ri}	69
✓ Calcul de la puissance de commutation en fermeture du transistor.....	69
✓ Calcul de la puissance moyenne de commutation dissipée dans la diode de corps.....	71
3.3.4. Calcul de radiateur.....	72
3.3.5. Calcul de filtre passe bas.....	72
3.4. Calcul du circuit de contrôle PWM unipolaire.....	73
3.4.1. Calcul du circuit d'adaptation de l'UC3842A.....	74
a) Calcul de R_5 et R_9	75
b) Calcul de V_{trimin}	76
c) Détermination de l'amplitude de la tension sinusoïdale de contrôle.....	77
3.4.2. Détermination de la fréquence et du rapport cyclique du signal triangulaire...80	80
3.5. Calcul des composants du Driver IR2133.....	81

3.5.1. Calcul du circuit de protection contre les courts circuits.....	82
3.5.2. Calcul de la capacité et de la diode de Bootstrap (C9/C10).....	83
3.5.3. Les condensateurs (C7 et C8).....	84
3.5.4. Choix de la diode de boot	85
3.6. Conclusion.....	85

Chapitre 4 : Réalisation pratique

4.1. Introduction.....	87
4.2. Conception des circuits imprimées	87
4.2.1. L'Achèvement du circuit imprimé.....	87
a) Réalisation de la carte du boost push-pull	89
b) Réalisation de la carte de Contrôle PWM	91
c) Réalisation de la carte du pont H.....	95
4.3. Réalisation de transformateur.....	98
a) On déduit donc les valeurs de courant efficace.....	99
b) Nombre de spires au primaire et au secondaire.....	99
c) Nombre de brins par spire au secondaire et au primaire.....	99
4.4. Mesures et performances du boost type push-pull.....	100
4.4.1. La simulation du boost Push-pull.....	100
4.4.2. Les résultats pratiques de boost Push-pull.....	103
4.5. Mesures et performances de l'onduleur	105
4.5.1. Contrôle PWM	105
4.5. Conclusion.....	107

Conclusion générale.....108

Bibliographie.....110

Liste des figures :

Chapitre 1 : Généralité sur les systèmes photovoltaïques

Figure 1.1 : Mise en série des cellules.....	6
Figure 1.2 : Mise en parallèle des cellules.....	7
Figure 1.3 : Exemple d'un module de puissance, (a) : Module en fonctionnement normale (b) : Module ombragé sans diode by-pass, (c) : Module ombragé avec diode by-pass...	8
Figure 1.4 : Panneaux solaires montés en série et en parallèle et diodes de protection.....	9
Figure 1.5 : onduleur en pont H.....	11
Figure 1.6 : onduleur en demi-pont.....	12
Figure 1.7 : schéma de principe d'un onduleur triphasé avec psim.....	14
Figure 1.8 : le contrôle PWM bipolaire appelé aussi contrôle symétrique.....	15
Figure 1.9 : le contrôle PWM unipolaire ou contrôle décalé.....	16
Figure 1.10 : Exemple de la structure d'un système PV autonome.....	19
Figure 1.11 : Les systèmes autonomes avec stockage.....	20
Figure 1.12 : Système photovoltaïque relié au réseau.....	21

Chapitre 2 : Calculs du boost

Figure 2.1 : schéma du convertisseur Boost classique.....	25
Figure 2.2 : Convertisseur Boost Push Pull.....	25
Figure 2.3 : Chronogrammes du flux de magnétisation et de la tension au secondaire.....	27
Figure 2.4 : Caractéristiques du noyau de ferrite type U 101/57/25.....	30

Figure 2.5 : le choix de section optimale de fil.....	31
Figure 2.6 : perte de puissance spécifique en fonction de la densité de flux de pointe avec la fréquence comme paramètre.....	33
Figure 2.7 : Schéma développé du convertisseur Boost type Push Pull.....	35
Figure 2.8 : le datasheet nécessaire pour choisir RT et CT.....	37
Figure 2.9 : principe de génération du signal OutA et OutB du SGS3525A.....	38
Figure 2.10 : le circuit équivalent des résistances thermique.....	41
Figure 2.11 : Schéma utilisé pour la simulation du convertisseur Boost Push pull de 1500W.....	42
Figure 2.22 : Puissance instantanée et puissance moyenne dissipée dans la charge.....	42
Figure 3.13 : puissance instantanée et moyenne dissipée au niveau de chaque transistor ...	42

Chapitre 3 : Calculs de l'onduleur

Figure 3.1 : schéma de préincipe de l'onduleur monophasé.....	45
Figure 3.2 : La structure de l'onduleur monophasé commandé par contrôle MLI unipolaire.	46
Figure 3.3 : l'oscillogramme de contrôle MLI unipolaire.....	48
Figure 3.4 : l'allure de courant dans la charge inductive.....	49
Figure 3.5 : le passage de courant dans le cas au la tension et le courant positif.....	49
Figure 3.6 : le passage de courant dans le cas au la tension positive et le courant négatif....	50
Figure 3.7 : le passage de courant dans le cas au la tension négative et le courant positif.....	50
Figure 3.8 : le passage de courant dans le cas au la tension et le courant négatif.....	51
Figure 3.9 : le passage de courant dans le cas au la tension nulle et le courant positif.....	51

Figure 3.10 : le passage de courant dans le cas au la tension nulle et le courant négatif.....	52
Figure 3.11 : Schéma équivalent du driver, de l'inductance parasite du circuit imprimé et du transistor Mosfet dans sa région linéaire.....	54
Figure 3.12 : Courbe de V_{gs} en fonction de la charge du gate (tirée du datasheet de l'IRFP350).....	57
Figure 3.13 : Chronogrammes du courant moyen, de la tension moyenne et instantanée de sortie de l'onduleur pour une charge de puissance 1500W et de facteur de puissance de 0.8.....	60
Figure 3.14 : Etats de conduction des transistors du pont H pour l'alternance positive et donc pour une tension de contrôle positive.....	63
Figure 3.15 : Etats de conduction des transistors du pont H pour l'alternance négative et donc pour une tension de contrôle négative.....	64
Figure 3.16 : Chronogrammes de tension et de courant V_{ds} et I_D	71
Figure 3.17 : Schéma développé de l'onduleur.....	74
Figure 3.48 : Schéma interne du circuit intégré UC3842A.....	75
Figure 3.19 : Courbe de Hfe en valeurs normalisées en fonction du courant I_c	76
Figure 3.20 : schéma de l'ajustement de la tension de contrôle.....	78
Figure 3.51 : Courbe du rapport cyclique en fonction de la résistance R_T (courbe tirée du datasheet de l'UC3842A).....	80

Chapitre 4 : Réalisation pratique

Figure 4.1 : schéma électrique du Convertisseur boost sous Proteus.....	89
Figure 4.2 : Schéma du PCB du convertisseur boost.....	90
Figure 4.3 : le coté cuivre et le coté composante de notre carte imprimé de boost.....	90

Figure 4.4 : La carte électronique de circuit boost complété.....	91
Figure 4.5 : schéma synoptique de contrôle PWM avec Proteus.....	92
Figure 4.6 : Disposition du PCB de la carte de contrôle PWM.....	93
Figure 4.7 : Le coté cuivre et le coté composant de la carte imprimée de contrôle PWM.....	94
Figure 4.8 : La carte électronique de circuit de contrôle PWM complété.....	94
Figure 4.9 : Le schéma synoptique de pont H avec Proteus.....	95
Figure 4.10 : Schéma du PCB du pont H.....	96
Figure 4.11 : Face composant et face cuivrée de la carte du pont H.....	97
Figure 4.12 : La carte électronique du circuit du pont H complété.....	97
Figure 4.13 : dimensions du noyau UR 41/33/14.....	99
Figure 4.14 : Le transformateur réalisé.....	100
Figure 4.15 : Schéma développé du convertisseur Boost type Push Pull.....	100
Figure 4.16 : le signal triangulaire interne de SG3525.....	101
Figure 4.17 : Les signaux de la tension du sortie out A et out B pour le SG3525.....	102
Figure 4.18 : La tension de sortie de transformateur avant le filtrage.....	102
Figure 4.19 : la tension de sortie de transformateur après -le filtrage.....	102
Figure 4.20 : le signal triangulaire résultant en pratique.....	103
Figure 4.21 : le signale AUT A et AUT B résultant en pratique.....	104
Figure 4.22 : le signal d'entrée du transformateur.....	104
Figure 4.23 : le signal triangulaire.....	105
Figure 4.24 : le signale triangulaire et le signale de contrôle, la comparaison.....	105
Figure 4.25 : le signale résulte après la comparaison.....	106

Figure4.26 : le signal de sortie à l'inverseur.....106

Liste des tableaux :

Chapitre 1 : Généralité sur les systèmes photovoltaïques

Tableau 1.1 : Harmoniques généralisées de V_{A0} pour une largeur m_f18

Chapitre 3 : Calculs de l'onduleur

Tableau 3.1 : les paramètres de MOSFET.....53

Tableau 3.2 : l'Etats et la durée de conduction des transistors et des diodes du pont H.....66