

### 3.1 Introduction

L'approche expérimentale pour la conception des systèmes exige un long travail sur les prototypes. Dans un souci de gain de temps et d'économie, la simulation des systèmes quels qu'ils soient, quand cela est possible, est devenue incontournable.

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'onduleur à commande M.L.I, et la description du système 1(un seul foyer) et du système 2 (deux foyers) respectivement à un seul IGBT et à deux IGBT. Ces modèles sont très convenables pour les applications du chauffage par induction car ils sont caractérisés par leur simplicité d'opération et de conception.

La simulation a été faite dans l'environnement SIMULINK du logiciel MATLAB.

### 3.2 Les convertisseurs destinés aux plaques chauffantes

#### 3.2.1 Généralités

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative.

Il existe plusieurs configurations d'onduleurs, chacun correspond à un type d'application déterminé et permettant des performances recherchées.

Une première grande classification peut être faite en distinguant onduleur autonome et onduleur non autonome. Le premier assure la transformation continu-alternatif. Quand il n'y a du côté alternatif que des récepteurs. Par contre l'onduleur non autonome ou assisté est relié à un réseau alternatif.

Un circuit résonnant peu amorti a un régime libre pseudo-périodique, c'est-à-dire qu'il tend à osciller. Si on l'alimente à une période voisine de sa pseudo-période, on entretient ces oscillations et le courant qui le traverse ou la tension à ses bornes, suivant qu'il s'agit d'un circuit résonnant série ou parallèle, a une forme d'onde voisine de la sinusoïde. C'est le principe mis en œuvre dans les onduleurs à résonance.

Pour obtenir des fréquences plus élevées, il faut recourir à des composants commandables à la fermeture et à l'ouverture tels que les thyristors GTO (Gate Turn Off) et les transistors. Parmi les transistors, on peut distinguer les transistors bipolaires, les MOSFET (Métal Oxyde Semi- conducteur, Field Effect Transistor), et

des IGBT ( Insulated Gate Bipolar Transistor ) ; ces derniers associent la rapidité des MOSFET aux faibles pertes des transistors bipolaires [6].

### 3.2.2 Le choix des interrupteurs

Le développement des semi-conducteurs a permis à l'électronique de puissance d'évoluer et d'établir dans le domaine industriel. La technologie a aussi permis la fabrication des composants, qui tendent à remplacer d'autres. Tout pour le coût économique et par leurs efficacités qui ne cessent de s'améliorer. Le plus souvent, l'utilisateur des semi-conducteurs en commutation se trouve face à un problème complexe qui est le choix du composant le plus adapté à une application donnée.

Les semi-conducteurs de puissance sont choisis selon la puissance, la fréquence de fonctionnement, le coût ainsi que l'influence de la température [21].

La demande des convertisseurs statiques d'énergie est de plus en plus rapides et puissants se qui oblige les constructeurs sans cesse à améliorer les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance à savoir :

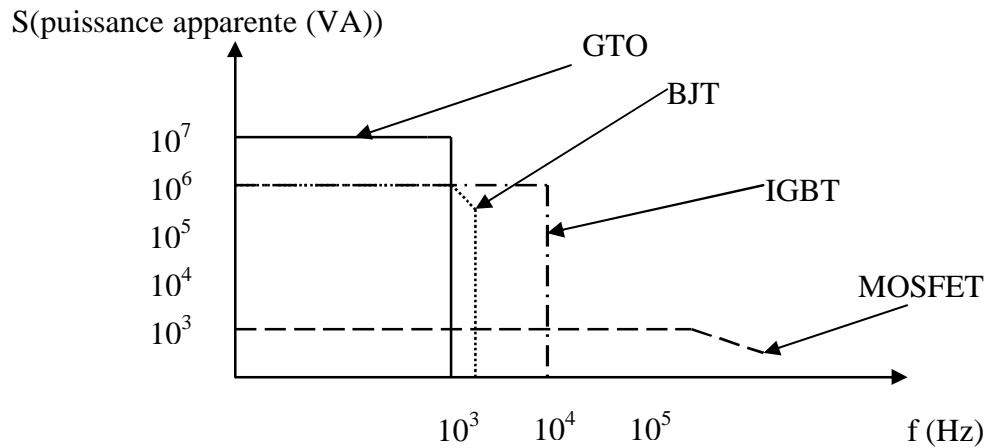
- \* diode,
- \* thyristor,
- \* transistor bipolaire à jonction (BJT),
- \* thyristor ouvrable par la gâchette (GTO),
- \* MOSFET,
- \* transistor bipolaire à grille isolée (IGBT),
- \* transistor static à induction (SIT).

De nos jours les onduleurs sont devenus grâce à l'évolution de l'électronique de puissance très performants.

Parmi les composants semi –conducteurs disponibles, le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT), a été sélectionné pour ses divers avantages.

L' IGBT paraît supérieur aux autres composants semi-conducteurs utilisés en haute fréquence et dans les systèmes à grande puissance. Du point de vue rendement et fiabilité grâce à leur temps de conduction et d'extinction.

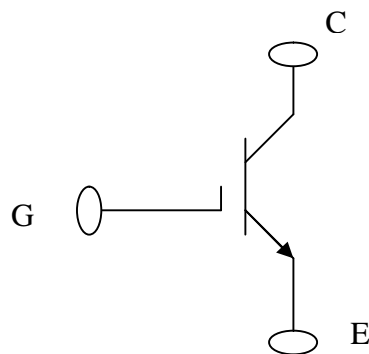
D'après la figure 3.1 qui donne le domaine d'utilisation des composants en puissance et en fréquence, l'IGBT s'adapte mieux à notre application [16].



**Fig.3.1:** Domaines d'utilisation des composants de puissance.

### 3.2.3 Symbole d'un IGBT

L'IGBT est constitué de trois bornes dont C est le collecteur, E l'émetteur et G la grille figure 3.2 [29].

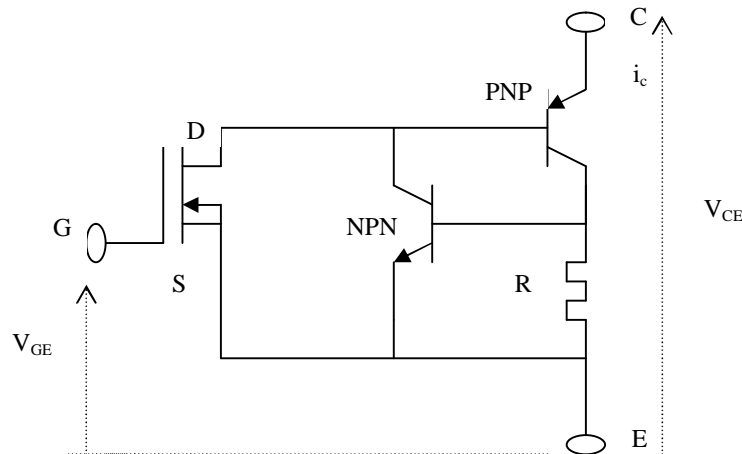


**Fig.3.2:** Symbole d'un IGBT

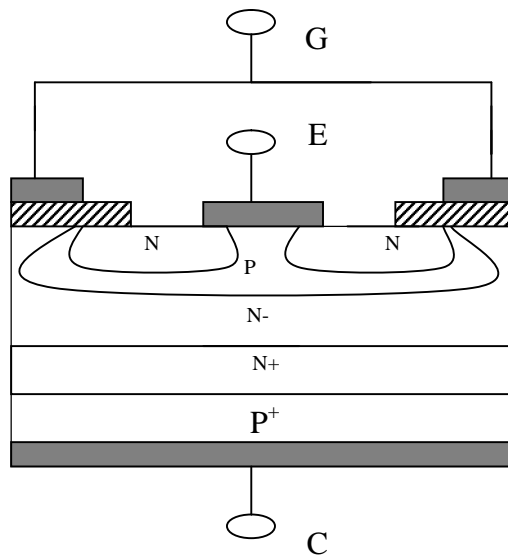
### 3.2.4 Structure physique d'un IGBT

Les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors) sont des composants de puissance qui associent MOS et transistor bipolaire de puissance. Un IGBT possède comme un transistor bipolaire un collecteur et un émetteur mais la base est remplacée par une électrode à haute impédance qui est la grille d'un MOS. Il est constitué par un transistor bipolaire PNP de faible gain associé à un MOS canal N qui fournit la commande de la base pour le transistor bipolaire PNP [32].

La structure interne est représentée sur la figure3.3 :



**Fig. 3.3:** Structure de base de l'IGBT



**Fig.3 .4:** Coupe transversale d'un IGBT

L'IGBT a une structure proche de celle d'un MOSFET figure 3.4, l'un et l'autre, est constitué de plusieurs cellules individuelles connectées en parallèle. Cependant l'IGBT à la différence du MOSFET, possède en plus une couche  $P^+$  qui représente le collecteur. Cette couche forme une jonction pn.

Par rapport à la structure existante du MOSFET, on distingue en plus un transistor bipolaire de type PNP formé par les couches successives  $P^+$  (collecteur),  $N^+$  et  $N^-$  (base) et P (émetteur), et un transistor NPN formé, de bas en haut, par les couches  $N^-$  (collecteur), P (base) et N (émetteur), cette dernière n'étant autre que la source du MOSFET initial [32].

Le contrôle de la base du transistor PNP est assuré par la grille, et le collecteur de l'IGBT est séparé de l'émetteur par la faible résistance  $R_c$ .

La couche intermédiaire  $N^+$ , située entre la couche  $P^+$  et la couche  $N^-$ , n'est pas essentielle pour le fonctionnement de l'IGBT, lorsque la densité de dopage et l'épaisseur de cette couche sont convenablement choisis, sa présence peut nettement améliorer le fonctionnement de l'IGBT en deux importants aspects; premièrement elle peut affaiblir la chute de tension du composant semi-conducteur, lorsqu'il est en état passant; deuxièmement raccourcir le temps d'extinction [30].

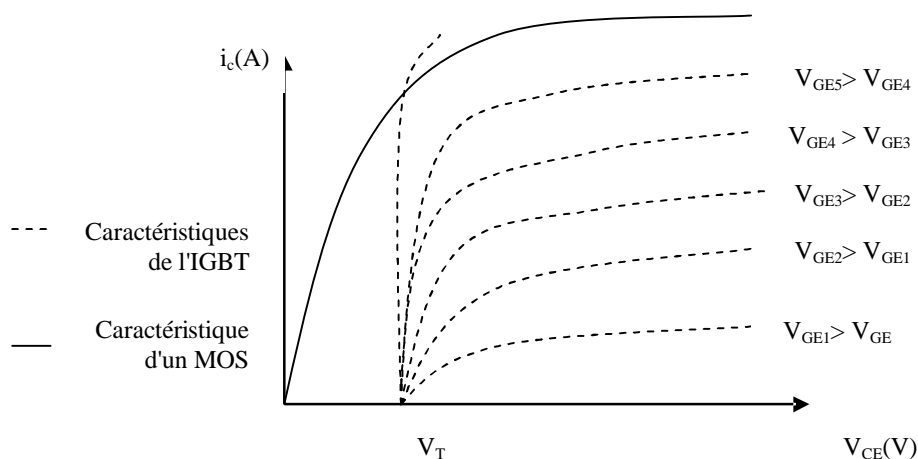
### 3.2.5 Analyse électronique de fonctionnement

#### 3.2.5.1 Amorçage en conduction

La mise en conduction du transistor MOS d'entrée s'effectue par l'application d'une tension positive entre la grille et la source. Elle permet ainsi d'alimenter la base du transistor bipolaire et d'amener les porteurs nécessaires à la mise en conduction de l'IGBT est analogue à celui d'un MOSFET.

A l'amorçage, lorsque  $V_{GE}$  devient supérieure à la tension de seuil  $V_T$ , les canaux conducteurs se forment à l'intérieur de la zone P par effet de champ et favorisent l'injection d'électrons dans la zone  $N^-$  depuis l'émetteur. Le potentiel de celle-ci diminue et la jonction  $P^+N^-$  polarisée en sens direct conduit et rend l'IGBT passant. La base reçoit du côté émetteur des trous injectés par la couche  $P^+$  et du côté collecteur des électrons injectés par la source  $N^+$  [30, 4].

Les caractéristiques statiques  $i_c = f(V_{CE})$  sont présentées sur la figure 3.5 [32].



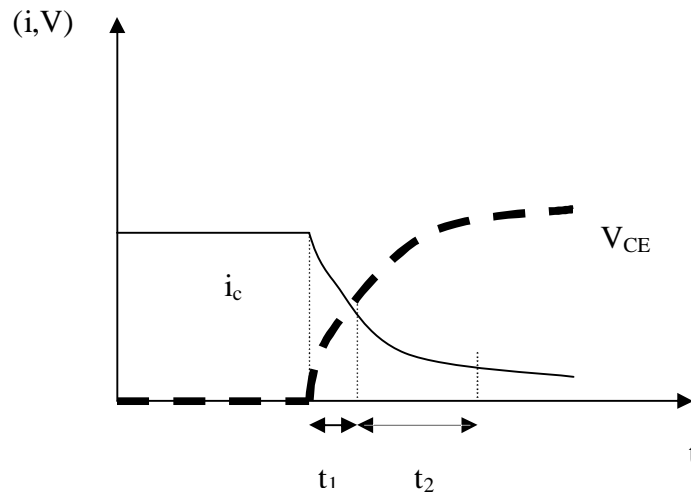
**Fig .3.5 :** Le courant collecteur en fonction de la tension  $V_{CE}$ .

Le réseau de caractéristiques ressemble à celui d'un MOS mais les courbes ne passent pas par l'origine car la jonction base émetteur du transistor PNP est en série entre collecteur et émetteur, d'où un décalage un peu supérieur à 0.5 V.

Les IGBT à l'origine n'étaient pas des composants rapides, le passage de bloqué à conducteur est assez rapide alors que le retour au blocage est lent car le transistor de puissance prend du temps pour se désaturer [15].

### 3.2.5.2 Extinction

Quand on supprime le signal de commande sur la grille, l'extinction se fait en deux temps figure 3.6. Les canaux disparaissent et le MOSFET se bloque rapidement, ce qui entraîne une première diminution de  $i_c(t_1)$ , ensuite, les porteurs excédentaires de la zone N<sup>-</sup> se combinent progressivement et la diminution de  $i_c$  devient assez lente (la caractéristique du transistor bipolaire) [4].



**Fig. 3.6:** La tension entre collecteur et émetteur  $V_{CE}$  et le courant du collecteur  $i_c$  à l'extinction.

Le composant de puissance IGBT (transistor bipolaire à grille isolé) est un composant relativement récent apparu dans les années 1980. Il rassemble les avantages du MOSFET et du transistor bipolaire. D'une part, sa commande est simple économique et à faible consommation, d'autre part il possède les propriétés d'un interrupteur statique rapide à faible chute de tension à l'état passant [1].

### **3.2.6 L'onduleur à commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I)**

Les onduleurs classiques délivrent des ondes rectangulaires, ou en créneaux, comportant un taux d'harmoniques important. Qui ne peut convenir pour un certain nombre d'application. Pour atténuer ces harmoniques, on peut placer à la sortie de l'onduleur un filtre, mais il représente surtout l'inconvénient du poids et du prix élevé, pour cela on choisi d'utiliser des techniques de commande d'onduleur plus sophistiquées parmi elles, celle de la modulation de largeur d'impulsion.

L'onde de sortie se compose d'un train d'impulsion de largeur et d'espacement variable.

Ces trains d'impulsions sont alternativement positifs et négatifs. L'intérêt de ce type d'onduleur est de réduire le taux d'harmoniques afin d'approcher l'onde de sortie à la sinusoïdale ou facilement filtrable.

La modulation de largeur d'impulsion (en anlgo-saxon pulse with modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale, la M.L.I permet de se rapprocher du signal désiré [12].

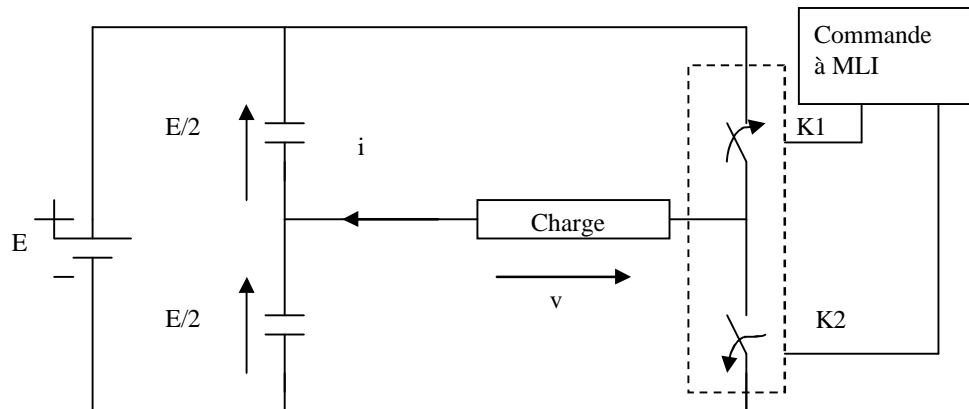
Les onduleurs de tension servant principalement à alimenter, à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives.

Le plus souvent on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à laide d'une électronique de commande analogique ou numérique. Pour assurer cette détermination, on utilise la technique de la modulation triangulo-sinusoidale (M.L.I).

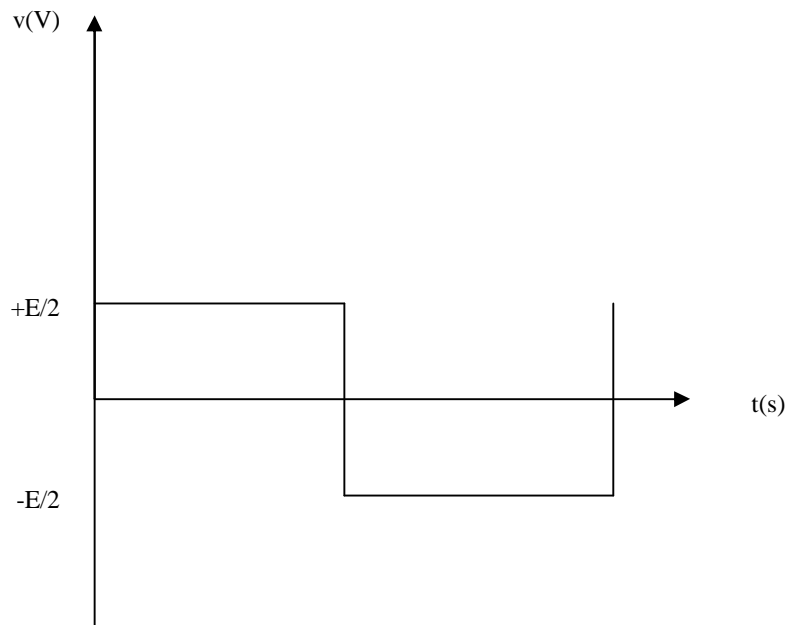
La M.L.I est réalisée par la comparaison d'une modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire .Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante [5].

### 3.2.6.1 Onduleur monophasé en demi –pont à M.L.I

L'onduleur utilise deux interrupteurs et une source de tension à point milieu figure 3.7. On obtient ce point milieu à l'aide de deux condensateurs de même capacité  $C$ , on obtient deux tensions sensiblement constantes et égales à  $E/2$  figure 3.8 [13].



**Fig.3.7 :** Schéma de base d'un onduleur monophasé en demi – pont à M.L.I.



**Fig.3.8 :** Schéma de la tension de sortie.



### 3.2.6.1.1 Principe de la modulation triangulo-sinusoidale

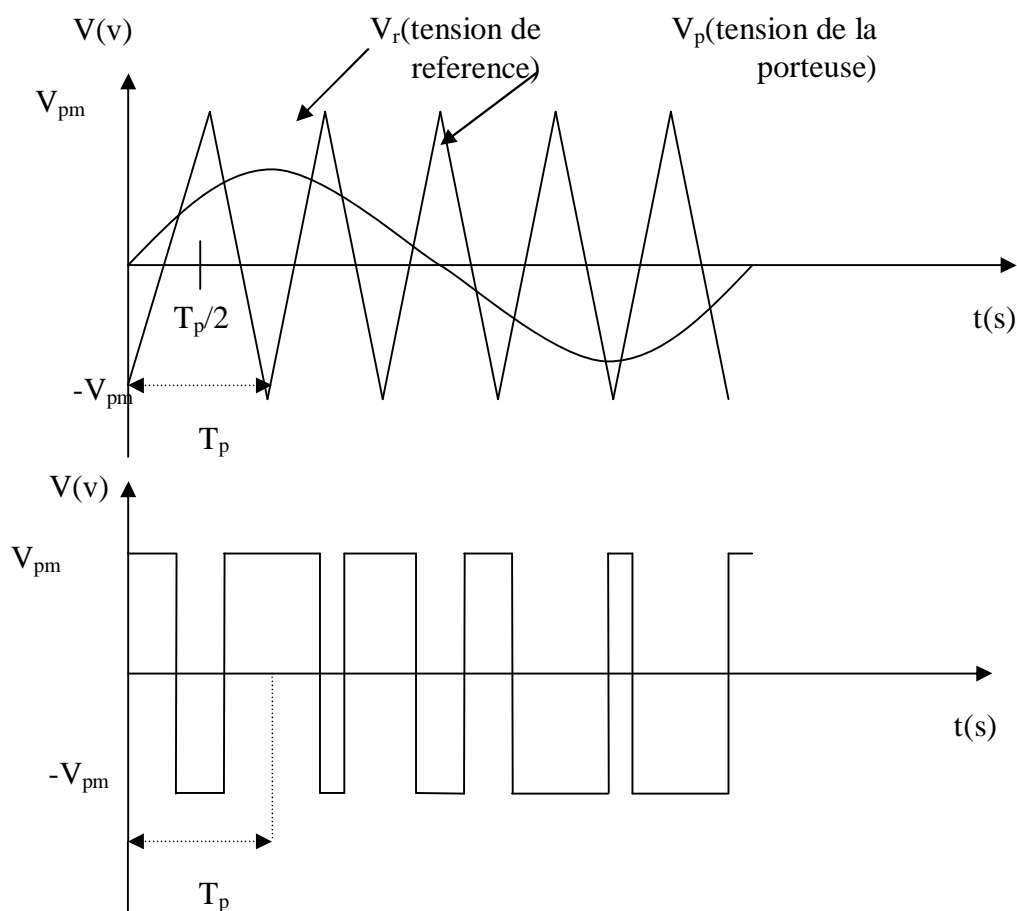
On cherche à approximer une tension de sortie sinusoïdale en faisant varier sinusoïdalement sa 'valeur moyenne'. Les instants de fermeture des "interrupteurs" complémentaires K1 et K2 sont déterminés par les intersections de l'onde de référence  $V_r$ , de fréquence  $f_r$  et d'amplitude  $V_{rm}$ , avec l'onde de modulation ou porteuse,  $V_p$  de fréquence  $f_p$  nettement supérieure à  $f_r$  et d'amplitude  $V_{pm} = E/2$  figure 3.9 [23].

La tension de référence de l'onduleur, est définie comme suit:

$$V_r = V_{rm} \cdot \sin \omega_r t \quad (3.1)$$

La porteuse est la triangulaire définie par figure 3.9:

$$V_p(t) = \begin{cases} (4 \cdot V_{pm} \cdot \frac{t}{T_p}) - V_{pm} & \text{pour } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ (-4 \cdot V_{pm} \cdot \frac{t}{T_p}) + V_{pm} & \text{pour } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (3.2)$$



**Fig.3.9** : Représentation de l'intersection de la porteuse et de la référence.

L'algorithme de la commande triangulo – sinusoidale pour notre onduleur à un seul bras est comme suit :

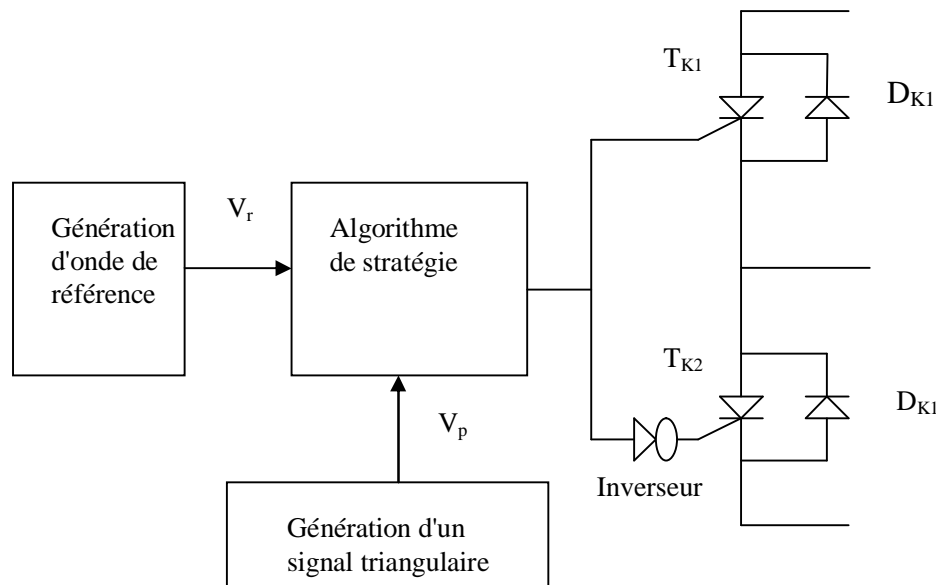
- L'interrupteur K1 reste fermé lorsque  $V_r$  est supérieur à  $V_p$  , et la tension de sortie  $V$  égale à  $+ E/2$ ,
- L'interrupteur K2 reste fermé lorsque  $V_r$  est inférieur à  $V_p$  , et la tension de sortie  $V$  égale à  $- E/2$  .

Ce qui se résume par la figure 3.10 [23]:

$$\begin{cases} V_r \geq V_p \Rightarrow G_{K1} = 1, G_{K2} = 0 \\ V_r < V_p \Rightarrow G_{K1} = 0, G_{K2} = 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec:

G : la commande



**Fig.3.10** : Principe de la commande triangulo-sinusoidale

Avec :

$D_{K1}$  : la diode de l'interrupteur  $T_{K1}$ ;

$D_{K2}$  : la diode de l'interrupteur  $T_{K2}$ ;

### 3.2.6.1.2 Caractéristiques de cette technique

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

► L'indice de modulation  $m$ , qui est le rapport  $f_p / f_r$  des fréquences de la porteuse  $f_p$  et de la modulatrice  $f_r$  respectivement.

► Le taux de modulation  $r$ , qui est le rapport  $V_{rm} / V_{Pm}$  de l'amplitude de la tension de référence par celle de la porteuse. Le taux de modulation est très important. Il nous permet de distinguer le type de modulation.

Pour avoir le maximum de points d'intersections entre les deux signaux (porteuse et référence), le taux de modulation " $r$ " doit être inférieur à l'unité.

Pour pousser les harmoniques vers les fréquences d'ordre élevé et clarifier le spectre, on augmente l'indice de modulation " $m$ ".

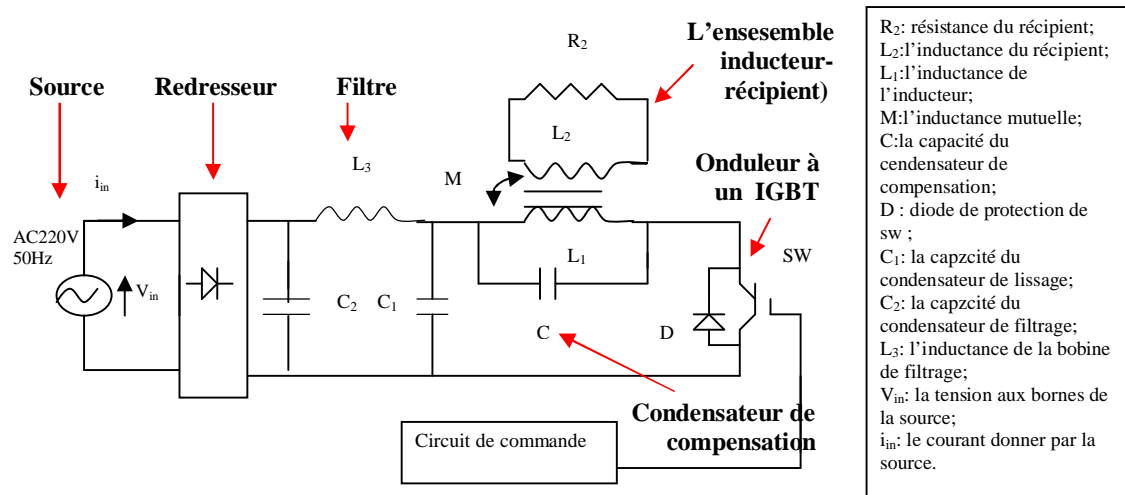
La modulation de largeur d'impulsion est une technique qui présente de nombreux avantages parmi lesquels on peut citer :

- rejet des harmoniques vers les fréquences d'ordre élevé,
- une facilité de réglage de l'amplitude et de la fréquence des ondes de sortie,
- un coût de réalisation abordable [13, 12].

### 3.3 Configuration de la table chauffante à un seul foyer (système 1)

#### 3.3.1 Description du système

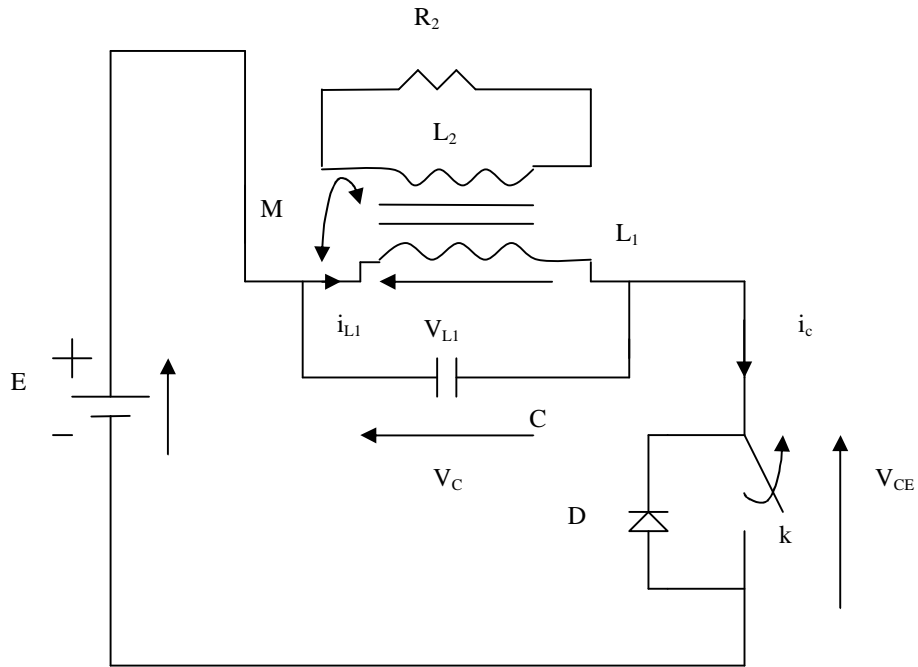
L'ensemble onduleur charge est représenté par la figure 3.11, il se compose essentiellement d'un redresseur à diodes, d'un onduleur à un seul IGBT, d'une charge inductive et d'un circuit de commande.  $L_3$ ,  $C_2$ , et  $C_1$  sont utilisés pour le filtrage et le lissage [31].



**Fig. 3.11** : Le schéma électrique global du système de la table à induction à un seul foyer.

### 3.3.2 Circuit équivalent

Le circuit équivalent du système peut être représenté par la figure 3.12.



**Fig. 3.12 :** Circuit électrique équivalent du système.

### 3.3.3 Fonctionnement de l'onduleur

La figure 3.11 montre le schéma simplifié du dispositif de la plaque à induction, la tension continue obtenue après redressement et filtrage alimente l'onduleur qui à son tour crée à l'aide d'une bobine appelée inducteur, le champ magnétique variable. Ce champ chauffera par induction le récipient, donc l'onduleur a pour rôle de varier quantitativement le courant et la tension aux bornes de l'inducteur de telle sorte à avoir une variation optimum impliquant un chauffage parfait tout en évitant tout problème de sur tension de l'interrupteur [34]. De la figure 3.12 on a :

► **Quand K est ouvert :**

$$\begin{cases} V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \\ V_{L1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int i_{L1} \cdot dt \\ V_{CE} = E - V_{L1} \\ i_C = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

► **Quand K est fermé:**

$$\begin{cases} V_{L1} = E \\ V_{CE} = 0 \\ E = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + 0 \Rightarrow i_{L1} = i_C = E \cdot \frac{t}{L_1} \end{cases} \quad (3.5)$$

**\*La puissance d'entrée  $P_{in}$  (W)**

$$P_{in} = \frac{E}{T_0} \int_0^{T_{on}} i_C \cdot dt \quad (3.6)$$

Avec :

$T_0$  : étant la période

$$T_0 = T_{on} + T_{off}; T_0 = \frac{1}{f_r}$$

$f_r$ : étant la fréquence du courant de l'inducteur.

Si on néglige la résistance de la charge, pendant  $T_{on}$  :

$$i_{L1} = E \cdot \frac{T_{on}}{L_1} \quad (3.7)$$

La puissance est alors :

$$P_m = \frac{E^2 T_{on}^2}{2 L_1 T_0} \quad (3.8)$$

La puissance transmise au récipient est liée au temps de fermeture de l'interrupteur  $T_{on}$ , d'où la possibilité de régulation de la puissance.

### 3.4 Résultats de simulation de la tension et du courant

Les figures 3.13 et 3.14 montrent les allures de tensions et de courants dans l'interrupteur et l'inducteur pour des puissances d'entrée 2000w.

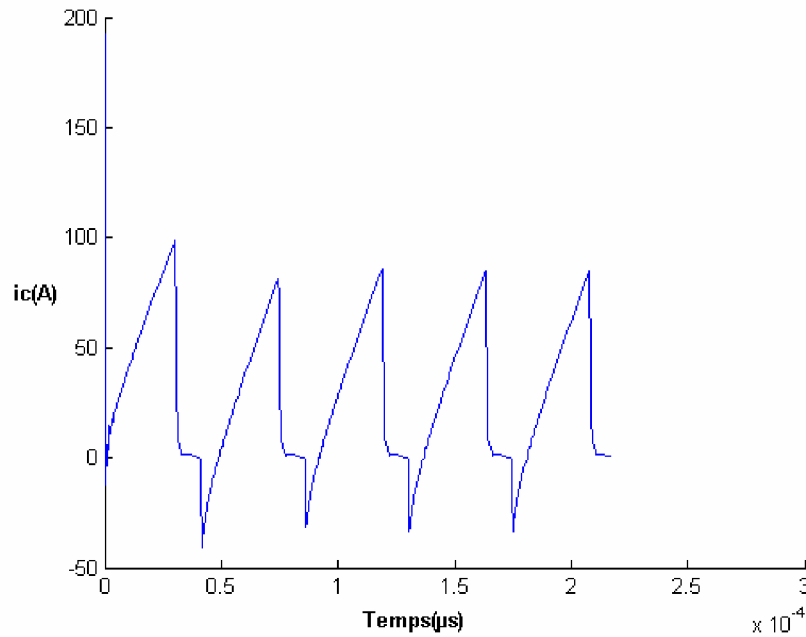
La figure 3.17 illustre la variation des valeurs maximales de la tension et du courant de l'interrupteur  $V_{cmax}$  et  $i_{cmax}$  en fonction de la constante de temps du récipient  $\tau$ , pour une puissance d'entrée égale à 2000w ; on remarque que la tension augmente légèrement avec une augmentation de la constante de temps  $\tau$  et le courant est pratiquement constant.

Comme le montre la figure 3.15  $V_{cmax}$  augmente et  $i_{cmax}$  diminue quand l'inductance de l'inducteur  $L1$  varie de 45 à 80μH.

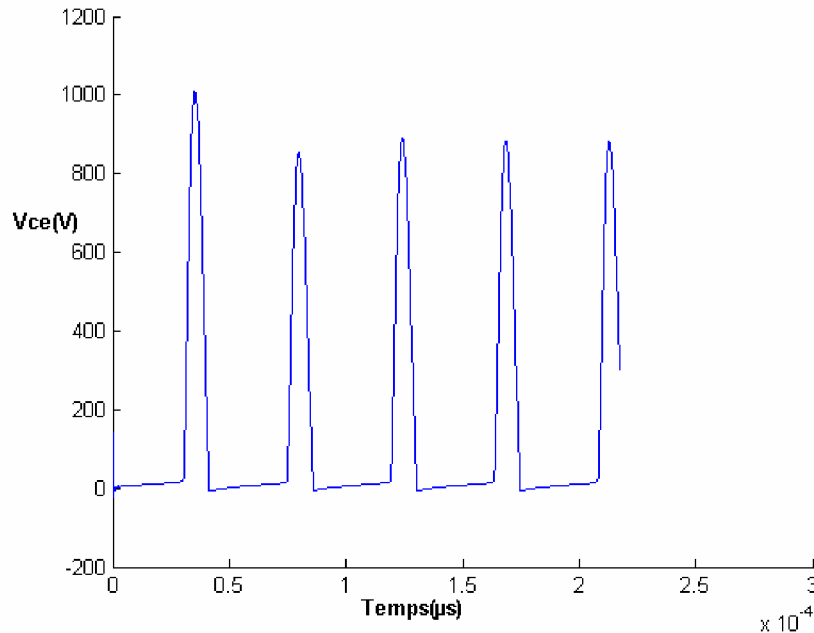
Comme le montre la figure 3.16 les valeurs maximales de la tension aux bornes de l'interrupteur et du courant qui le traverse, sont représentées en fonction de la puissance d'entrée; ces variables augmentent avec une augmentation de puissance.

La figure 3.19 montre que  $i_{cmax}$  est pratiquement indépendant de la valeur de la capacité  $C$ , tandis que  $V_{cmax}$  diminue légèrement quand la capacité  $C$  croît.

La figure 3.18 montre que  $i_{cmax}$  augmente et  $V_{cmax}$  diminue quand le coefficient de couplage  $k$  croît.

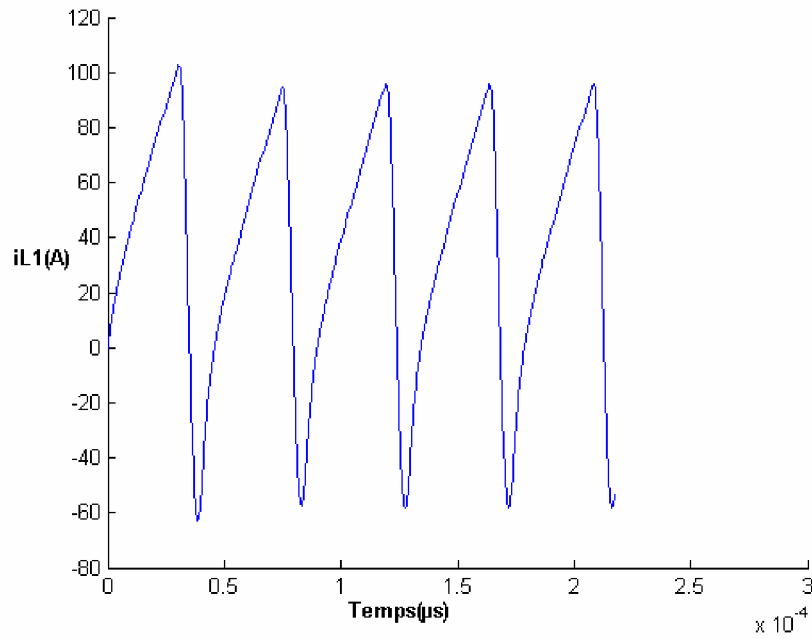


En premier point l'interrupteur se ferme, la tension entre collecteur et émetteur  $V_{ce} = 0$ , la bobine de l'inducteur emmagasine de l'énergie le courant  $i_c$  croît, puis l'interrupteur s'ouvre ; l'inducteur charge le condensateur, donc le courant  $i_c$  décroît pour s'annuler et la tension  $V_{ce} = E - V_{L1}$ . Ensuite, ce condensateur se décharge et le courant  $i_c$  change de sens, est circule à travers la diode et  $V_{ce} = 0$ .

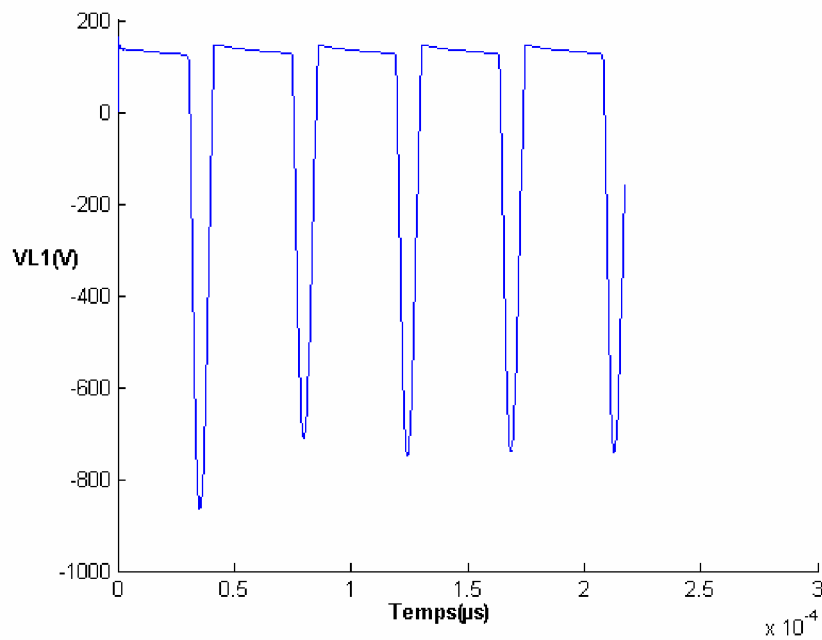


**Fig.3.13:** Tension et courant de l'interrupteur en fonction du temps pour  $P_{in} = 2000W$ ,  $E = 141V$ ,  $C = 0.27\mu F$ ,  $L_1 = 75\mu H$ ,  $k = 0.73$ ,  $\tau = 4\mu s$ .

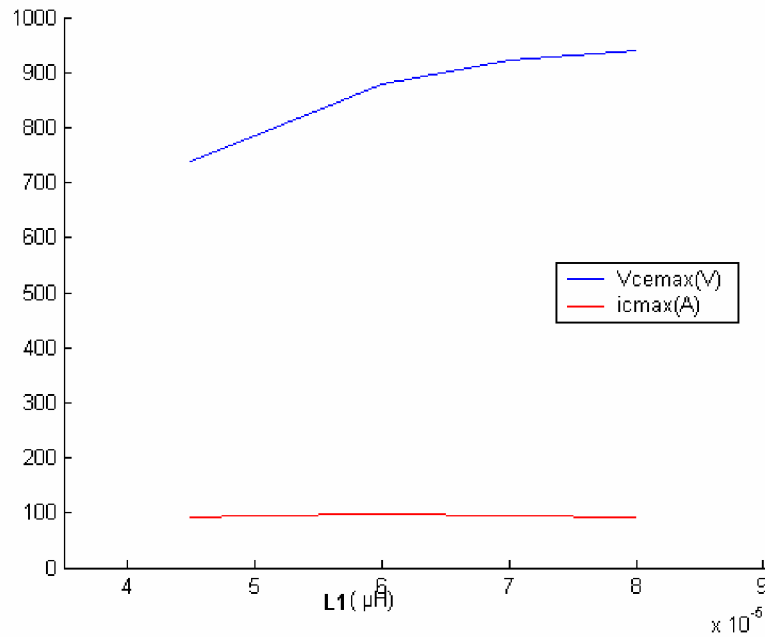




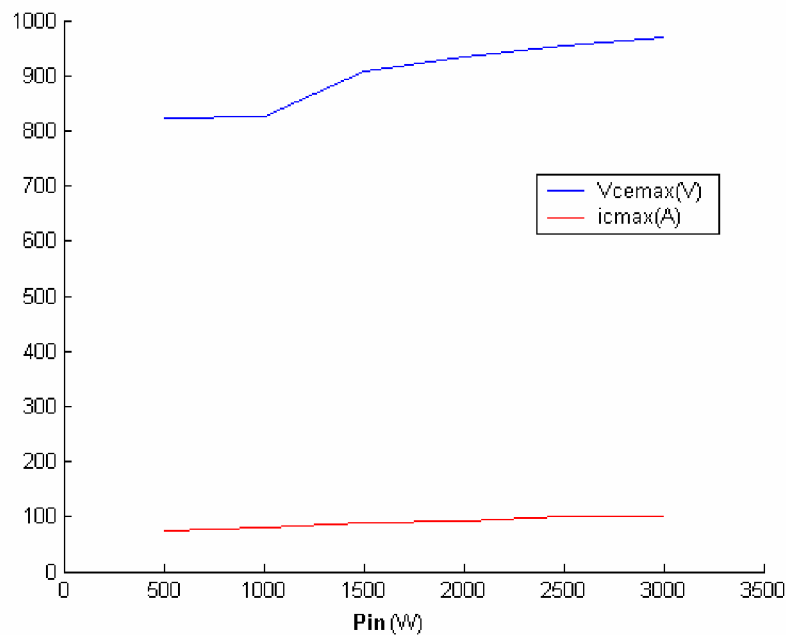
L'amplitude de  $V_{L1}$  durant l'intervalle de fermeture est grande  $V_{L1} = E$ , et le courant de l'inducteur  $i_{L1}$  croît, à l'ouverture la bobine charge le condensateur est  $V_{L1}$  devient négative, le courant décroît  $i_{L1}$ .



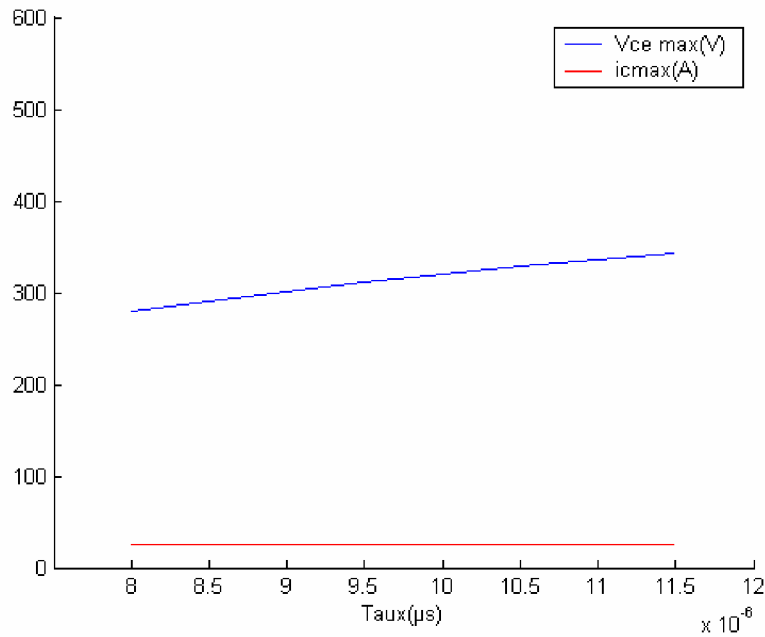
**Fig.3.14 :** Tension et courant de l'inducteur en fonction du temps pour  $P_{in} = 2000w$   
 $E = 141v, C = 0.27\mu F, L_1 = 75\mu H, k = 0.73, \tau = 4\mu s$



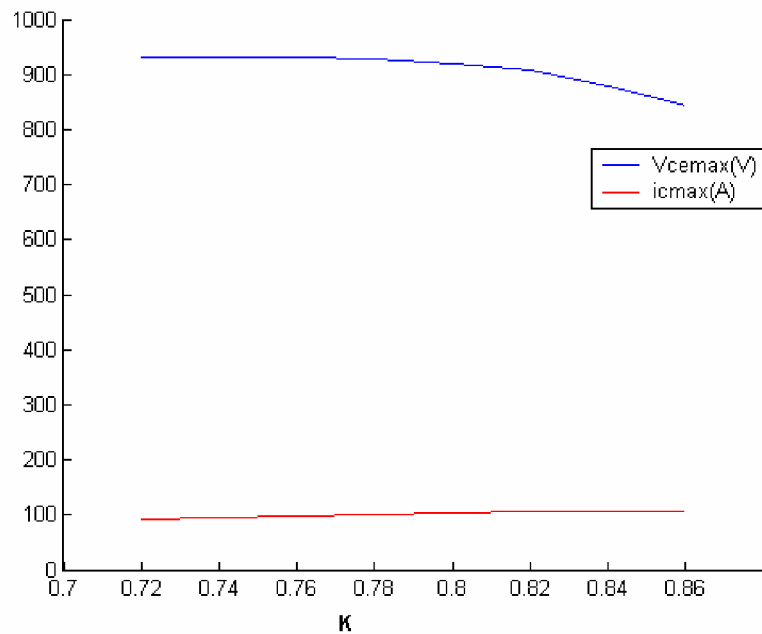
**Fig.3.15:** Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur  $V_{cemax}$  et  $i_{cmax}$  en fonction de l'inductance de l'inducteur  $L_1$  pour  $P_{in} = 2000W$   
 $E=141V$ ,  $C=0.27\mu F$ ,  $k=0.73$ ,  $\tau=4\mu s$ .



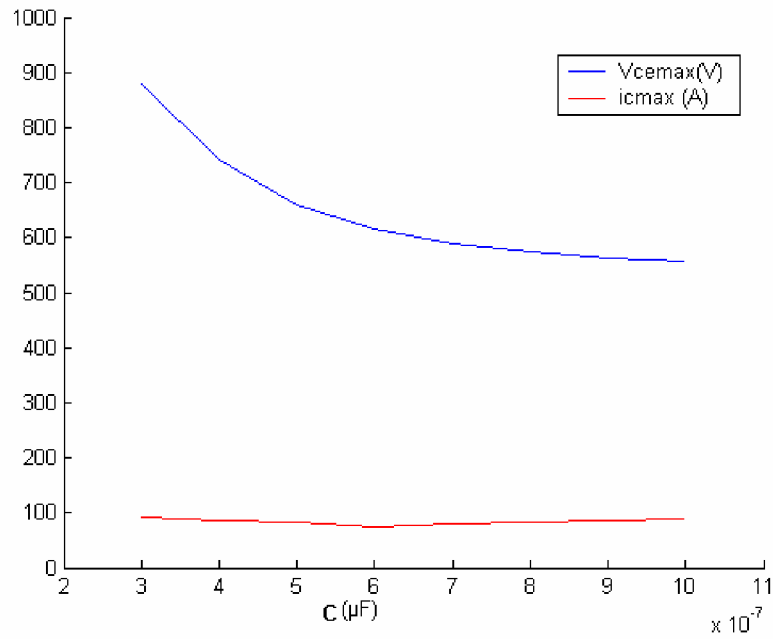
**Fig.3.16:** Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur  $V_{cemax}$  et  $i_{cmax}$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_{in}$   
 $E=141V$ ,  $C=0.27\mu F$ ,  $L_1=75\mu H$ ,  $k=0.73$ ,  $\tau=4\mu s$ .



**Fig.3.17:** Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur  $V_{cemax}$  et  $icmax$  en fonction de  $\tau$  pour  $P_{in}=2000w$ ,  $E=141v$ ,  $C=0.27\mu F$ ,  $L_1=75\mu H$ ,  $k=0.73$ .



**Fig.3.18:** Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur  $V_{cemax}$  et  $icmax$  en fonction de  $k$  pour  $P_{in}=2000w$ ,  $E=141v$ ,  $C=0.27\mu F$ ,  $L_1=75\mu H$ ,  $\tau=4\mu s$ .

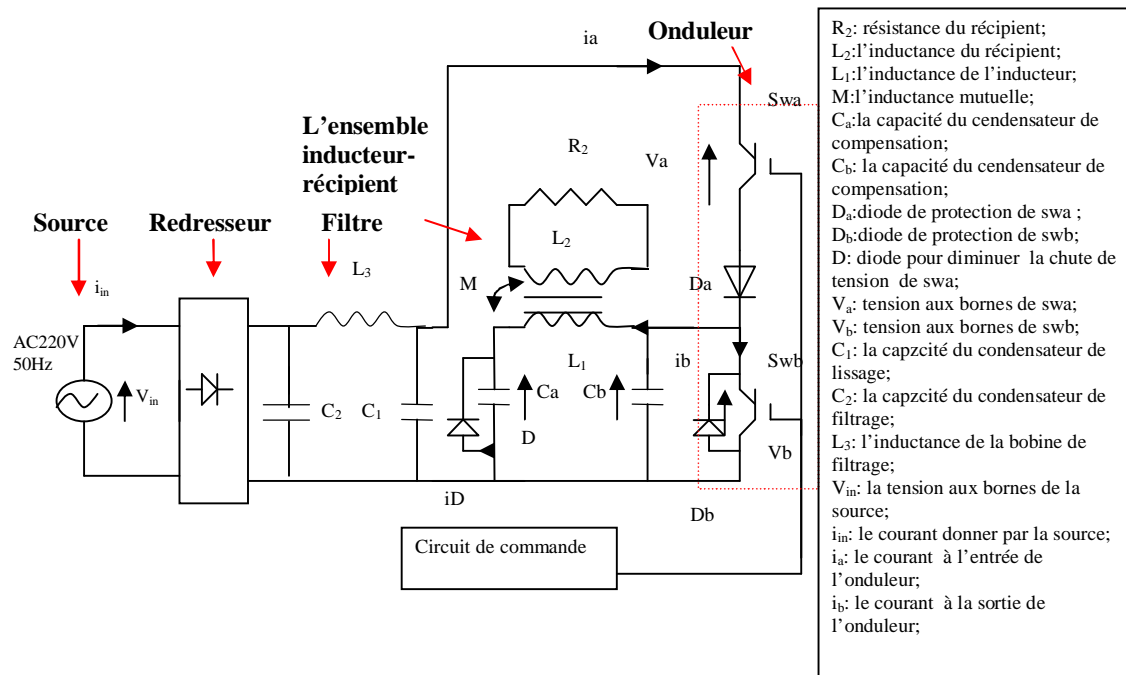


**Fig.3.19:** Les valeurs maximales de tension et de courant de l'interrupteur  $V_{cmax}$  et  $i_{cmax}$  en fonction de  $C$  pour  $P_{in} = 2000W$   
 $E = 141V$ ,  $L_1 = 75\mu H$ ,  $k = 0.73$ ,  $\tau = 4\mu s$

### 3.5 Configuration de la table chauffante à deux ou plusieurs foyers (système 2)

#### 3.5.1 Description générale du système

Dans le cas de deux ou plusieurs foyers placés à proximité dans une table à induction, on utilise l'onduleur à demi pont (deux IGBT) commandés par M.L.I . L'ensemble onduleur charge est représenté par la figure 3.20, il se compose essentiellement d'un redresseur à diodes, d'un onduleur à deux IGBT, d'une charge inductive et d'un circuit de commande.  $L_3$ ,  $C_2$ , et  $C_1$  sont utilisés pour le filtrage et le lissage.

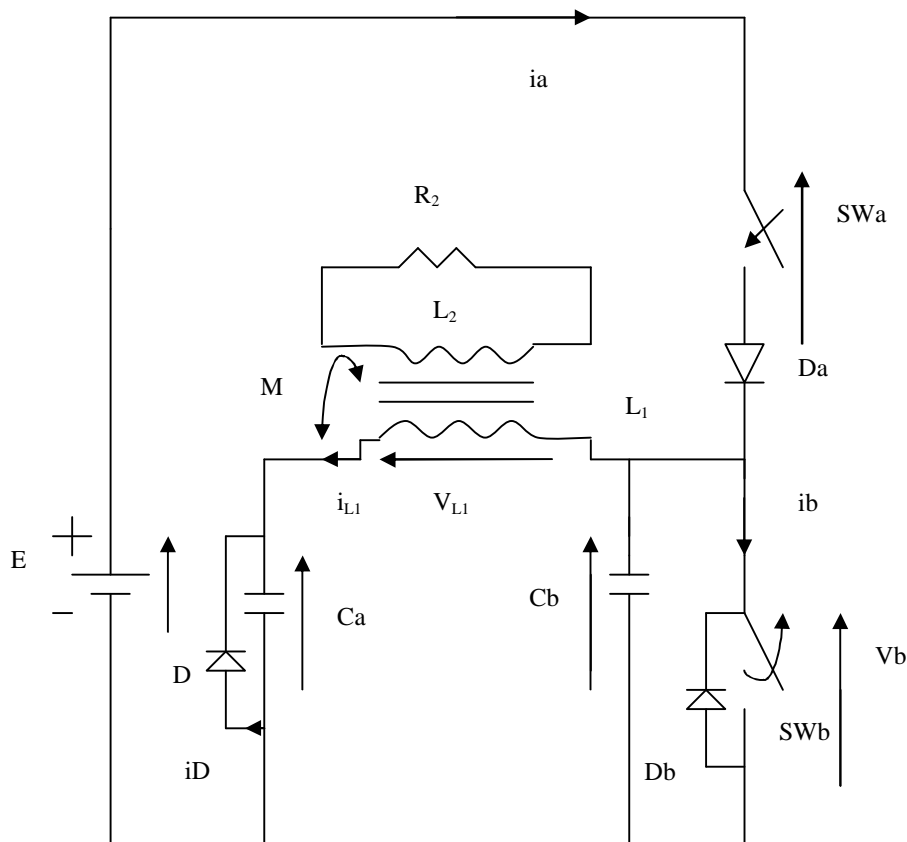


**Fig.3. 20 : Schéma électrique global du système**

D'après la figure 3.20 le dispositif de la plaque chauffante à induction est alimenté par une tension sinusoïdale (220v/50Hz). Cette tension est redressée par un pont de diodes et filtrée par l'inductance  $L_3$  et les condensateurs  $C_1, C_2$  sont utilisés pour le lissage [34].

### 3.5.2 Circuit équivalent

Le circuit équivalent du système peut être représenté par la figure 3.21

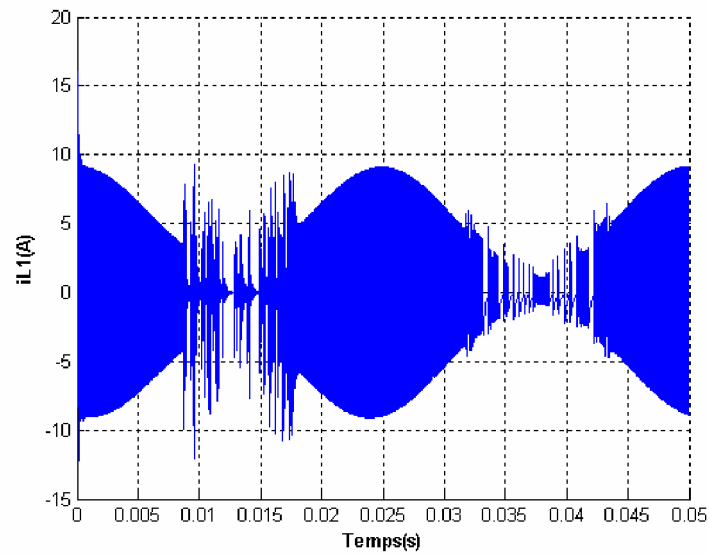


**Fig.3.21 :** Circuit électrique équivalent du système

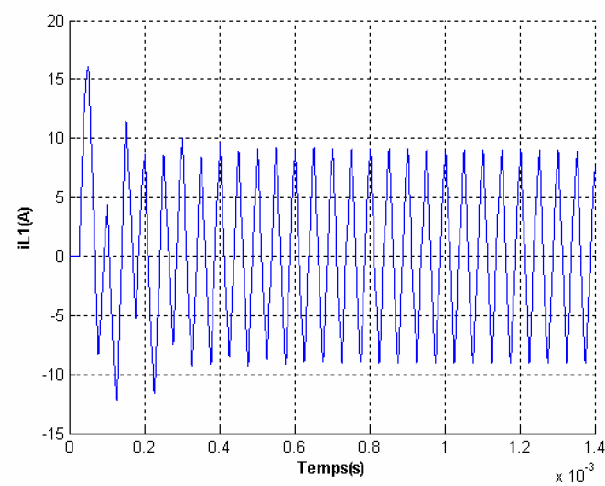
### 3.6 Résultats de simulation

D'après la simulation on remarque que :

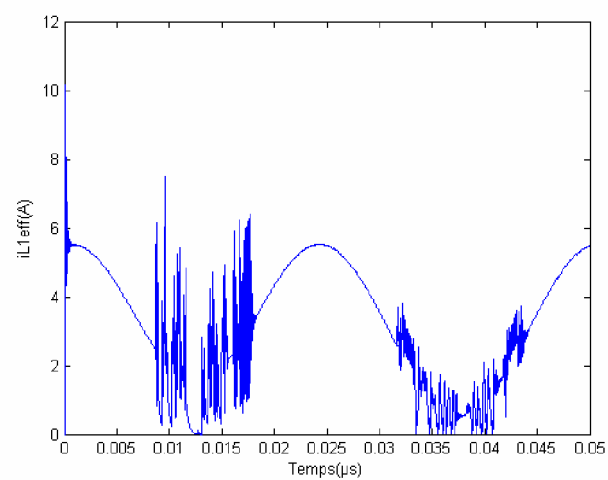
L'onde du courant  $i_{L1}$  dans l'inducteur est de forme quasi sinusoïdale oscillante dans l'amplitude comme indiquée sur la figure 3.22. On veut la rapprocher un peu plus d'une sinusoïde. La valeur efficace du courant est aussi oscillante figure 3.24, elle n'est pas stable.



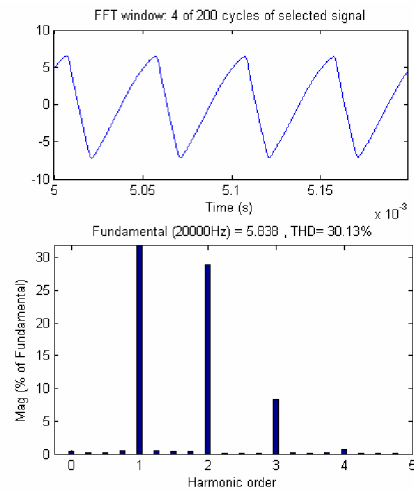
**Fig.3.22 :** Courant dans l'inducteur  
 $E=220\text{V}, C_b=2\mu\text{F}, C_a=1\mu\text{F}, L_1=60\mu\text{H}, k=0.65, \tau=9.09\mu\text{s}$



**Fig.3.23 :** Agrandissement du Courant dans l'inducteur  
 $E=220\text{V}, C_b=2\mu\text{F}, C_a=1\mu\text{F}, L_1=60\mu\text{H}, k=0.65, \tau=9.09\mu\text{s}$



**Fig.3.24 :** La valeur efficace du Courant dans l'inducteur



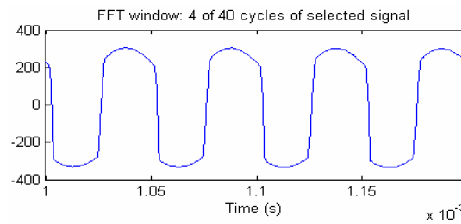
**Fig.3.25:** Spectres d'harmoniques

La qualité de forme d'onde du courant dans l'inducteur est mauvaise car le taux de dispersion d'harmoniques THD=30.13%.

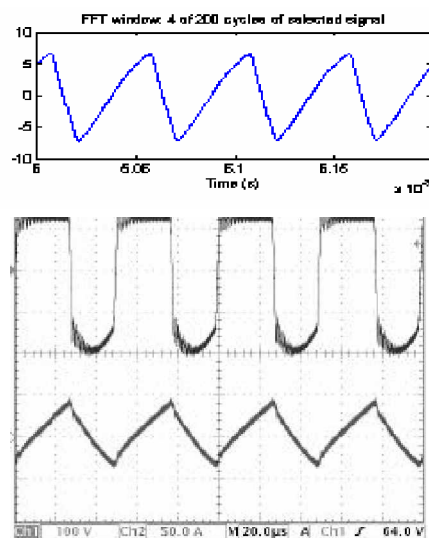
### 3.7 Confrontation

Les résultats de simulation des autres chercheurs dans ce domaine sont en très bon accord avec ceux obtenus par notre résultat de simulation supportant ainsi la validité de notre modèle de la table chauffante [28].

(a)



(b)



**Fig.3.26:** Courant et tension dans l'inducteur.

(a) courbes de notre simulation, (b) courbes de simulation de Tanaka.



### 3.8 Conclusion

Les résultats de simulation nous ont permis de bien comprendre le comportement de l'ensemble onduleur-charge. La variation de la fréquence, constante de temps  $\tau$ , coefficient de couplage  $k$  et l'inductance de l'inducteur  $L_1$  influent énormément sur la diminution et l'augmentation des tensions et courants aux bornes de interrupteur SW.

Les résultats expérimentaux montrent les mêmes allures d'ondes des variables d'intérêt obtenues par simulation supportant ainsi la validité de nos modèles proposés des systèmes onduleur-charge.

Mais nous avons déduis aussi que le système 2 (la table à induction à deux ou plusieurs foyers) n'est pas stable et précis car l'onde de courant simulé oscille dans son amplitude. Pour cela il faut l'ajuster avec une régulation en courant quand va l'avoir au chapitre suivant.