

N° Ordre...../FHC/UMBB/2016

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
**UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES**



**Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie**

**Mémoire de Fin d'Etudes  
En vue de l'obtention du diplôme :**

**MASTER**

Présenté par

**AMROUNE Chemseddine**

**BKIRINE Abdelghani**

Filière : Hydrocarbure

Option : Génie électrique : électricité industrielle

**Thème**

**Systeme de chauffage par induction alimenté  
par des onduleurs multiniveaux**

Devant le jury :

BENJGHABA.O.	MCA	UMBB	Président
CHALAH. S.	MBB	UMBB	Examineur
HAMADACHE .M.	MAA	UMBB	Examineur
KHELIFI .F.	MAA	UMBB	Encadreur

## **Remerciements**

*Nous remercions le bon dieu qui nous a donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.*

*On tiens tout d'abord à exprimer nos sincères remerciements ainsi que notre vive gratitude envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.*

*Nos sincères remerciements et reconnaissances vont à Mr F. KHELIFI notre encadreur, pour son aide ainsi pour la confiance qu'il nous a prodigée durant la réalisation de ce travail.*

*Nos plus vifs remerciements s'adressent également aux membres de jury qui nous ont honoré en acceptant d'évaluer ce travail.*

*Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent notre gratitude et en particulier ceux du département d'Automatisation des procédés et Electrification.*

*Sans oublier d'exprimer nos remerciements à tous mes amis Chacun avec son nom et tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin.*

# SOMMAIRE

Dédicaces.

Remerciement.

Liste des figures.

Introduction générale.....1

## Chapitre I:

### Généralité sur le chauffage par induction

I.1 Introduction.....3

I.2 Relations de base .....3

I-3 Définitions de base..... **Error! Bookmark not defined.**

I.4 Principe du chauffage par induction..... **Error! Bookmark not defined.**

I.4.1 La loi d'induction électromagnétique ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.4.2 l'effet de joule..... **Error! Bookmark not defined.**

I.5 Caractéristiques électriques du chauffage par induction..... **Error! Bookmark not defined.**

I.5.1 Effet de peau ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.5.2 La nature magnétique du matériau..... **Error! Bookmark not defined.**

I-5-3 La résistivité électrique..... **Error! Bookmark not defined.**

I.5.4 Transfert de chaleur par induction ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.6 Applications ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.6.1 La fusion..... **Error! Bookmark not defined.**

I.6.2 Réchauffage avant formage et forgeage..... **Error! Bookmark not defined.**

I.6.3 Industrie chimique ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.6.4 Autres applications..... **Error! Bookmark not defined.**

I.7 L'installation de chauffage par induction ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.7.1 Gammes de fréquence ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.7.2 Les convertisseurs statiques ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.8 Rendement du chauffage par induction..... **Error! Bookmark not defined.**

I.9 Facteur de puissance..... **Error! Bookmark not defined.**

I.10 Schéma de principe de compensation ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.11 Les avantages du chauffage par induction ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.12 Les inconvénients du chauffage par induction ..... **Error! Bookmark not defined.**

I.13 Conclusion ..... **Error! Bookmark not defined.**

**No table of contents entries found.**

# Liste des figures

## Chapitre I :

**Figure I-1:** Un champ magnétique dans un conducteur.

**Figure I-2:** Le flux magnétique à travers une surface.

**Figure I-3 :** Courants de Foucault induits.

**Figure I-4:** Loi de Faraday.

**Figure I-5 :** Pièce à chauffer sous forme d'un cylindre.

**Figure I-6:** Représentation de la profondeur de peau.

**Figure I-7:** Distribution de puissance pour une billette en acier magnétique.

**Figure I- 8:** Schéma de principe d'un four de fusion à creuset.

**Figure I-9:** L'installation de chauffage par induction.

**Figure I-10:** Représentation de l'inducteur et de la pièce à chauffer par  $R_{ch}$  et  $L_{ch}$ .

**Figure I-11:** Schéma de principe de compensation de chauffage par induction.

## Chapitre II :

**Figure II-1 :** Les différentes structures des onduleurs multiniveaux (a,b,c,d).

**Figure II.2:** Caractéristiques comparatives de la diode.

**Figure II-3 :** Structure de L'IGBT

**Figure II-4:** Circuit équivalent.

**Figure II-5 :** Onde d'un onduleur 2 niveaux.

**Figure II-6:** Onde d'un onduleur 3 niveaux.

**Figure II-7 :** Onde d'un onduleur à tension de sortie en marche d'escalier.

**Figure II-9** : Onduleur de tension à deux niveaux en pont complet.

**Figure II-10** : Configurations électriques des cellules d'un onduleur à deux niveaux (a,b).

**Figure II-11** : Séquence de commande d'un onduleur en pont complet à deux niveaux.

**Figure II-12** : Tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux.

**Figure II-13** : Spectre de l'harmonique de la tension à deux niveaux.

**Figure II-14**: Configurations électriques des cellules d'un onduleur en H à trois niveaux (a,b,c,d).

**Figure II-15** : Séquence de commande d'un onduleur à trois niveaux.

**Figure II-16** : Tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux.

**Figure II-17** : Spectre d'harmoniques de tension à trois niveaux.

**Figure II-18** : Onduleur NPC à trois niveaux.

**Figure II-19** : Différentes configurations d'un onduleur NPC à trois niveaux (a,b,c).

**Figure II-20** : Séquence de commande des interrupteurs à NPC à trois niveaux.

**Figure II-21**: Tension de l'onduleur NPC à trois niveaux.

**Figure II-22**: Spectre d'harmoniques de tension à trois niveaux.

**Figure II-23** : Structure d'un onduleur NPC à cinq niveaux.

**Figure II-24**: Différentes configurations électriques d'un onduleur NPC à cinq niveaux (a,b,c,d,e).

**Figure II-25** : Les impulsions de commandes d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.

**Figure II-26** : Tension d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.

**Figure II-27** : Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.

**Figure II-28**: Symbole conversion AC-DC et Forme de tension redressée.

**Figure II-29**: Redresseur à diodes.

**Figure II-30** : Symbole d'un hacheur.

**Figure II-31:** Montage du hacheur Série.

**Figure II-32 :** Formes d'ondes de courant et de tension.

### **Chapitre III :**

**Figure III-1 :** Structure générale du système.

**Figure III-2 :** Schéma équivalent du chauffage par induction.

**Figure III-3 :** La variation de courant en fonction de  $\omega$ .

**Figure III-4:** Association de source triphasée, filtre et pont de redresseur.

**Figure III-5:** Schéma du filtre de sortie de redresseur.

**Figure III-6:** Structure du hacheur série.

**Figure III-7 :** Mode de fonctionnement de topologies différentes (a, b).

**Figure III-8 :** Structure du système, l'onduleur à deux niveaux - hacheur -Pièce.

**Figure III-9 :** Tension de sortie de l'onduleur en pont complet à deux niveaux.

**Figure III-10:** Spectre d'harmoniques pour la tension de sortie  $V_s$ .

**Figure III-11 :** Courant de charge.

**Figure III-12:** spectre d'harmoniques du courant de charge.

**Figure III-13:** Tension de sortie du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).

**Figure III- 14:** Tension (a)et courant (b) aux bornes d'un interrupteur (Q3).

**Figure III-15:** Tension d'un onduleur en pont complet à trois niveaux.

**Figure III-16:** Spectre d'harmoniques de tension.

**Figure III-17:** Courant de charge.

**Figure III-18:** Spectre d'harmoniques du courant de charge.

**Figure III-19:** Tension du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).

**Figure III-20:** Courant (a)et tension (b) aux bornes de l'interrupteur.

**Figure III-21:** La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à trois niveaux.

**Figure III-22:** Tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.

**Figure III-23:** Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.

**Figure III-24:** Courant de charge.

**Figure III-25:** Spectres d'harmoniques de courant.

**Figure III-26:** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b).

**Figure III-27:** Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q2).

**Figure III-28:** La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à cinq niveaux.

**Figure III-29:** Tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

**Figure III-30:** Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.

**Figure III-31:** Courant de charge.

**Figure III-32:** Spectre d'harmoniques de courant de charge.

**Figure III-33:** Tension du hacheur(a) et tension d'entrée (b) de l'onduleur.

**Figure III-34:** Courant (a) et tension (b) aux bornes d'un interrupteur (Q1).

## **Chapitre IV :**

**Figure IV-1 :** Structure de contrôle de puissance du système à fréquence fixée.

**Figure IV-2 :** Schéma général d'une boucle de régulation.

**Figure IV-3 :** Puissance contrôlée d'un onduleur à deux niveaux.

**Figure IV-4 :** Tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.

**Figure IV-5 :** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.

**Figure IV-6:** Courant de charge de l'onduleur à 2 niveaux.

**Figure IV-7 :** Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur à 2 niveaux.

**Figure IV-8 :** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) à 2 niveaux.

**Figure IV-9:** Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 2 niveaux.

**Figure IV-10 :** Puissance contrôlée d'un onduleur en H à 3 niveaux.

**Figure IV-11:** Tension de sortie de l'onduleur en H à 3 niveaux.

**Figure IV-12 :** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur en H à 3 niveaux.

**Figure IV-13:** Courant de charge de l'onduleur en H à 3 niveaux.

**Figure IV-14:** Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur en H à 3niveaux.

**Figure IV-15:**Tension du hacheur(a) et tension d'alimentation de l'onduleur(b) en H à 3

**Figure IV-16:** Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur à 3Niveaux.

**Figure IV-17 :** Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

**Figure IV-18 :** Tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

**Figure IV-19 :** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

**Figure IV-20:** Courant de charge NPC à 3 niveaux.

**Figure IV-21:** Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

**Figure IV-22:** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 3 niveaux.

**Figure IV-23:** Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q2 de l'onduleur NPC à 3niveaux.

**Figure IV-24:** Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

**Figure IV-25:** Tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

**Figure IV-26:** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

**Figure IV-27:** Courant de charge NPC à 5 niveaux.

**Figure IV-28:** Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

**Figure IV-29 :** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 5niveaux).

**Figure IV-30:** Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur (Q1) de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

## **Liste des tableaux :**

### **Chapitre I :**

**Tableau I-1:** Profondeur de pénétration.

**Tableau I-2 :** Comparaison entre différentes structures de compensation.

### **Chapitre II :**

**Tableau II-1 :** Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur.

### **Chapitre III :**

**Tableau III-1 :** Les excitations relatives des cellules (onduleur en H à 2 niveaux).

**Tableau III-2 :** Paramètres de simulation (onduleur en H à 2 niveaux).

**Tableau III-3:** Excitations relatives des cellules (onduleur en H à 3 niveaux).

**Tableau III-4 :** Excitations relatives des cellules (onduleur NPC à 3 niveaux).

**Tableau III-5:** Paramètres de l'onduleur NPC à trois niveaux.

**Tableau III-6 :** Tableau des excitations relatives des cellules (Onduleur NPC à 5niveaux).

**Tableau III-7:** Paramètres du système avec un onduleur NPC à 5 niveaux.

## Principales notations et abréviations

$\omega_r$	La pulsation. en radian sur seconde [rad/s].
$f_r$	La fréquence de résonance, en Hertz [Hz].
$B$	L'induction magnétique. en tesla [T]
$E$	Le champ électrique. en volt [V.m <sup>-1</sup> ].
$H$	Le champ magnétique, en [A.m <sup>-1</sup> ].
$\mu$	La perméabilité magnétique absolue, en [H. m <sup>-1</sup> ]
$\mu_0$	Constante, appelée perméabilité magnétique dans le vide, $4\pi.10^{-7}$ .
$\mu_r$	Constante, appelée perméabilité magnétique relative.
$J_i$	La densité volumique de courant en surface. En ampère sur mètre [V.m <sup>-2</sup> ]
$D$	L'induction électrique [V. s.m <sup>-2</sup> ].
$t$	Le temps en seconde[s].
$R$	La résistance, en Ohm [ $\Omega$ ].
$\rho$	La résistivité de matériau. en ohm mètre [ $\Omega.m$ ].
$s$	La section (surface), en mètre carré [m <sup>2</sup> ]
$H$	La longueur du fil électrique, en mètre [m]
$\sigma$	La conductivité électrique.[ $\Omega^{-1}.m^{-1}$ ]
$\delta$	$\delta=1/ \sigma$ La conductivité électrique.[ $\Omega.m$ ]
$\emptyset$	Le flux magnétique, en Webers [Wb]
$\varepsilon$	La force électromotrice induite, en volt [V]
$N'$	Le nombre de spires.

P	La puissance. En Watt [W]
L'	La longueur du solénoïde [m].
d	Le diamètre de cylindre, en mètre carré [m]
i	Le courant parcourant le solénoïde [A].
i <sub>F</sub>	Le courant de Foucault, en Ampère [A].
I <sub>ch</sub>	Le courant traversé dans la charge. En Ampère [A]
P <sub>ch</sub>	La puissance dissipée dans la charge, En Watt [W]
P <sub>i</sub>	La puissance dissipée dans l'inducteur. En Watt [W]
R <sub>ch</sub>	La résistance de charge. en Ohm [ $\Omega$ ]
L <sub>ch</sub>	L'inductance de charge. En Henri [H]
C <sub>ch</sub>	La capacité de compensation en série. En Farad [F]
$\boxtimes$	Le facteur de transmission de puissance.
$\checkmark$	Le facteur de couplage.
x	La distance de la surface, en mètre [m]
T'	La température, en [K] ou [°C]
a	La pente initiale de la courbe $B = f(H, T)$ .
u	Vitesse de l'électron.
e <sup>-</sup>	Charge de l'électron, en [C]
le	Le moyen de l'électron libre parcours.
n	Le nombre des électrons de conductivité.
m	La masse de l'électron,
$\sigma_{SB}$	La constante de Stefan-Boltzmann, $\sigma_{SB} = 5.67.10^{-8} \text{ W.m}^{-2} \text{ K}^{-4}$ .

$O'$	Le flux de chaleur, en [W]
$W$	Le travail mécanique, en [J]
$C_s$	La chaleur spécifique, en [K] ou [°C]
$\eta$	Rendement du chauffage par induction.
$V_s$	La tension d'alimentation de la charge, en [V].
$J$	Le nombre complexe.
$Z$	L'impédance de la charge, en [ $\Omega$ ]
$\delta$	La profondeur de pénétration, en [m].
$Q$	L'interrupteur de l'IGBT.
$V_{DS}$	Tension entre Drain et Substrat de IGBT.
$F_i$	La fonction de connexion.
$C'_i$	La commande complémentaire.
$L_s$	L'inductance du filtre de source, en [H].
$C_s$	La capacité du filtre de source, en [F].
$L_h$	L'inductance du filtre du hacheur, en [H].
$C_h$	La capacité du filtre du hacheur, en [F].
$R_h$	La résistance du filtre du hacheur, en [ $\Omega$ ].
$D_h$	La diode du hacheur.
NPC	Neutral Point Clamped inverter.
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
THD	Facteur de distorsion harmonique
HFC	Facteur courant harmonique
DF	Facteur de distorsion.

AC Le courant alternatif.

DC Le courant continu.

PI Proportionnel – intégral.

FTBO La fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF La fonction de transfert en boucle fermée.

## Introduction générale

La source de chauffage des objets est basée sur les matériaux primitifs naturels comme le bois, le charbon... Mais, de nos jours, le but de la science, c'est d'évoluer et d'apporter des solutions aux problèmes liés aux nouvelles applications des entreprises surtout dans l'environnement économique actuel.

Tout corps conducteur électrique soumis à l'influence d'un champ magnétique variable est le siège de courants induits. C'est le principe du chauffage par induction, ce mode de chauffage se prête très bien aux traitements thermiques qui permet des transferts de chaleur à grande puissance et cela à l'intérieur même des pièces à chauffer ainsi que l'effet thermique peut être concentré à l'endroit voulu sans chauffer les autres parties de la pièce traitée, avec un temps de chauffage est très court par rapport aux autres procédés de chauffage .

Ce chauffage sélectif et rapide combiné à un transfert efficace de l'énergie, fait du chauffage par induction une source substantielle d'économies d'énergie en traitement thermique .

Dans ce travail, nous allons étudier le système de chauffage par induction alimenté par un onduleur à résonance série multiniveaux. La puissance injectée étant contrôlée par un hacheur série, qui alimente l'onduleur. Notre mémoire contient quatre chapitres exposant la démarche présentée ci-dessus.

Le premier chapitre présente une étude théorique (lois physiques) et l'état de l'art des systèmes de chauffage par induction concernant son principe de fonctionnement, ses propriétés, et nous avons expliqué les paramètres qui ont le rôle d'augmenter ou diminuer l'échauffement dans une pièce, le rendement du système, la gamme de puissance et les différents applications industrielles, nous avons cités aussi les avantages et les inconvénients de ce mode de chauffage.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse des convertisseurs avec une présentation détaillée des générateurs à induction: conception analyse et principe de fonctionnement des différentes structures de l'onduleur multiniveaux (pont complet et NPC), en donnant les caractéristiques de chaque structure.

Le troisième chapitre nous avons établi le schéma global du système avec la modélisation de ses éléments en traitant les différents types de convertisseurs multiniveaux : Cascade, constitué de deux ponts complets en série, ainsi que la structure NPC à trois et à cinq niveaux. On a expliqué aussi le fonctionnement de chaque structure dans le système par des simulations, Les résultats de simulation sont présentés avec une analyse spectrale pour chaque structure topologique étudiée.

Le dernier chapitre a présenté la boucle de commande permettant le contrôle de la puissance du système de chauffage par induction, réalisée par un régulateur classique (PI).

Enfin, une conclusion générale relate les contributions réalisées, les remarques pertinentes sur ce travail.

# CHAPITRE I

## Généralité sur le chauffage par induction

### I.1 Introduction

Le chauffage par induction a connu ces dernières années un développement important, essentiellement lié aux avantages qu'apporte ce mode de chauffage, ce domaine a toujours été un élément moteur pour l'électronique de puissance et l'automatique compte-tenu de la sévérité des cahiers de charge où les besoins en puissance, les fréquences de fonctionnement et les performances dynamiques sans cesse grandissants.[1]

Après une série des expériences et d'inventions aujourd'hui, ce système présente des avantages intrinsèques : la localisation précise de l'effet thermique grâce à une conception d'inducteur et d'une fréquence de fonctionnement adaptée à la pièce à chauffer, la rapidité d'échauffement peut obtenir des densités de puissance très élevées et la possibilité de chauffer à des températures très élevées avec un rendement pratiquement indépendant de la température.

Ainsi que le chauffage par induction est une technique adaptée aux moyennes et grandes séries de pièces car il est nécessaire de disposer de l'inducteur convenable et d'effectuer des réglages minutieux, ce mode de chauffage a haute sécurité lors de fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous présenterons les définitions et les relations de base sur les magnétismes pour simplifier quelques conceptions autour du chauffage par induction.

### I.2 Relations de base

Un chauffage par induction se compose d'une bobine inductrice entourant une masse métallique que l'on souhaite chauffer (la charge). Cette bobine est alimentée en régime sinusoïdal de pulsation  $\omega_r$  et de fréquence  $f_r$ , telle que [2];

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (\text{I-1})$$

Le champ magnétique, engendre dans la charge électro conductrice des effets thermiques dépendent des caractéristiques du champ magnétique utilisé. Les équations de base régissant le comportement électrique de la charge conductrice soumise au champ d'induction magnétique sont principalement les équations de Maxwell et la loi d'Ohm généralisée.

Elles sont citées simplement [3] :

- La conservation du flux d'induction magnétique exprimé par :

$$\text{Div } \vec{B} = 0 \quad (\text{I-2})$$

- L'équation d'Ampère :

$$\text{Rot } \vec{B} = \mu \vec{J} \quad (\text{I-3})$$

- Loi de Maxwell -Faraday :

$$\text{Rot } \vec{E} = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{I-4})$$

- Le flux du vecteur  $\vec{D}$  n'est pas conservé (Maxwell-Gauss) [4]:

$$\text{Div } \vec{D} = \rho \quad (\text{I-5})$$

Avec ; B : l'induction magnétique. E : le champ électrique, en volte [V].

$\mu$  : la perméabilité magnétique. J : la densité du courant induit.

$\rho$  : la résistivité de charge. D : densité du flux électrique ou induction électrique.

Les vecteurs B, J, D, E dépendent des coordonnées x, y, z relativement à un repère fixe, et du temps.

### I-3 Définitions de base

#### ➤ Résistance

La résistance propre du conducteur de longueur h, de section s et constitué d'un matériau de résistivité  $\rho$  est :

$$R = \rho \frac{h}{s} \quad (\text{I-6})$$

➤ **Inducteurs**

Ils sont des enroulements en cuivre avec la densité de courant donné par [4]:

$$D = \varepsilon E \quad (I-7)$$

$$B = \mu H \quad (I-8)$$

Où ;  $\varepsilon$  est La permittivité diélectrique absolue,  $H$  est l'induction magnétique.

➤ **Solénoïde**

C'est un enroulement de fil électrique à spires jointives enroulées sur un cylindre.

➤ **Charge**

C'est un corps de matière formée d'atomes individualisés ou associés en molécules. Le mouvement des électrons localisés dans des orbitales autour des noyaux constitue un courant microscopique responsable d'un moment magnétique :

- Pour un échantillon de matière, ce moment magnétique est nul.
- Dans le cas contraire, l'augmentation thermique orienté sans cesse dans des directions aléatoires.

Elle a les propriétés suivantes: [2]

$$B = \mu H \quad (I-9)$$

$$J = \sigma E \quad ; \text{loi d'ohm} \quad (I-10)$$

Où ;  $\sigma$  est la conductivité électrique dépendante de la température.

➤ **Flux magnétique**

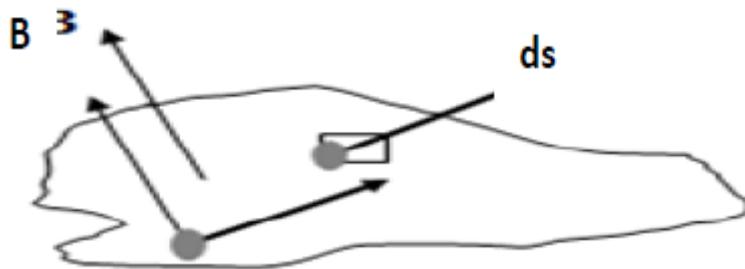
Si un courant électrique  $I$  circule dans un conducteur, figure I-1, un champ magnétique  $H$  se forme autour de ce conducteur, ce champ est habituellement représenté par des lignes de force magnétique [2].



**Figure I-1:** Un champ magnétique dans un conducteur.

Si le champ n'est pas uniforme ou si la surface considérée n'est pas plane figure I-2, le flux magnétique à travers la surface est donné par une intégrale [5] :

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{d}{dt} \iint \vec{B} \cdot d\vec{s} \quad (\text{I-11})$$



**Figure I-2:** Le flux magnétique à travers une surface.

L'unité de flux magnétique est le Weber, qui correspond à 1 Tesla x 1m<sup>2</sup>. Avec  $s$  une surface.

➤ **Courant de Foucault**

Un cylindre métallique massif est plongé dans une bobine parcourue par un courant alternatif sinusoïdale ; ce dernier courant crée un champ d'induction magnétique dans le cylindre développe des courants induit.

Ces courants induits sont appelés courant de Foucault ( $i_F$ ), dissipent de la chaleur par effet Joule dans la substance même où ils ont pris naissance. [5]

$$B = \mu \frac{N'}{L'} i = \mu H \quad \text{et} \quad i_F = N' \frac{h}{L'} i \quad (\text{I-12})$$

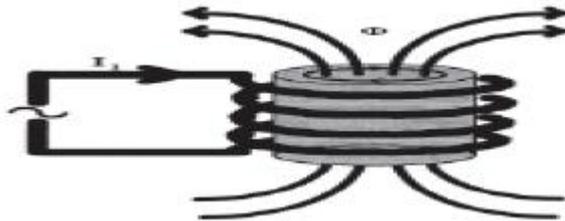
Avec,  $N$  est le nombre de spire.  $i$  est le courant parcourant le solénoïde de longueur  $L$ ,  $h$  est la longueur du cylindre.

#### I.4 Principe du chauffage par induction

Le chauffage par induction est une technique électrothermique permettant de chauffer des matériaux conducteurs d'électricité, sans contact matériel avec une source électrique. Lorsqu'un conducteur électrique est déplacé dans un champs magnétique statique, un courant électrique s'établit dans cette objet c'est le phénomène d'induction.

De la même manière on induit un courant dans un conducteur fixe placé dans un champ magnétique variable, un courant parcourant un bobinage génère en effet un champ magnétique oscillant à la même fréquence dont l'intensité est maximale à l'intérieur de celui-ci (loi d'Ampère).

Si une pièce conductrice est placée à l'intérieur d'une bobine, les courants induits par le champ magnétique s'y développent (loi de Lenz) et chauffent la pièce par effet de joule, Figure I-3.



**Figure I-3 :** Courants de Foucault induits.

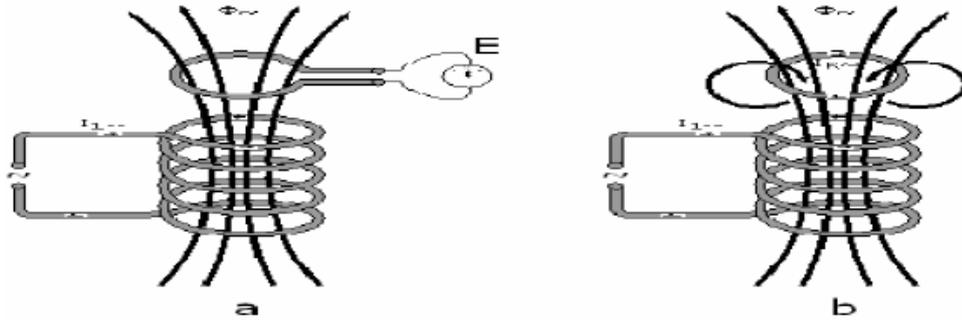
Donc le chauffage par induction est une application de deux lois physiques [1] :

- la loi de l'induction de Faraday, la loi de Lenz.
- l'effet Joule.

##### I.4.1 La loi d'induction électromagnétique

La loi de Faraday énonce que [3]:

- si le flux à l'intérieur d'une spire varie avec le temps, une tension  $\varepsilon$  est induite entre ses bornes.
- la valeur de cette tension induite est proportionnelle au taux de variation du flux.



**Figure I-4:** Loi de Faraday.

Cette loi est due à Lenz qui indique que, dans un circuit fermé fixe soumis à un induction extérieure variable figure I-4, il apparait une force électromotrice induite  $\varepsilon$  donnée par : [1]

$$\varepsilon = \oint \vec{E} d\vec{l} \quad (\text{I-13})$$

Où,  $d\vec{l}$  est la coordonnée radiale.

Et d'autre coté, on a le théorème de Stokes : [1]

$$\oint \vec{E} d\vec{l} = - \int \frac{\partial B}{\partial t} ds \quad (\text{I-14})$$

Et à partir des équations I-12, I-13, I-14, on obtient encore en explicitant le flux  $\Phi$ : [1]

$$\varepsilon = -N' \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{I-15})$$

### I.4.2 l'effet de joule

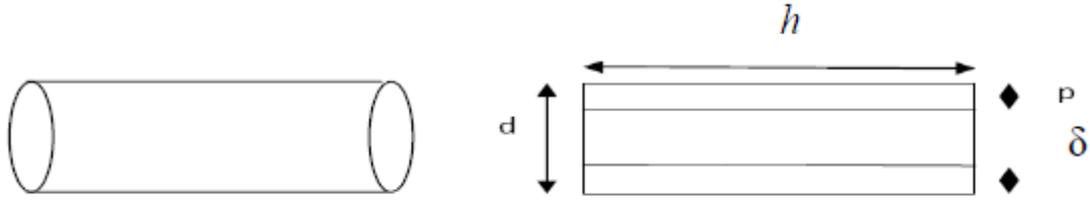
La formulation simple de la puissance  $P = Ri^2$ , ne peut pas être facilement utilisée du fait de la non-uniformité de la distribution des courants dans le conducteur.

Pour un cylindre, sa résistance est donnée par la relation:

$$R = \rho \frac{h}{s} \text{ qui correspond, } h = \pi d, \quad s = \delta h. \quad (\text{I-16})$$

Où,  $h$ ,  $s$ ,  $d$  sont les dimensions du cylindre. (Voir la figure I-5). Et  $\delta$  est la profondeur de pénétration [3].

Avec des calculs simplifiés, on exprime :



**Figure I-5 :** Pièce à chauffer sous forme d'un cylindre.

- La résistance de la pièce peut s'écrire sous la forme :

$$R = \rho \frac{\pi d}{\delta h} = \rho \frac{\pi d}{\sqrt{\frac{1}{\pi f_r \sigma \mu}} h} \quad (\sigma = \frac{1}{\rho}) \quad (\text{I-17})$$

- Donc, la puissance dissipée dans la pièce (la charge) est [2]:

$$P_{ch} = R i_F^2 \quad (\text{I-18})$$

A partir des équations, I-13, I-17 et I-18, on tire :

$$P_{ch} = \pi \cdot d \cdot h \cdot H^2 \cdot \sqrt{\pi \rho \mu_0 \mu_r f_r} \quad [W] \quad (\text{I-19})$$

$$P_i = H^2 \cdot \sqrt{\pi \rho \mu_0 \mu_r f_r} \quad [W/m^2] \quad (\text{I-20})$$

Où ;  $P_{ch}$  est la puissance dissipée dans la charge,  $P_i$  est la puissance dissipée dans l'inducteur. Afin de compléter les calculs, nous avons besoin des facteurs de correction qui sont :

- facteur de transmission de puissance  $F$  : Il prend en compte la relation entre la profondeur de pénétration et les dimensions externes de la charge (dépend de la géométrie de la charge).
- facteur de couplage  $\check{C}$  : Il corrige les différences relatives des dimensions de la charge et de l'inducteur. Cette correction diminue avec la longueur de l'inducteur et l'écart entre l'inducteur et la charge [4].

Alors, on peut écrire les dernières équations de puissance I-19, I-20 en fonction des facteurs de correction par :

$$P_{ch} = \pi \cdot d \cdot h \cdot H^2 \cdot (\sqrt{\pi \rho \mu_0 \mu_r f_r}) F \check{C} \quad [W] \quad (\text{I-21})$$

$$P_i = H^2 \cdot (\sqrt{\pi \rho \mu_0 \mu_r f_r}) F \check{C} \quad [W/m^2] \quad (\text{I-22})$$

## I.5 Caractéristiques électriques du chauffage par induction

Deux grandeurs caractérisent l'efficacité thermique et énergétique de l'induction [6]:

- l'effet de peau, qui caractérise la répartition des courants induits dans la pièce.
- Le champ magnétique alternatif qui pénètre dans le matériau décroît rapidement pour disparaître et avec lui les courants induits;
- la puissance dissipée dans la pièce qui caractérise le phénomène électrique.

De nombreux paramètres interviennent:

- la fréquence du courant;
- la nature magnétique et thermique du matériau;
- le champ inducteur;
- le couplage entre l'inducteur et la pièce à chauffer (entrefer, longueurs respectives);
- le type d'inducteur et les caractéristiques géométriques;
- la nature des conducteurs de l'inducteur.

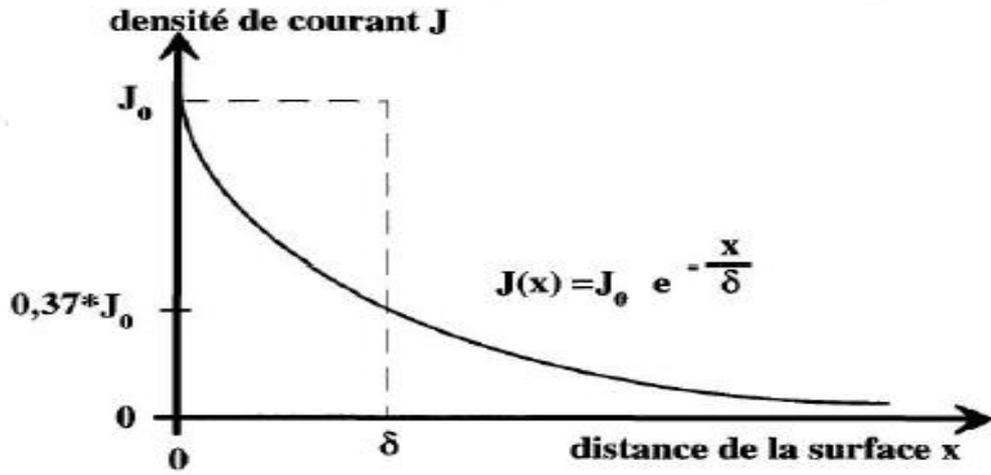
### I.5.1 Effet de peau

La région parcourue par les courants est une zone de dissipation de chaleur par effet Joule. Enfin la chaleur se propage vers le centre de la pièce par diffusion thermique, ce qui est correct à basse fréquence. Mais à haute fréquence, les courants de Foucault se répartissent seulement à la surface du métal ; c'est l'effet de peau.

La densité de courant  $J$  dans le métal décroît exponentiellement comme il est montré dans la figure I-6. [2]

Cela correspond à une loi de la forme : [6]

$$J_x = \frac{di}{dx} = J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (\text{I-23})$$



**Figure I-6:** Représentation de la profondeur de peau.

La formule théorique (I-24) permet de connaître l'ordre de grandeur de l'épaisseur de peau [2] :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f_r \sigma \mu}} , \mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{I-24})$$

Le tableau suivant regroupe des ordres de grandeur de  $\delta$  en fonction de plusieurs matériaux pour différentes fréquences. [4]

$\delta$ en [mm]	Acier 20°C	Acier 20°C	Cuivre 20°C	Cuivre 900°C	Graphite 20°C
$\rho$ [ $\mu\Omega m$ ] →	0.16	0.16	0.017	0.086	10
$\mu_r$ [-] →	40	100	1	1	1
Fréquence ↓					
50 Hz	4.50	2.85	9.31	20.87	225.08
100 Hz	3.18	2.01	6.58	14.76	159.15
1 KHz	1.01	0.64	2.08	4.67	50.33
10 KHz	0.32	0.20	0.66	1.48	15.92
100 KHz	0.10	0.06	0.21	0.47	5.03
1 MHz	0.03	0.02	0.07	0.15	1.59

**Tableau I-1:** Profondeur de pénétration.

**Remarque**

- Avec une haute fréquence, la profondeur de pénétration est faible.
- Avec une faible fréquence, la profondeur de pénétration est grande.

**I.5.2 La nature magnétique du matériau**

Pour des milieux paramagnétiques et diamagnétiques,  $\mu_r$  est une constante très proche 1. En revanche, pour des milieux ferromagnétiques, la relation liant les champs B et H n'est plus linéaire : la perméabilité magnétique relative  $\mu_r$  est fonction de la norme de H et de la température T': [2]

$$\vec{B} = \mu_r(H, T') \mu_0 \vec{H} \tag{I-25}$$

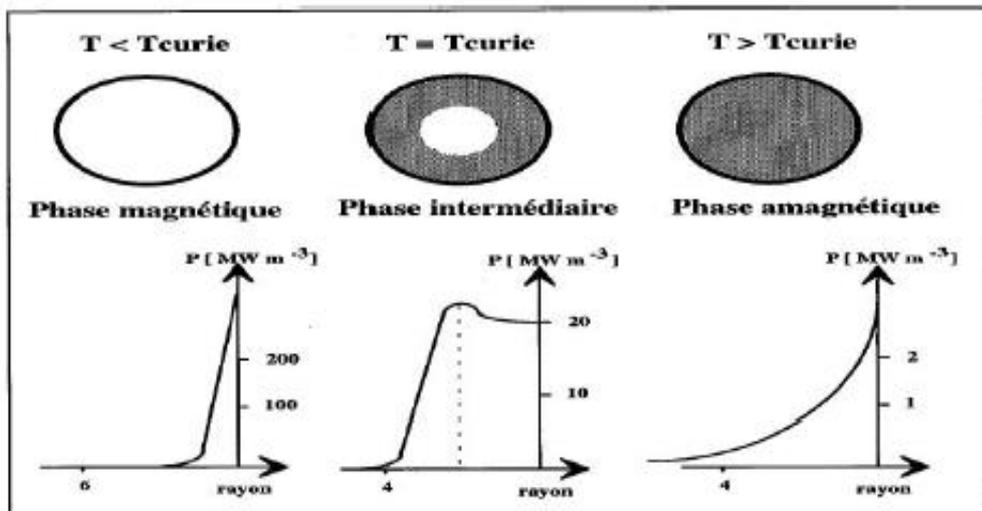
La formule suivante, qui approche la courbe  $B = f(H, T')$  par une fonction analytique établie à partir de mesures, est souvent utilisée pour représenter cette dépendance de l'induction B par rapport au champ H et à la température [1].

$$B(H, T') = \left[ 1 - e^{-\frac{T_c - T'}{C'}} \right] 2 \frac{B_s}{\pi} \tan\left(\frac{a\pi}{2B_s} \mu_0 H\right) + \mu_0 H \tag{I-26}$$

D'où ;  $T_c$  : température de Curie;  $C'$  : constante.

$B_s$  : aimantation à saturation;  $a$  : pente initiale de la courbe  $B = f(H, T)$ .

Les profils de puissance pour les trois phases de chauffage, dans le cas d'une billette d'acier magnétique, est donné par la figure I-7: [2][6]



**Figure I-7:** Distribution de puissance pour une billette en acier magnétique.

### I-5-3 La résistivité électrique

On applique un modèle de l'équation I-27 qui représente le comportement électrique global du matériau pour les températures élevées ( $T > 800^{\circ}\text{C}$ ).

$$\rho(t) = \frac{\rho_0 + \rho_1}{2} - \frac{\rho_0 - \rho_1}{\pi} \tanh^{-1} \left( \frac{T' - T_c}{T_r} \right) \quad (\text{I-27})$$

Avec ;  $\rho_0$  : résistivité électrique constante à  $20^{\circ}\text{C}$  ;  $\rho$  : Résistivité électrique [ $\Omega\text{m}$ ];

$\rho_1$  : Résistivité électrique constante ;  $T'$  : Température [ $^{\circ}\text{C}$ ]

$T_c$  : Constante [ $^{\circ}\text{C}$ ] (50CV4 => 550);  $T_R$  : Constante (50CV4 => 150);

$C_t$  : Constante [ $^{\circ}\text{C}$ ] (50CV4 => -480) ;

Et elle est définie physiquement par [6] :

$$\rho = \frac{mv}{n(e^-)^2 l e} \quad (\text{I-28})$$

D'où ;  $m$  : masse de l'électron;  $v$  : vitesse de l'électron;

$n$  : nombre des électrons de conductivité;  $e^-$  : charge de l'électron;

### I.5.4 Transfert de chaleur par induction

Le transfert de chaleur par induction est un transfert d'énergie sans contact. Il s'effectue, par effet Joule. Son flux de chaleur sortant d'un milieu à travers sa surface suit alors la loi de Stefan-Boltzmann [7]:

Avec;

$$\Phi_{\text{sortant}} = -\vec{\sigma}' \cdot \vec{n} = K_3 \sigma_{SB} (T'^4 - T'_{\text{ext}}{}^4) \quad (\text{I-29})$$

$\sigma_{SB}$  : La constante de Stefan-Boltzmann.

$T'$  : La température.

$K\varepsilon$  : L'émissivité du matériau rayonnant.  $\varepsilon = 1$  pour les corps.  $\sigma'$  : Le flux de chaleur.

Elle est gouvernée par les premier et second principes de la thermodynamique qui se traduisent sous la forme de l'équation de la chaleur [7]:

$$\rho C_S \frac{dT}{dt} = -\nabla \cdot \vec{\sigma}' + W \quad (\text{I-30})$$

$C_s$  : Sa chaleur spécifique.

$W$  : Le travail mécanique.

### Remarque

On remarque que l'obtention d'un meilleur rendement de chauffage dans une pièce dépend des paramètres suivants :

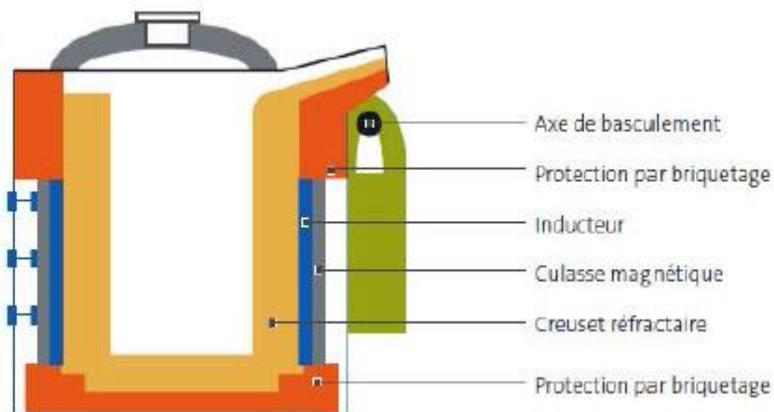
- le champ magnétique de l'inducteur.
- les caractéristiques géométriques de la pièce à chauffer.
- la nature des conducteurs.

## I.6 Applications

On trouve principalement des installations de chauffage par induction dans les domaines de la métallurgie et de la mécanique : 45% pour la fusion, 45% pour le chauffage avant formage, 10% pour le traitement thermique et les applications diverses [8].

### I.6.1 La fusion

Les fours les plus répandus sont les fours à creuset à basculement, utilisés pour la fusion, et les fours à canal, souvent réservés au maintien en température du métaux fondus figure I-8 [8].



**Figure I- 8:** Schéma de principe d'un four de fusion à creuset.

### I.6.2 Réchauffage avant formage et forgeage

Le réchauffage par induction est de plus en plus utilisé dans le milieu industriel en raison de ses possibilités de productivités élevées, de sa faible consommation d'énergie, de sa

rapidité de chauffage, de la réduction des pertes par oxydation, de la bonne précision de température permise et de la possibilité de chauffer une zone bien délimitée au niveau des pièces [8].

### **I.6.3 Industrie chimique**

L'induction est utilisée comme moyen de chauffage des parois de réacteur chimiques, on trouve ce type réacteurs dans la fabrication des résines, des cosmétiques et dans l'industrie pharmaceutique [9].

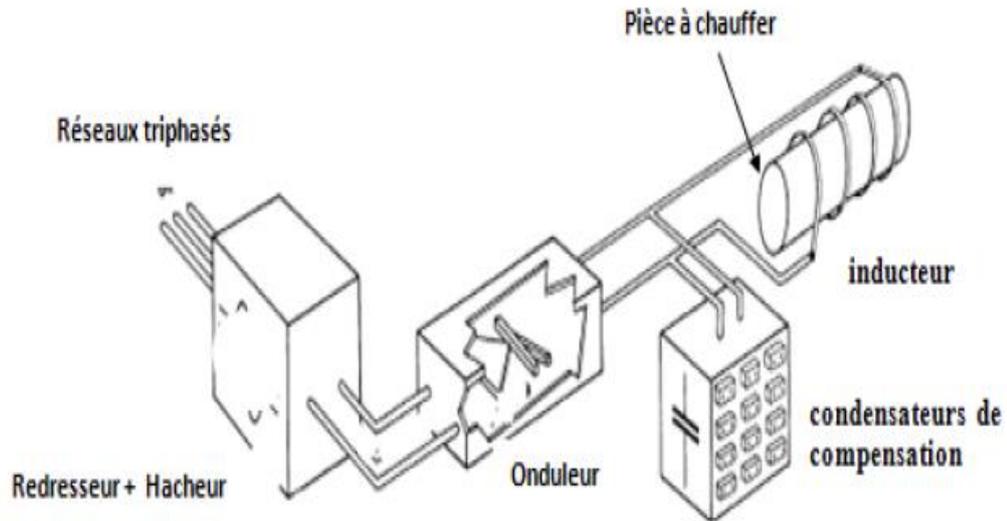
### **I.6.4 Autres applications**

On peut citer entre autres [9] :

- Le brassage électromagnétique d'alliages métalliques.
- Le confinement électromagnétique de plasma.
- Le décapage de peinture.
- Les plaques de cuisson.
- Le recharge d'accumulateurs

## **I.7 L'installation de chauffage par induction**

Le schéma de principe d'une installation de chauffage par induction représenté par la figure I-14 consiste en une source de puissance : généralement, les applications industrielles mettent en œuvre l'énergie électrique sous forme sinusoïdale triphasé, et un circuit (un inducteur et une pièce à chauffer) est globalement inductif. Pour cela, il convient d'ajouter des condensateurs pour relever le facteur de déplacement, afin de réduire la consommation d'énergie réactive dans ce circuit.



**Figure I-9:** L'installation de chauffage par induction.

Ce système est généralement composé des éléments suivants:[2]

- Un ou plusieurs inducteurs (ou une bobine en cuivre) de chauffage.
- une source à basse ou moyenne fréquence associant un convertisseur de fréquence (générateur ou onduleur).
- un coffret d'adaptation d'impédance et de compensation par batterie de condensateurs.
- un système de présentation ou de manutention des pièces à chauffer.
- un ensemble de commande-contrôle de l'installation.

### **I.7.1 Gammes de fréquence**

La bobine traversée par un courant développe des courants induits qui par effet Joule porte la surface de la pièce à chauffer à une température d'austénitisation.

On distingue trois gammes de fréquence [10]:

- Les hautes fréquences comprises entre 1MHz et 100 KHz.
- Les moyennes fréquences comprises entre 50Khz et 8 KHz.
- Les basses fréquences comprises entre 6 et 1KHz.

Le choix de fréquence est déterminé par la profondeur chauffée recherchée.

### I.7.2 Les convertisseurs statiques

Grâce aux développements des composants de puissance, l'électronique de puissance ouvre toute une gamme de convertisseurs permettant de mettre en forme l'énergie électrique. Par opposition aux machines électriques qui sont parfois qualifiées de convertisseurs dynamiques, on nomme ces structures convertisseurs statiques [11].

On définit donc quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique:

- le redresseur : transforme l'énergie alternative en énergie sous forme continue.
- l'onduleur (invertir) : transforme de l'énergie continue en énergie alternative.
- le hacheur : permet de faire varier la tension et le courant d'une énergie sous forme continue.
- le gradateur : permet de faire varier la valeur efficace de la tension et du courant d'une énergie sous forme alternative.

### I.8 Rendement du chauffage par induction

Le rendement est le rapport de la puissance fournie à la pièce à chauffer  $P_{ch}$  sur la somme de puissance transmise à la charge  $P_{ch}$  et la puissance reçue par l'inducteur  $P_i$ . Il est [11] :

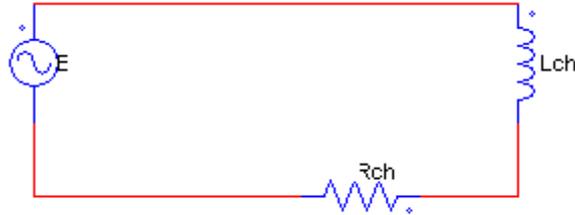
$$\eta = \frac{P_{ch}}{P_{ch} + P_i} \quad \text{Ou} \quad \eta = \frac{1}{1 + \frac{P_i}{P_h}} \quad (\text{I-31})$$

Le rendement dépend fortement du ratio-diamètre/profondeur de pénétration et de la conception de l'inducteur. Les règles de base à respecter pour un meilleur rendement sont [11] :

- Pour l'inducteur, utiliser un matériau de faible résistance, en règle générale du cuivre électrolytique.
- Minimiser la distance entre les enroulements.
- Etablir une bonne connexion entre l'inducteur et la charge.

### I.9 Facteur de puissance

L'ensemble constitué de l'inducteur et de la charge est assimilable à une charge globalement inductive gourmande en énergie réactive, voir la figure I-10. Ce caractère inductif est dû, d'une part à l'entrefer et d'autre part, au comportement inductif de la charge elle-même selon le rapport  $d/d$  (dans le cas d'un cylindre) [11].

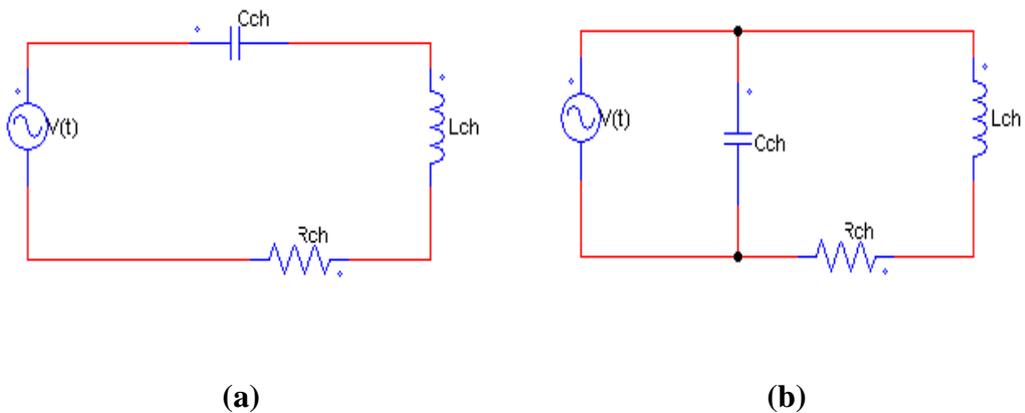


**Figure I-10:** Représentation de l'inducteur et de la pièce à chauffer par  $R_{ch}$  et  $L_{ch}$ .

Le facteur de puissance de l'inducteur et de la charge se situe entre 0,05 et 0,6. Dans tous les cas, un relèvement du facteur de déplacement par condensateurs est requis.

### I.10 Schéma de principe de compensation

Compenser un système électrique consiste à installer une source d'énergie réactive de compensation qui permet à l'ensemble de devenir un circuit résonnant. La compensation peut se faire en utilisant des condensateurs ( $C_{ch}$ ) avec l'inducteur ; soit en parallèle (la figure I-11-b) ou en série (la figure I-11 -a). Cette dernière compensation est tout autant utilisée dans ce travail [11].



**Figure I-11:** Schéma de principe de compensation de chauffage par induction (a,b).

Compensation série	Compensation parallèle
$Z = R_{ch} + j(L_{ch}\omega_r - \frac{1}{C_{ch}\omega_r})$	$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_{ch} + jL_{ch}\omega_r} + jC_{ch}\omega_r$
$V_s(t) = R_{ch}i_{ch}(t) + L_{ch}\frac{di_{ch}(t)}{dt} + \frac{1}{C_{ch}}\int_0^t i_{ch}(t)$	$V_s(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_c(t) = R_{ch}i_L(t) + L_{ch}\frac{di_L(t)}{dt}$

**Tableau I-2 :** Comparaison entre différentes structures de compensation.

Où ;  $j$  est le nombre complexe,  $Z$  est l'impédance de la charge.

### I.11 Les avantages du chauffage par induction

Le chauffage par induction présente les avantages suivants [4]:

- facilité d'automatisation et d'intégration dans les chaînes de production;
- faible consommation d'énergie;
- localisation à volonté de la trempe;
- excellente reproductibilité;
- propreté;
- rapidité et productivité élevées;
- pas d'oxydation superficielle ou de contamination du métal.

### I.12 Les inconvénients du chauffage par induction

- Le plus gros inconvénient du traitement est le coût associé à fabriquer les inducteurs. Des coûts d'acquisition élevés pour les fortes puissances [12];
- Des champs électriques peuvent apparaître ce qui peut alors perturber sa chaleur peut faire apparaître des champs électromagnétiques néfastes si les isolations sont environnement, lorsque les isolations sont mauvaises ou bien lorsqu'il y a une protection HF [12];

- Lors de mauvaises manipulations, d'autres objets peuvent être involontairement chauffés. Pour y remédier, on utilise le procédé d'émulsion ou le refroidissement par eau [12];

### **I.13 Conclusion**

L'induction électromagnétique pour chauffer des matériaux conducteurs est de plus en plus développée dans l'industrie. Cela tient aux caractéristiques particulières de cette technique (rapidité, propreté, efficacité, etc.) que les progrès de l'électronique de puissance et de la commande mettent en valeur.

Les installations de chauffage par induction ont en règle générale un bon rendement, toutefois le rendement dépend aussi de la nature du matériau à chauffer, cette technique peut être déterminée avec précision, de qualité extrême et permet d'obtenir des températures de chauffe plus élevées.

# **CHAPITRE II :**

## **Etude, analyse et simulation des onduleurs monophasés multiniveaux à vide**

### **II.1 Introduction**

Dans le domaine de chauffage par induction les onduleurs de puissance à base de transistors MOSFET, IGBT sont très utilisés, beaucoup d'attention a été accordée au développement des onduleurs capable de produire de grandes puissances aux charges thermiques d'induction fonctionnant entre 10 et 200 KHz.

Dans ce chapitre nous allons faire une étude théorique sur les différentes structures des onduleurs monophasés , et donner le principe de fonctionnement, analyse et la simulation de chaque type à vide.

### **II.2 Terminologie des convertisseurs statiques**

L'approche terminologique que nous proposons dans cette section facilite et rend uniforme le design des convertisseurs multiniveaux (onduleurs) :

#### **II.2.1 Les différents types des onduleurs**

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant.

Le classement des onduleurs dépend essentiellement [13]:

- de la nature des sources reliées entre elles : tension ou courant;
- du mode de commande des interrupteurs, ce qui détermine les formes d'onde de la tension  $v_m(t)$  ou du courant  $i_m(t)$ .

## II.2.2 Application des onduleurs

Ils sont utilisés pour [13]:

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.

Quelques domaines d'application :

- Production des tensions sinusoïdales de fréquences moyennes (de quelques kHz à quelques 10Khz): soudage...
- Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs, chauffage à induction....
- Alimentation des moteurs à courant alternatif à fréquence variable.
- coût relatif en baisse, grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants.

## II.2.3 Convertisseurs statiques multiniveaux

Parmi les plus importants avantages on mentionne [13]:

- Il peut générer des tensions très proche de la sinusoïde avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale ;
- Il réduit les tensions du mode homopolaire ;
- Il est bien adapté aux moteurs de moyennes et de grandes puissances.

Un convertisseur statique multiniveaux génère une tension découpée de sortie composée d'un moins trois niveaux.

Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de

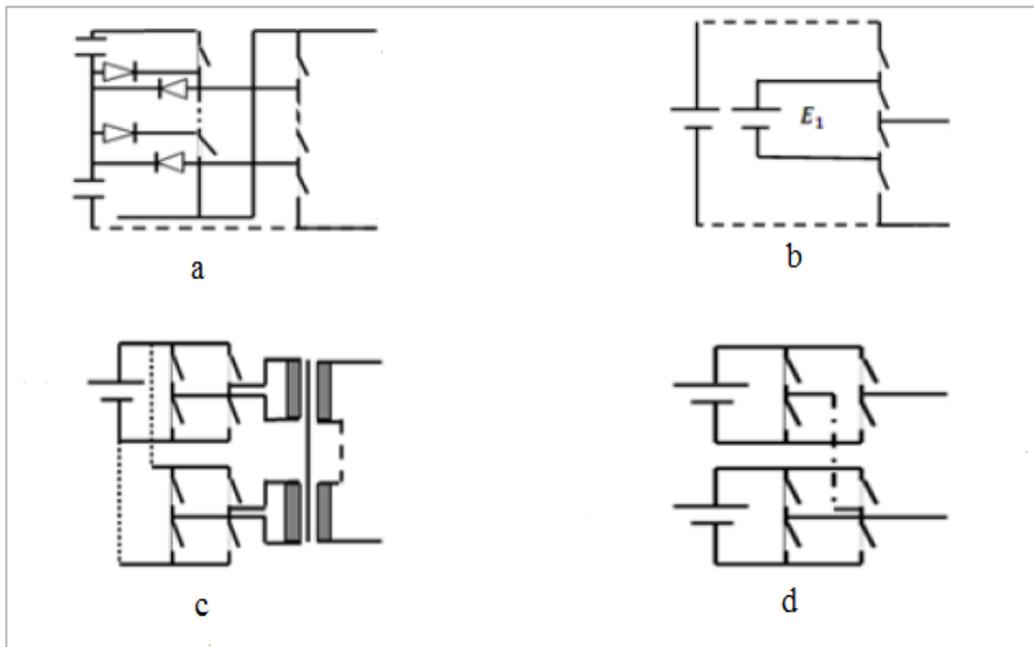
niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie.

En général, les onduleurs de tension multiniveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets.

### II.2.4 Différentes structures de convertisseurs multiniveaux

On a généralement quatre topologies principales pour réaliser un onduleur multiniveaux [14]:

- le NPC (Neutral Point Clamped inverter). Figure II-1-a
- les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées. Figure II-1-b
- l'addition des tensions de sortie avec un transformateur. Figure II-1-c
- les onduleurs multiniveaux à cellules en série. Figure II-1-d



**Figure II-1 :** Les différentes structures des onduleurs multiniveaux (a,b,c,d).

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Au

contraire, les structures telles que les onduleurs à cellules en série élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation. Contrairement aux autres topologies, les alimentations des cellules ne peuvent pas être obtenues à partir d'une alimentation continue unique sans mettre en place des convertisseurs additionnels. Dans la plupart des cas, il faut recourir à des transformateurs pour obtenir les alimentations nécessaires. Le couplage parallèle des transformateurs du «côté alimentation» et l'addition des tensions «côté charge» conduit à une élévation de la tension [14].

## II.3 Concepts du modèle de l'interrupteur

Un convertisseur statique est principalement constitué d'interrupteurs pour aiguiller le courant. Plutôt que des interrupteurs mécaniques, des relais, on préfère utiliser des interrupteurs électroniques, moins encombrants, rapidement maniables et résistants.

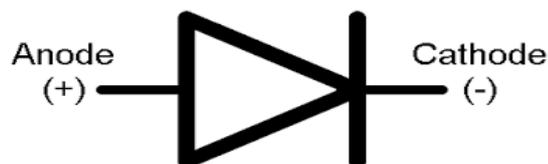
On définit deux états stables pour l'interrupteur (Q):

- 1 : pour l'état fermé de l'interrupteur (Q).
- 0 : pour l'état ouvert de l'interrupteur (Q).

### II.3.1 La diode

C'est le composant à semi-conducteurs le plus simple figure II-2, le moins coûteux, le plus fiable. Mais il n'est pas commandable. Une diode conduit dès que la tension à ses bornes est positive (symbole  $v \uparrow = 0$ ) et se bloque quand le courant qui la traverse tend vers 0 (symbole  $i \downarrow = 0$ ) [15].

- A la fermeture, ( $v \uparrow = 0$ ).
- A l'ouverture, ( $i \downarrow = 0$ ).



**Figure II.2:** Caractéristiques comparatives de la diode.

### II.3.2 L'IGBT

Le transistor IGBT est à effet de champ (canal N) pour la commande et bipolaire (PNP) pour la puissance.

IGBT : Son nom est transistor bipolaire à grille isolée (En Anglais : Insulated Gate Bipolar Transistor)[15].

- **Principe :**

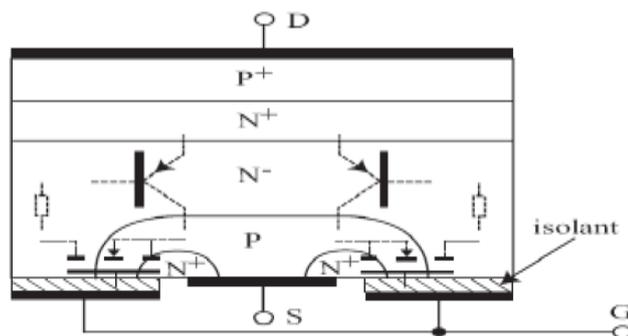
L'IGBT combine les avantages du transistor bipolaire et du MOSFET :

- bipolaire → faibles pertes en conduction mais temps de commutation élevée.
- MOSFET → temps de commutation faible mais pertes en conduction plus élevées, augmentant avec VDS.

- **Structure**

Elle est donnée sur la figure II-3:

Avec ; D, Drain    S, Substrat    G, Grille



**Figure II-3 :** Structure de L'IGBT

- **Circuit équivalent**

Darlington hybride MOSFET-bipolaire [15]:

- commutations → rapidité du MOSFET;
- résistance en conduction du transistor
- bipolaire → faibles pertes

• Symboles

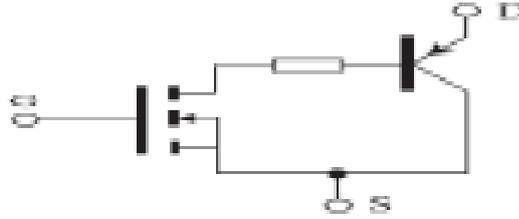


Figure II-4: Circuit équivalent.

## II.4 Définitions de base sur les concepts de la modélisation

### II.4.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Quand les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs), suivie par une conduction continue on dit que le convertisseur statique est en mode commandable [16].

Ces transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais des commandes externes (commandes des IGBTs).

### II.4.2 Fonction de connexion

Cette fonction est liée à chaque interrupteur  $Q_i$  et décrit son état ouvert ou fermé. Cette fonction  $F$  vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire.

$$F_i \left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ si } Q_i \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } Q_i \text{ est ouvert} \end{array} \right\} \quad (\text{II-1})$$

$i$ , nombre de l'interrupteur

### II.4.3 La cellule

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérés toujours continue.

### II.4.4 La commande complémentaire

La commande complémentaire a pour objectifs [17]:

- éviter le court-circuit lors de la conduction simultanée des quatre interrupteurs, qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant.
- éviter l'ouverture de tous les interrupteurs, qui engendre une surtension.

Si on utilise la commande complémentaire, on obtient :

$$C'_i = \overline{C'_{1-j}} \quad (\text{II-2})$$

$i, j$  : numéro de l'interrupteur.

Alors on peut en réduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs.

$$F_i = 1 - F_{i-j} \quad (\text{II-3})$$

#### II.4.5 Fonction de commutation

Cette fonction est liée à une cellule de commutation dans une telle cellule à  $k$  interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion  $F_i$  définie par [17]:

$$F_i = + \frac{1}{k} [ 1 + F_c \left( t - (i - 1) \frac{t}{k} \right) ] \quad (\text{II-4})$$

Avec  $F_c$  la fonction de commutation de cette cellule, et  $T$  sa période de fonctionnement avec celle des fonctions de connexions et de commutation.

#### II.4.6 Fonction de connexion d'une cellule

On définit la fonction de connexion de cellule  $F^m$  par [17]:

$$F^1 = F_1 \cdot F_2 \quad (\text{II-5})$$

-  $m = 0$  : pour la 1ère cellule.

-  $m = 1$  : pour la 2ème cellule. OÙ,  $m$  est le nombre de cellule.

La fonction de connexion de chaque cellule s'exprime au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs :

A un instant donné un seul des deux interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$\dots + F^1 + F^0 = 1 \quad (\text{II-6})$$

#### II.4.7 La fonction de conversion

La tension de sortie ( $V_{ao}$  ou  $V_s$ ) de l'onduleur est donc donnée par la relation suivante :

$$V_s = F^m \cdot E + F^{m-1} \cdot E \quad (\text{II-7})$$

## II.5 Commande des onduleurs multiniveaux

L'obtention d'une tension alternative à la sortie de l'onduleur se fait par l'ouverture et la fermeture commandée selon une stratégie bien définie des interrupteurs constituant notre convertisseur.

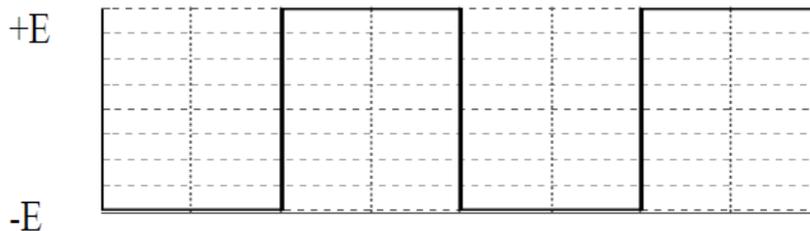
Différentes stratégies ont été développées par plusieurs auteurs afin d'améliorer la qualité et les performances de l'onde de sortie.

### II.5.1 Différent types de commandes des onduleurs

Pour découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. On classe les onduleurs en plusieurs catégories [18]:

#### II.5.1.1 Commande à onde rectangulaire (tension en deux niveaux)

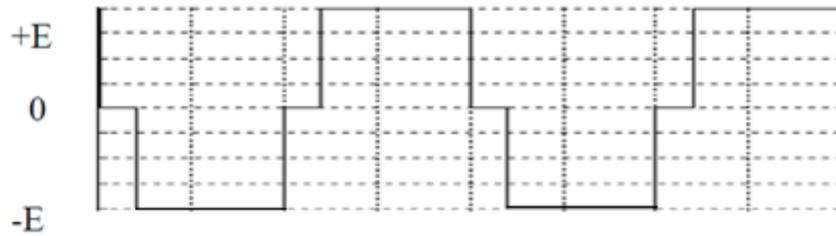
Pour la forme d'onde de cette commande, nous avons deux états de sortie (+E, -E) positifs puis négatif successivement comme schématisé par figure II-5. Avec la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur n'est pas réglable et dépend de la tension continue d'entrée [18].



**Figure II-5** :Onde d'un onduleur 2 niveaux.

#### II.5.1.2 Commande en créneaux de largeur variable (tension en 3 niveaux)

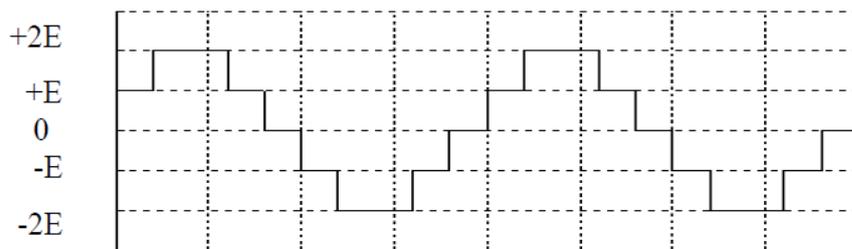
Cette commande est obtenue par l'association des ondes rectangulaires déphasées l'une par rapport à l'autre avec un angle variable d'où une commande à trois états de sortie (-E, 0, +E) figure II-6. Avec la valeur efficace de la tension de sortie de l'onduleur est réglable en agissant sur la durée du créneau [18].



**Figure II-6:** Onde d'un onduleur 3 niveaux.

### II.5.1.3 Commande à paliers (tension en 5niveaux)

Cette commande est constituée par la somme d'ondes rectangulaires déphasées l'une par rapport à l'autre avec deux angles prédéterminées pour obtenir les cinq niveaux (un exemple : +2E, +E, 0, -E, - 2E), et dit aussi (commande en marche d'escalier) figure II-7. elle se rapproche mieux à la sinusoïde. L'un des problèmes de ce système est le nombre important d'éléments [18].



**Figure II-7 :** Onde d'un onduleur à tension de sortie en marche d'escalier.

## II.6 Les paramètres de performances de l'onduleur

Pour déterminer la qualité du signal et de ses performances, on définit les paramètres de l'onduleur suivants qui sont très favorables :

### II.6.1 Facteur de distorsion harmonique (THD)

Ce facteur nous donne une idée qualitative sur la similitude de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale ; il est donné comme suit [18]:

$$THD = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{eff1}^2}}{V_{eff1}^2} \quad (II-8)$$

$V_{eff}$  : La valeur efficace de la tension de sortie ( $V_s$ ).

$V_{eff1}$  : La valeur efficace de la première harmonique (fondamentale) de la tension de sortie.

## II.6.2 Facteur du courant harmonique (HCF)

Ce facteur est principalement consacré aux commandes de la charge fortement inductive et filtrera dehors les harmoniques de tension [18].

$$\text{HCF}(\%) = 100 / c(1) (x + a)^n = \sum_{n=5}^k \left[ \frac{c(n)}{n} \right]^2 \quad (\text{II- 9})$$

C (n) : Le coefficient de n<sup>ième</sup> harmonique.

## II.6.3 Facteur de distorsion (DF)

Il est défini par l'équation suivante :

$$\text{DF}(\%) = 100 / V_{\text{eff}} \sqrt{\sum_5^{\infty} [V_n / n^2]} \quad (\text{II-10})$$

## II.7 Etude, analyse et simulation des onduleurs monophasés multiniveaux à vide

### II.7.1 Onduleur monophasé en pont complet (en H)

En 1975 les auteurs ont proposé une structure d'un convertisseur multiniveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés ou pont en H, ou cellule partielle (structure cascade). Chaque cellule partielle est alimentée par une tension continue  $E_j$ . Le convertisseur est dit uniforme ou régulier si la différence entre deux niveaux consécutifs est constante [19]. Autrement dit :

$$E_2 - E_1 = E_3 - E_2 = \dots = \Delta U \quad (\text{II-11})$$

Dans le cas contraire, le convertisseur est dit non uniforme ou irrégulier.

Pour obtenir un onduleur multiniveaux asymétrique à pas uniforme ou régulier, les tensions continues d'alimentation des cellules partielles  $E_j$  (  $j=1 \dots k$  ) doivent respecter les deux conditions suivantes [19]:

$$E_1 \leq E_2 \leq \dots \leq E_k \quad (\text{II-12})$$

$$E_j \leq 1 + 2 \sum_{i=1}^{j-1} E_i \quad (\text{II-13})$$

Où ;  $j$  : Numéro de niveaux. Et  $k$  : Nombre de pont complet.

Le nombre de niveaux  $N$  pour un groupe de tensions données, s'obtient à partir de la relation suivante :

$$N = 1 + 2 \sum_{j=1}^k E_j \quad (\text{II-14})$$

Le nombre de niveaux minimum  $N_{\min}$ , et le nombre maximum  $N_{\max}$  que l'on peut générer est obtenu dès lors que chaque  $E_j$  prend sa valeur minimale, respectivement maximale. Nous avons donc les deux relations ci-dessous.

$$N_{\min} = 2k + 1 \quad (\text{II-15})$$

$$N_{\max} = 3^k \quad (\text{II-16})$$

Le nombre  $N$  dépend non seulement du nombre d'onduleurs partiels en série par phase, mais aussi de la tension continue qui alimente chacun d'eux.

### II.7.1.1 Onduleur à deux niveaux

Sa structure se présente à la figure II-9 qui se compose de quatre interrupteurs (IGBTs) à semi-conducteurs. La charge est branchée entre les deux bras de l'onduleur aux points milieux.

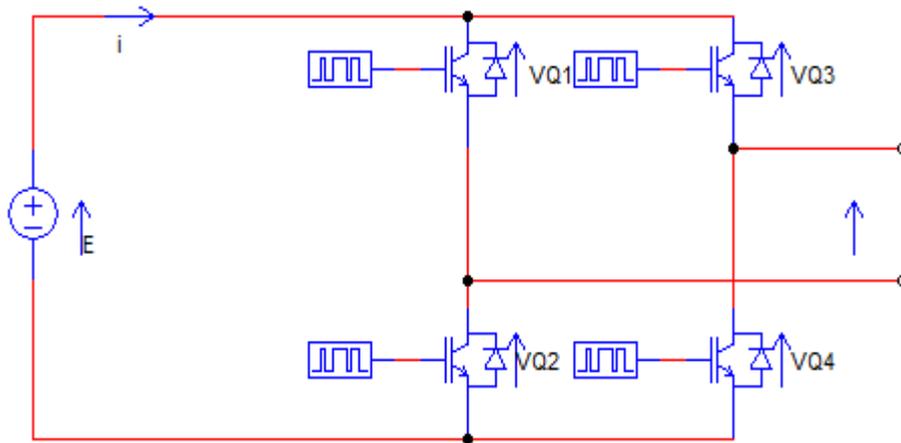


Figure II-9 : Onduleur de tension à deux niveaux en pont complet.

- **Principe de fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux**

Le principe de fonctionnement de cet onduleur est le suivant : quand Q1 et Q4 sont fermés, Q2 et Q3 sont ouverts, la charge est connectée à la tension  $E$ , alors la tension de sortie  $V_s$  égale à  $E$ . Cette valeur est aussi obtenue si Q2 et Q3 sont fermés et Q1 et Q4 sont ouverts, la tension de sortie sera égale à  $V_s = -E$ . On le résume par [20]:

-  $0 < \omega t < \pi$  :

Les interrupteurs Q2 et Q3 sont fermés, Q1 et Q4 sont ouverts : figure II-10-b

$$V_s = +E ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = +E ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = 0$$

-  $\pi < \omega t < 2\pi$

Les interrupteurs Q1 et Q4 fermés, Q2 et Q3 sont ouverts : figure II-10-a.

$$V_s = -E ; \quad V_{Q1} = V_{Q4} = 0 ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = +E$$

Avec la pulsation  $\omega_r$ , et  $V_{Qi}$  est la tension aux bornes de l'interrupteur  $Q_i$ .

• **Tension de sortie**

La valeur efficace de la tension de sortie  $V_s$  est : [20]

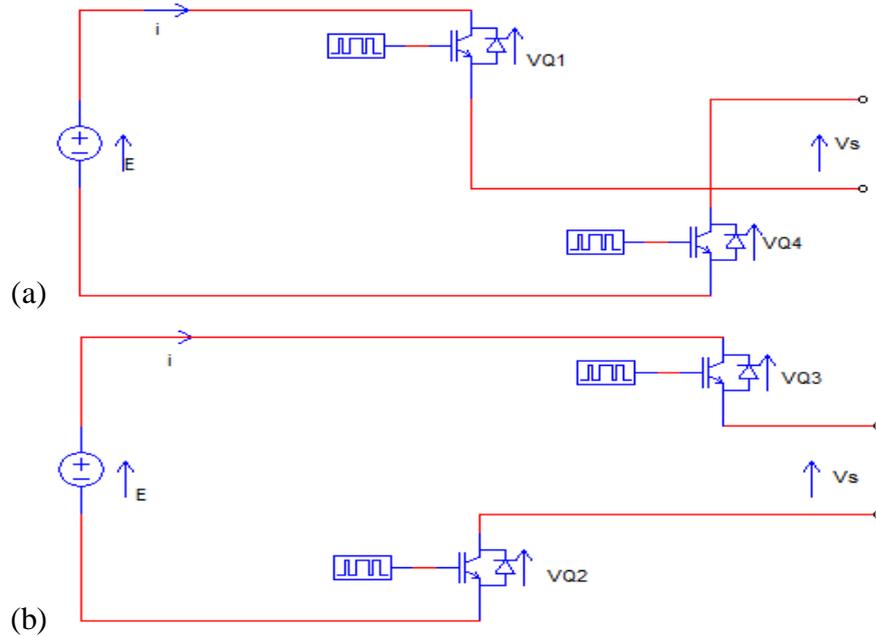
$$V_{\text{effs}} = E \tag{II-17}$$

Son fondamental a pour valeur efficace : [20]

$$V_{\text{eff1}} = \frac{4}{\pi} E \tag{II-18}$$

Le développement en série de Fourier contient toutes les harmoniques impaires. Et pour une valeur efficace :

$$V'_{\text{eff}}(2k+1) = \frac{4}{\pi} \frac{E}{2k+1} \quad (k=1,2,\dots) \tag{II-19}$$

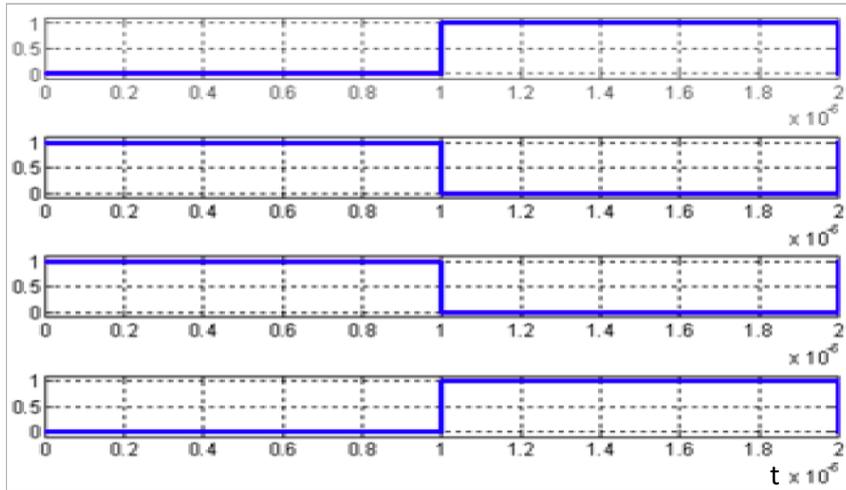


**Figure II-10 :** Configurations électriques des cellules d'un onduleur à deux niveaux (a,b).

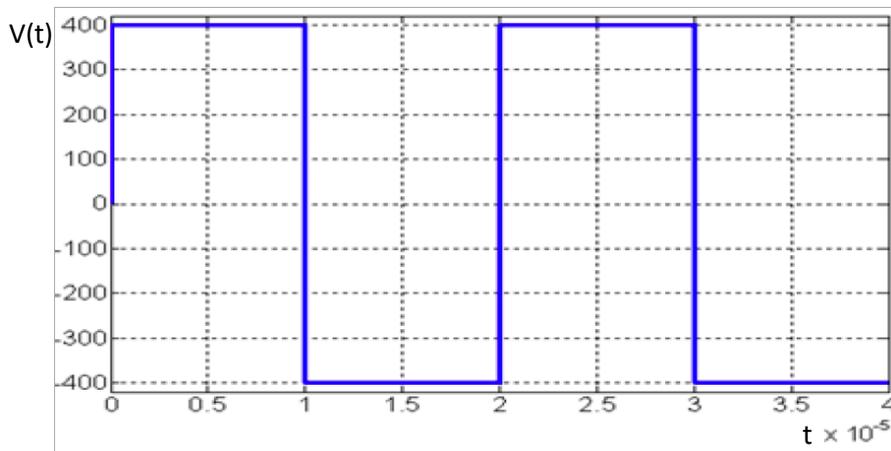
Le taux d'harmoniques calculé (par la relation II- 8) égal à 0.4

• **Simulation et interprétation**

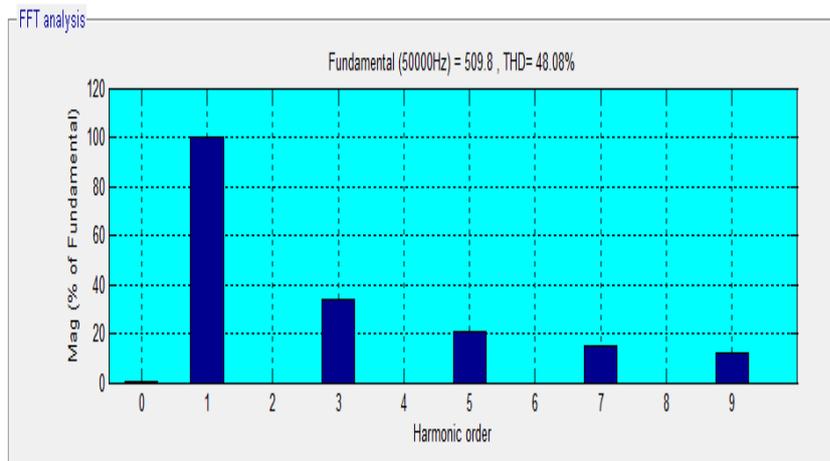
La séquence de commande des interrupteurs d'un onduleur à deux niveaux est représentée à la figure II-11, pendant une période ( $T = 2.10^{-5}$ s). La tension continue d'alimentation de l'onduleur est  $E=400V$ .



**Figure II-11 :** Séquence de commande d'un onduleur en pont complet à deux niveaux.



**Figure II-12 :** Tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux.



**Figure II-13 :** Spectre de l'harmonique de la tension à deux niveaux.

On remarque sur la figure II-13 la présence des harmoniques d'ordre  $(2k+1)$  et l'absence des harmoniques d'ordre  $(2K)$ . La figure II-12 montre bien l'allure de la tension de sortie de

l'onduleur en pont complet simple à deux niveaux pour deux périodes avec la tension continue ondulée  $E=400V$  et une fréquence de sortie  $f_r=50KHz$ .

### II.7.1.2 Onduleur monophasé à trois niveaux en pont complet

Ainsi, l'onduleur de tension en pont complet peut fournir trois niveaux de tension ; c'est le plus simple des onduleurs multiniveaux. Cet onduleur possède deux cellules de commutation (figure II-9), qui peuvent fonctionner de manière totalement indépendante l'une de l'autre. Un décalage temporel des ordres de commande de ces deux cellules, permet de générer les trois niveaux de tension :  $+E$ ,  $0$  et  $-E$ . Cette caractéristique est un avantage de l'onduleur monophasé en pont, car cela permet de faire varier et régler la tension de sortie  $V_s$  de  $E$ . Même la relation II-16 montre les trois niveaux de tension. (Elle devient  $N=3$  pour  $E=1(pu)$ ). On caractérise par  $\beta$  le décalage des commandes des deux demi-points [20]:

-  $0 < \omega t < \beta$  :

Les interrupteurs  $Q_1$  et  $Q_3$  sont fermés,  $Q_2$  et  $Q_4$  sont ouverts : figure II-14-d.

$$V_s = 0 ; V_{Q1} = V_{Q3} = 0 \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = +E$$

-  $\beta < \omega t < \pi$  :

Les interrupteurs  $Q_2$  et  $Q_3$  sont fermés,  $Q_1$  et  $Q_4$  sont ouverts : figure II-14-b.

$$V_s = +E ; V_{Q1} = V_{Q4} = 0 \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = +E$$

-  $\pi < \omega t < \pi + \beta$  :

Les interrupteurs  $Q_2$  et  $Q_4$  sont fermés,  $Q_1$  et  $Q_3$  sont ouverts : figure II-14-c

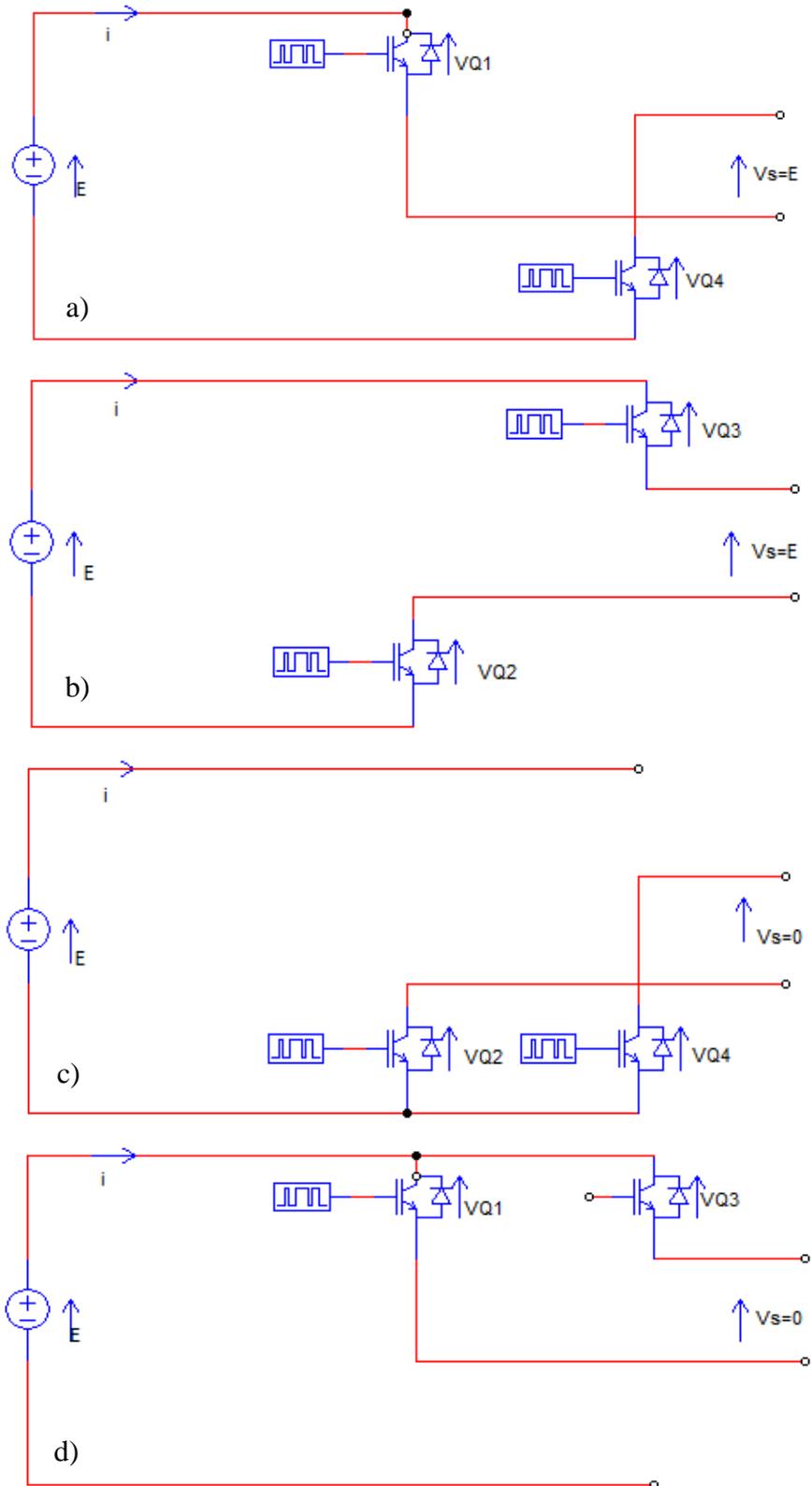
$$V_s = 0 \quad ; \quad V_{Q1} = V_{Q3} = +E \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q4} = 0.$$

-  $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$  :

Les interrupteurs  $Q_1$  et  $Q_4$  sont fermés,  $Q_2$  et  $Q_3$  sont ouverts : figure II-14-a

$$V_s = -E ; V_{Q1} = V_{Q4} = +E \quad ; \quad V_{Q2} = V_{Q3} = 0$$

On peut régler l'angle de commande  $\beta$  de manière à ce que cette courbe se rapproche le plus d'une sinusoïde.



**Figure II-14:** Configurations électriques des cellules d'un onduleur en H à trois niveaux (a,b,c,d).

- **Tension de sortie**

La tension de sortie  $V_s$  ne dépend que de l'angle  $\beta$ . Sa valeur efficace est :

$$V_{\text{eff}} = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}} \quad (\text{II-21})$$

Son fondamental a pour valeur efficace : [18]

$$V_{\text{eff}} = \frac{4}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \quad (\text{II-22})$$

Le développement en série de Fourier contient tous les harmoniques impaires. et pour une valeur efficace:

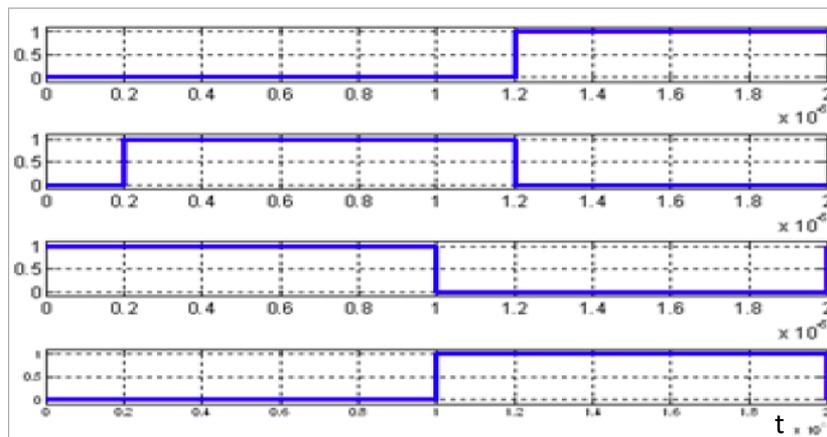
$$V_{\text{eff}(2k+1)} = \frac{E}{2k+1} \frac{4}{\pi} \cos(2k+1) \frac{\beta}{2} \quad (\text{II-23})$$

Le taux d'harmoniques calculé (par la relation II- 8) est passé par un minimum égal à 0.290, pour  $\beta$  égal à  $46.4^\circ$ . Puis tend vers l'infini quand  $\beta$  tend vers  $\pi$ .

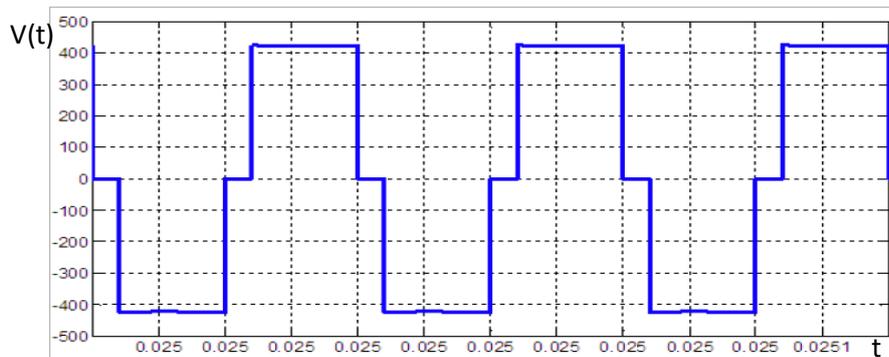
• **Simulation et interprétation**

L'idée serait d'obtenir une tension (ou courant) de sortie de forme sinusoïdale. La commande décalée fournit un signal plus proche de la forme sinusoïdale que la commande précédente.

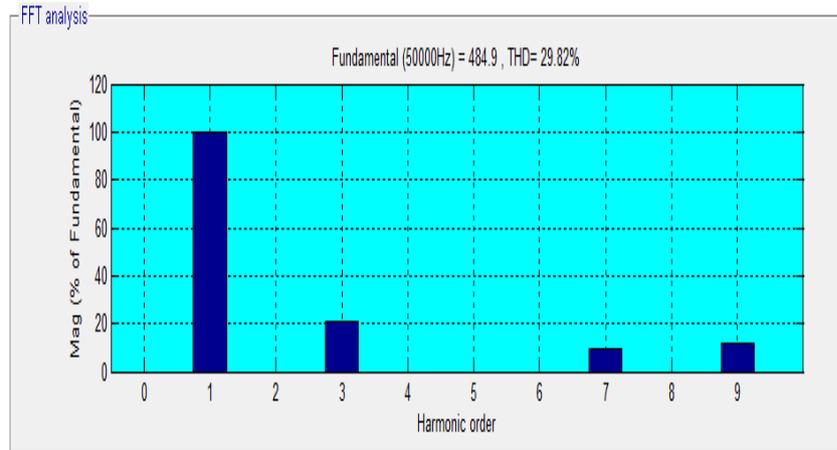
La séquence de la commande des interrupteurs est représentée à la figure II-15 pour une période  $T = 2 \cdot 10^{-5}$ s, la tension continue d'alimentation  $E = 400$ V,  $\beta = \pi/5$ .



**Figure II-15 :** Séquence de commande d'un onduleur à trois niveaux.



**Figure II-16 :** Tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux.



**Figure II-17** : Spectre d'harmoniques de tension à trois niveaux.

La figure II-17 montre bien l'efficacité de cette structure par rapport à la précédente. Les harmoniques d'ordre  $2k$  sont toujours absents en plus les harmoniques d'ordre  $\frac{2k+1}{5}$  ont disparu.

Même les autres sont faibles. La forme d'onde obtenue avec une commande décalée sur la figure II.16 montre bien une allure de trois niveaux de tension : (400V, 0, - 400V).

### II.7.2 Onduleur multiniveaux de type NPC

En se basant sur l'onduleur de tension de type NPC, on peut étendre l'étude à des niveaux supérieurs. Selon le nombre de niveaux, on distingue deux cas [19]:

- Si le nombre de niveaux est impair, le point neutre existe au milieu des condensateurs.

Alors, la topologie NPC s'applique encore.

- Si le nombre de niveaux est paire, le point neutre n'existe plus vu le nombre impaire des condensateurs. La topologie qui s'applique dans ce cas, est celle à diodes de bouclage.

Pour un onduleur à N niveaux, le nombre d'éléments constituant sa topologie, notamment le nombre de sources secondaires de tension continue S, les interrupteurs Q et les diodes de bouclage D sont régis par les relations suivantes [19]:

$$S = N - 1 \quad (\text{II-26})$$

$$Q = 2(N - 1) \quad (\text{II-27})$$

$$D = 2(N-2) \quad (\text{II-28})$$

La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance

Dans cette étude en se limite à l'analyse des onduleurs multiniveaux de type NPC. Donc seul le nombre de niveaux impair est considéré.

• **Hypothèse**

Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante  $U_{c1}=U_{c2}=\dots =U_{cs} =U_c$ . La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts.

**II.7.2.1 Onduleur multiniveaux à trois niveaux de type NPC à vide**

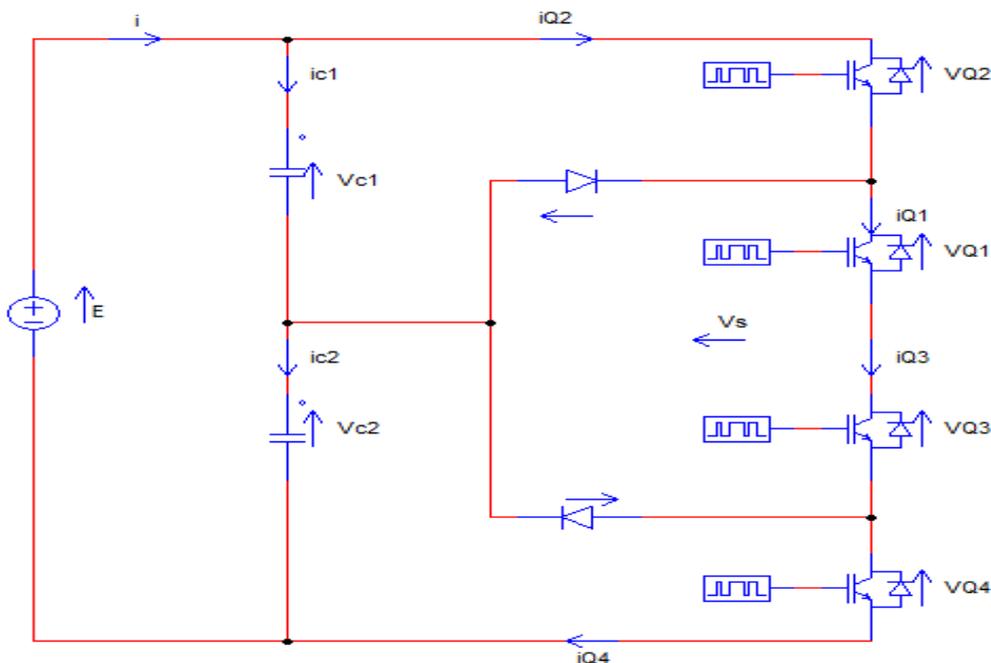
• **Structure**

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux. A partir des équations II-26, II-27 et II-28 ; on a le niveau  $N=3$ , donc ;

- Le nombre de source de tension est :  $S = 3-1= 2$ .
- Le nombre des interrupteurs est :  $Q = 2(3 - 1) = 4$ .
- Le nombre des diodes est :  $D = 2(3 - 2) = 2$ .

Par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte [20]. Figure II-18.

A partir de la source principale de tension continue  $E$ , et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs  $C1$  et  $C2$  de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune un potentiel à demi tension  $E/2$ . Cette structure crée alors un point neutre  $O$  entre les condensateurs  $C1$  et  $C2$ .



**Figure II-18 :** Onduleur NPC à trois niveaux.

Les transistors IGBTs en série avec un point commun relié par une diode au point neutre O. Des diodes antiparallèles sur les transistors assurent la réversibilité des courants de la charge.

Lors du passage d'une configuration à une autre, il faut laisser un petit intervalle de temps entre la commande à l'ouverture de l'interrupteur qui doit s'ouvrir et la commande à la fermeture de l'interrupteur complémentaire pour éviter la mise en court-circuit des condensateurs C1 ou C2.

• **Principe de fonctionnement**

La tension de sortie Vs entre la borne a de la charge et le point neutre o est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs Q1, Q2, Q3 et Q4. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant. Cette tension Vao (Vs) doit prendre les trois potentiels (-E, 0, E) d'où l'appellation onduleur à trois niveaux.

Les deux tensions sont obtenues à partir de la source de tension E à l'aide du diviseur formé par les deux condensateurs C1 et C2 de même capacité. On peut écrire [20]:

$$I_{c1} = -i_{c2}, \quad \text{avec ici ; } i = i_{c1} + i_{Q2} = i_{c2} + i_{Q4}$$

$$\text{Donc, } i = \frac{i_{Q2} + i_{Q4}}{2} \quad \text{et} \quad i_{c1} = \frac{i_{Q2} + i_{Q4}}{2}$$

Où,  $i_{Qi}$  est le courant coulant dans l'interrupteur,  $i_c$  courant coulant dans le condensateur  $i_{ci}$ .

-  $0 < \omega t < \beta$  :

Les interrupteur Q1, Q3 sont fermés, les autres sont ouverts, figure II-19-b, on a :

$$V_{Q2} = V_{C1} = +\frac{E}{2} \quad \text{et} \quad V_{Q4} = V_{C2} = +\frac{E}{2} \quad V_{Q1} = V_{Q3} = 0 \quad , \quad V_s = 0.$$

Les diodes D1 et D2 sont bloquées et soumises à une tension sensiblement égale à  $-E/2$  , pour cette configuration. , la charge est mise en court-circuit, à travers Q1 et D1 si  $i_{ch}$  est positif, à travers Q3 et D1 si  $i_{ch}$  est négatif. Dans le cas en charge, on peut écrire :

Pour  $i_{ch} > 0$  :

$$i_{Q1} = i_{D1} = i_{ch} , \quad i = i_{c1} = -i_{c2} = 0.$$

$$V_{Q1} = V_{C1} = +\frac{E}{2} , \quad V_{Q3} = V_{C2} = +\frac{E}{2} .$$

Pour  $i_{ch} < 0$  :

$$i_{Q3} = i_{D2} = -i_{ch} , \quad i = i_{c1} = -i_{c2} = 0.$$

$$V_{Q4} = V_{C2} = +\frac{E}{2} , \quad V_{Q3} = V_{C2} = +\frac{E}{2} .$$

-  $\beta < \omega t < \pi$  :

Les interrupteurs Q1 et Q2 fermés, Q3 et Q4 sont ouverts, figure II-19-a, on a :

$$V_{Q1} = V_{Q2} = 0 \text{ et } V_{Q3} + V_{Q4} = E, \text{ donc, } V_s = +V_{C1} = +\frac{E}{2}$$

-  $\pi < \omega t < \pi + \beta$  : retour vers 1<sup>ère</sup> séquence,  $0 < \omega t < \beta$

-  $\pi + \beta < \omega t < 2\pi$  :

Les interrupteurs Q3, Q4 sont fermés, les autres sont ouverts, figure II-19-c, on a :

$$V_{Q3} + V_{Q4} = 0 \text{ et } V_{Q1} = V_{Q2} = E, \text{ donc, } V_s = +V_{C2} = -\frac{E}{2}$$

Les séquences a, b et c vont s'enchaîner durant chaque période de la façon suivante : a-b-c-b.

• **Tension de sortie**

Sa valeur efficace est :

$$V_{\text{effS}} = \frac{E}{2} \sqrt{1 - \frac{\beta}{2}} \tag{II-29}$$

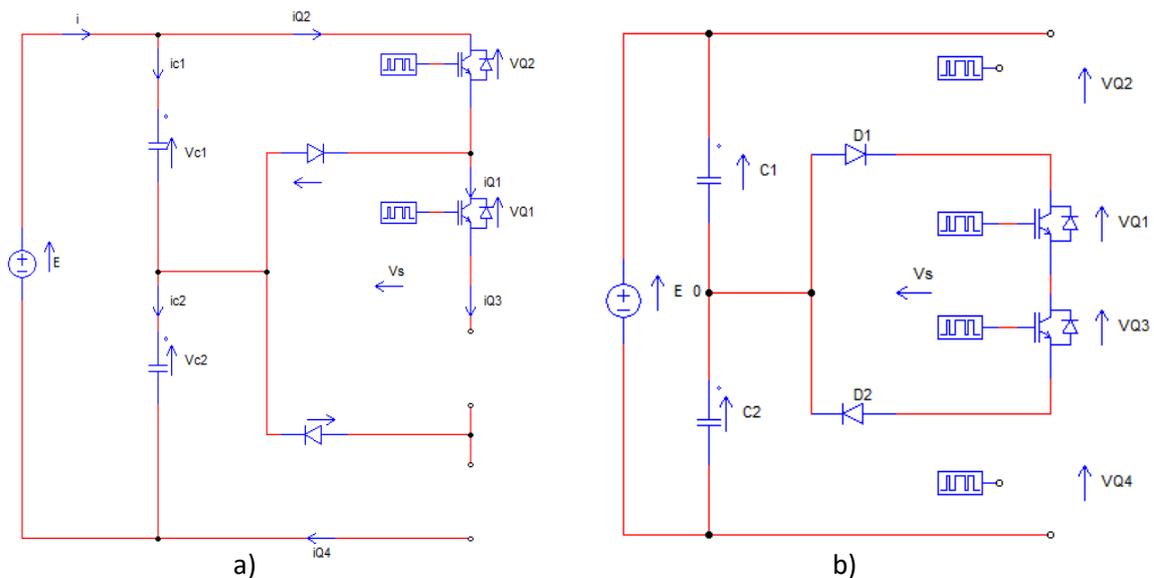
Son fondamental a pour valeur efficace :

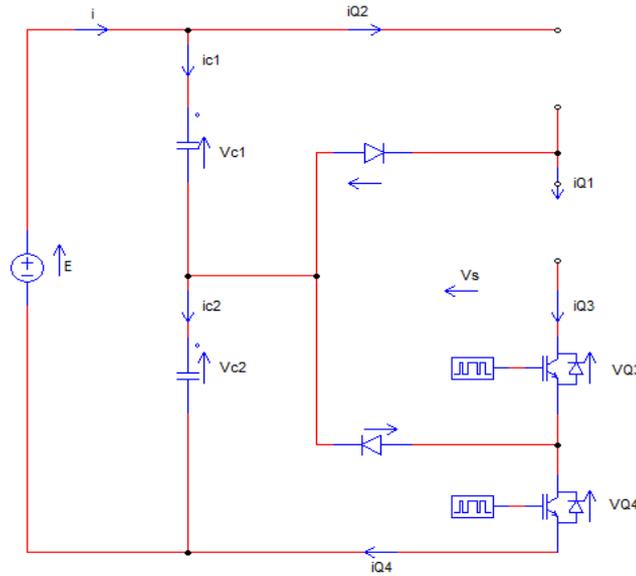
$$V'_{\text{effS}} = \frac{E}{2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} \tag{II-30}$$

Le développement en série de Fourier contient tous les harmoniques impaire, et pour une valeur efficace:

$$V'_{\text{effS}(2k+1)} = \frac{(\frac{E}{2})^2}{2k+1} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(2k+1) \frac{\beta}{2} \tag{II-31}$$

Le taux d'harmoniques calculé (par la relation II-8) est passé par un minimum égal à 0.290, pour  $\beta$  égal à  $46.4^\circ$ . Puis tend vers l'infini quand  $\beta$  tend vers  $\pi$ .



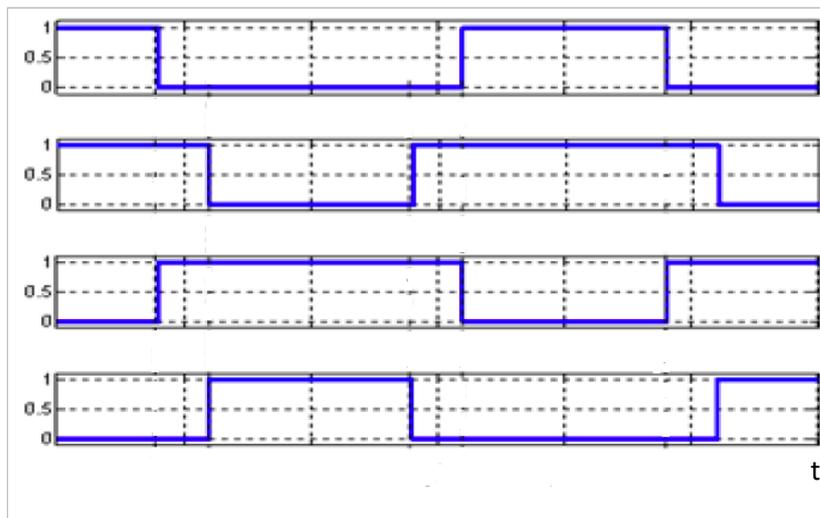


c)

**Figure II-19 :** Différentes configurations d'un onduleur NPC à trois niveaux (a,b,c).

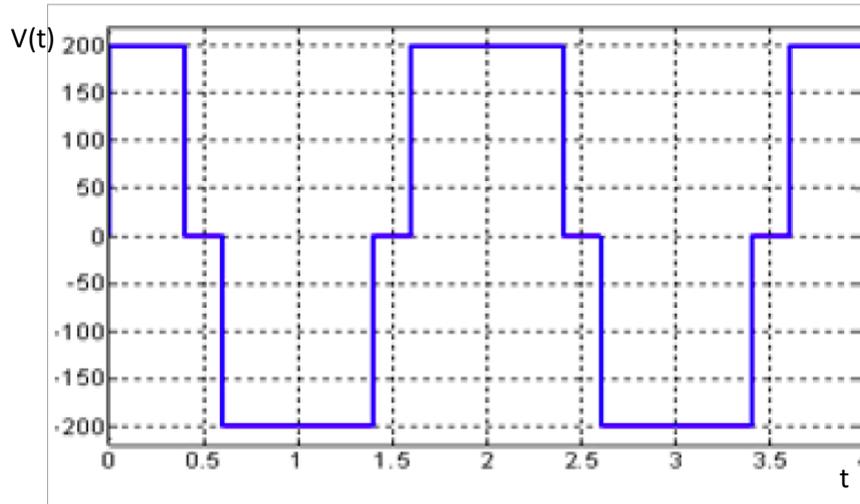
• **Simulation et interprétation**

Pendant une période de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux de type NPC, la commande des interrupteurs est représentée à la figure II-20.

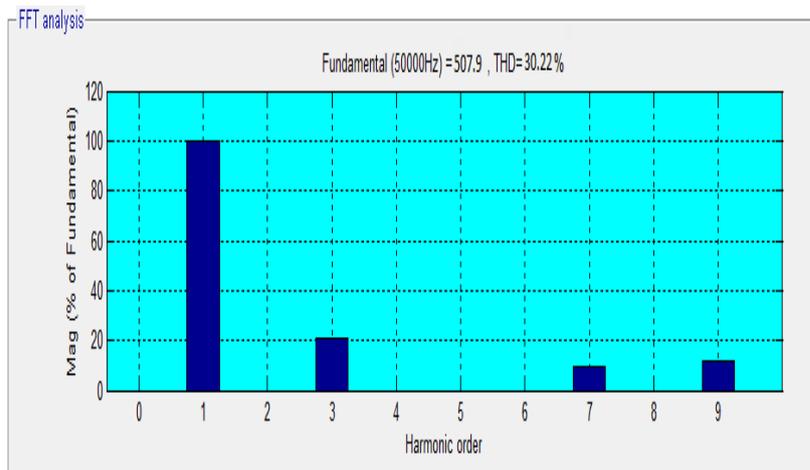


**Figure II-20 :** Séquence de commande des interrupteurs à NPC à trois niveaux.

Avec cette commande, on génère un système de trois tensions dont les fondamentaux constituent un système équilibré. Et avec  $C_1 = C_2 = 5 \cdot 10^{-4}F$  et la tension est  $E= 400V$ .



**Figure II-21:** Tension de l'onduleur NPC à trois niveaux.



**Figure II-22:** Spectre d'harmoniques de tension à trois niveaux.

La figure II-22 montre bien seuls les harmoniques impairs de rang  $2k \pm 1$  ( $k$  entier) existent (sauf d'ordre  $\frac{2k+1}{2}$  qui ont disparu) et les autres sont toujours faibles. Cette structure de l'onduleur à trois niveaux limite à  $E/2$  la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, et dans la structure de l'onduleur à deux niveaux, sa tension vaut la tension d'alimentation complète  $E$ .

### II.7.2.2 Onduleur de type NPC à cinq niveaux

- **Structure**

La structure d'un onduleur de tension de type NPC à cinq niveaux est représenté par la figure II-23. Le nombre de sources secondaires continues nécessaire pour cette topologie est  $S = 4$ . Dans ce cas, quatre condensateurs se partagent la tension  $E$  pour donner quatre sources

distinctes de tension  $E/4$ . Cette topologie contient huit interrupteurs à IGBT et deux diodes de bouclage.

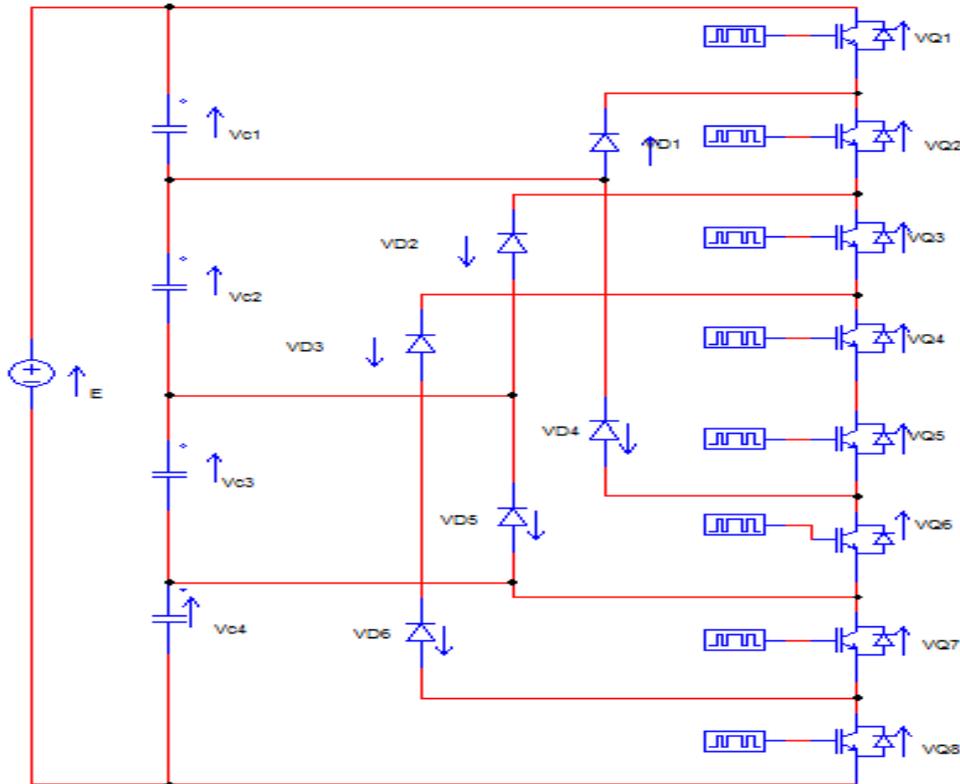


Figure II-23 : Structure d'un onduleur NPC à cinq niveaux.

• **Principe de fonctionnement**

Pour ce type d'onduleur, seules cinq séquences sont fonctionnelles. Elles sont décrites comme suit [19].

-  $0 < \omega t < \beta$  :

Les interrupteurs Q3, Q4, Q5, Q6 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-24-c, la charge est mise en court-circuit, à travers Q3, Q4 et D2 si  $i_{ch}$  est positif, à travers Q5, Q6 et D5 si  $i_{ch}$  est négatif.

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{C4} = E/4 ; V_{Q3} = V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q6} = 0$$

$$V_{Q1} = V_{C1}, V_{Q2} = V_{C2}, V_{Q7} = V_{C3}, V_{Q8} = V_{C4} . \text{ Donc, } V_{oa} = V_s = 0.$$

-  $\beta < \omega t < 2\beta$  :

Les interrupteurs Q4, Q5, Q6 et Q7 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-24-d.

$$V_{Q4} = V_{Q5} = V_{Q6} = V_{Q7} = 0 ; V_{oa} = V_s = -V_{C3}, \text{ donc, } V_s = -E/4$$

-  $2\beta < \omega t < \pi - \beta$  :

Les interrupteurs Q5, Q6, Q7 et Q8 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-24-e.

$$V_{Q5} = V_{Q6} = V_{Q7} = V_{Q8} = 0$$

$$V_{oa} = V_S = -V_{C3} - V_{C4} = -\frac{E}{4} - \frac{E}{4}$$

-  $\pi - \beta < \omega t < \pi$  :

Retour vers l'état  $\beta < \omega t < 2\beta$ . Où,  $V_S = -E/4$ .

-  $\pi < \omega t < \pi + \beta$  :

Retour vers l'état initial  $0 < \omega t < \beta$  :  $V_S = 0$ .

-  $\pi + \beta < \omega t < \pi + 2\beta$  :

Les interrupteurs Q2, Q3, Q4 et Q5 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-24-b.

$$V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q4} = V_{Q5} = 0$$

$$V_{ao} = V_S = +V_{C1} = +\frac{E}{4} . \text{ Donc, } V_S = +\frac{E}{4}$$

-  $\pi + 2\beta < \omega t < 2\pi - \beta$  :

Les interrupteurs Q1, Q2, Q3 et Q4 sont fermés, les autres sont ouverts : figure II-24-a.

$$V_{Q1} = V_{Q2} = V_{Q3} = V_{Q4} = 0 ;$$

$$V_{ao} = V_S = +V_{C1} + V_{C1} = +\frac{E}{4} + \frac{E}{4} . \text{ Donc, } V_S = +\frac{E}{2}$$

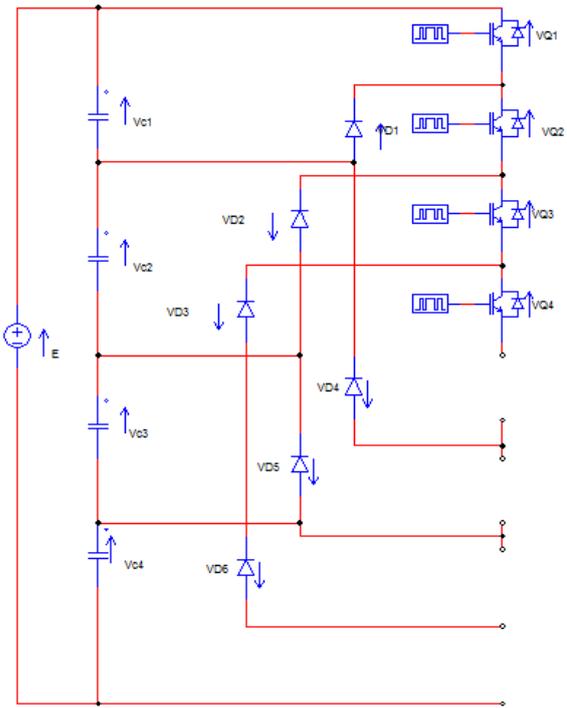
-  $2\pi - \beta < \omega t < 2\pi$  :

Retour vers l'état précédent.  $\pi + \beta < \omega t < \pi + 2\beta$  :

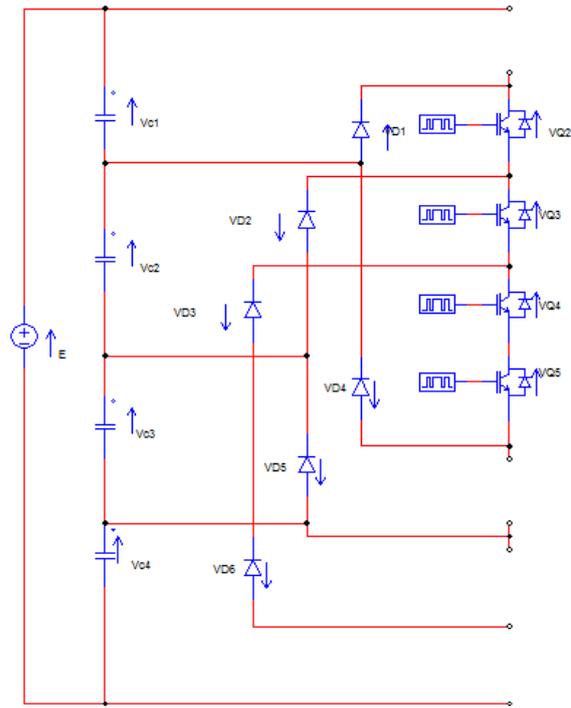
Les séquences vont s'enchaîner durant chaque période de la façon suivante : c, d, e, d, c, b, a, b,...

- **Tension de sortie**

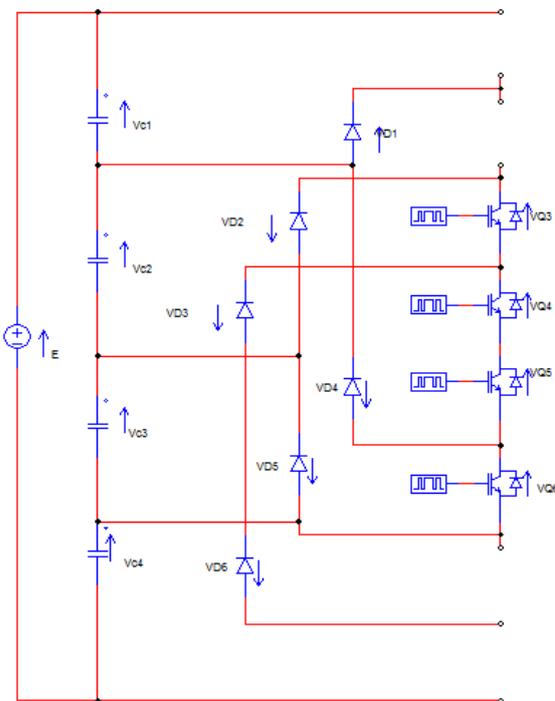
Les relations établies (II-14, II-15) peuvent être utilisées à condition de remplacer la valeur de tension en fonction du niveau de tension désiré. Les diodes se connectent mutuellement en série afin que chacune d'entre elles bloque la même tension.  $V_D = \frac{E}{N-1}$  .



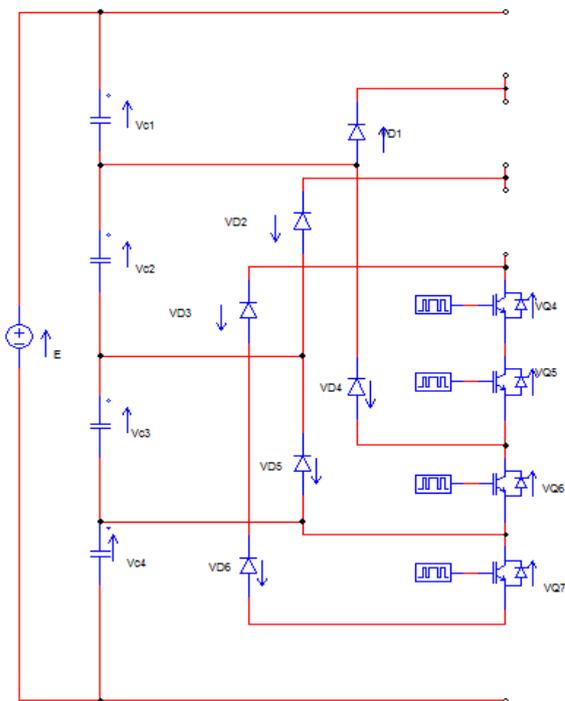
a)



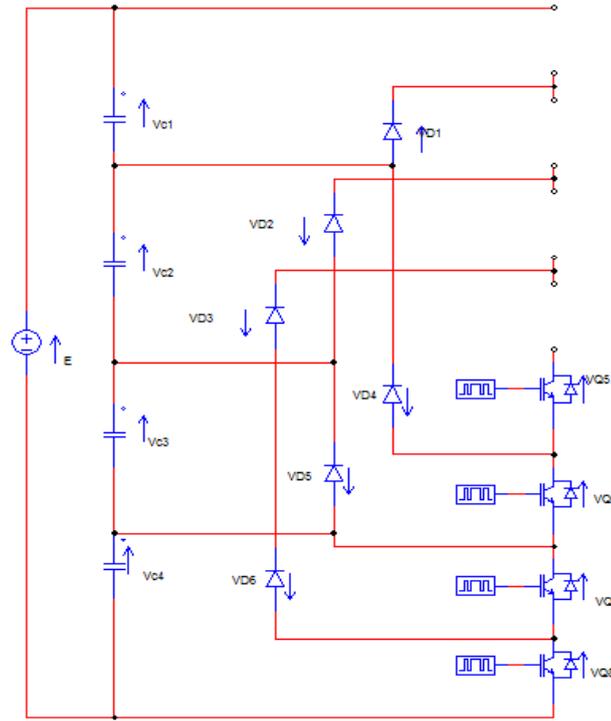
b)



c)



d)

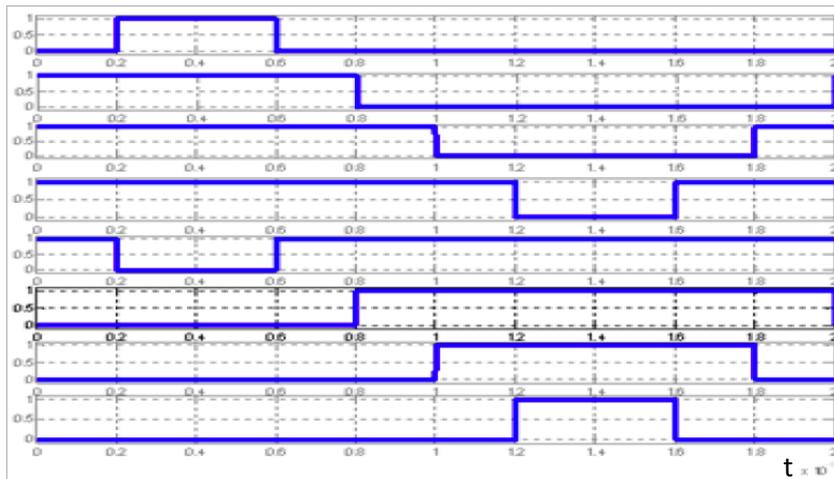


e)

**Figure II-24:** Différentes configurations électriques d'un onduleur NPC à cinq niveaux (a,b,c,d,e).

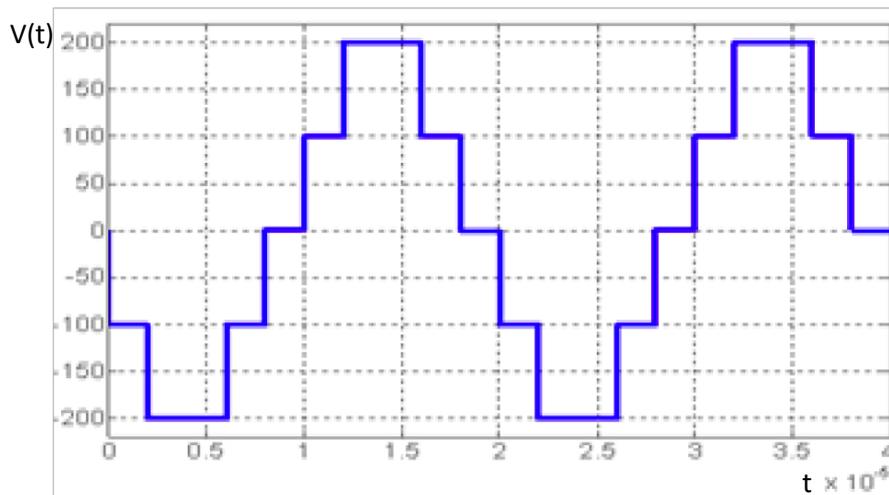
- **Simulation et interprétation**

Plusieurs commandes pleines ondes sont possibles pour ces onduleurs. La figure II-25 illustre la forme de signaux de commande des interrupteurs.

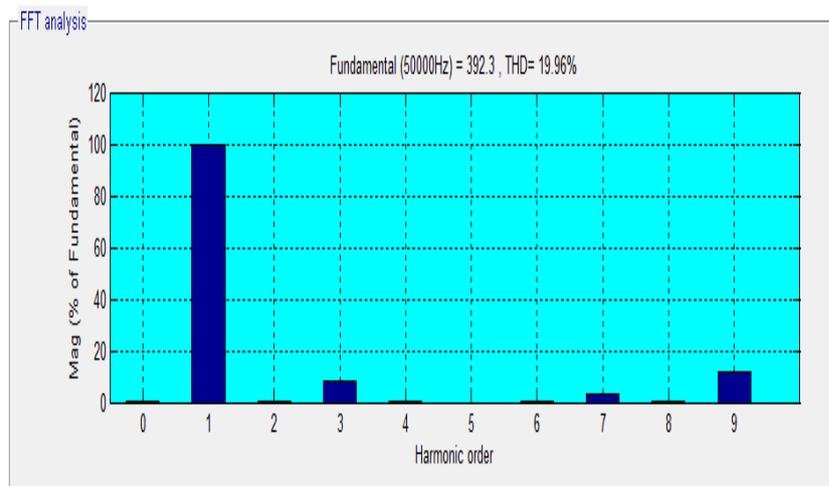


**Figure II-25 :** Les impulsions de commandes d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.

Avec cette commande, on génère un système de cinq tensions dont les fondamentaux constituent un système équilibré. La figure II.26 montre bien les cinq niveaux de tension.



**Figure II-26 :** Tension d'un onduleur de type NPC à cinq niveaux.



**Figure II-27 :** Spectre d'harmoniques de tension à cinq niveaux.

La figure II-27 montre bien seuls les harmoniques impairs de rang  $2k \pm 1$  ( $k$  entier) existent et avec des valeurs très faibles ; le plus grand harmonique est d'ordre  $h_9 = 11.11\%$ . La grande valeur de tension de sortie est  $E/2$  (même avec NPC à trois niveaux sauf la tension générée  $E/4$ , pour obtenir le 5ème niveau).

## II.8 Comparaison entre différentes structures de l'onduleur étudiées

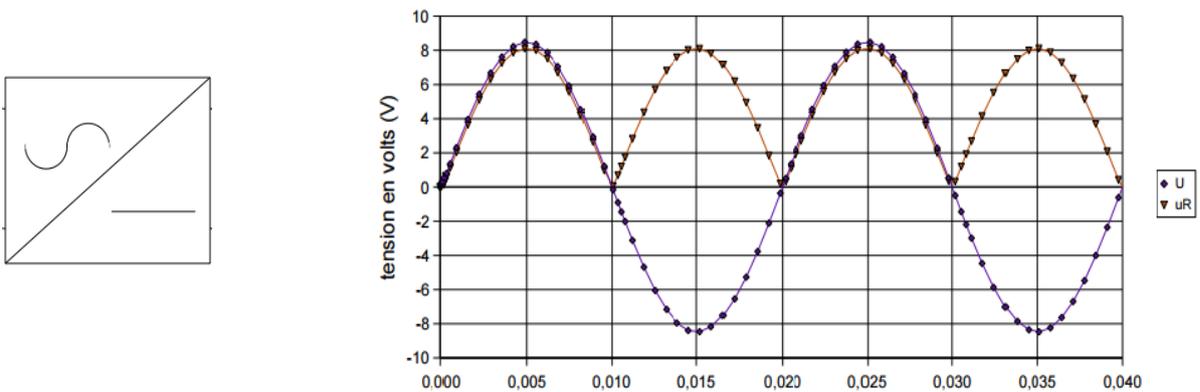
Le tableau II-1 montre bien et donne une idée générale sur la qualité de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale. Le facteur de distorsion [THD (%)] montre bien l'avantage du niveau. On remarque aussi que l'augmentation du niveau de l'onduleur permet d'améliorer le signal de sortie de l'onduleur.

Niveau de l'onduleur	Structure	Tension de sortie THD (%)
2 Niveaux	H	48.08
3 Niveaux	H	29.82
	NPC	30.22
5 Niveaux	NPC	19.96

**Tableau II-1 :** Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur.

## II.9 Convertisseurs statiques AC-DC (le redresseur)

Le redressement est la conversion d'une tension alternative en une tension continue. On l'utilise pour alimenter un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif. Il permet d'obtenir une tension de valeur moyenne non nulle à partir d'une tension alternative (monophasée ou triphasée) de valeur moyenne nulle. La figure II-28 donne leur symbole et leur forme de tension avant et après le redressement [21].



**Figure II-28:** Symbole conversion AC-DC et Forme de tension redressée.

### II.9.1 Différents types de redresseurs

Du point de vue de la commutation électrique, on trouve deux grandes catégories de convertisseurs AC-DC (redresseurs).

- **Redresseurs à commutation forcée**

Ce type de convertisseurs statiques est réalisé, en utilisant des commutateurs à semi-

conducteur (bipolaires, MOSFET ou IGBT) commandable à l'ouverture et à la fermeture [21].

- **Redresseurs à commutation naturelle**

Il n'y a pas à commander l'ouverture des interrupteurs, qui sont réalisés à partir de diodes ou de thyristors.

Le montage redresseur triphasé représenté par la Figure II-29-a est un circuit à trois bras, où chacun d'eux a deux interrupteurs (deux diodes). Les résultats de la simulation du redresseur sont représentés sur la figure II-29-b.

- **Grandeurs caractéristiques**

- Valeur moyenne de  $U_{\text{moy}}$  :

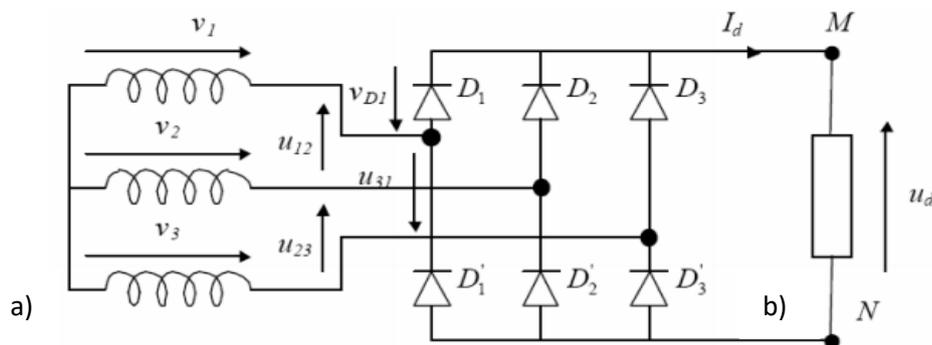
$$U_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} V$$

- Valeur efficace de  $u$  :

$$U = 3V \sqrt{1 + \frac{\sin^2 \frac{\pi}{3}}{3}}$$

- Tension maximale supportée par la diode :

$$V_{D\text{max}} = \sqrt{2}\sqrt{3}V$$



**Figure II-29:** Redresseur à diodes.

**Remarque**

La tension obtenue par le redresseur triphasé présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage adéquat et dans certains cas un lissage complémentaire de forme d'ondes est indispensable.

**II.10 Convertisseurs statiques DC-DC (le hacheur)**

Les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu. Ils permettent d'obtenir une tension continue réglable à partir d'une tension continue fixe. La figure II-30 donne leur symbole [13].



**Figure II-30 :** Symbole d'un hacheur.

Les hacheurs sont utilisés pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu et dans les alimentations à découpage.

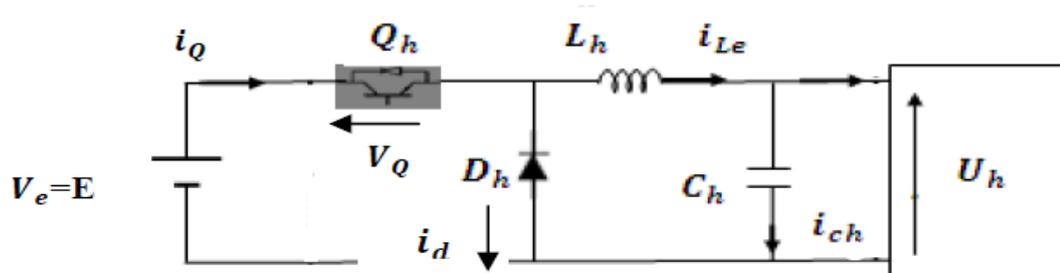
### II.10.1 Différents types de hacheur

IL existe plusieurs structures principales de convertisseur continu– continu (hacheur) [19].

- Hacheur série ou abaisseur.
- Hacheur parallèle ou élévateur.
- Hacheur à stockage inductif.
- Hacheur à stockage capacitif...

### II.10.2 Hacheurs série

Le schéma de ce convertisseur statique qui est un abaisseur de tension est donné par la figure II-31.

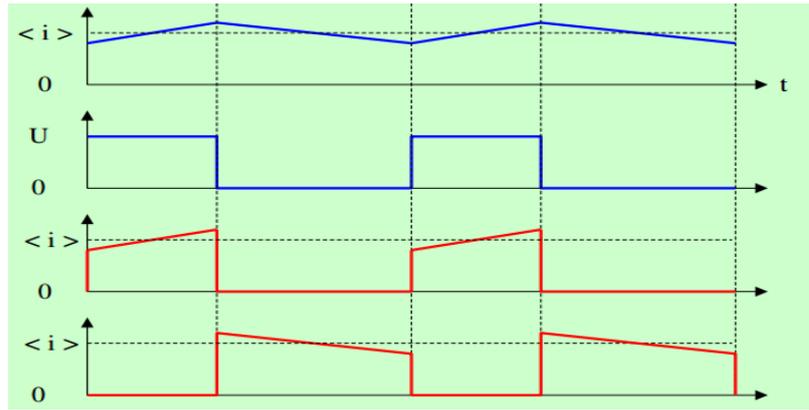


**Figure II-31:** Montage du hacheur Série.

On rappelle que le rapport cyclique du hacheur est :

$$\alpha = \frac{\text{Durée de conduction du composant principal}}{\text{période } T}$$

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure II-32.



**Figure II-32 :** Formes d’ondes de courant et de tension.

La tension de sortie en valeur moyenne et l’ondulation de courant dans l’inductance peuvent être déduite de cette figure II-32 :

$$V_s = \alpha V_e \quad (\text{II-33})$$

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha)}{Lhfc} V_e \quad (\text{II-34})$$

Les contraintes sur l’interrupteur commandé et la diode sont les mêmes en tension , on a :

$$V_{Q_{\max}} = |V_{d_{\max}}| = V_e = E \quad (\text{II-35})$$

Et en courant [19]:

$$i_{Q_{\max}} = i_{D_{\max}} = i_{LH_{\max}} = i_Q + \frac{\Delta i}{2} \quad (\text{II-36})$$

## II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les études théoriques des deux catégories : Onduleurs multiniveaux en série des ponts complet (deux et trois niveaux); et onduleurs multiniveaux de type NPC (trois niveaux, cinq niveaux). Pour chacune d’elles nous avons fait l’étude, l’analyse et la simulation à vide. Puis nous avons effectué une étude comparative entre les différentes structures pour montrer le rôle et l’efficacité des niveaux.

Notre système de chauffage par induction comprend ces convertisseurs que nous allons les voir de nouveau dans les chapitres suivants, pour cette raison on a jugé bien utile de faire un rappel simple sur les redresseurs triphasés qui peuvent fournir des tensions de 220V, 50Hz. Et les hacheurs qui règlent la tension redressée.

Enfin, la simulation a démontré : Si on augmente le niveau de l’ondeur, la forme de la tension de sortie  $V_s$  et du courant s’améliorent tandis que l’amplitude des harmoniques

indésirables s'abaisse. Donc, on conclut que l'emploi d'un onduleur à un niveau aussi élevé est le meilleur choix.

## CHAPITRE III :

# Modélisation et simulation du système du chauffage par induction

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons faire la modélisation du système globale de chauffage par induction, qui constitué de redresseur triphasé, hacheur série et des onduleurs multiniveaux alimenté d'une pièce à chauffer, avec une explication de chaque structure dans ce système par des simulations.

Notre étude au traitement de l'alimentation d'une pièce à chauffer par un onduleur multiniveaux qui assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative, est utilisée à fréquence fixé (de 50KHz).

### III.2 Description du système

La structure du système est représentée par la figure III-1.

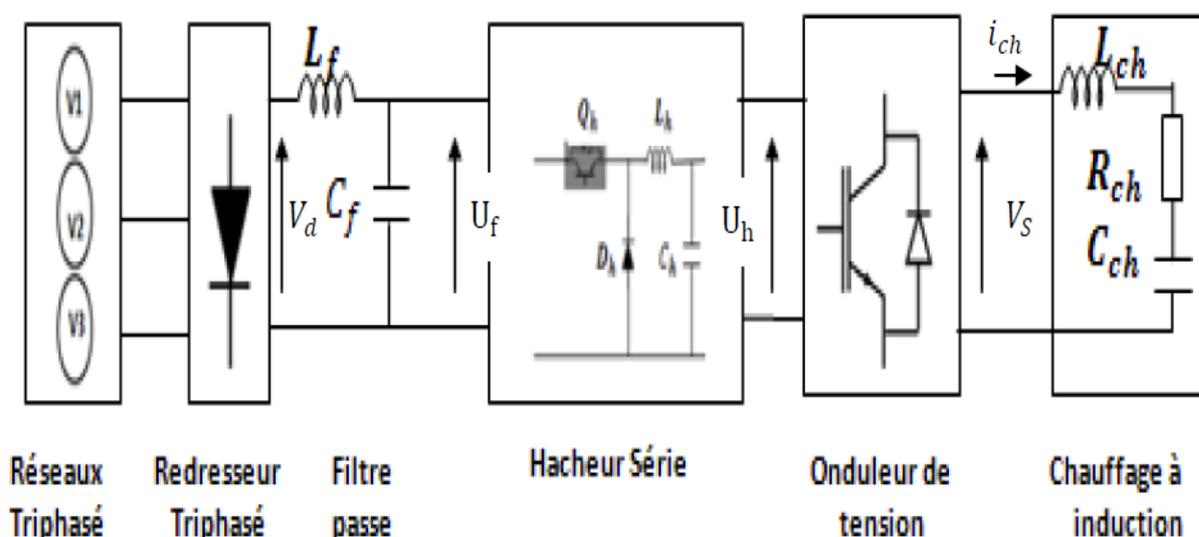


Figure III-1 : Structure générale du système.

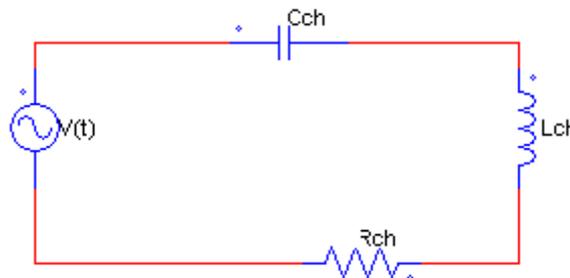
Le chauffage par induction est un système simple ; constitué par une charge formée d'un inducteur et d'une pièce ( $R_{ch}$ ,  $L_{ch}$ ) associées à une capacité de façon à former un circuit oscillant ; cette charge est alimentée par un onduleur de tension commandée délivrant une tension  $V_s$  et un courant quasi sinusoïdale de fréquence fondamentale 50KHz, c'est-à-dire une tension alternative transférée à partir d'une tension de valeur moyenne réglable. Cette dernière tension est produite par un hacheur série alimenté aussi d'une tension continue  $U_f$  filtrée par un filtre passe bas ( $L_f C_f$ ) permettant de réduire les ondulations du courant. La tension  $U_f$  qui est délivrée par la sortie d'un redresseur triphasé à pont de diodes connectées au réseau triphasé fournit les tensions simples triphasées sous la forme :

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_m \sin(\omega t) \\ V_2 &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3 &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad \text{(III-1)}$$

### III.3 Modélisation de la charge

La charge est un circuit résonnant comprenant un ensemble de condensateurs de compensation, des conducteurs à courant et un inducteur ou une bobine d'induction incluant.

Dans le chapitre I, nous avons expliqué que le chauffage par induction est équivalent une charge constituée de  $(R_{ch}$  et  $L_{ch})$ . L'ensemble est compensé soit en série soit en parallèle par un condensateur  $C_{ch}$ . Et on peut considérer le système sous la forme de la figure III-2 suivante.



**Figure III-2 :** Schéma équivalent du chauffage par induction.

Nous pouvons écrire la tension aux bornes du générateur  $V(t)$  en fonction du courant  $i_{ch}(t)$  qui circule en série dans le circuit et aux bornes des trois dipôles [22]:

$$V(t) = R_{ch} i_{ch}(t) + L_{ch} \frac{di_{ch}}{dt} + \frac{q(t)}{C_{ch}} \quad (\text{III-2})$$

$$i_{ch}(t) = \frac{dq(t)}{dt} \quad (\text{III-3})$$

Avec  $q(t)$  étant la charge instantanée du condensateur.

Le module de l'impédance de la charge  $Z$  peut être noté :

$$Z = \sqrt{R_{ch}^2 + \left(L_{ch}\omega - \frac{1}{\omega C_{ch}}\right)^2} \quad (\text{III-4})$$

D'autre part, pour déterminer le déphasage de l'intensité par rapport à la source de tension, nous avons [22]:

$$\cos \varphi = \frac{R_{ch}}{Z} \quad (\text{III-5})$$

Ou ;

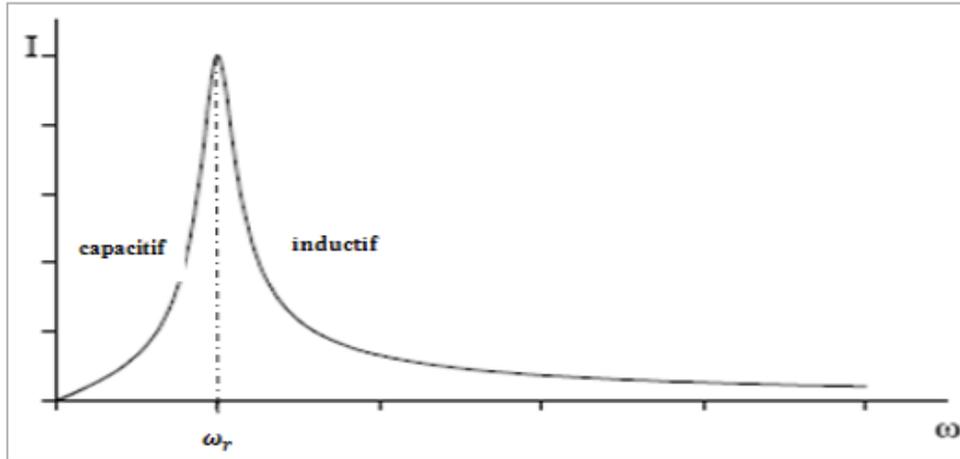
$$\tan \varphi = \frac{L_{ch}\omega - \frac{1}{C_{ch}\omega}}{R_{ch}} \quad (\text{III-6})$$

L'impédance du circuit varie avec la pulsation. Elle est minimale pour la pulsation propre du circuit :

Pour :  $Z_{\min} = R_{ch}$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{ch}C_{ch}}} \quad (\text{III-7})$$

En ce cas  $\varphi=0$ , le courant est alors en phase avec la source de tension. La variation de l'amplitude de l'intensité en fonction de la pulsation  $\omega_r$  est représentée dans la figure III-3.



**Figure III-3 :** La variation de courant en fonction de ω.

Calculons maintenant, pour quelle valeur de pulsation nous avons :  $Z = \sqrt{2} R_{ch}$  ?

C'est-à-dire ; 
$$L_{ch}\omega - \frac{1}{C_{ch}\omega} = \pm R_{ch} \quad (III- 8)$$

Il faut résoudre l'équation suivante:

$$L_{ch}C\omega^2 \pm R_{ch}\omega - 1 = 0 \quad (III-9)$$

Les solutions de dernière équation sont donc de la forme [5]:

$$\omega_1 = \frac{-R_{ch}C_{ch} + \sqrt{R_{ch}^2 C_{ch}^2 + 4L_{ch}C_{ch}}}{2L_{ch}C_{ch}}, \quad \omega_2 = \frac{R_{ch}C_{ch} + \sqrt{R_{ch}^2 C_{ch}^2 + 4L_{ch}C_{ch}}}{2L_{ch}C_{ch}} \quad (III-10)$$

On définit le facteur de qualité  $Q'$  du circuit compensé qu'est un facteur qui caractérise la largeur de la résonance ( $\omega_1$  et  $\omega_2$ ). Celle-ci est d'autant plus étroite que le facteur de qualité est grand.

$$Q' = \frac{\omega_r}{\omega_1 + \omega_2} \quad (III-11)$$

En reportant les expressions des trois pulsations nous obtenons pour le facteur de qualité :

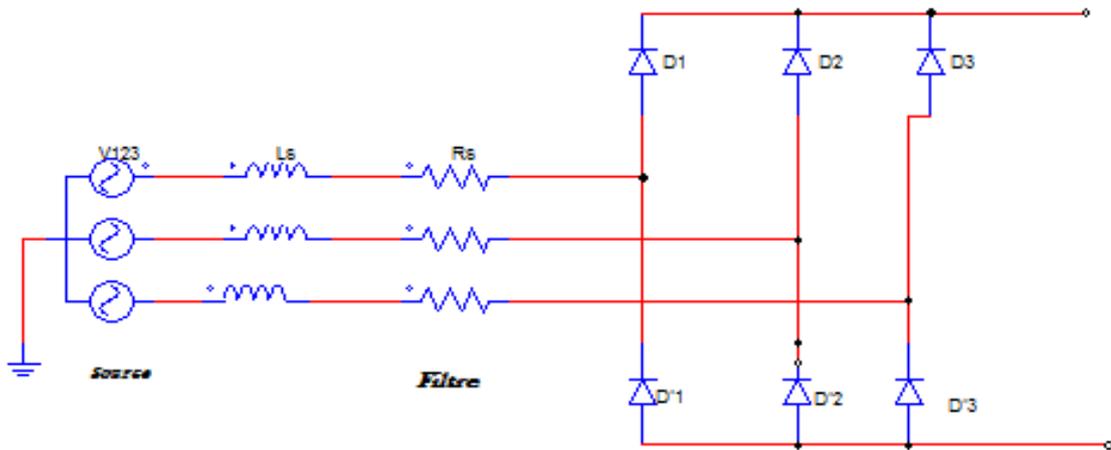
$$Q' = \frac{1}{R_{ch}} \sqrt{\frac{L_{ch}}{C_{ch}}} \quad (III-12)$$

### III.4 Modélisation du redresseur

Les tensions triphasées du réseau alimenté de chaque phase d'une impédance composée d'une inductance  $L_s$  et d'une résistance  $R_s$ , seront redressées par un pont de Graëtz en une

sortie. Celle-ci devienne continue et alimente le hacheur. Le redresseur à base de diodes, surtout celui des diodes est caractérisé par la simplicité, son faible coût et un facteur de puissance important. Le redresseur est schématisé dans le chapitre précédent.

Les diodes  $D_i$  et  $D'_i$  sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle, la séquence de conduction est comme suit [20]:



**Figure III- 4:** Association de source triphasée, filtre et pont de redresseur.

Si  $D_1$  conduit l'une des diodes  $D_2$  ou  $D_3$  conduit, alors  $D'_1$  est bloquée,  $D_2$  conduit lorsque  $v_1$  est supérieure à  $v_2$  et à  $v_3$  ce qui permet d'écrire :

$$V_j = \max(V_i) \tag{III-13}$$

Donc ;  $D_j$  conduit lorsque  $v_j = \max ( V_i ) ; i=1, 2,3,\dots$

$D'_j$  conduit lorsque  $v_j = \max ( V_i ) ; i=1, 2,3,\dots$

A chaque bras du pont redresseur est associée une fonction logique de commutation  $G_j$  et  $G'_j$ , ( $j= 1, 2, 3$ ) définie comme suit [20]:

$$\left. \begin{aligned} G_j &= 1 \text{ si } v_j \text{ est la plus positive (} j= 1, 2, 3 \text{).} \\ G_j &= 0 \text{ si } v_j \text{ est la plus négative (} j= 1, 2, 3 \text{).} \end{aligned} \right\} \tag{III-14}$$

$$\left. \begin{aligned} G'_j &= 1 \text{ si } v_j \text{ est la plus positive (} j= 1, 2, 3 \text{).} \\ G'_j &= 0 \text{ si } v_j \text{ est la plus négative (} j= 1, 2, 3 \text{).} \end{aligned} \right\} \tag{III-15}$$

La tension redressée s'écrit :

$$U_d = (G_1 - G_1') V_1 + (G_2 - G_2') V_2 + (G_3 - G_3') V_3 \quad (\text{III-16})$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{dmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_m \quad (\text{III-17})$$

• **Calcul des paramètres du filtre de source**

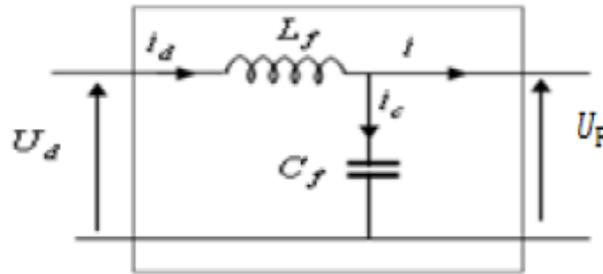
La tension simple efficace de notre redresseur est  $V_{s\text{ eff}} = 220\text{V}$ ; et une fréquence  $f = 50$  Hz.

L'inductance  $L_s$  qui peut être additionnée pour obtenir une bonne adaptation du système est calculée à partir de l'ondulation maximale admissible avec le courant de la source  $i_{\text{max}} = 40\text{A}$ , si on prend  $\Delta i_{\text{max}}\% = 4\%$  de  $i_{\text{max}}$  :

$$L_s = \frac{U_d}{4\Delta i_{\text{max}} f_c} \quad (\text{III-18})$$

**III.5 Modélisation du filtre d'entrée**

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), schématisé par la figure II-5 [23].



**Figure III-5:** Schéma du filtre de sortie de redresseur.

Le filtre ( $L_f, C_f$ ) est inséré entre le redresseur et le hacheur pour avoir une tension sensiblement constante, et un courant légèrement ondulé. La capacité  $C_f$  à pour but de supprimer les brusques variations de la tension "Ud" durant les intervalles de commutation ainsi pour absorber le courant négatif restitué à travers la diode de récupération du hacheur.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$U_d = L_f \frac{di_d}{dt} + U_f, \quad \frac{dU}{dt} = \frac{1}{C_f} i_c = \frac{1}{C_f} (i_d - I) \quad (\text{III-19})$$

- **Calcul de la valeur minimale de la capacité  $C_f$**

La valeur de la capacité  $C_f$  est obtenue en partant d'une ondulation de tension maximale admissible à la sortie du redresseur  $\Delta V_{f \max}$ . On obtient [23]:

$$C_f = \frac{i_c}{2\pi f \Delta V_{f \max}} \quad (\text{III-20})$$

On pourra avoir facilement une valeur de  $C_f$  avec  $i_c$  un courant continu traversant la capacité qui vaut 15.5A, et une ondulation  $\Delta V_{f \max}$  inférieure à 8% de  $V_c$ . Avec une fréquence de découpage égale à 50KHz.

- **Calcul de la valeur de l'inductance**

La self  $L_f$  permet de rendre le courant  $i_d$  pris à la source sensiblement constant, parce que le courant  $i$  absorbé par le hacheur est fortement ondulé.

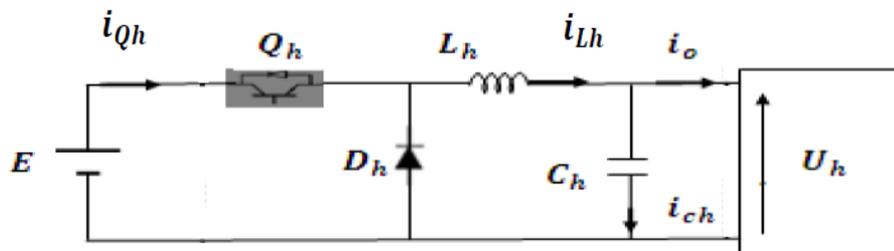
Le filtre est caractérisé par sa pulsation de résonance  $L_f C_f \omega^2 > 1$ , Où  $\omega^2$  est la pulsation d'utilisation de fréquence  $f = 50 \text{ HZ}$ . L'inductance  $L_f$  peut être déterminée par la relation [23]:

$$L_f > \frac{1}{C_f \omega^2} \quad (\text{III-21})$$

### III.6 Modélisation du hacheur et son filtre $L_h C_h$

#### III.6.1 Modélisation du hacheur

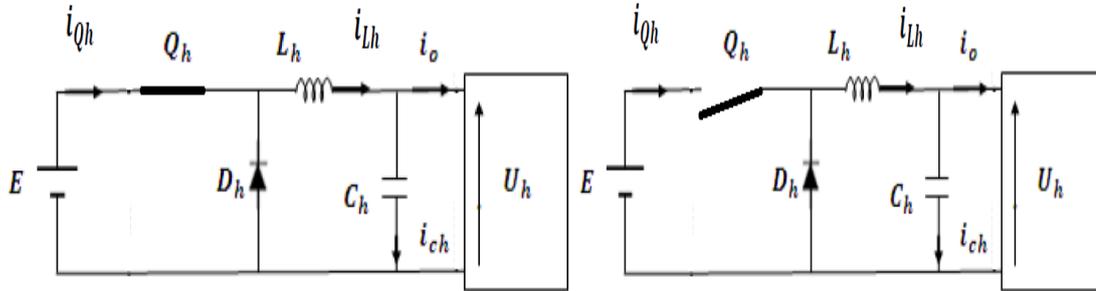
Le schéma de ce convertisseur statique qui est un abaisseur de tension est donné par la figure III-6.



**Figure III-6:** Structure du hacheur série.

Où  $Q_h$  est un interrupteur contrôlable (IGBT);  $D_h$  est une diode de roue libre assurant la continuité du courant dans l'onduleur;  $C_h$  et  $R_h$  sont la capacité et la résistance [20].

Le hacheur série présente deux modes de fonctionnement de topologies différentes, illustrées par les figures III-7[20].



a) Mode d'alimentation.

b) Mode de roue libre.

**Figure III-7 :** Mode de fonctionnement de topologies différentes (a, b).

Les formes d'ondes en conduction continue pendant une période de hachage  $T$ , sont représentées (la figure II- 39, chapitre II) pour un rapport cyclique  $\alpha$  donné, et en régime de conduction continue, la tension moyenne à la sortie est donnée par :

$$V = \alpha E \quad (III-22)$$

Pour le mode d'alimentation (figure III-8- a), l'interrupteur  $Q_h$  est fermé pendant une fraction de temps  $\alpha T$  de la période de découpage  $T$ , la source primaire fournit l'énergie à la charge. La diode  $D_h$  est bloquée pendant ce temps, alors on peut écrire :

$$E = L_h \frac{di_{Lh}(t)}{dt} + U_h \quad (III-23)$$

A partir des équations III-22 et III-23, on peut écrire :

$$L_h \frac{di_{Lh}(t)}{dt} + U_h = E - \alpha E \quad (III-24)$$

$$\int_{I_2}^{I_1} di_{Lh}(t) = \frac{(1-\alpha)E}{i_{Lh}} \int_0^{\alpha T} dt \quad (III-25)$$

$$I_2 - I_1 = \frac{(1-\alpha)\alpha TE}{i_{Lh}} \quad (III-26)$$

Pour le mode de roue libre, se déroulant pendant la fraction  $T-\alpha T$ , suite au blocage de  $Q_h$ , la

diode de roue libre  $D_h$  assure la continuité du courant dans l'onduleur. Dans ces conditions on peut écrire que :

$$0 = L_h \frac{di_{Lh}(t)}{dt} + U_h \quad (\text{III-27})$$

A partir des équations III-22, III-27, on peut écrire [23];

$$L_h \frac{di_{Lh}(t)}{dt} = -\alpha E \quad (\text{III-28})$$

$$\int_{I_2}^{I_1} di_{Lh}(t) = -\frac{\alpha E}{L_h} \int_0^{\alpha t} dt \quad (\text{III-29})$$

$$I_2 - I_1 = -\frac{(1-\alpha)\alpha TE}{L_h} \quad (\text{III-30})$$

### Remarque

Autour de l'intensité moyenne  $\bar{I}_c$ , le courant varie entre  $I_2$  et  $I_1$ . Nous appelons l'ondulation  $\Delta I_c$  la demi-différence  $\frac{I_2 - I_1}{2}$ . Elle peut être calculée avec l'une des formules qui viennent [23].

$$\Delta I_c = \frac{1-\alpha TE}{L_h} \quad (\text{III-31})$$

Des équations III-26 et III-30, l'intensité moyenne  $\bar{I}_c$  est égale à [23] :

$$\bar{I}_c = 2\Delta I_c = \frac{(1-\alpha)\alpha TE}{2L_h} \quad (\text{III-32})$$

### III.6.2 Modélisation du filtre $L_h C_h$

Le filtre  $L_h C_h$  est formé dont le but est de limiter l'ondulation résultante du découpage sur la tension et le courant de sortie. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que  $U_h$  et  $i_0$  sont constants (on néglige l'ondulation résiduelle) [11].

#### • Choix de l'inductance $L_h$

Si  $T$  est fixée,  $\Delta I_c$  est maximale en même temps que  $(1 - \alpha) \alpha$ . Pour une valeur de  $\alpha = 0.5$  [11].

$$(\Delta I_c)_{\max} = \frac{TE}{8L_h} \quad (\text{III-33})$$

Donc, on peut conclure  $L_h$ ,

$$L_h = \frac{TE}{8(\Delta I_c)_{\max}} \quad (\text{III-34})$$

- **Choix du condensateur  $C_h$**

L'intensité de ce courant est alternativement maximale ( $I_c = \bar{I}_c$ ). Puis nulle. Cela n'est pas tolérable pour la source. Alors un condensateur  $C_h$  placé en parallèle et une bobine d'inductance  $L_h$  permettent d'obtenir un courant  $i$  moins variable si  $L_h C_h \omega^2 \gg 1$ . Pour réduire l'importance de ce filtre [11].

Donc  $C_h$  doit :

$$C_h \gg \frac{1}{L_h \omega^2} \quad (\text{III-35})$$

### III.7 Modélisation de l'onduleur

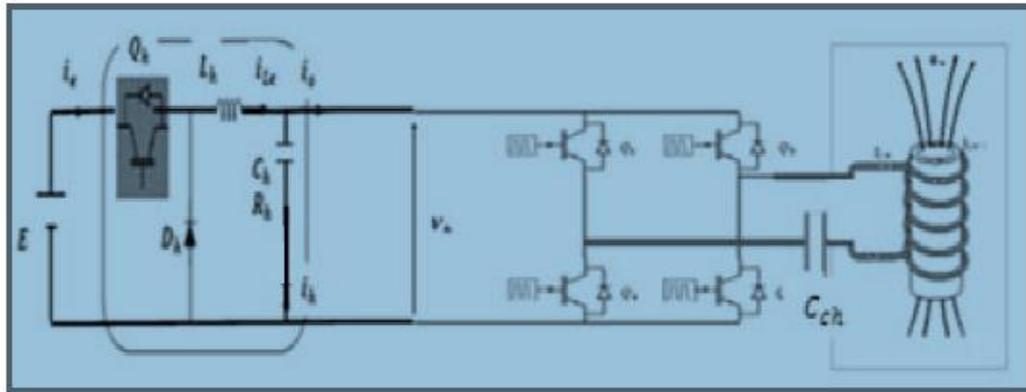
Le prodigieux développement de la technologie des composants semi-conducteur à peu, fait entrer la théorie de la conversion statique dans la pratique, ou elle a fait désormais la preuve de son utilité.

Parmi les différentes structures de conversion statique, constituant une structure de base dans plusieurs applications industrielles, l'onduleur.

Les IGBTs sont commandés, pair par pair, par deux trains d'impulsions complémentaires. Le fonctionnement et les caractéristiques de l'onduleur dépendent de la nature et la forme de ces trains d'impulsion.

#### III.7.1 Modélisation et simulation de l'onduleur à deux niveaux (en H) en charge

La figure III-8 représente le montage de principe de l'association : la tension continue  $E$ , le hacheur avec son filtre, l'onduleur en pont complet à deux niveaux, la pièce à chauffer et le condensateur de compensation  $C_{ch}$ .



**Figure III-8** : Structure du système, l'onduleur à deux niveaux - hacheur -Pièce.

### III.7.1.1 Modèle du fonctionnement

- la commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire [17].

Elle est donné par :

$$C'_{1}=\overline{C'_{2}} \text{ et } C'_{4}=\overline{C'_{3}} \quad (\text{III-36})$$

Avec  $C'_k$ , commande de base de l'interrupteur  $Q_k$ .  $k$ , le numéro de l'interrupteur.

Alors on peut réduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs à deux fonctions seulement :

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= 1 - F_2 \\ F_4 &= 1 - F_3 \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-37})$$

Fonction de connexion des cellules :

On a deux cellules, les fonctions de connexion des cellules sont  $F^1$ ,  $F^2$ :

- Pour la première cellule ,  $F^1 = F_1 \cdot F_4$

- Pour la deuxième cellule ,  $F^2 = F_2 \cdot F_3$

• **Table d'excitation des interrupteurs**

On considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux de tension (- E, + E) :

$V_s$	$F_1$	$F_2$
+E	0	1
-E	1	0

**Tableau III-1 :** Les excitations relatives des cellules (onduleur en H à 2 niveaux).

• **Les fonctions de conversion**

La tension de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu (O) de la source continue est donnée par la relation suivante [17]:

$$V_s = F_2 \cdot E - F_1 \cdot E \tag{III-38}$$

En utilisant les fonctions de connexion des cellules on obtient:

$$V_s = F^2 \cdot E - F^1 \cdot E \tag{III-39}$$

Alors,

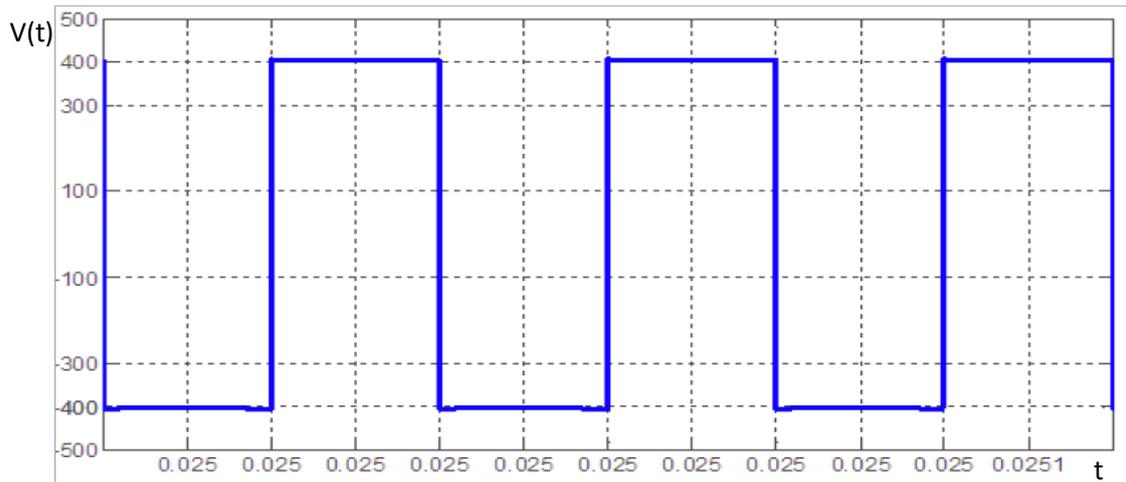
$$V_s = [ F_1 + F_2 ] E = [ F^2 - F^1 ] E \tag{III-40}$$

• **Simulation du système**

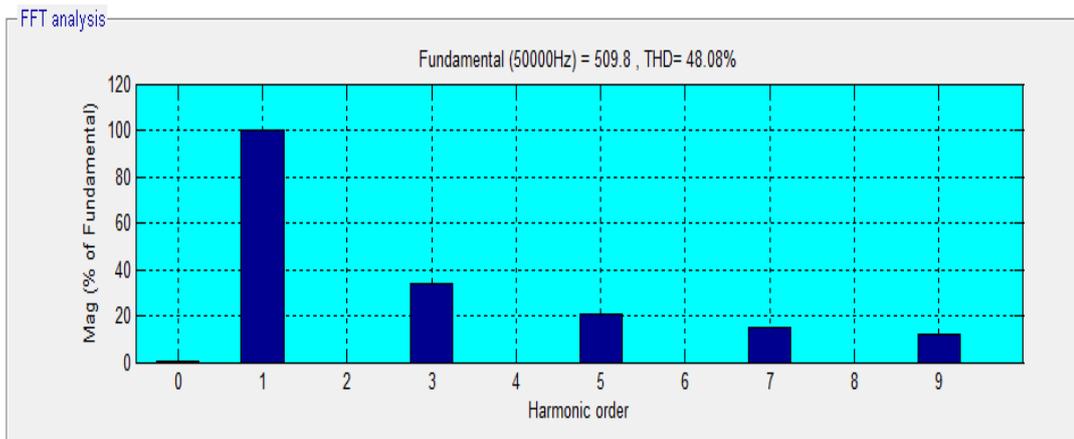
Le résultat de simulation du système, pendant un temps 0.1s est donnée par les figures suivantes, avec les paramètres de simulation du système sont marqués sur le tableau III-2 suivant.

Tension E(v)	Hacheur $\alpha(\%)$	Fréquence $f_r$ (KHz)	Paramètres du hacheur		
			$f_c$ (KHz)	$L_h$ (mH)	$C_h$ (mF)
500	0.81	50	50	0.21	833

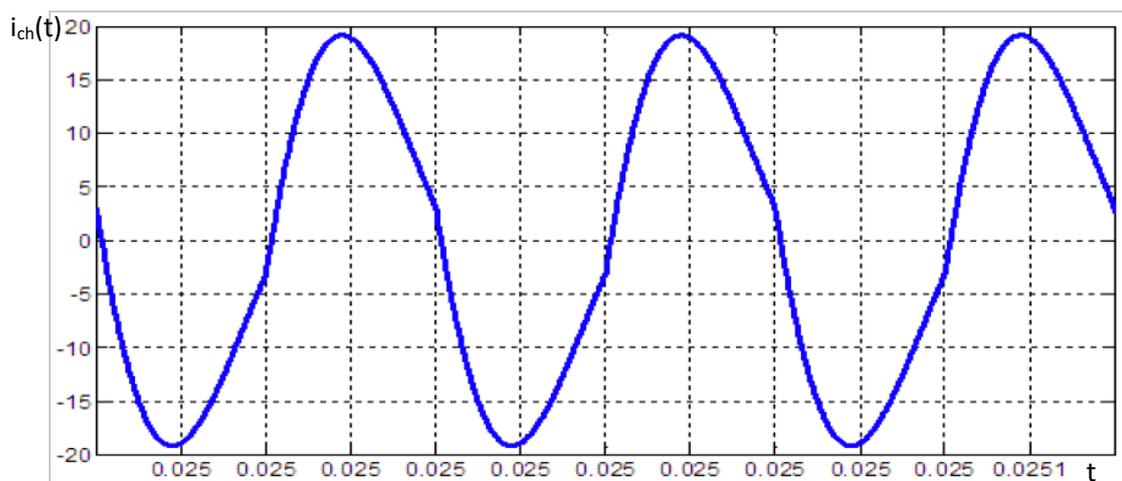
**Tableau III-2 :** Paramètres de simulation (onduleur en H à 2 niveaux).



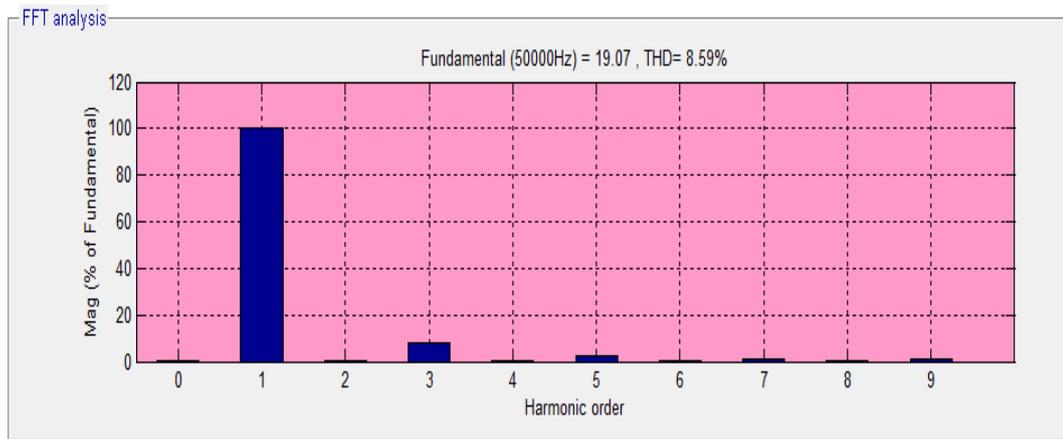
**Figure III-9 :** Tension de sortie de l'onduleur en pont complet à deux niveaux.



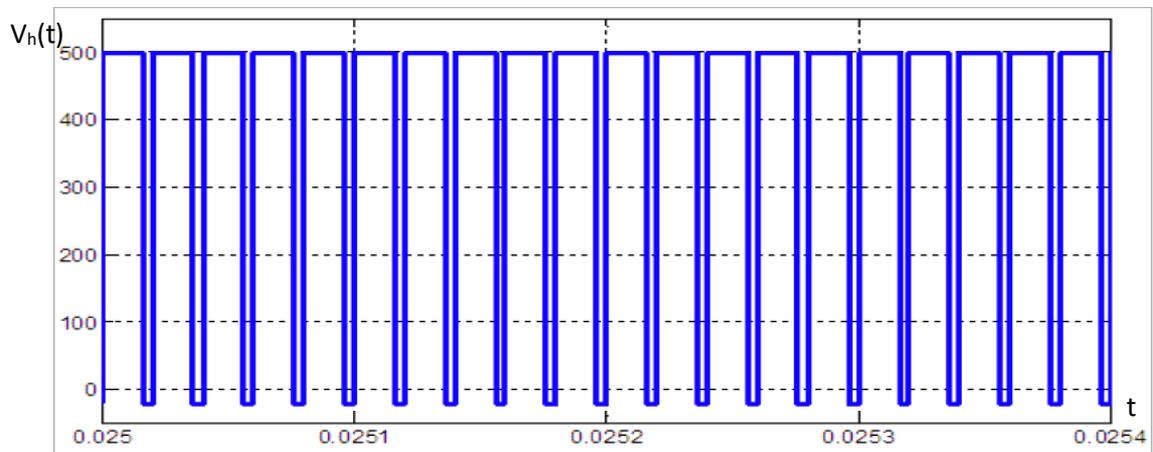
**Figure III-10:** Spectre d'harmoniques pour la tension de sortie  $V_s$ .



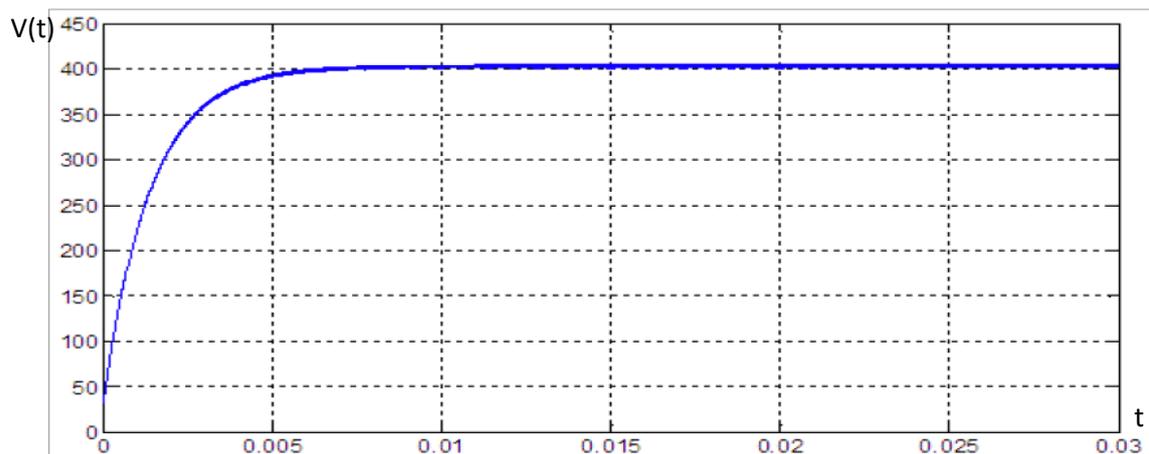
**Figure III-11 :** Courant de charge.



**Figure III-12:** spectre d'harmoniques du courant de charge.

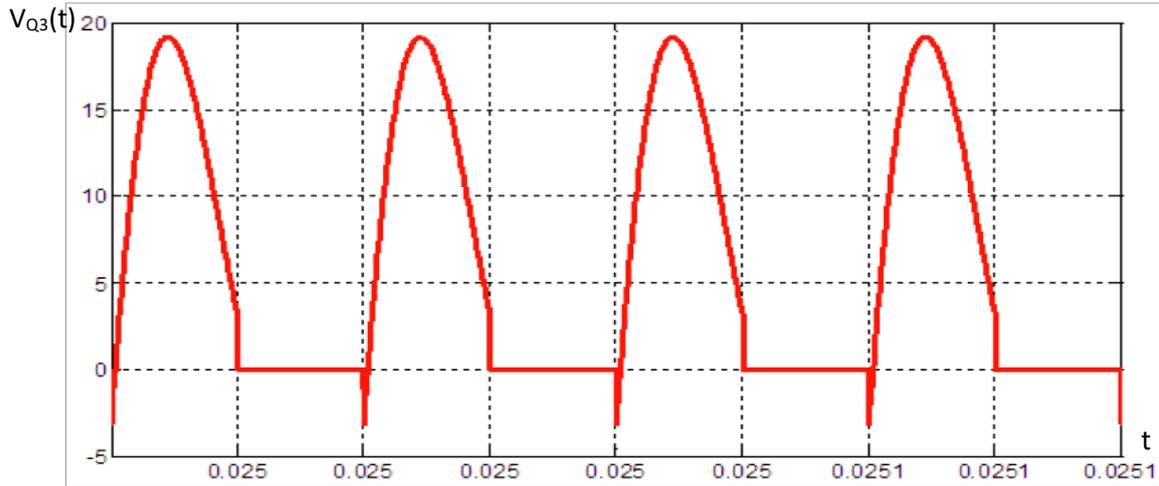


(a)



(b)

**Figure III-13:** Tension de sortie du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).



(a)



(b)

**Figure III- 14:** Tension (a)et courant (b) aux bornes d'un interrupteur ( $Q3$ ).

On remarque les deux niveaux de tension et la forme du courant quasi sinusoïdale avec une fréquence de commutation égale à celle de la fondamentale ; (50 KHz). Et il y a aussi la présence des harmoniques, mais les harmoniques impairs ( $2K+1$ ) sont en amplitude plus grands que les harmoniques pairs ( $2k$ ) qui sont très faibles. Avec une tension de sortie de l'onduleur égale à la tension nominale (400V) pour établir un courant  $\approx 19A$ .

### III.7.2 Modélisation et simulation de l'onduleur à trois niveaux (en H) en charge

Le modèle élaboré pour l'onduleur à deux niveaux est valable pour l'onduleur à trois niveaux mais la commande des interrupteurs est changée par le décalage du signal.

• **Table d'excitation des interrupteurs**

On considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux de tension (- E, 0, +E) représenté par le tableau III-3 suivant en fonction de l'angle de décalage  $\beta$ :

$\beta$ décalage	Q1	Q2	Q3	Q4	$V_s$
$0 < \theta < \beta$	1	0	1	0	0
$\beta < \theta < \pi$	0	1	1	0	+E
$\pi < \theta < \beta + \pi$	0	1	0	1	0
$\beta + \pi < \theta < 2\pi$	1	0	0	1	-E

**Tableau III-3:** Excitations relatives des cellules (onduleur en H à 3 niveaux).

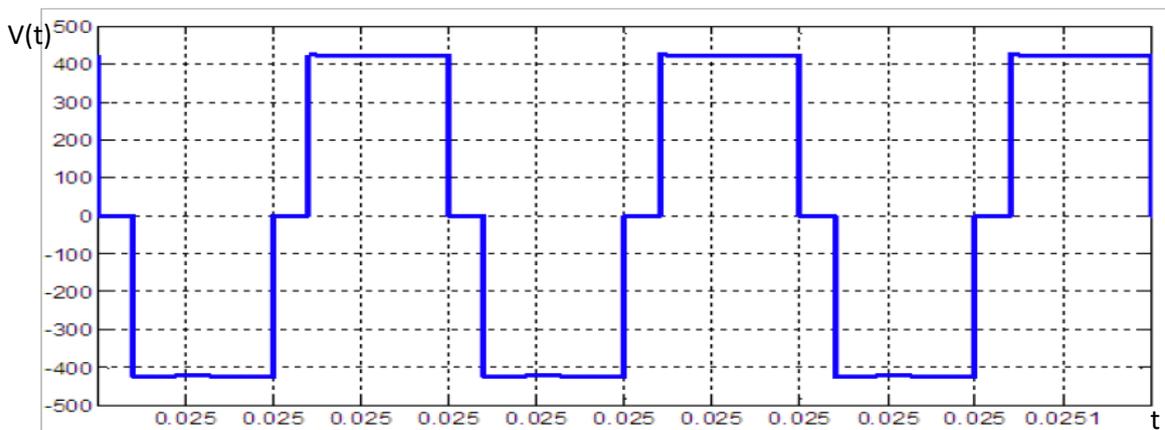
• **Les fonctions de conversion**

La tension de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu (O) de la source continue est donnée par la relation suivante [17]:

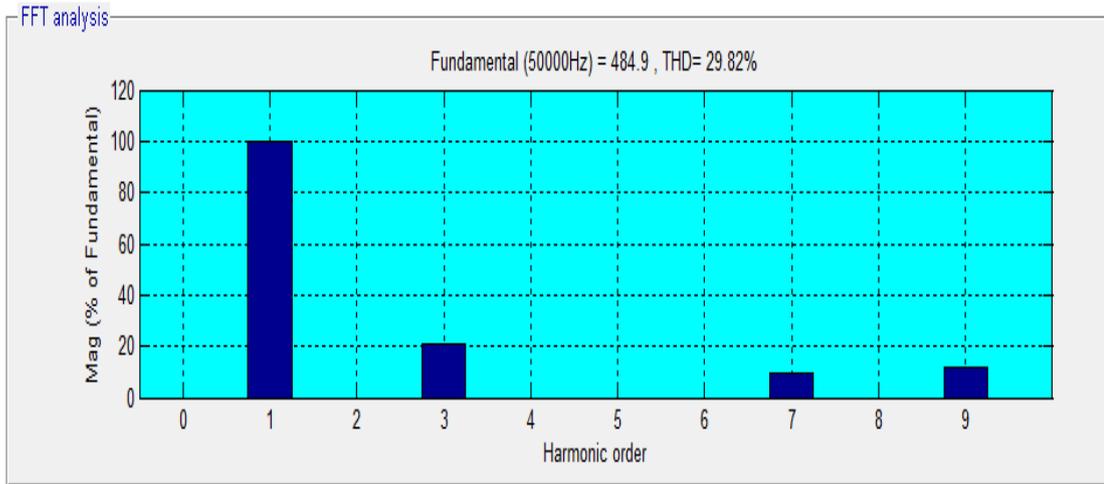
$$V_s = [ F_2 F_3 - F_1 F_4 ] E = [ F^1 - F^2 ] E \tag{III-41}$$

• **Simulation du système**

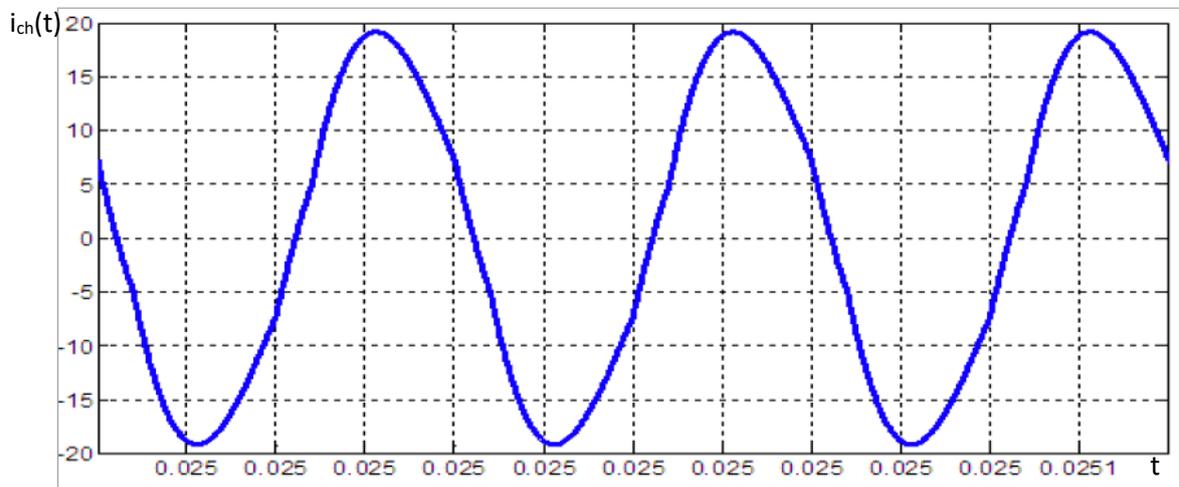
On fait la simulation du même système précédent (même paramètres précédents avec  $\alpha=085\%$ ). Et un angle de décalage  $\beta = \frac{\pi}{5}$ . Les résultats sont représentés sur les figures suivantes.



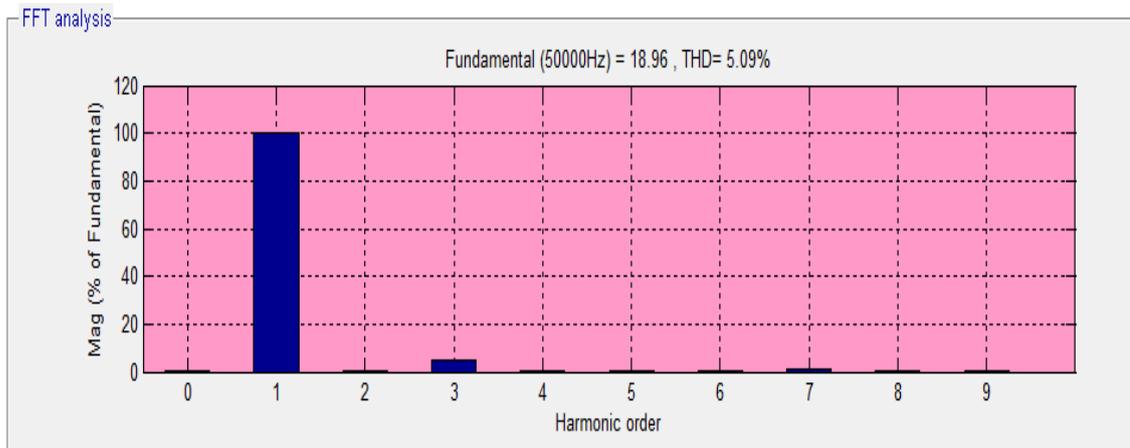
**Figure III-15:** Tension d'un onduleur en pont complet à trois niveaux.



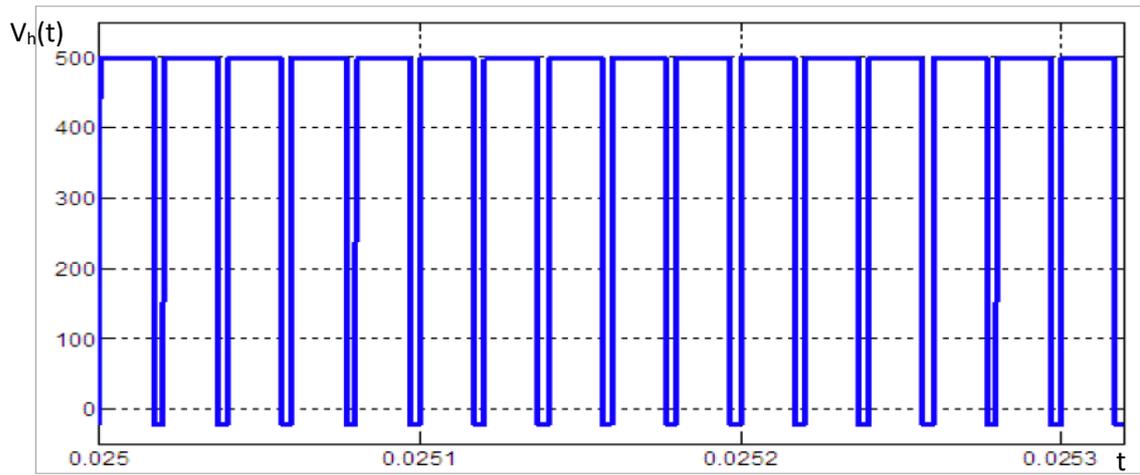
**Figure III-16:** Spectre d'harmoniques de tension.



**Figure III-17:** Courant de charge.



**Figure III-18:** Spectre d'harmoniques du courant de charge.

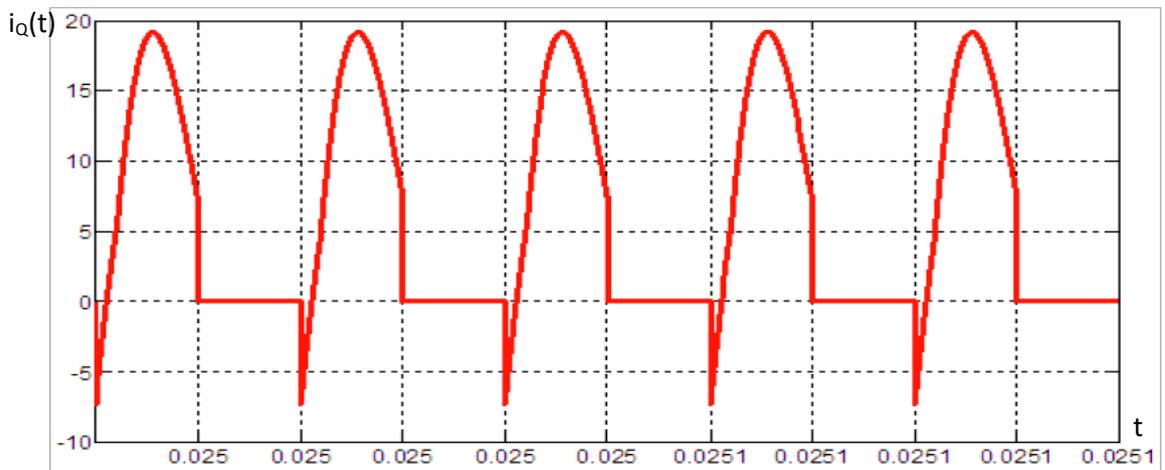


(a)



(b)

**Figure III-19:** Tension du hacheur(a), tension d'entrée de l'onduleur(b).



(a)



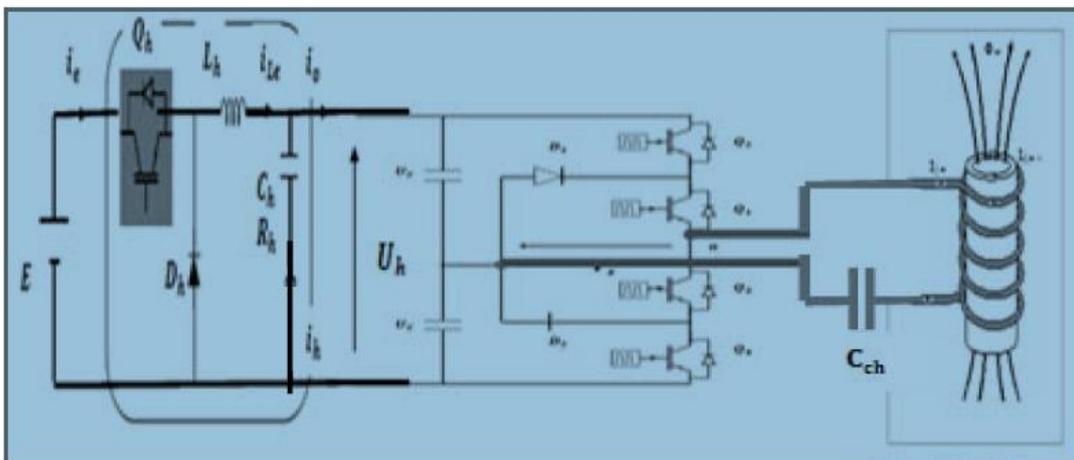
(b)

**Figure III-20:** Courant (a) et tension (b) aux bornes de l'interrupteur.

On remarque bien que dans cette structure, les harmoniques sont diminués et la forme du courant plus proche de sinusoïdale. En plus des harmoniques pairs ( $2k$ ) qui sont négligés, les harmoniques d'ordre  $(2k+1)/5$  sont négligés à cause de l'angle de décalage  $\beta$ . Mais, on établit aussi une augmentation de tension de sortie de l'onduleur que la tension nominale pour atteindre un courant  $\approx 19A$ .

### III.7.3 Modélisation et simulation de l'onduleur du type NPC à trois niveaux en charge

Sa structure donnée par la figure III-21 suivante.



**Figure III-21:** La pièce est alimentée par l'onduleur du type NPC à trois niveaux.

• **La commande complémentaire**

Si on utilise la commande complémentaire [17],

$$C'_1 = \overline{C'_4} \text{ et } C'_2 = \overline{C'_3} \tag{III-42}$$

Alors on peut réduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs à deux fonctions seulement :

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= 1 - F_4 \\ F_2 &= 1 - F_3 \end{aligned} \right\} \tag{III-43}$$

Fonction de connexion des cellules :

On définit la fonction de connexion des cellules par  $F^1, F^2$ , tel que :

- Pour la première cellule,  $F^1 = F_1 \cdot F_2$
- Pour la deuxième cellule,  $F^2 = F_3 \cdot F_4$

• **Table d'excitation des interrupteurs**

On considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les trois niveaux .

$V_s$	$F_1$	$F_2$
+E/2	1	1
0	1	0
-E/2	0	0

**Tableau III-4 :** Excitations relatives des cellules (onduleur NPC à 3 niveaux).

• **Les fonctions de conversion**

La tension de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu (O) de la source continue est donnée par la relation suivante :

$$V_s = F_1 \cdot F_2 \cdot V_{c1} - F_3 \cdot F_4 \cdot V_{c2} \tag{III-44}$$

En utilisant les fonctions de connexion des cellules on obtient:

$$V_s = F^1 \cdot V_{c1} - F^2 \cdot V_{c2} \tag{III-45}$$

On suppose que :  $V_{c1} = V_{c2} = \frac{E}{2}$ ;

$$V_s = [F^1 - F^2] \frac{E}{2} \tag{III-46}$$

La forme obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [17].

**Remarque**

Pour le diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , ils prennent la même valeur :  $C_1 = C_2$ .

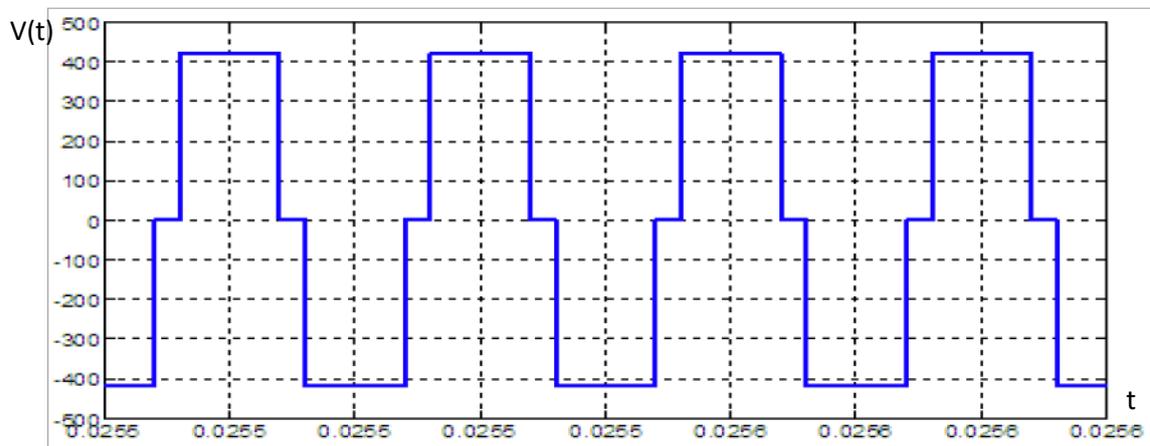
• **Simulation du système**

L'onduleur NPC à trois niveaux est simulé pendant le temps 0.06s. Et les paramètres de simulations du système sont représentés dans le tableau III-5 suivants.

Tension E(v)	Hacheur $\alpha(\%)$	Fréquence $f_r(\text{KHz})$	Capacité C1 et C2 ( $\mu\text{F}$ )	Paramètres du hacheur	
				$L_h$ (mH)	$C_h$ ( $\mu\text{F}$ )
1000	0.8	50	500	0.21	0.833

**Tableau III-5:** Paramètres de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes :



**Figure III-22:** Tension de sortie de l'onduleur NPC à trois niveaux.

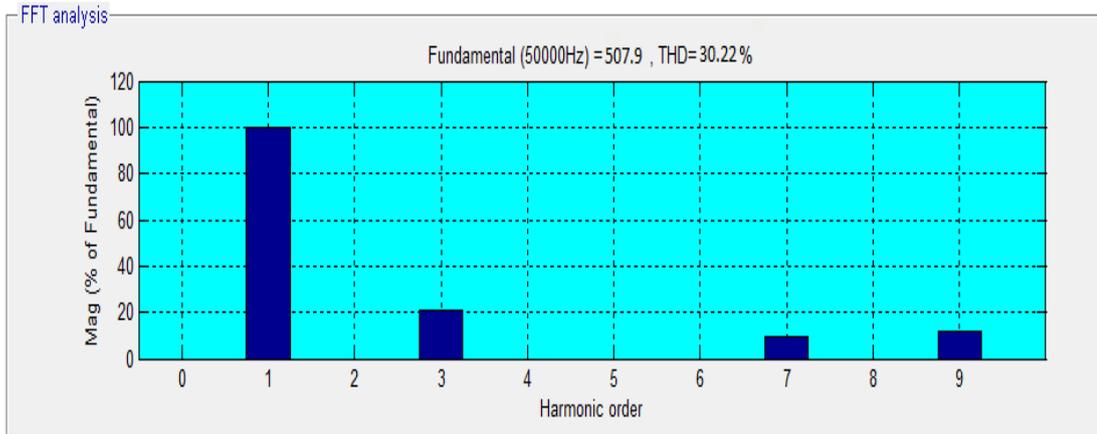


Figure III-23: Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.

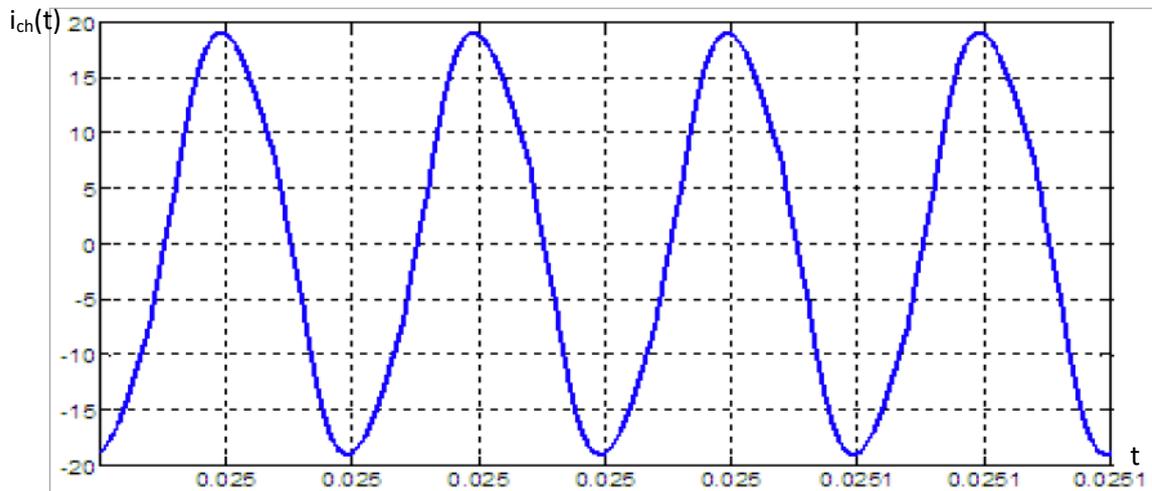


Figure III-24: Courant de charge.

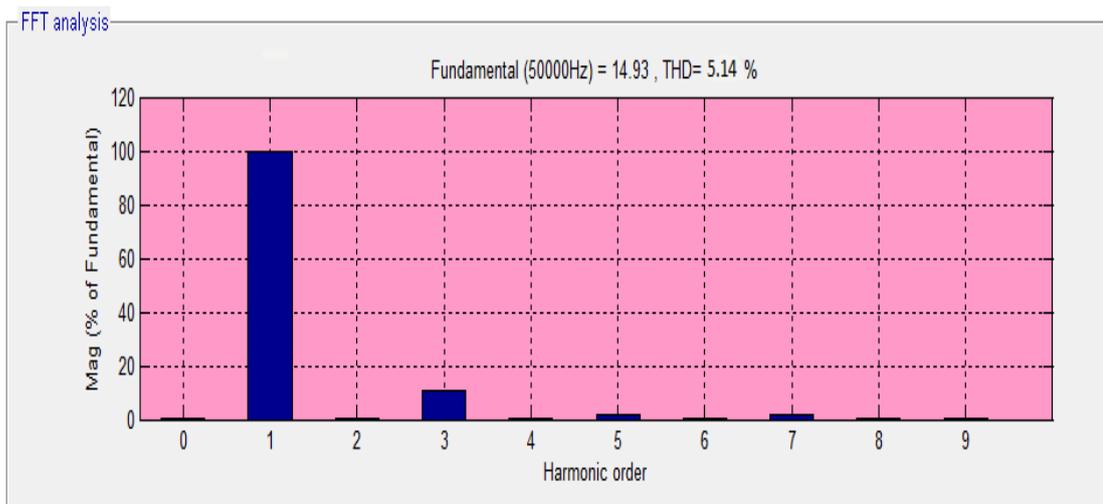
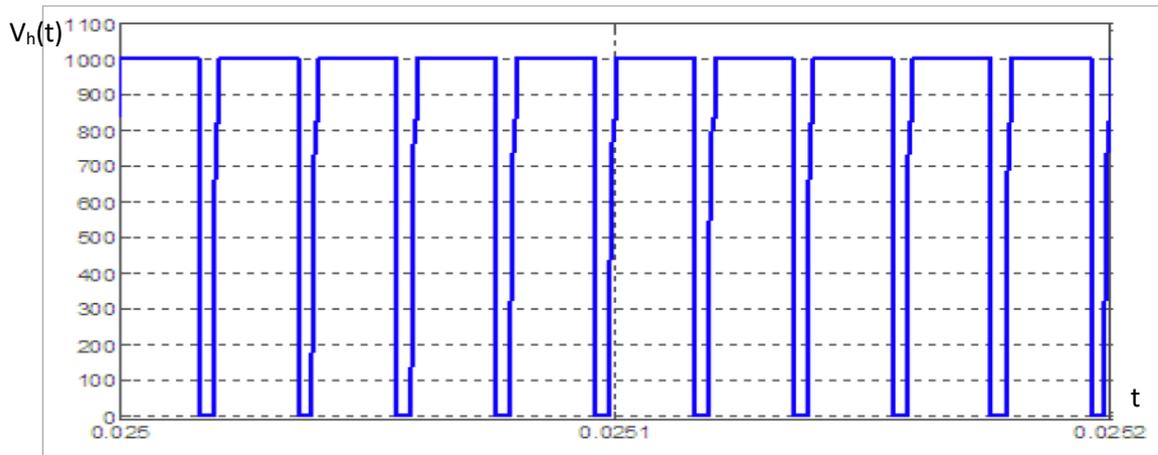
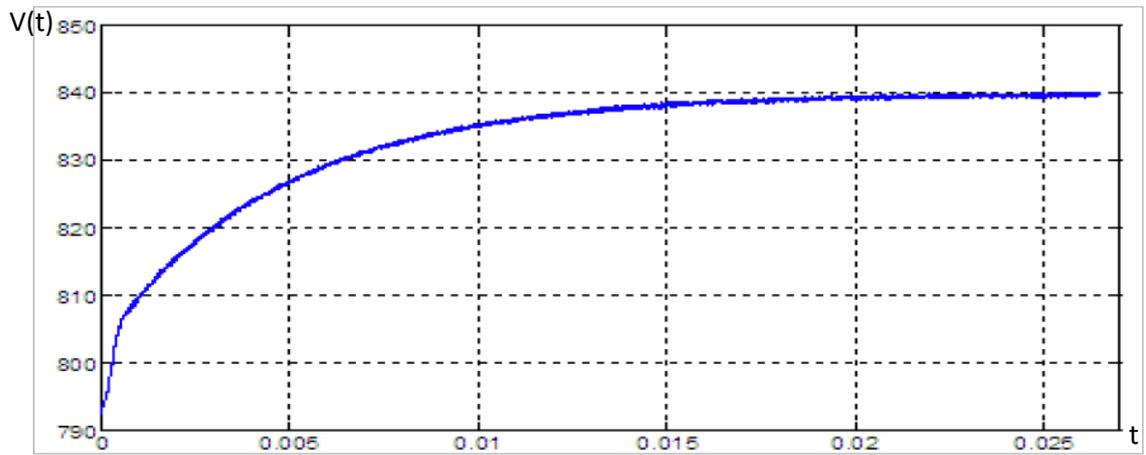


Figure III-25: Spectres d'harmoniques de courant.



(a)

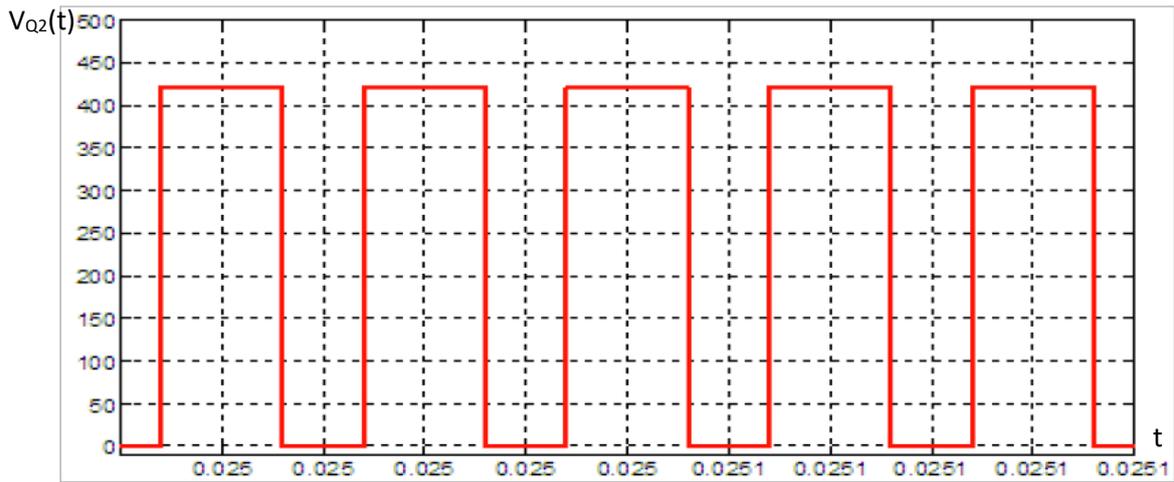


(b)

**Figure III-26:** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b).



(a)



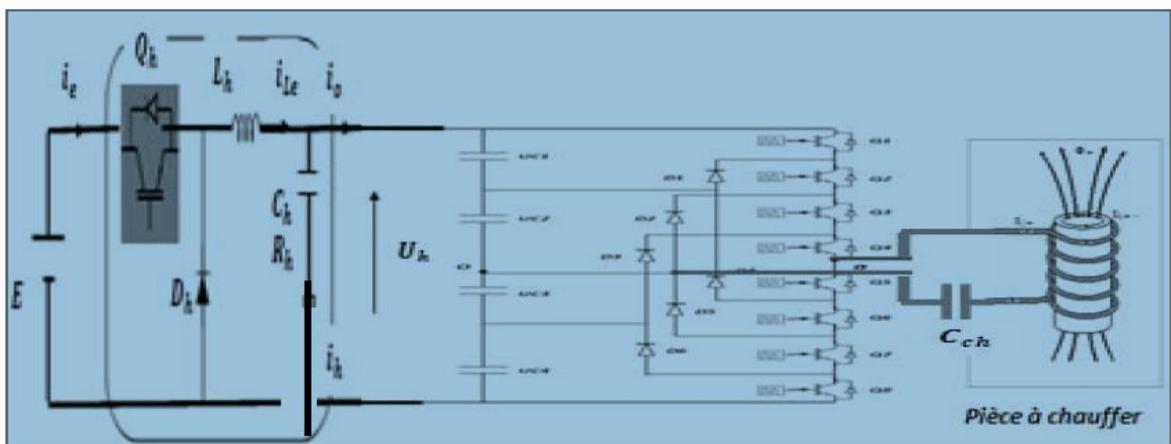
(b)

**Figure III-27:** Courant (a) et tension (b) d’un interrupteur (Q2).

La simulation de cette structure de l’onduleur NPC à trois niveaux montre que les harmoniques impaires d’ordre  $(2k+1)$  et  $(2k+1)/5$  ont disparu, et les autres sont faibles. La tension d’alimentation du système est divisée en deux valeurs telle que la tension de sortie de l’onduleur  $V_s = V_{c1} = V_{c2} = 500V$ , et la tension de sortie de l’onduleur est supérieure que la tension nominale pour mesurer un courant  $\approx 19A$ , cette tension et ce courant sont appliqués aussi sur les interrupteurs.

**II.7.4 Modélisation et simulation de l’onduleur du type NPC à cinq niveaux**

La Figure III-28 représente la structure d’un onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Le diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs  $C_i$  prennent la même valeur de capacité pour obtenir :  $V_{c1} = V_{c2} = V_{c3} = V_{c4}$ .



**Figure III-28:** La pièce est alimentée par l’onduleur du type NPC à cinq niveaux.

• **La commande complémentaire**

Elle est donnée par :

$$\left[ \begin{array}{l} C'_1 = \overline{C'_5} \quad \text{Et } C'_2 = \overline{C'_6} \\ C'_3 = \overline{C'_7} \quad \text{Et } C'_4 = \overline{C'_8} \end{array} \right] \quad \text{(III-47)}$$

Alors on peut réduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs à deux fonctions seulement :

$$\left[ \begin{array}{l} F_1 = 1 - F_5 \quad \text{Et } F_3 = 1 - F_7 \\ F_2 = 1 - F_6 \quad \text{Et } F_4 = 1 - F_8 \end{array} \right] \quad \text{(III-48)}$$

• **Fonction de connexion des cellules**

On a quatre cellules, les fonctions de connexion des cellules sont  $F^1, F^2$  :

- Pour la 1<sup>ère</sup> cellule,  $F^1 = F_1 \cdot F_2$
- Pour la 2<sup>ème</sup> cellule,  $F^2 = F_3 \cdot F_4$
- Pour la 3<sup>ème</sup> cellule,  $F^3 = F_5 \cdot F_6$
- Pour la 4<sup>ème</sup> cellule,  $F^4 = F_7 \cdot F_8$

• **Table d'excitation des interrupteurs**

On considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les cinq niveaux de tension ( $-E/2, -E/4, 0, +E/4, +E/2$ ) :

Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	$V_s$
1	1	1	1	0	0	0	0	+E/2
0	1	1	1	1	0	0	0	+E/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-E/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-E/2

**Tableau III-6** : Tableau des excitations relatives des cellules (Onduleur NPC à 5niveaux).

• **Les fonctions de conversion**

La tension de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu (O) de la source continue est donnée par la relation suivante :

$$V_s = F_1 \cdot F_2 \cdot E + F_3 \cdot F_4 \cdot E - F_5 \cdot F_6 \cdot E - F_7 \cdot F_8 \cdot E \tag{III-49}$$

En utilisant les fonctions de connexion des cellules on obtient:

$$V_s = [F_1 \cdot F_2 + F_3 \cdot F_4 - F_5 \cdot F_6 - F_7 \cdot F_8] \cdot E \tag{III-50}$$

$$V_s = [F^1 + F^2 - F^3 - F^4] \cdot E \tag{III-51}$$

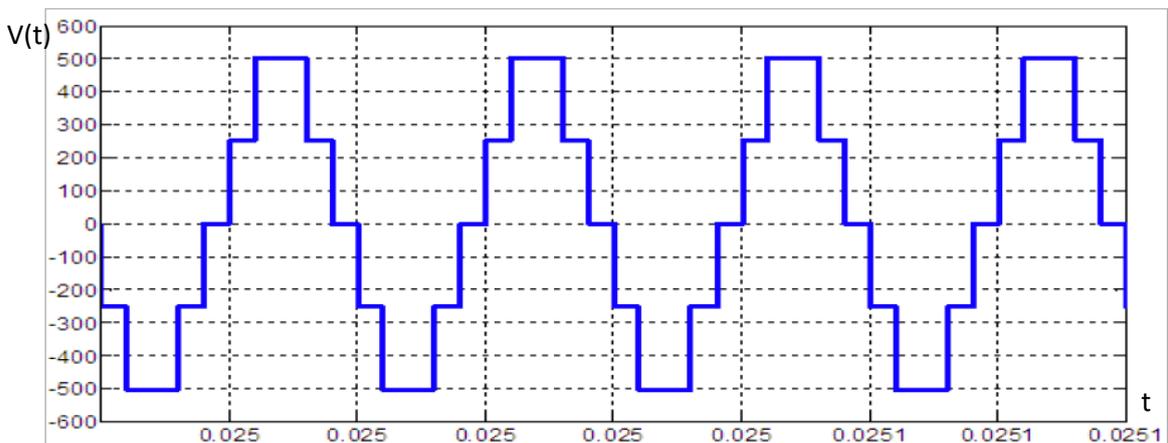
• **Simulation du système**

L'onduleur NPC à cinq niveaux est simulé maintenant par les mêmes paramètres du circuit sauf pour les condensateurs secondaires. Les figures montrent les résultats de tension, et de courant.

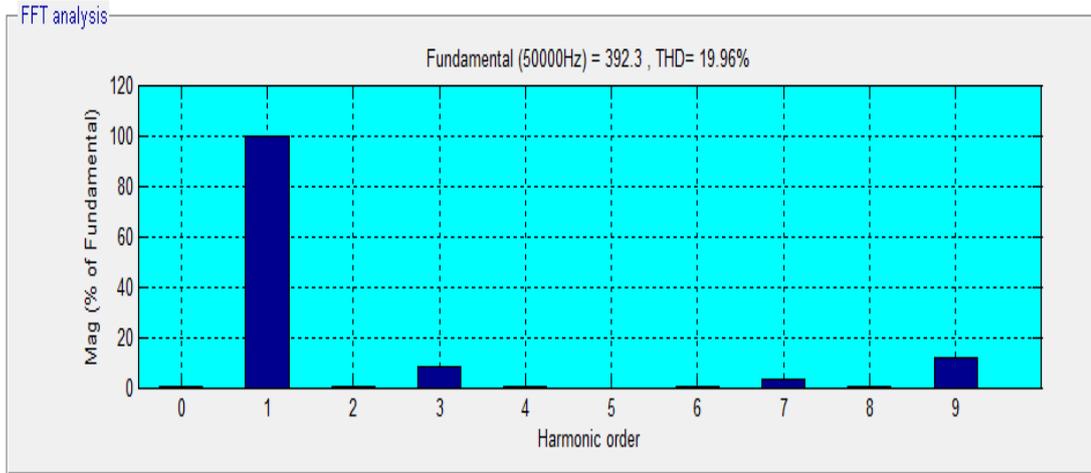
Tension E(v)	Hacheur $\alpha(\%)$	Fréquence $f_r(\text{KHz})$	Capacité C1,C2,C3,C4 (F)	Paramètres du hacheur	
				$L_h$ (mH)	$C_h$ ( $\mu\text{F}$ )
1200	0.87	50	0.5	0.21	0.833

**Tableau III-7:** Paramètres du système avec un onduleur NPC à 5 niveaux.

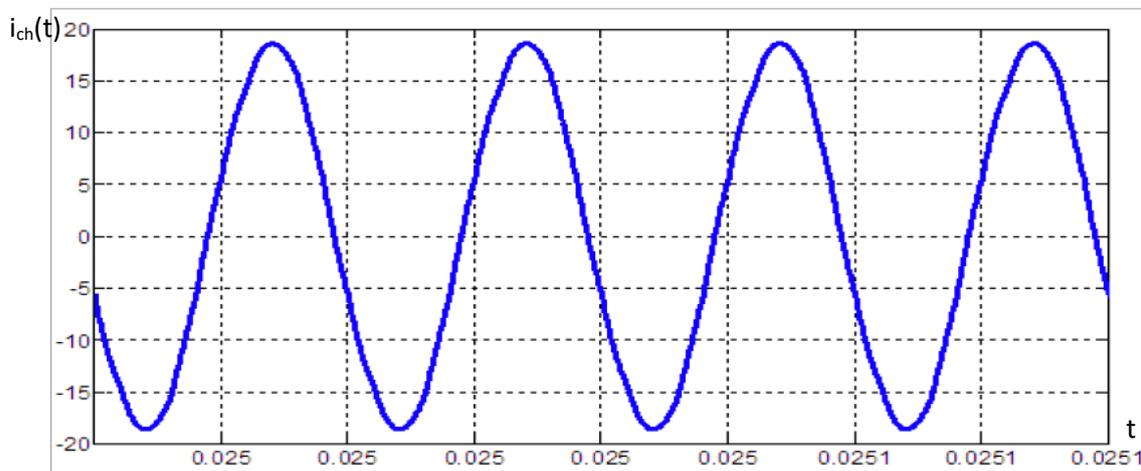
Les résultats de simulation sont présentés sur les figures suivantes :



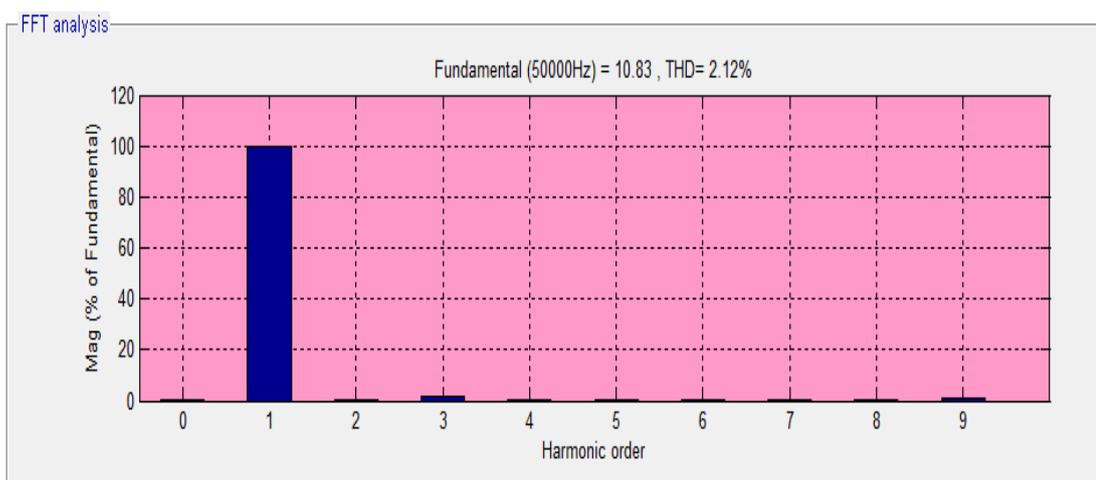
**Figure III-29:** Tension de sortie de l'onduleur NPC à cinq niveaux.



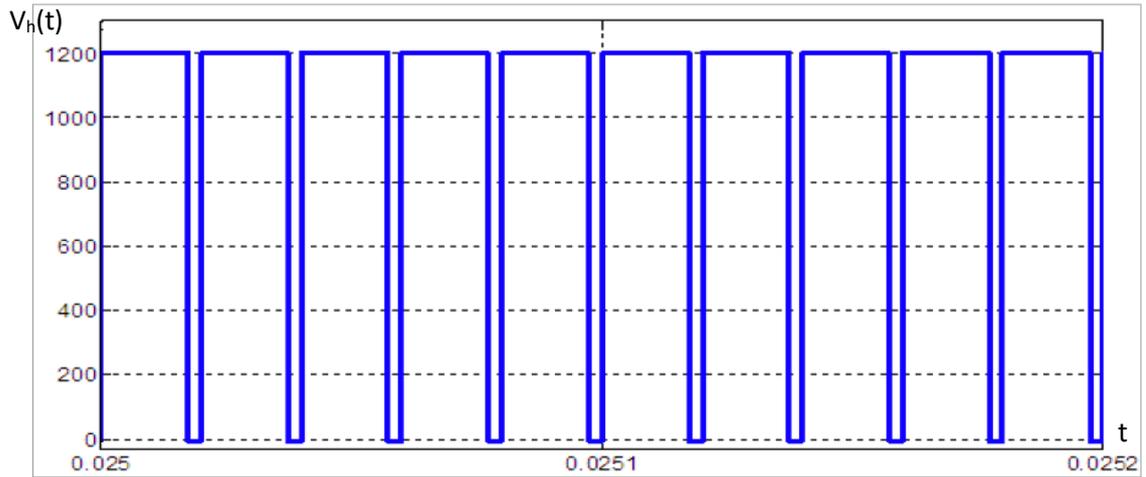
**Figure III-30:** Spectre d'harmoniques de tension de l'onduleur.



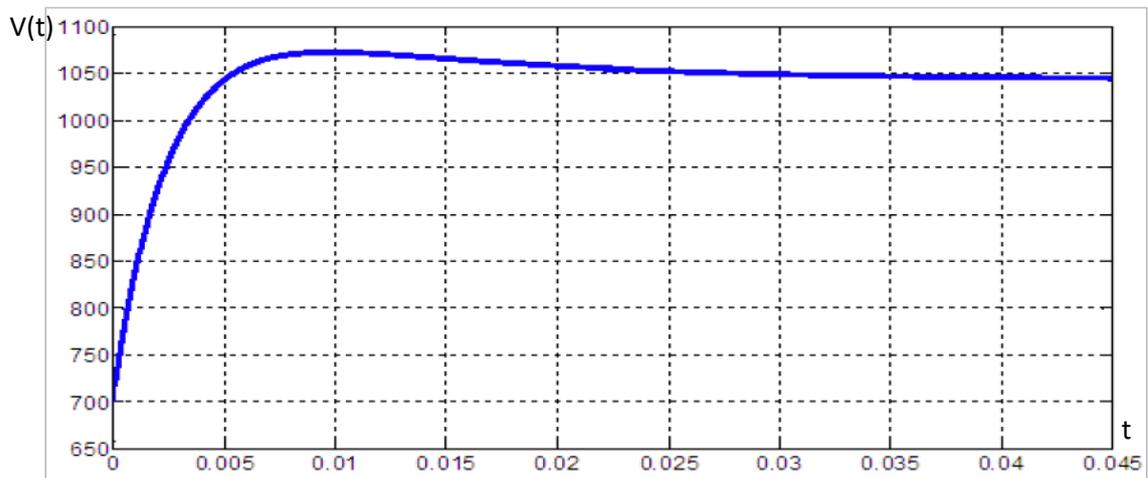
**Figure III-31:** Courant de charge.



**Figure III-32:** Spectre d'harmoniques de courant de charge.

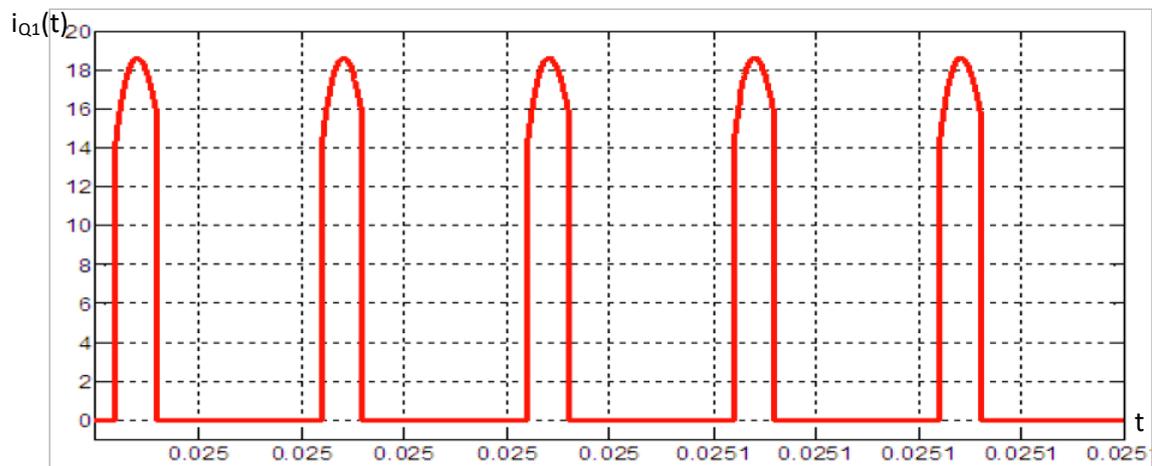


(a)

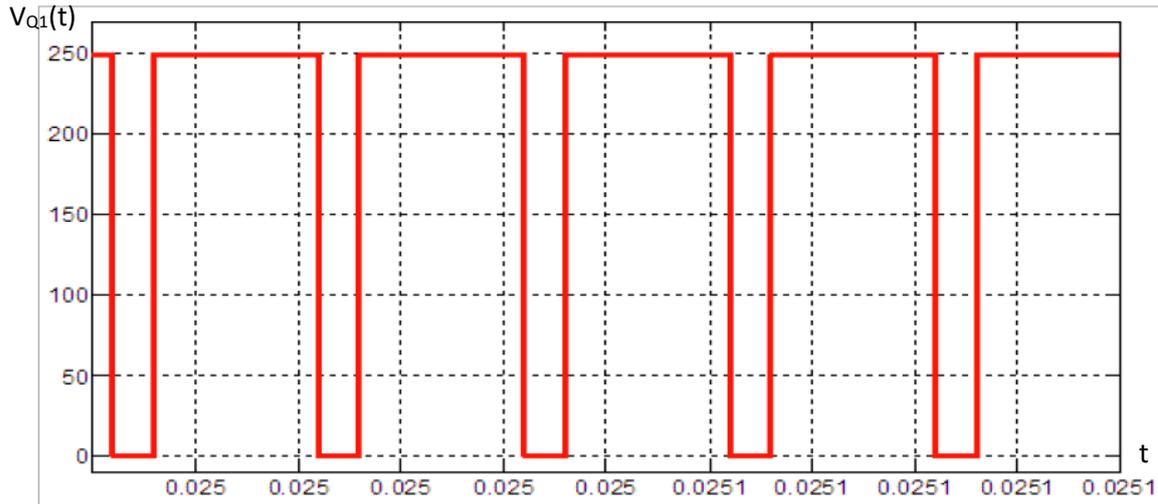


(b)

**Figure III-33:** Tension du hacheur(a) et tension d'entrée (b) de l'onduleur.



(a)



(b)

**Figure III-34:** Courant (a) et tension (b) aux bornes d'un interrupteur (Q1).

Les résultats de simulation montrent bien que les harmoniques d'ordre  $(2k)$  et  $(2k+1)/5$  ont toujours disparu, la distorsion des harmoniques est diminuée de 48.08% à 19.96% (pour la tension). En plus, la tension de sortie de l'onduleur est supérieure à la tension nominale pour obtenir un courant égale  $\approx 19A$ , avec un temps de commutation des interrupteurs est court que les autres simulations, et la tension appliquée aux bornes de ces interrupteurs est  $E/4$ .

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation des différentes structures d'onduleurs étudiées avec ses éléments constitués de système; hacheur, filtres, le redresseur, et la pièce. Et nous avons simulé le système en charge.

La simulation de l'association, ainsi modélisée, a permis de confirmer ; les résultats dans le chapitre précédemment ; que la réduction ou l'élimination des harmoniques pour obtenir une bonne qualité du signal dépend toujours par le niveau de l'onduleur mais on marque un inconvénient de diminution du courant de charge.

# **CHAPITRE IV :**

## **Stratégie de commande du système du chauffage par induction**

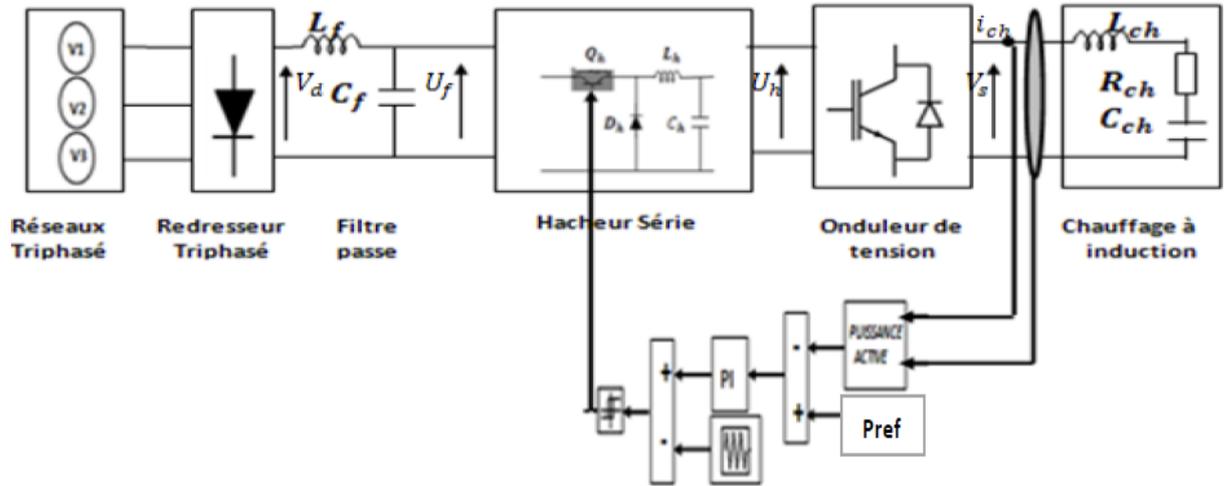
### **IV.1 Introduction**

Dans le travail précédent, on a déterminé les différentes structures principales du convertisseur destiné à notre application et on a mis en évidence l'efficacité de la méthode étudiée. Mais on a besoin d'une commande du hacheur, cette commande peut regrouper l'ensemble des mécanismes qui permettent d'imposer un point de fonctionnement ou une trajectoire à l'onduleur. Elle génère les signaux de contrôle des interrupteurs à partir du signal modulé. Dans le hacheur, la tension (ou le courant) de sortie doivent en règle générale être régulée pour être constamment égale à une valeur fixée, compte tenu du fait que la tension d'alimentation et les caractéristiques de la charge peuvent varier. Donc la puissance est aussi variée.

#### **IV.1.1 Stratégie de commande du système**

#### **IV.1.2 Commande du système à fréquence fixée**

Cette stratégie de commande de puissance (la figure III-1) est la plus directe que l'on puisse imaginer, est qualifiée d'avoir une bonne précision du rapport cyclique  $\alpha$  du hacheur. Le principe général de cette technique est de comparer la puissance active de référence  $P_{ref}$  avec la puissance active réelle  $P_{mesuré}$  (la puissance de charge.). L'écart (l'erreur) entre ces deux puissances actives entre un régulateur classique PI pour la régulation. Puis ce signal résultant est comparé avec un signal triangulaires (porteuse), et le résultat est aussi comparé à l'aide d'un comparateur à hystérésis qui maintient le signal de commande de l'interrupteur du hacheur à l'intérieur d'une bande en cadrant le signal donnant la puissance référentielle.



**Figure IV-1 :** Structure de contrôle de puissance du système à fréquence fixée.

#### IV.1.2.1 Notions sur la puissance

La puissance absorbée  $P_{ch}$  par la charge est la valeur moyenne de la puissance instantanée  $P$ . Elle dépend de la valeur efficace des tensions  $V_{eff}$  et des courants  $I_{eff}$  en régime sinusoïdal ainsi que de l'angle de déphasage  $\varphi$  entre la tension et le courant [11].

$$P = V_{eff} I_{eff} \cos\varphi \quad (IV-1)$$

#### IV.1.3 Modèle mathématique de la charge

La charge considérée est un circuit électrique  $R_{ch}, L_{ch}, C_{ch}$  série. La relation mathématique liant la tension de sortie  $V_s(t)$  à celle d'entrée  $U_h(t)$  peut être trouvée en écrivant l'équation (intégré-) différentielle régissant le circuit :

$$R_{ch}i(t) + L_{ch}\frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t)dt = V_s(t) \quad (IV-2)$$

Notant que  $i_{ch}(t) = i(t)$ .

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = C_{ch}dV_s/dt \quad (IV-3)$$

$q(t)$  étant la charge instantanée du condensateur [24]:

$$V_s(t) = \frac{1}{C_{ch}} \int i(t)dt \quad (IV-4)$$

L'équation différentielle d'ordre 2 devient :

$$U_h(t) = V_s(t) + R_{ch} C_{ch} \frac{dV_s}{dt} + L_{ch} C_{ch} d^2 V_s / dt^2 \quad (IV-5)$$

Soit encore :

$$\frac{dV^2}{dt^2} + \frac{R_{ch}}{L_{ch}} \frac{dV_s}{dt} + \frac{1}{L_{ch} C_{ch}} V_s(t) = \frac{1}{L_{ch} C_{ch}} U_{ch}(t) \quad (IV-6)$$

Dans le cas de conditions initiales nulles, on peut extraire la fonction de transfert : [24]

$$G(p) = \frac{V_s(p)}{U_h(p)} = \frac{1}{1 + R_{ch} C_{ch} P + L_{ch} C_{ch} P^2} \quad (IV-7)$$

$$= \frac{\frac{1}{L_{ch} C_{ch}}}{\frac{1}{L_{ch} C_{ch}} + \frac{R_{ch} P}{L_{ch}} + P^2} \quad (IV-8)$$

On met :  $\omega_r^2 = \frac{1}{L_{ch} C_{ch}}$  et  $\xi = \frac{R_{ch}}{2} \sqrt{\frac{C_{ch}}{L_{ch}}}$

Alors, la fonction de transfert de la charge F(P) est [24]:

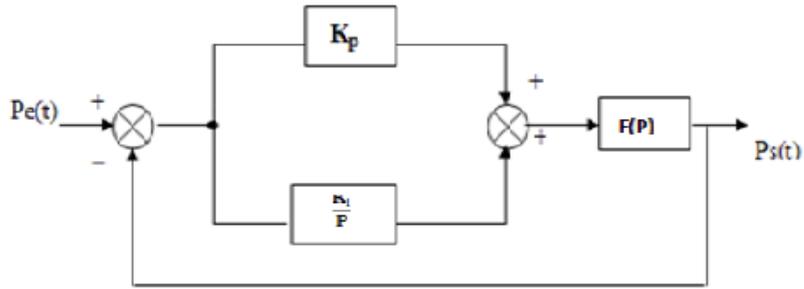
$$F(P) = \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2} \quad (IV-9)$$

La synthèse des correcteurs permettant de régler les grandeurs électriques (courants, tension, puissance,...). Avec leur choix doit être adapté aux performances requises (temps de réponse, dépassement, rejet des perturbations,...), aux impératifs techniques (complicités de commande, immunités aux parasites,...) et aux contraintes économiques.

Il a un triple objectif :

- Stabiliser le système en boucle fermée.
- Assurer le suivi des grandeurs de sortie en fonction.
- Atténuer la variation des sorties en présence de perturbations.

Le correcteur proportionnel – intégrale noté PI couvre une large gamme d'application industrielle. Il doit sa grande diffusion à la simplicité de sa synthèse et sa mise en œuvre, il peut être réalisé électriquement à partir de modèles pneumatiques ou mécaniques. Il délivre une commande au processus à partir de l'erreur  $e_r$  entre la consigne et la sortie régulé  $e = P_e - P_s$ . le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :



**Figure IV-2** : Schéma général d'une boucle de régulation.

#### IV.1.4 Méthodes de synthèse de régulateur PI

##### IV.1.4.1 Critères typiques de synthèses

Lors de la synthèse du régulateur (détermination des paramètres  $K_i$  et  $K_p$ ), il est important de considérer quelques critères typiques [24]:

- Atténuation des perturbations de charge.
- Poursuite de signal de référence.
- Robustesse vis à vis des incertitudes de modélisation. - Atténuation de bruit de mesure.

##### IV.1.4.2 Réglage de la puissance avec un régulateur PI

On a la fonction de transfert du régulateur [25]

$$G_{PI}(p) = K_p + K_i/P \quad (IV-10)$$

Et la fonction de transfert de la charge  $F(P)$  est :

$$F(P) = \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2} \quad (IV-11)$$

Donc pour la fonction de transfère en boucle ouverte sera [25]:

$$FTBO(P) = (K_p + K_i/P) \left( \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 + 2\xi\omega_r P + P^2} \right) \quad (IV-12)$$

Et pour la fonction de transfère en boucle fermée sera [25]:

$$FTBF(P) = \frac{FTPO(P)}{1 + FTPO(P)} \quad (IV-13)$$

$$FTBF (P) = \frac{K_i + PK_p \omega_r^2}{2\varepsilon \omega_r P^2 + P^3 + (\omega_r^2 + K_p \omega_r^2)P + \omega_r^2 K_i} \quad (IV-14)$$

Le dénominateur représente une équation de 3ième ordre, et pour la résoudre, on la met sous la forme :

$$(P - P_0)(P^2 + 2\varepsilon' \omega' P + \omega'^2) \quad (IV-15)$$

$$FTBF (P) = \frac{K_i + PK_p \omega_r^2}{(P - P_0)(P^2 + 2\varepsilon' \omega' P + \omega'^2)} \quad (IV-16)$$

### Remarque

- Le comportement dynamique d'un tel système dépend de la valeur des deux constantes  $\omega'$  et surtout de  $\varepsilon'$  (généralement  $\varepsilon' = 0.5$ ). [25]
- Le pôle  $P_0$  doit être choisi de telle manière à ne pas influencer sur les deux pôles du système à réguler. On prend :  $P_0 = -5.10^5$  [11].

Par la comparaison entre les équations suivantes :

$$P^3 + (2\varepsilon' \omega' - P_0)P^2 + (\omega'^2 - 2\varepsilon' \omega' P_0)P - P_0 \omega'^2 \quad (IV-17)$$

$$P^3 + 2\varepsilon \omega_r P^2 + (\omega_r^2 + K_p \omega_r^2)P + \omega_r^2 K_i \quad (IV-18)$$

On obtient [5]:

$$2\varepsilon' \omega' - P_0 = 2\varepsilon \omega_r \quad \rightarrow \quad \omega' = \frac{2\varepsilon \omega_r + P_0}{2\varepsilon'} \quad (IV-19)$$

$$\omega'^2 - 2\varepsilon' \omega' P_0 = \omega_0^2 + K_p \omega_r^2 \quad \rightarrow \quad K_p = \frac{\omega'^2 - 2\varepsilon' \omega' P_0 - \omega_0^2}{\omega_r^2} \quad (IV-20)$$

$$P_0 \omega'^2 = \omega_r^2 K_i \quad \rightarrow \quad K_i = \frac{P_0 \omega'^2}{\omega_r^2} \quad (IV-21)$$

Et par les calculs successifs, on trouve les valeurs des gains  $K_p = 3,5.10^{-5}$ ,  $K_i = 1.1$

### IV.1.5 Simulation à fréquence fixée

Les interrupteurs sont commandés avec une fréquence fixée (non contrôler) de valeur  $f_r = 50$  KHz. Et d'une puissance de référence sera fixée par  $P_{ref} = 4900W$  dans tous les travaux qui suivent. Le temps de simulation est 0.05s.

### IV.1.5.1 Cas d'un onduleur à deux niveaux (en H)

Les paramètres de système sont :

Paramètres du hacheur :  $L_h = 0.21 \text{ mH}$ ,  $C_h = 0.833 \text{ mF}$

Les résultats de cette simulation sont représentés sur les figures suivantes :

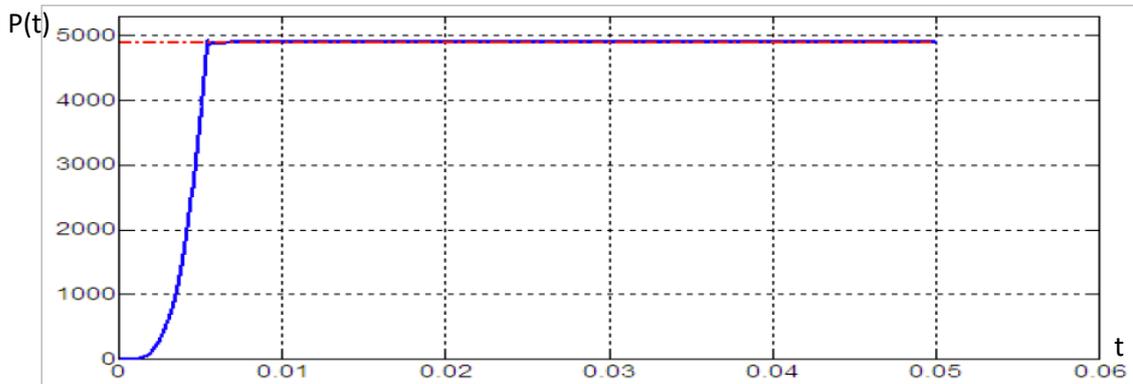


Figure IV-3 : Puissance contrôlée d'un onduleur à deux niveaux.

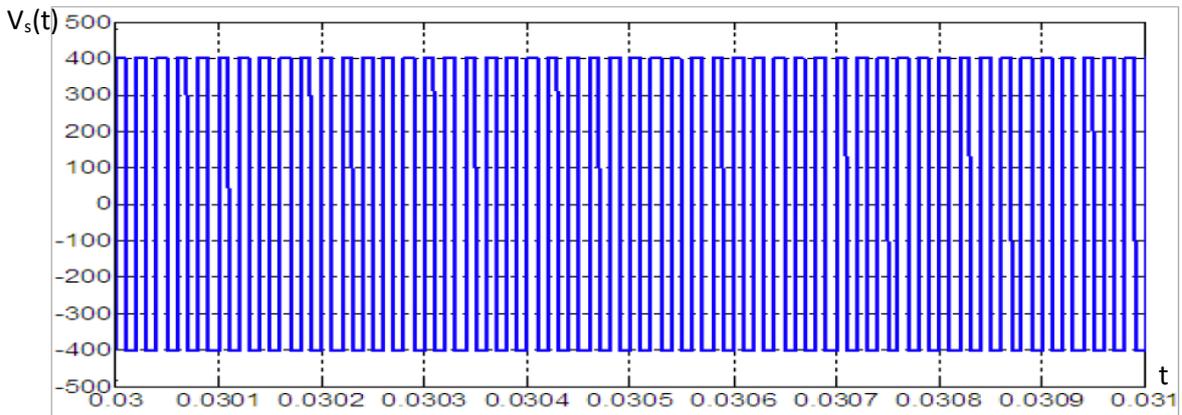


Figure IV- 4: Tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.

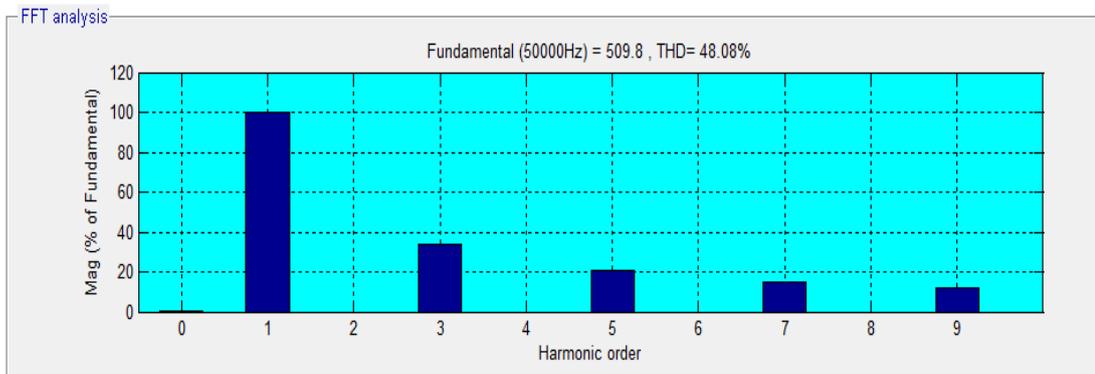
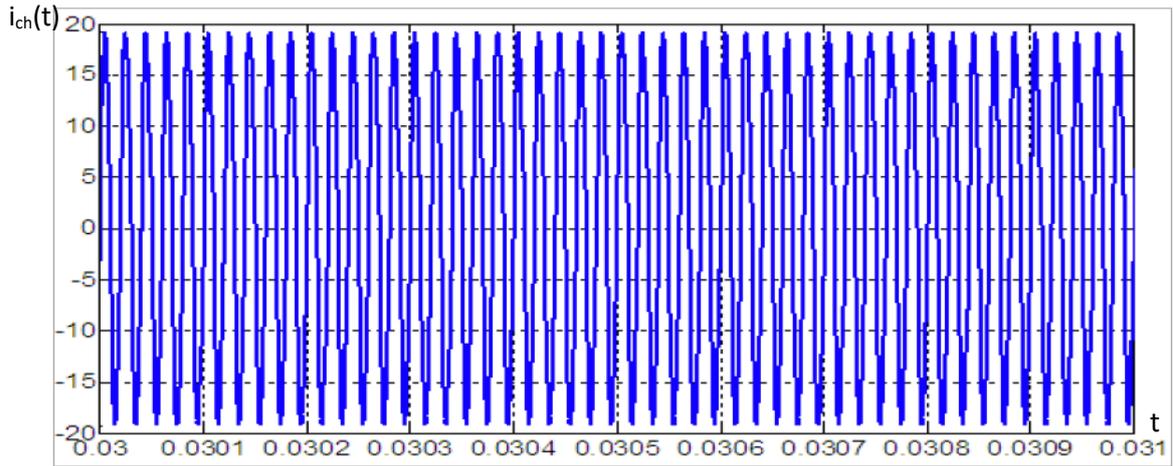
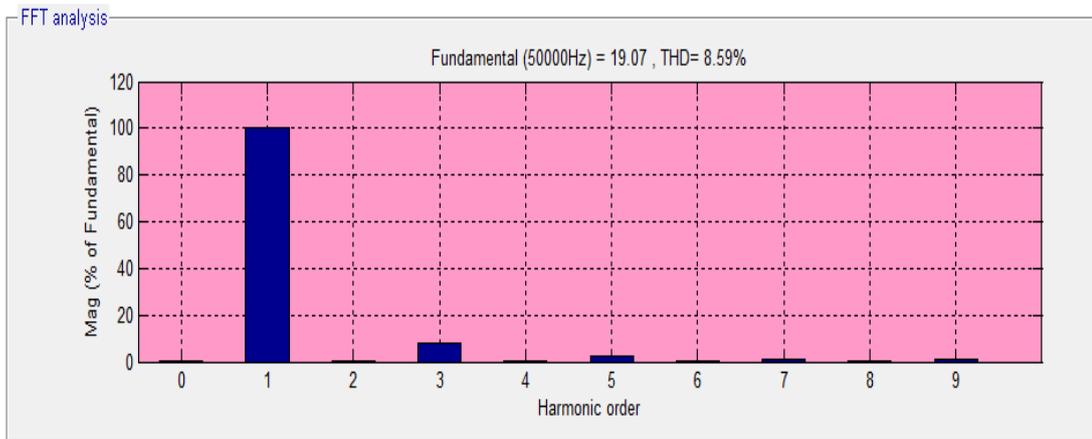


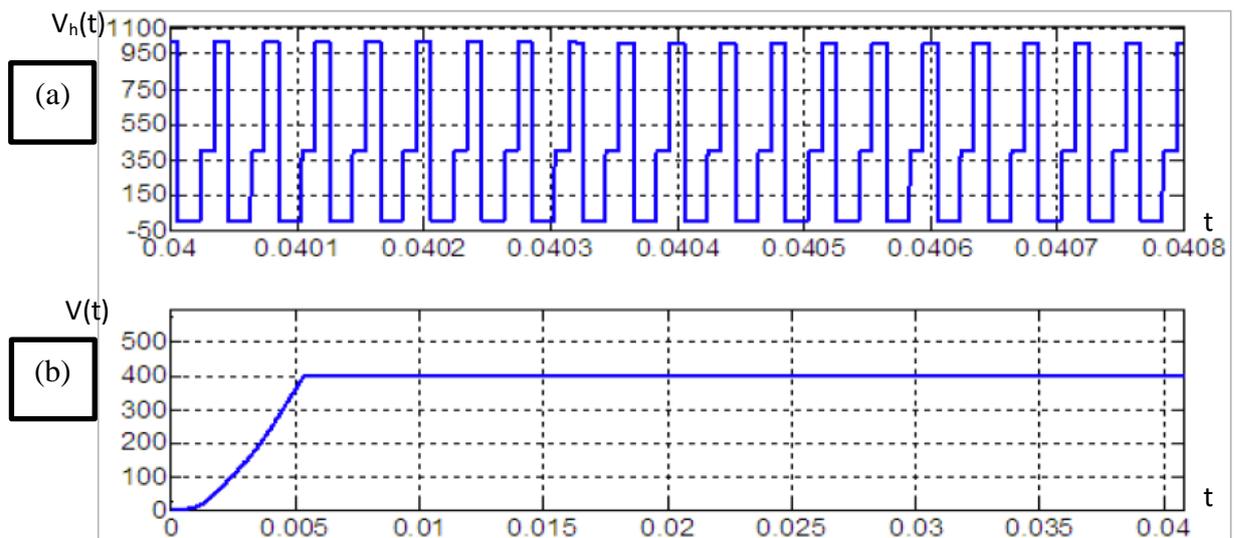
Figure IV-5 : Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.



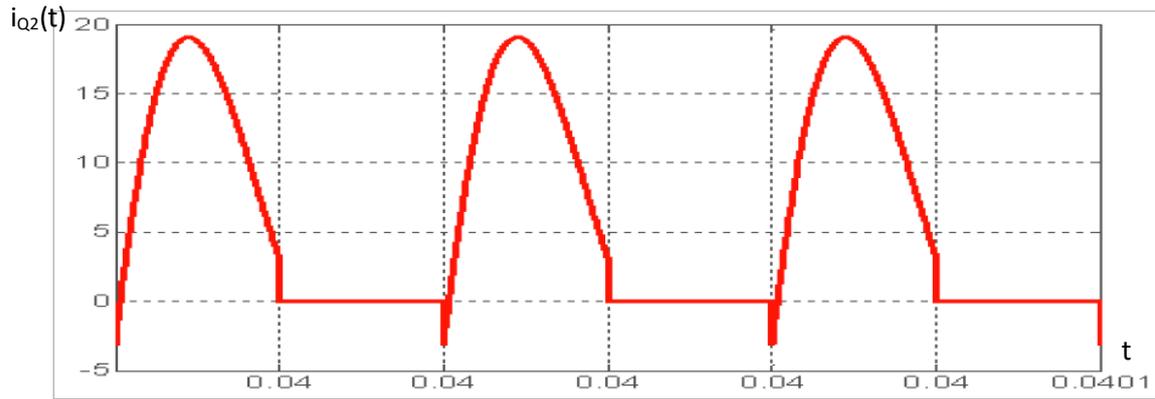
**Figure IV-6:** Courant de charge de l'onduleur à 2 niveaux.



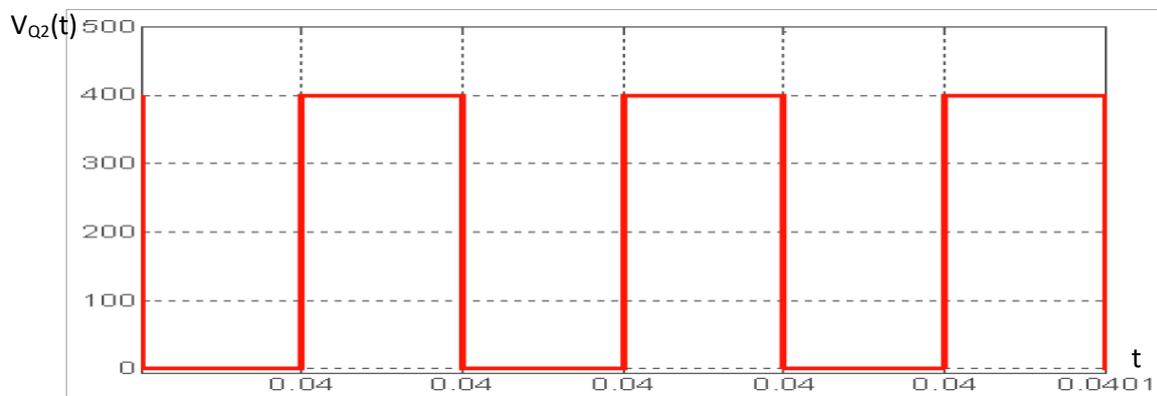
**Figure IV-7 :** Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur à 2 niveaux.



**Figure IV-8 :** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) à 2 niveaux.



(a)



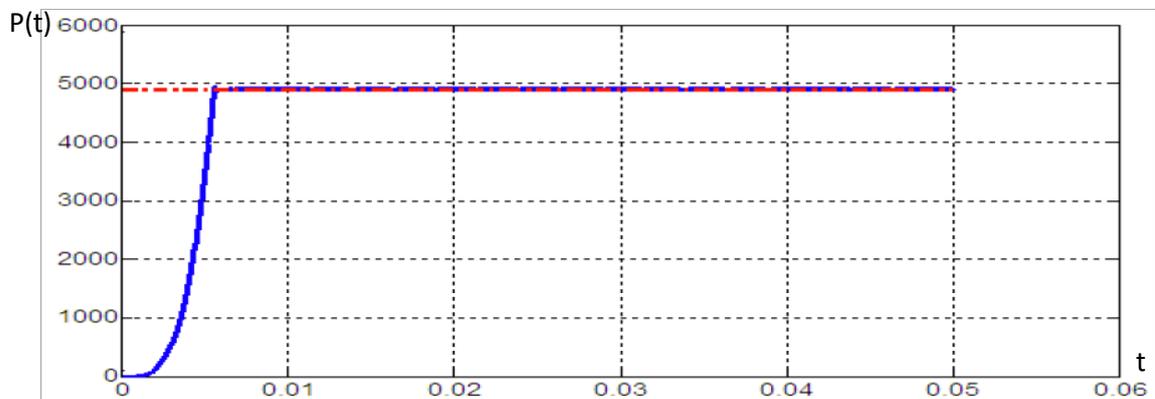
(b)

**Figure IV-9:** Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q3 de l'onduleur à 2 niveaux.

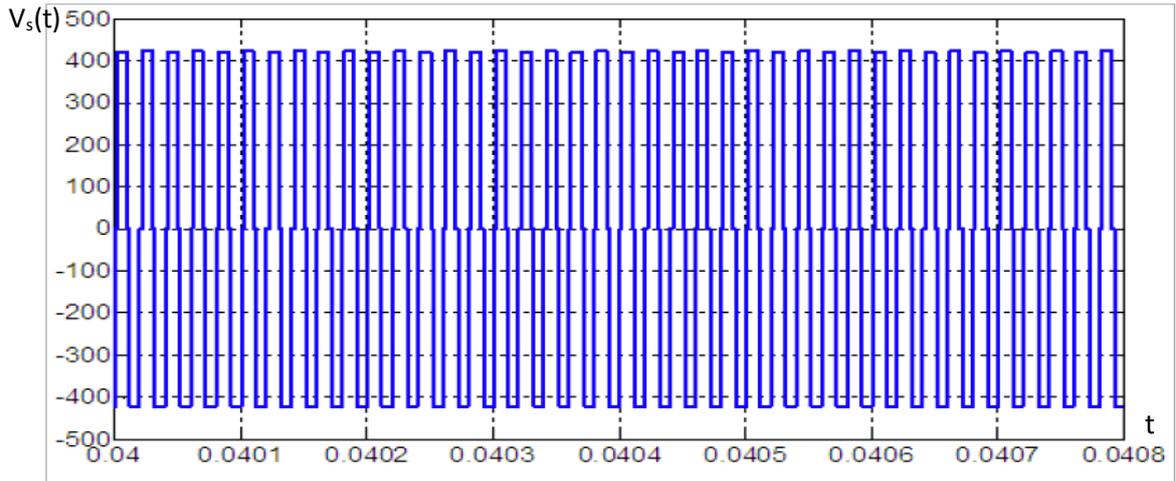
#### IV.1.5.2 Cas d'un onduleur à trois niveaux (commande décalée)

Mêmes paramètres précédents. Avec l'angle de décalage  $\beta$  :  $\beta = \pi/5$

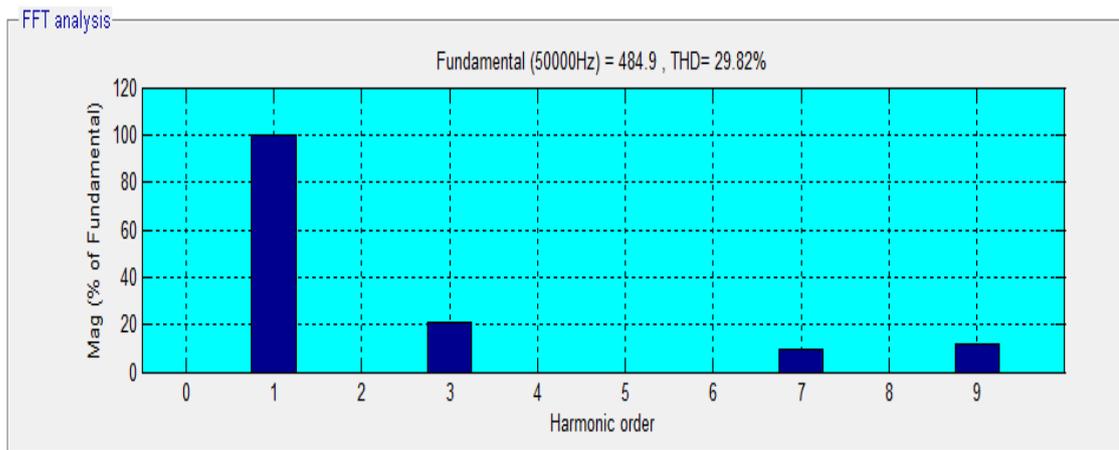
Les résultats de cette simulation sont représentés sur les figures suivantes :



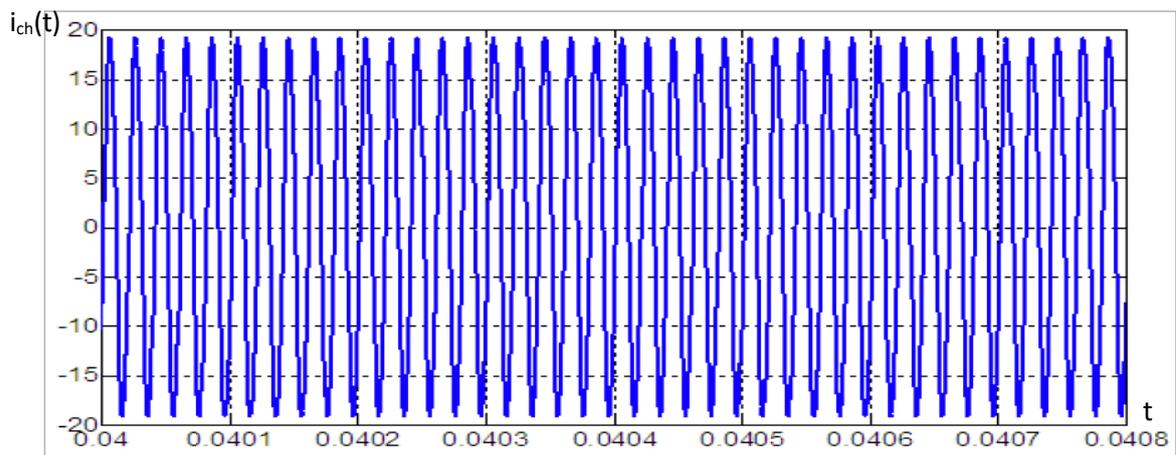
**Figure IV-10 :** Puissance contrôlée d'un onduleur en H à 3 niveaux.



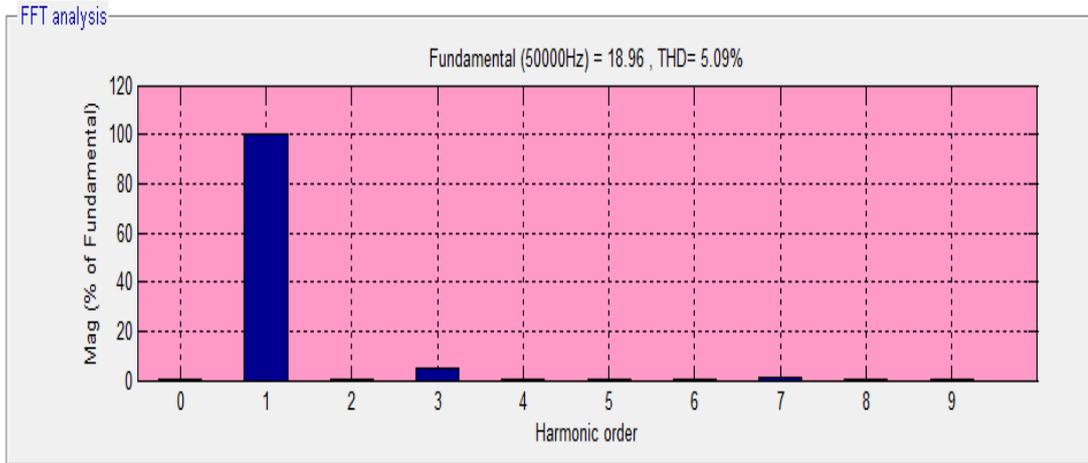
**Figure IV-11:** Tension de sortie de l'onduleur en H à 3 niveaux.



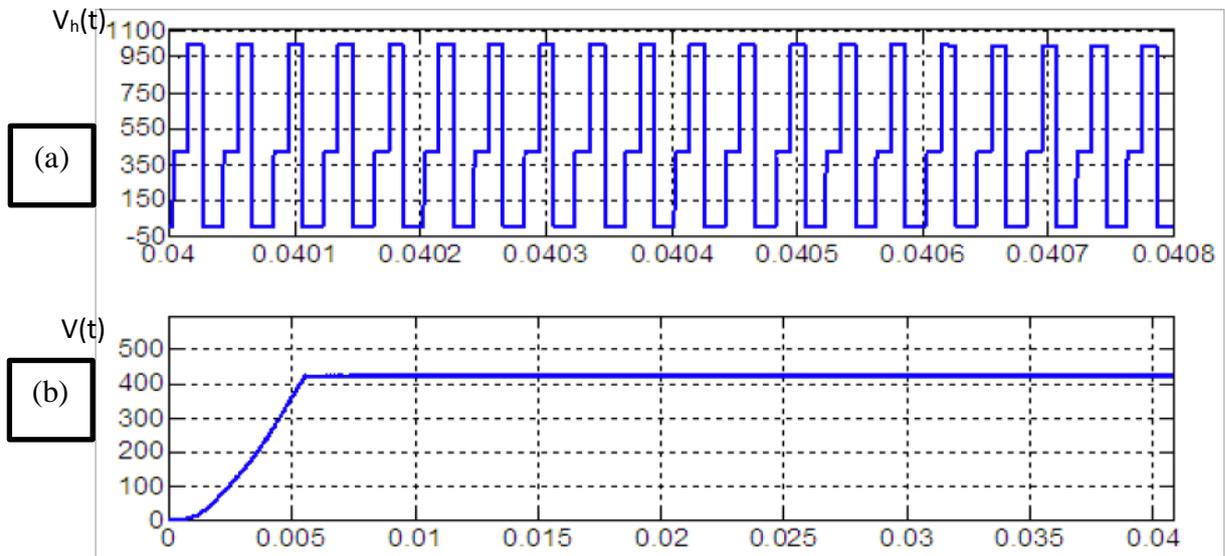
**Figure IV-12 :** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur en H à 3 niveaux.



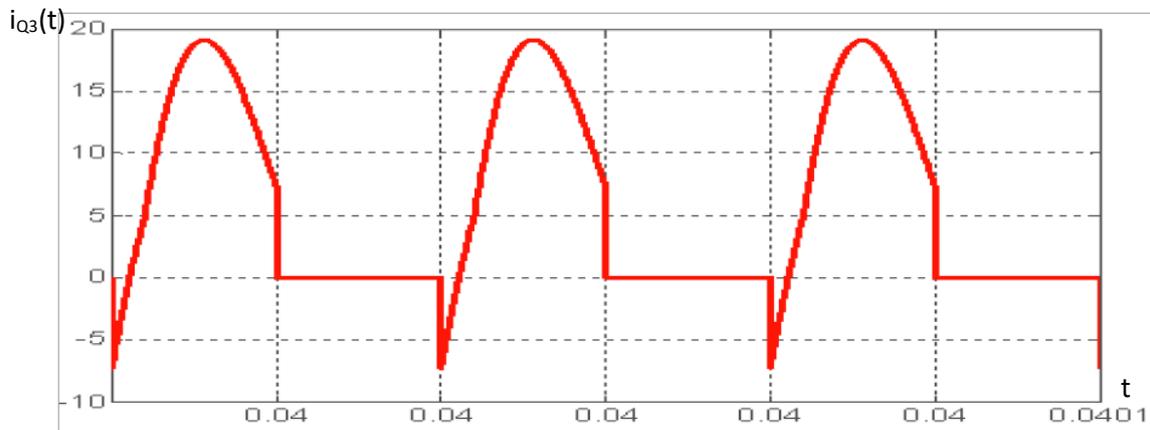
**Figure IV-13:** Courant de charge de l'onduleur en H à 3 niveaux.



**Figure IV-14:** Spectre d’harmoniques du courant de charge de l’onduleur en H à 3niveaux.



**Figure IV-15:** Tension du hacheur(a) et tension d’alimentation de l’onduleur(b) en H à 3 niveaux.



(a)



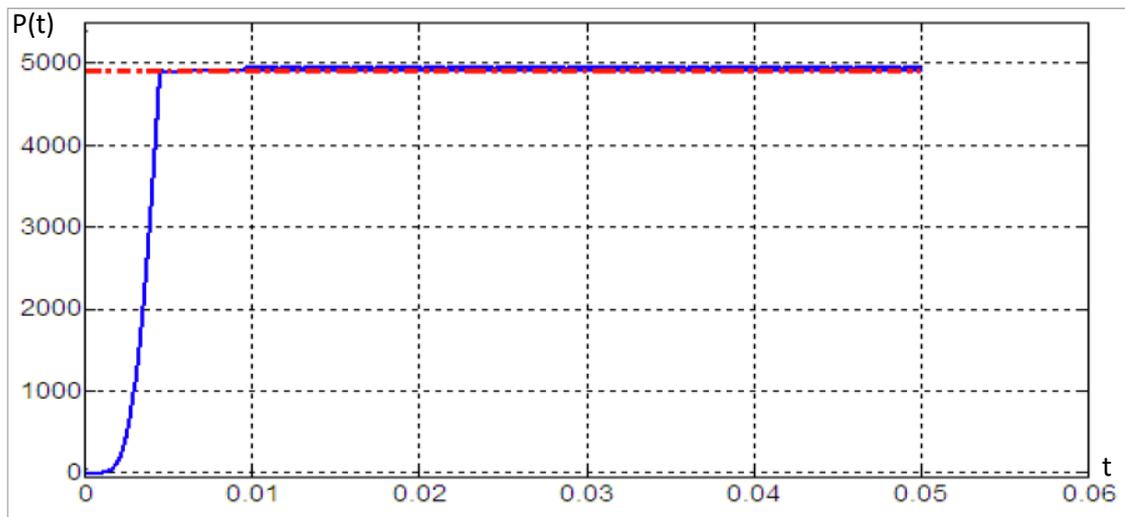
(b)

**Figure IV-16:** Courant (a) et tension (b) d'un interrupteur (Q3) de l'onduleur à 3Niveaux.

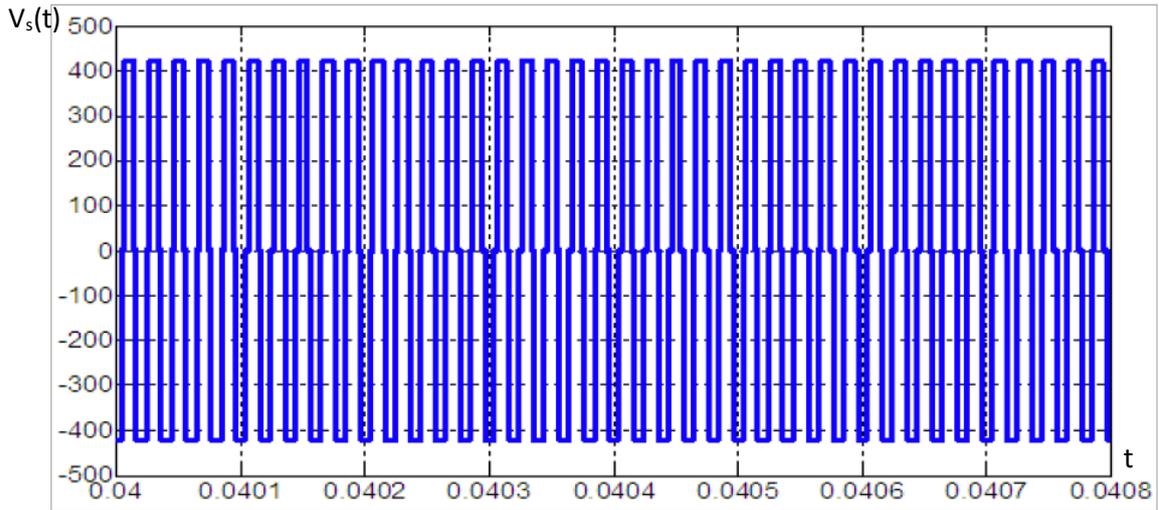
#### IV.1.5.3 Cas d'un onduleur à trois niveaux de type NPC

Paramètres du hacheur :  $L_h = 0.21\text{mH}$ ,  $C_h = 0.833\ \mu\text{F}$ .

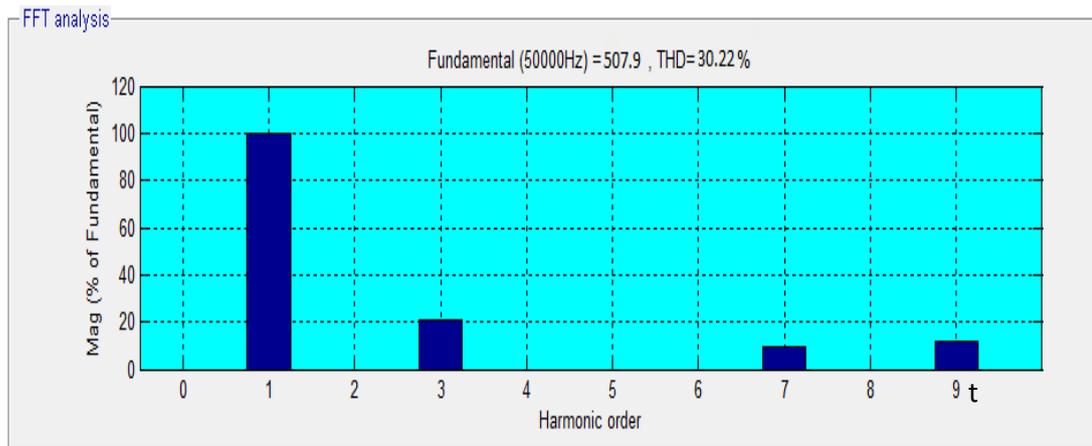
On marque les résultats sur les figures suivantes :



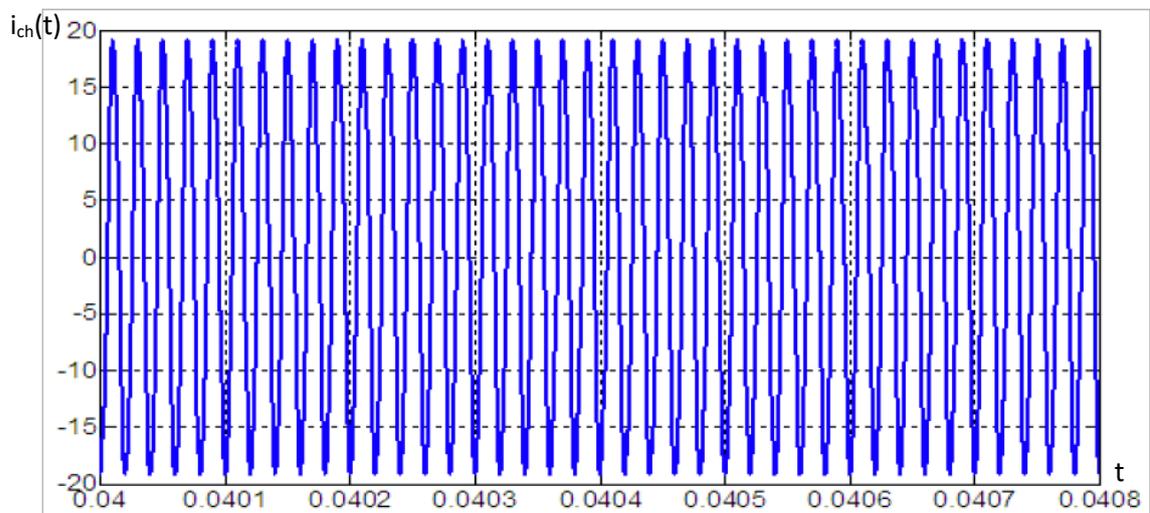
**Figure IV-17 :** Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 3 niveaux.



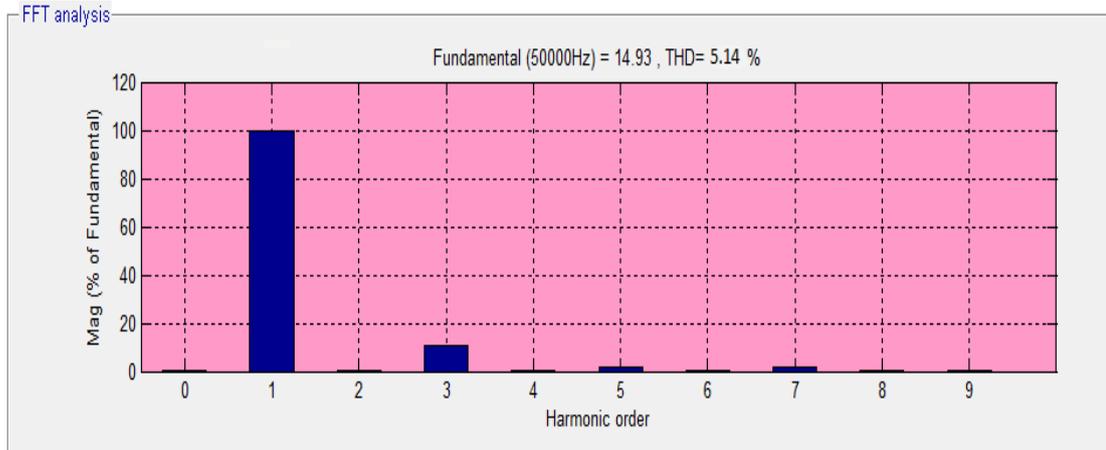
**Figure IV-18 :** Tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.



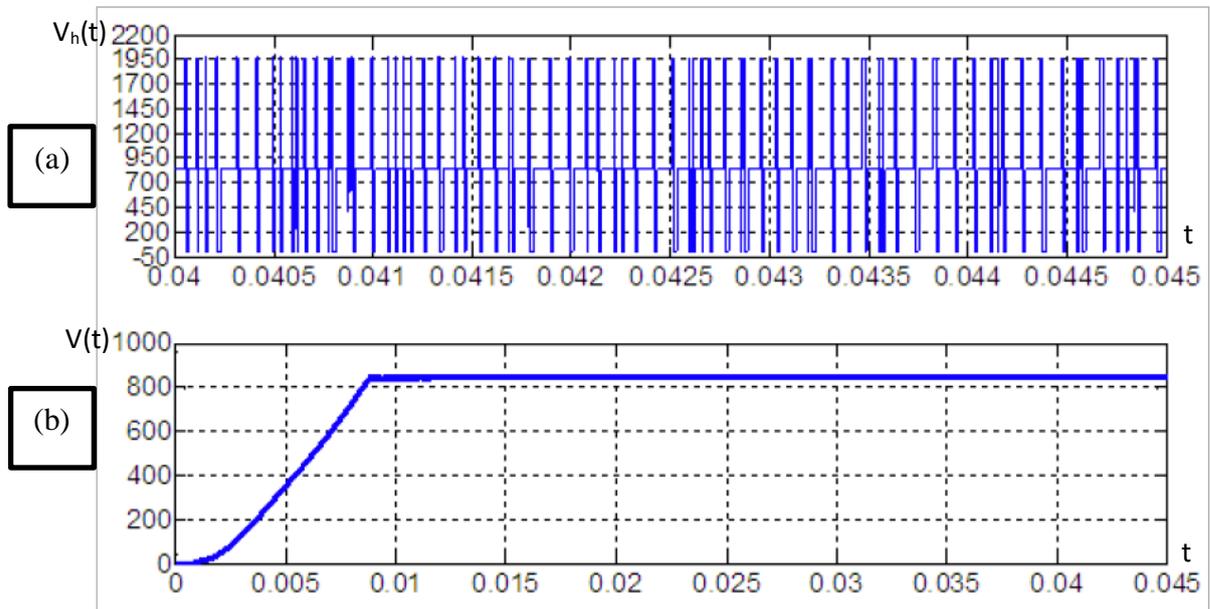
**Figure IV-19 :** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux.



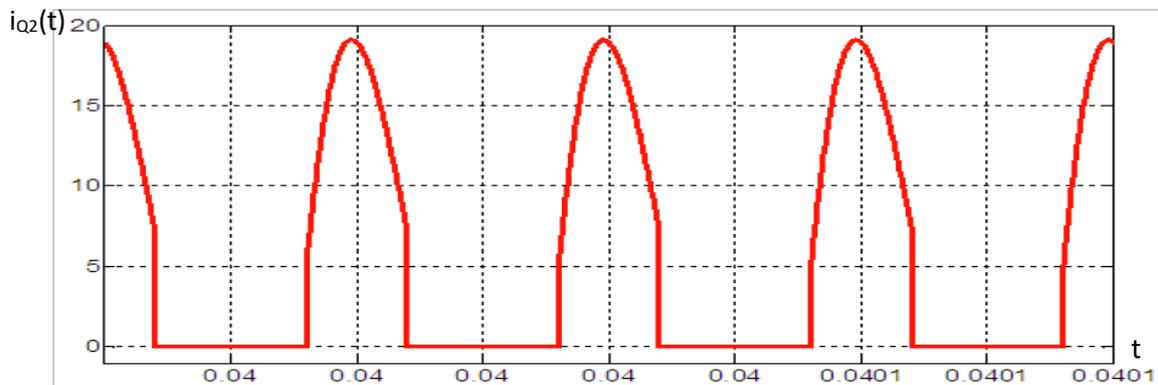
**Figure IV-20:** Courant de charge NPC à 3 niveaux.



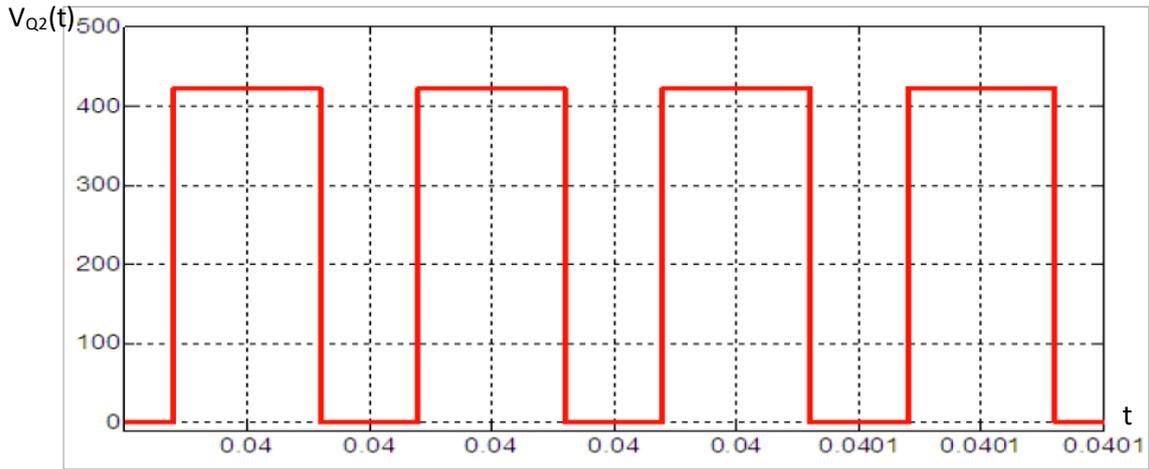
**Figure IV-21:** Spectre d’harmoniques du courant de charge de l’onduleur NPC à 3 niveaux.



**Figure IV-22:** Tension du hacheur (a) et tension d’alimentation de l’onduleur (b) NPC à 3 niveaux.



(a)



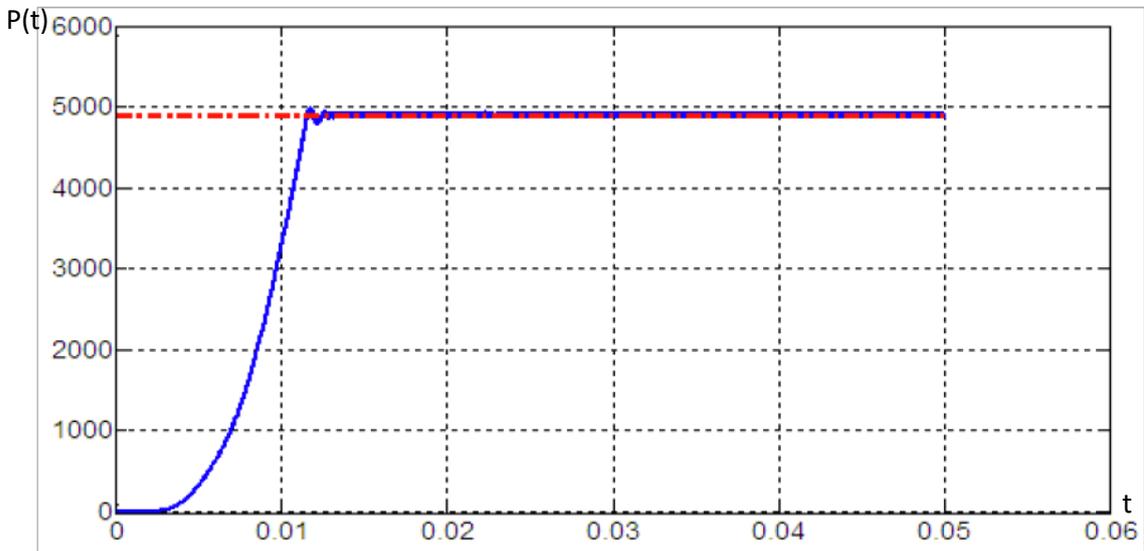
(b)

**Figure IV-23:** Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur Q2 de l'onduleur NPC à 3 niveaux.

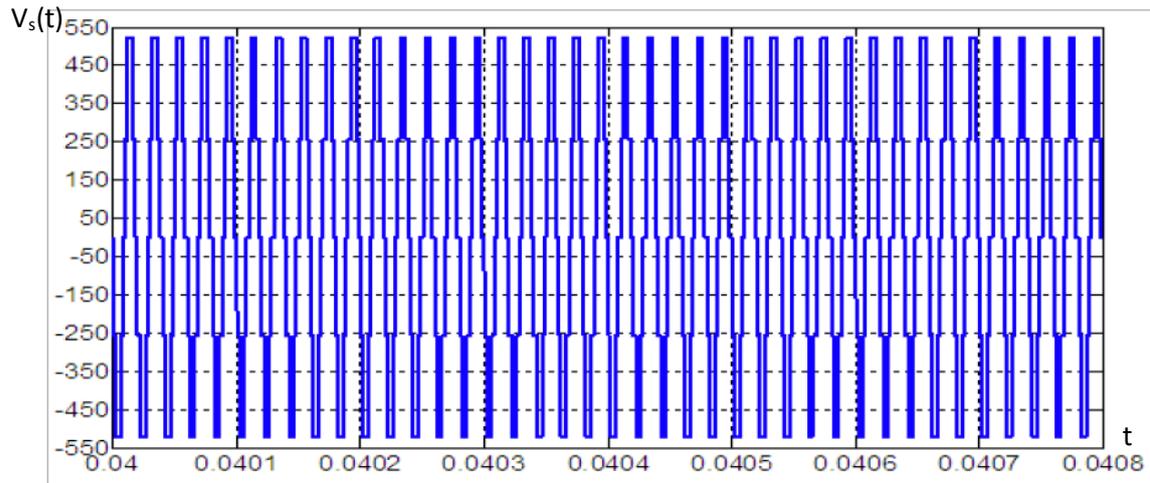
#### IV.1.5.4 Cas d'un onduleur à cinq niveaux de type NPC

Paramètres du hacheur :  $L_h = 0.21\text{mH}$ ,  $C_h = 0.833\text{ mF}$ .

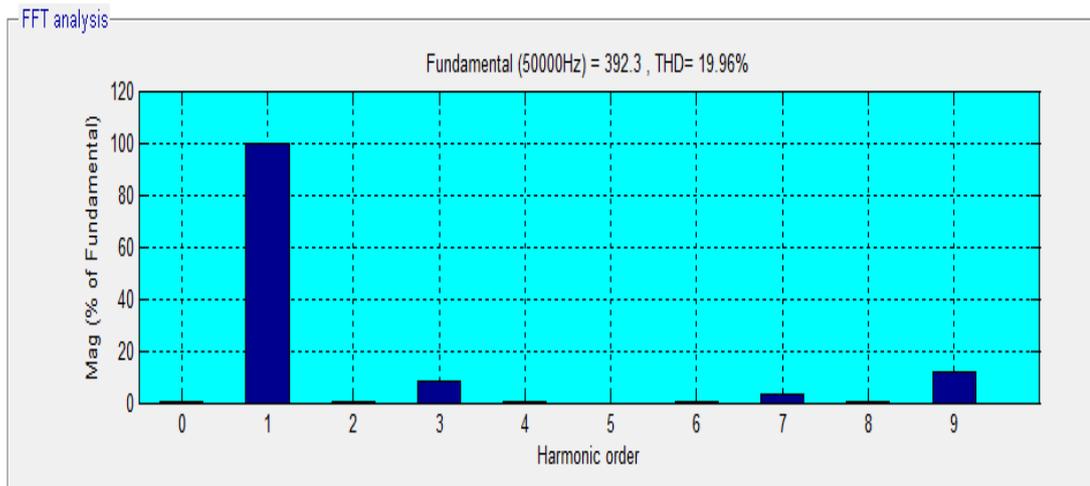
On marque les résultats sur les figures suivantes :



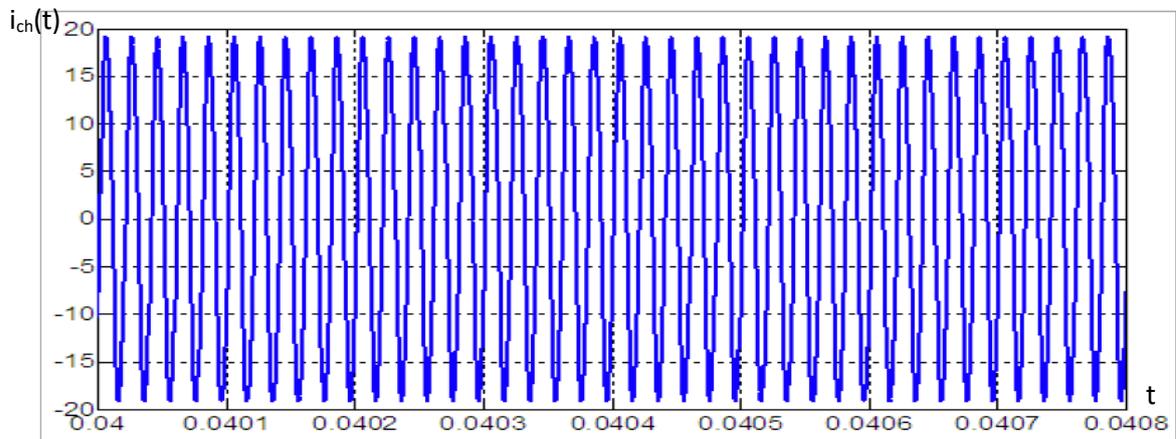
**Figure IV-24:** Puissance contrôlée de l'onduleur NPC à 5 niveaux.



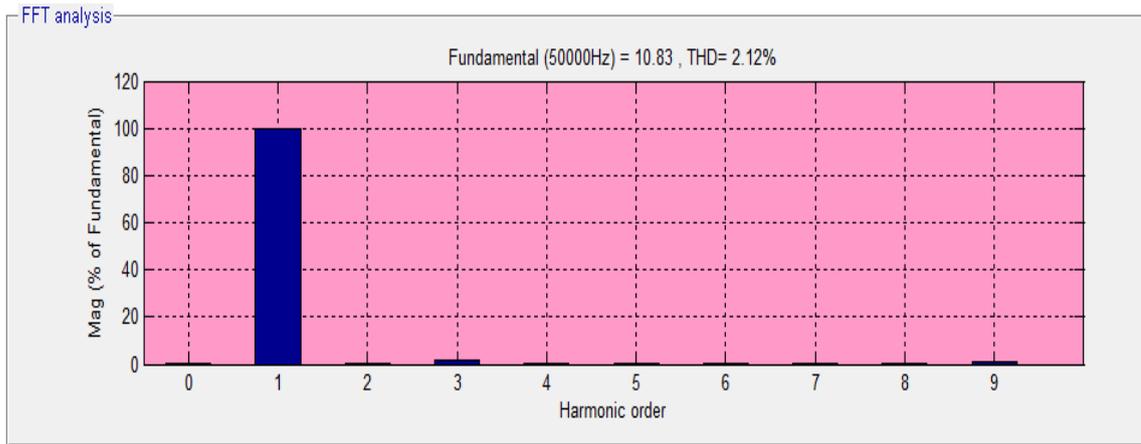
**Figure IV-25:** Tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.



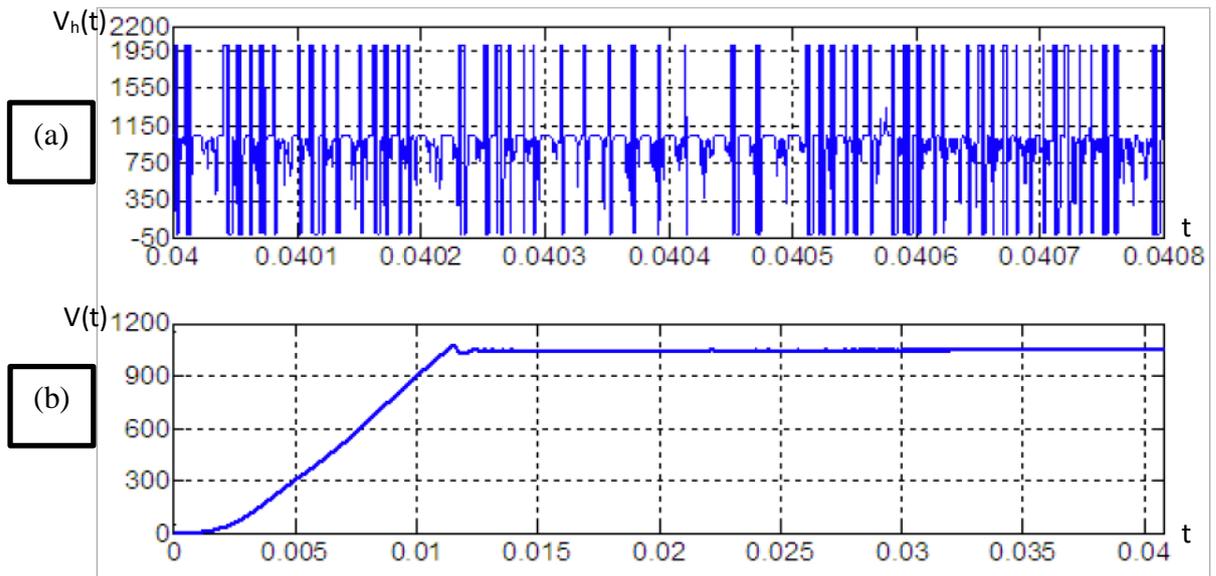
**Figure IV-26:** Spectre d'harmoniques de tension de sortie de l'onduleur NPC à 5 niveaux.



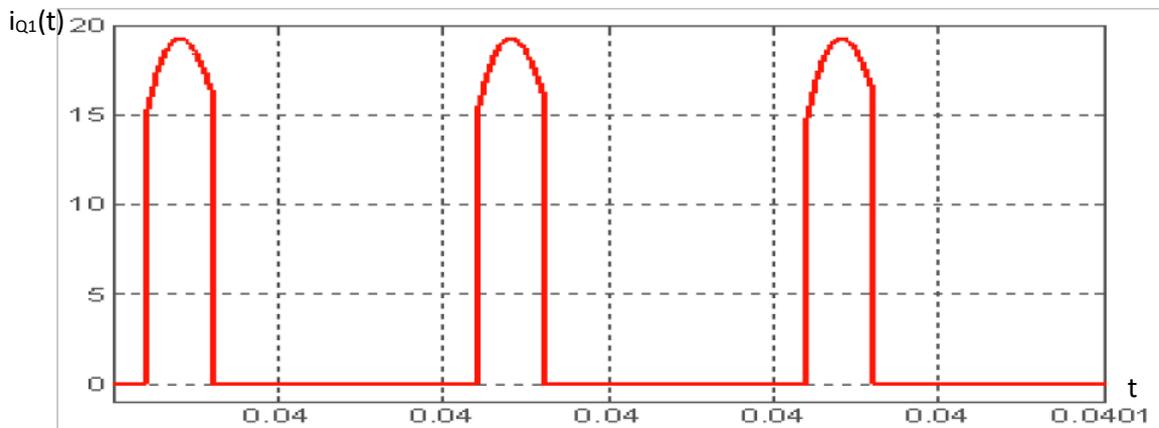
**Figure IV-27:** Courant de charge NPC à 5 niveaux.



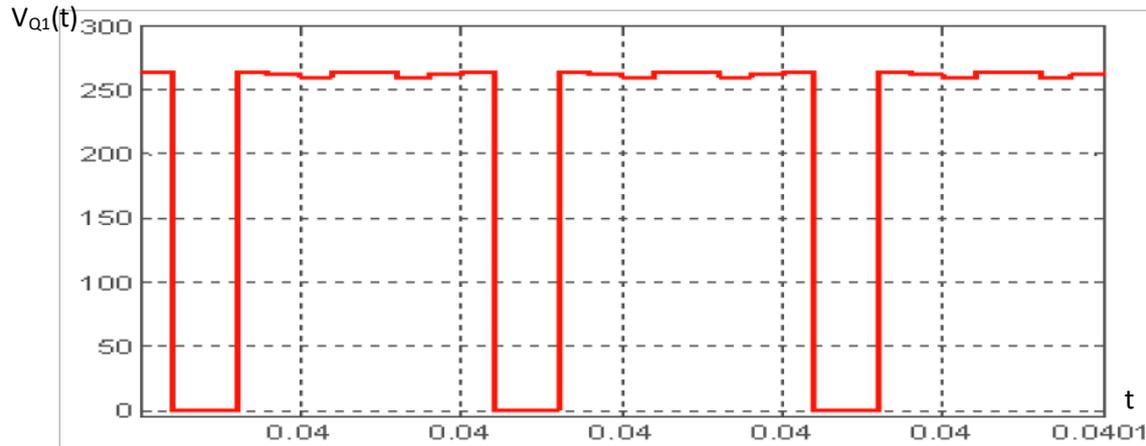
**Figure IV-28:** Spectre d'harmoniques du courant de charge de l'onduleur NPC à 5 niveaux.



**Figure IV-29 :** Tension du hacheur (a) et tension d'alimentation de l'onduleur (b) NPC à 5 niveaux.



(a)



(b)

**Figure IV-30:** Courant (a) et tension (b) de l'interrupteur (Q1) de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

### Interprétation

Les résultats montrent bien que la puissance du système s'établit rapidement à sa puissance de référence (figures IV-24, IV-17, IV10, IV-3),

- Avec une tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux (figure IV-4) égale à la tension nominale du système (400V). D'autre côté, pour un onduleur multiniveaux (figures IV-18, IV-11, IV25), on note que sa tension de sortie est toujours supérieure à la tension nominale; ce dépassement de la valeur de tension nominale dépend donc par le niveau. En plus, les spectres d'harmoniques du courant (figures IV-7, IV-14, IV-21, IV-28) et de la tension (figures IV-5, IV-12, IV-19, IV-26) ont toujours les mêmes valeurs que les valeurs théoriques.

- Par ailleurs, ce résultat de puissance est réalisé à l'aide de la variation du rapport cyclique (figures IV-8, IV-15, IV-22, IV-29).

- Pour les interrupteurs de l'onduleur du système, la tension appliquée (figures IV-9-b, IV-16-b, IV-23-b, IV-30-b), à ses bornes égales à la même valeur de tension mesurée, sauf dans le type de l'onduleur à cinq niveaux qui fonctionne sous une moitié de la tension mesurée. Et le courant circulant dans cet interrupteur (figures IV-9-a, IV-16- a, IV-23- a, IV-30- a) a aussi la même valeur du courant de charge; avec un courts temps de commutation des interrupteurs est marqué dans le type NPC à cinq niveaux.

- Les figures (IV-9, IV-16, IV-23) représentent le courant qui circule dans les interrupteurs de l'onduleur en pont complet (H), montre le sens négatif. Mais, pour l'onduleur NPC, on marque l'absence de cette négation à cause des sources capacitives secondaires  $C_i$ .

## IV.2 Conclusion

Nous avons montré qu'il est possible et nécessaire de contrôler la puissance du système du chauffage par induction à partir de la tension d'alimentation de l'onduleur qui représente la tension de sortie du hacheur série, en employant un régulateur classique PI pour régler le rapport cyclique  $\alpha$  à un angle qui convient. Cette stratégie est utilisée pour l'amélioration des performances globales du chauffage à induction.

Les résultats de simulation obtenus montrent que les onduleurs multiniveaux permettent de synthétiser une onde en sortie du convertisseur très proche d'une sinusoïde avec un taux de distorsion harmonique plus proche de la valeur théorique de chaque structure réalisée. Ce type de commande avec une telle qualité d'onde sont très souhaités dans les applications de commande de chauffage par induction.

En plus, nous avons vu que l'utilisation des onduleurs NPC exige des condensateurs secondaires qui jouent le rôle de diviseurs de tension d'alimentation. Pour la structure des onduleurs à 5 niveaux, la tension appliquée au four afin d'obtenir le point de fonctionnement est plus élevée que les autres types (deux ou trois niveaux).

## Conclusion générale

L'objectif visé par notre travail est l'étude par simulation d'un système de chauffage par induction alimenté par un onduleur à résonance série multiniveaux. Différentes topologies des onduleurs sont analysées et modélisées (pont complet en H, et structure du type NPC) et le contrôle de la puissance est élaborés.

Dans la première étape de ce travail nous avons présenté l'état de l'art sur les procédés de chauffage par induction, qui sont complexes de sa nature multi-physique. Dans cette étude théorique, nous avons illustré un modèle simple pour le calcul du rendement du chauffage par induction et l'étude des divers paramètres géométriques et électriques qui introduisent ses avantages et ses utilisations actuelles.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté une étude détaillée qui a pour objectif de décrire les diverses structures topologiques et les principales caractéristiques des générateurs électroniques qui alimentent le four à induction. Malgré l'exigence de sources de tensions continues isolées les unes des autres, la topologie basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés nous a semblé la mieux adaptée par rapport aux objectifs à atteindre. La modularité et la simplicité de sa structure permettent une extension aisée à un nombre de niveaux élevé de la tension de sortie.

D'après les résultats de la simulation nous constatons que : plus le nombre de niveaux de la tension de sortie du convertisseur est grand, plus petit sera son taux de distorsion harmonique.

Pour la dernière partie, la stratégie de contrôle de la puissance est réalisée par un régulateur classique PI, qui agit sur le rapport cyclique du hacheur série et règle ainsi la tension à l'entrée de l'onduleur.

## Bibliographie

- [1] HAL « Simulation des phénomènes de chauffage par induction » thèse de doctorat. Edition de L'école Centrale de Lyon des sciences pour L'ingénieur. Edition 2007.
- [2] Valérie Labbé « Modélisation numérique du chauffage par induction. Approche et calcul parallèle » Thèse de doctorat. Edition de l'école nationale supérieure des Mines de Paris, Edition : 22 Avril 2002.
- [3] LEE info Centre national de la recherche scientifique. « Applications thermiques de l'électricité » Septembre 2001, Numéro5.
- [4] IFRAM-INFO. « La lettre du pôle d'innovation pour l'artisanat des métaux. ». Institut De formation et de recherche pour les artisanats des métaux. N° :32. Edition Octobre 2009.
- [5] Professeur Christian Glaize « Introduction à l'électrotechnique et à l'électronique de puissance ».
- [6] M. G. Ribaud. « La théorie du chauffage par courants induits de haute fréquence. ».
- [7] David Cardinaux. « Etude et modélisation numérique par éléments finis d'un procédé traitement thermique de tôles embouties après chauffage par induction.
- [8] Gérard DEVELEY Chauffage par induction électromagnétique.
- [9] Efficacité énergétique [www.leonardo-energy.org/france](http://www.leonardo-energy.org/france).
- [10] A3TS. Les fiches techniques. « Durcissement après trempe superficielle des aciers et des fontes. Définition du traitement » association de traitement thermique et de traitement de surface, novembre 1993.
- [11] Boubekour ADNANI « Modélisation et Contrôle des Convertisseurs à Résonance Application au Chauffage par Induction ». thèse de Magister, édition 28-01-2010, Université Farhet Abbas Setif.
- [12] Wikipédia, l'encyclopédie libre.« Chauffage par induction. »  
[http://fr.wikipedia.org/wiki/Chauffage\\_par\\_induction](http://fr.wikipedia.org/wiki/Chauffage_par_induction) .
- [13] Violaine Didier. Sous la direction de Bruno Gaiddon « Les Onduleurs pour Système Photovoltaïques. HESPUL. e-mail :info@hespul.org site internet : [www.hespul.org](http://www.hespul.org).  
Edition Août 2007.
- [14] Yakoub Khadîdja. « Réduction Des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux, Moteur à induction » Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister. Université Batna, édition 2005.

- [15] Michel Pinard « Convertisseurs et électronique de puissance Commande Description Mise en œuvre ». 2004. N° :3033.
- [16] Begai Farouk, Ben Dib Douadi « Commande numérique d'un onduleur monophasé à trois niveaux. » Mémoire Présenté pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'état en génie électrique. 2005. N° :188.
- [17] FADLI OUAHIBA, « Modélisation et commande non linéaire de l'association : Machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux. » Mémoire de Magister. Mémoire soutenu, le 18 Juin 2009.
- [18] Darrab Abdelkader, Mezouar Abdelkader. « Alimentation d'une MSAP par un onduleur de tension à MLI vectorielle. » Projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique. Edition le 26 octobre 2007.
- [19] Rachid Taleb, Abdelkader Meroufel et Patrice Wira « Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur multiniveau asymétrique à structure cascade. » Article de volume 49, N° 4. Mediamira Science Publisher. Edition 2008.
- [20] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausiere, 'Les convertisseurs de l'électronique de puissance'. Édition Lavoisier, France, 1995.
- [21] BIRAME M'hamed. « Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage par supercapacités d'un véhicule électrique. » thèse de Magister en Électrotechnique édition 2003.
- [22] J Niard. R Moreau « électronique, cours et travaux pratiques » Classe de terminale.
- [23] M. G. Ribaud. « Le théorème du chauffage par courants induits de haute fréquence » Article de conférence faite à la Société Française de Physique. Edition Août 2007.
- [24] Yves Granjon. « Automatique, Système linéaire, non linéaire, à temps continu, à temps discret, représentation d'état. » édition 2004.
- [25] Mohamed Karim Fellah. « Cours d'asservissements linéaires continus. » Université Djilalli Liabès, Sidi Bel-Abbès. Faculté des Sciences de l'Ingénieur mémoire soutenu 2011.

# ANNEXES

## Les paramètres de système du chauffage par induction

- La charge :

L'inductance	La capacité	La résistance
$L_{ch} = 126.6 \mu\text{H}$	$C_{ch} = 0.08 \mu\text{F}$	$R_{ch} = 26.6 \Omega$

- Les filtres :

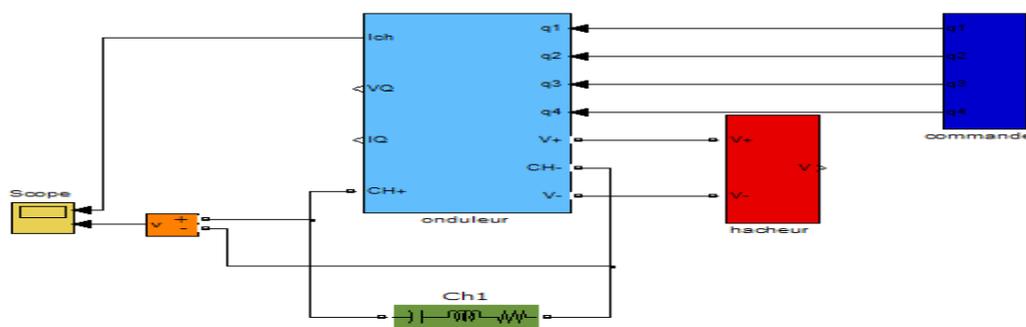
	L'inductance	La capacité	La résistance
Filtre d'entrée	$L_f = 1.67 \text{ mH}$	$C_f = 6000 \mu\text{F}$	
Filtre de source	$L_s = 0.5 \text{ mH}$		$R_s = 0.02 \Omega$

- Les sources triphasées :

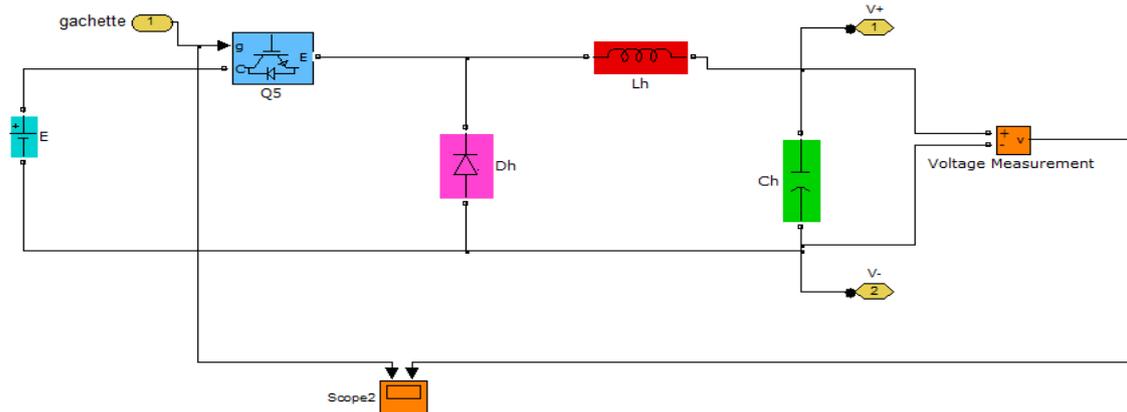
	V1	V2	V3
Pour le type en pont complet	$380\sqrt{2}\sin(\omega t)$	$380\sqrt{2}\sin(\omega t - 2\pi/3)$	$380\sqrt{2}\sin(\omega t - 4\pi/3)$
Pour le type NPC	$660\sqrt{2}\sin(\omega t)$	$660\sqrt{2}\sin(\omega t - 2\pi/3)$	$660\sqrt{2}\sin(\omega t - 4\pi/3)$

- La puissance absorbée par la charge :  $P_{ch} = 4972 \text{ W}$

## Les schémas synoptiques du système simulé



Circuit électrique (Onduleur + Hacheur) sous forme subsysteme.



Circuit électrique de l'Hacheur

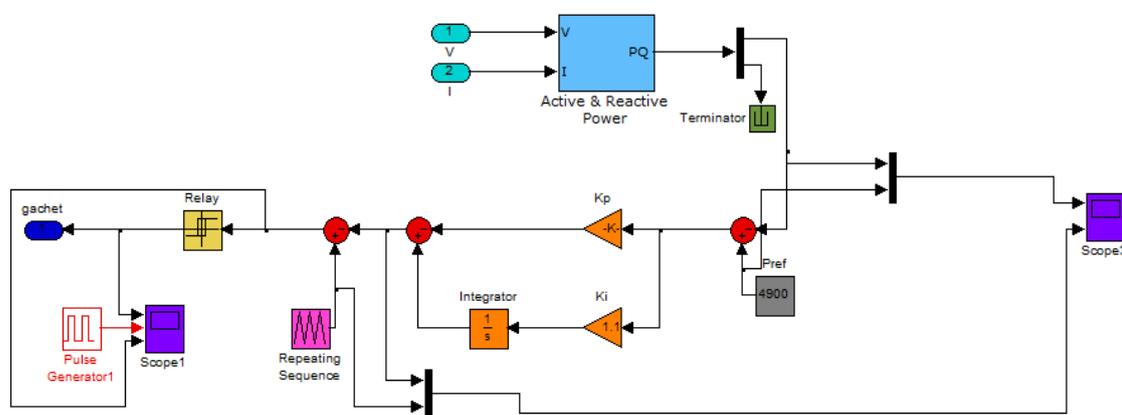
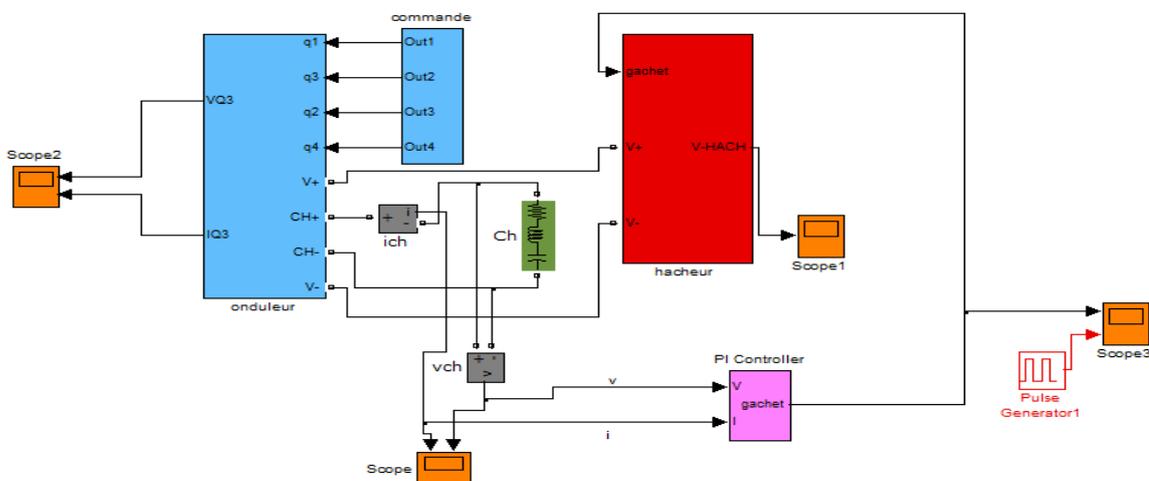


schéma de régulation du système avec un PI.



Circuit électrique de ( l'onduleur+hacheur) avec réglage de puissance à fréquence fixé